

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

Інститут телекомунікаційних систем

(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра телекомунікацій

(повна назва кафедри)

До захисту допущено

**В.о. завідувача кафедри**

\_\_\_\_\_ Валерій ЯВІСЯ  
(підпис) (Ім'я, прізвище)

“ ” \_\_\_\_\_ 2020 р.

**Дипломна робота**

на здобуття освітнього ступеня “бакалавр”  
(назва ОС)

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка,  
(код і назва)

на тему: Автокомпенсатор завад для приймачів систем радіорелейного зв'язку

Виконав: студент \_\_\_\_\_  
\_\_\_\_\_ курсу, групи \_\_\_\_\_  
(шифр групи)

Москалюк Святослав Олександрович \_\_\_\_\_  
(прізвище, ім'я, по батькові) (підпис)

Керівник професор Якорнов Є.А. \_\_\_\_\_  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище та ініціали) (підпис)

Консультант \_\_\_\_\_  
(назва розділу) (посада, вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ініціали) (підпис)

Рецензент доцент Гаттуров Віктор Кавич \_\_\_\_\_  
(посада, науковий ступінь, вчене звання, науковий ступінь, прізвище та ініціали) (підпис)

Засвідчую, що у цій дипломній роботі немає  
запозичень з праць інших авторів без  
відповідних посилань.

Студент \_\_\_\_\_  
(підпис)

Київ – 2020 року

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

Інститут телекомунікаційних систем

( повна назва )

Кафедра телекомунікацій

( повна назва )

Освітній ступінь бакалавр

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о. завідувача кафедри

Валерій ЯВІСЯ

“ 22 ” січня 2020 р.

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Москалюк Святослав Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Автокомпенсатор завад для приймачів систем радіорелейного зв'язку

керівник роботи професор Якорнов Євгеній Аркадійович,

( прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом по університету від 30 березня 2020 р. № 924 -с

2. Термін подання студентом роботи 04.06.2020

3. Вихідні дані до роботи одночастотні радіорелейні лінії зв'язку

4.Зміст роботи

1)Аналіз сучасного стану розвитку РРЛЗ

2)Аналіз використання однієї смуги частот для прийому та передачі

3)Аналіз способів та рішень автокомпенсації завад

4)Вибір та обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів

5. Перелік ілюстративного матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо)  
45 рисунків та 4 таблиці

## 6. Консультанти розділів роботи\*

| Розділ | Прізвище, ініціали та посада консультанта | Підпис, дата   |                  |
|--------|---|----------------|------------------|
|        |   | завдання видав | завдання прийняв |
|        |   |                |                  |
|        |   |                |                  |
|        |   |                |                  |
|        |   |                |                  |

7. Дата видачі завдання   4 лютого 2020 року  

## КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

| № з/п | Назва етапів виконання дипломної роботи                 | Термін виконання етапів роботи | Примітка |
|-------|---|--------------------------------|----------|
| 1     | Пошук та аналіз літератури                              | 02.04.2020                     |          |
| 2     | Аналіз сучасного стану розвитку РРЛЗ                    | 16.04.2020                     |          |
| 3     | Аналіз одночастотних РРЛЗ                               | 02.05.2020                     |          |
| 4     | Аналіз способів та рішень автокомпенсації завад         | 18.05.2020                     |          |
| 5     | Вибір та обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів | 25.05.2020                     |          |
| 6     | Оформлення дипломної роботи                             | 03.06.2020                     |          |
|       |   |                                |          |
|       |   |                                |          |
|       |   |                                |          |
|       |   |                                |          |
|       |   |                                |          |
|       |   |                                |          |
|       |   |                                |          |

Студент \_\_\_\_\_ **Москалюк С.О.** \_\_\_\_\_  
( підпис ) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи \_\_\_\_\_ **Якорнов Є.А.** \_\_\_\_\_  
( підпис ) (прізвище та ініціали)

\* Консультантом не може бути зазначено керівника дипломної роботи.

## РЕФЕРАТ

Текстова частина дипломної роботи: 105 с., 45 рис., 4 табл., 79 джерел.

Мета роботи — аналіз одночастотних РРЛЗ та вдосконалення методів автокомпенсації перешкод, розробка автокомпенсатору потужних сигналів від свого передавача для одночастотних РРЛЗ.

В даній роботі розглядаються основні принципи побудови одночастотних РРЛЗ з усіма її особливостями та принципи побудови автокомпенсаторів для одночастотних РРЛЗ,

**Завдання роботи:** 1) Збір даних та аналіз сучасного стану розвитку систем; 2) Аналіз реалізації використання однієї смуги частот; 3) Аналіз способів та рішень автокомпенсації завад; 4) Аналіз одночастотних РРЛЗ; 5) Вибір і обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів;

**Новизна:** в ході виконання роботи було проаналізовано одночастотні РРЛЗ та ефективність побудови для них автокомпенсатору потужних сигналів на основі циркулятора.

**Структура роботи.** Робота складається із реферату, змісту, списку умовних скорочень, вступу, трьох розділів, висновків до кожного розділу, загального висновку та списку використаних джерел.

## ABSTRACT

The purpose of the work is to analyze single-frequency RRCL and perfection of methods of autocompensation of obstacles, development the autocompensator of powerful signals from his own transmitter for single-frequency RRCL.

This work considers basic principles of construction of onefrequency RRCL with all features and principles of construction of autocompensators for single-frequency RRCL,

**Tasks of the work:** 1) Data collection and analysis of existing systems; 2) Analysis of realization of the use of one stripe of frequencies; 3) Analysis of methods and decisions of autoindemnification of obstacles; 4) Analysis of single-frequency RRCL; 5) Choice and ground of schematics decisions for autocompensator;

**Novelty:** in the course of the work, single-frequency RRCL and the efficiency of construction of a powerful signal compensator based on a circulator were analyzed.

**Structure of work.** The work consists of an abstract, a table of contents, a list of conditional abbreviations, an introduction, three chapters, conclusions to each section, a general conclusion and a list of sources used.

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

### *Англомовні скорочення*

GSM - Global System for Mobile Communications

IDU - InDoor Units

ODU - OutDoor Units

SDH - Synchronous Digital Hierarchy

SNMP - Simple Network Management Protocol

QPSK - Quadrature Phase Shift Keying

WCDMA - Wideband Code Division Multiple Access

ITU - International Telecommunication Union

### *Україномовні скорочення*

ААР - адаптивні антенні решітки

АРРЛЗ - аналогові радіорелейні лінії зв'язку

АЦП – аналогово-цифровий перетворювач

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика

ВОЛЗ - волоконно-оптичні лінії зв'язку

ДРВ – джерела радіовипромінювання

ЕМХ – електромагнітні хвилі

МСЕ – Міжнародний союз електрозв'язку

РРЗ – радіорелейний зв'язок

РЧ - радіочастота

РЧР – радіочастотний ресурс

ТКС – телекомунікаційна станція

ФФФ - форма фазового фронту

ЦРРЛЗ – цифрові радіорелейні лінії зв'язку

# ЗМІСТ

|   |            |
|---|------------|
| ВСТУП.....  | 8          |
| <b>1. Аналіз сучасного стану розвитку систем цифрового радіорелейного зв'язку .....</b>   | <b>10</b>  |
| 1.1. Міжнародні документи, які стимулюють використання технологій по забезпеченню раціонального використання радіочастотного ресурсу ...          | 10         |
| 1.2 Основні відомості про системи радіорелейного зв'язку .....  | 11         |
| 1.3 Класифікація радіорелейних ліній зв'язку. Переваги радіорелейного зв'язку та області його застосування .....                                  | 13         |
| 1.3.1 Загальна класифікація радіорелейних ліній зв'язку .....   | 13         |
| <b>2. Аналіз способів і технічних рішень автокомпенсації завад .....</b>  | <b>63</b>  |
| 2.1 Загальна класифікація можливих радіоелектронних завад системам цифрового радіорелейного зв'язку .....   | 63         |
| 2.2 Аналіз сучасних методів захисту від активних навмисних завад  | 70         |
| 2.3 Аналіз процесу радіопридушення радіоліній радіозв'язку .....  | 83         |
| <b>3. Вибір і обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів радіосигналів для одночастотних радіорелейних ліній зв'язку .....</b>                | <b>89</b>  |
| 3.1 Аналіз існуючих одночастотних радіорелейних ліній зв'язку .....   | 89         |
| 3.2 Аналіз особливостей створення одночастотної подвійної цифрової радіорелейної ліній зв'язку з загальною приймально-передавальною антеною ..... | 102        |
| 3.3 Вибір і обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів радіосигналів .....  | 106        |
| <b>ВИСНОВОК .....</b>   | <b>115</b> |
| <b>Перелік використаних джерел.....</b>   | <b>116</b> |

## ВСТУП

Успішний розвиток радіозв'язку супроводжується збільшенням швидкостей і обсягів переданої інформації. Основними проблемами розвитку систем радіорелейного зв'язку є проблема підвищення швидкості передачі інформації в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу, виділеного для ЦРРЛЗ.

Варто визнати, що останніми роками радіорелейний зв'язок втрачає свої лідерські позиції на магістральному рівні – його витісняє волоконно-оптичний зв'язок, лінії якого забезпечують більшу пропускну здатність. Проте, на відносно неосвоєних територіях, а також територіях зі складним рельєфом, в деяких випадках для дублювання окремих ділянок оптики (при необхідності розгорнути зв'язок до закінчення прокладання оптичних ліній) і т.д., радіорелейний зв'язок користується попитом на магістральному рівні і сьогодні.

Новий імпульс в своєму розвитку даний вид зв'язку отримав з появою нових технологій зв'язку, таких як мобільний стільниковий зв'язок, технології широкосмугового безпроводового доступу та ін. Саме ці технології, для реалізації яких необхідно побудувати велику кількість базових станцій та точок доступу, широко використовують радіорелейний зв'язок як один із найефективніших способів доставки трафіку по критерію вартості та швидкості розгортання.

На даний час спосіб підвищення швидкості передачі інформації через радіоствол ЦРРЛЗ шляхом використання високопозиційної модуляції (N-QAM,  $N = 4, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024$ ) майже вичерпав себе. Подальше нарощування позиційності модуляції до  $N = 2048, 4096$  на даний момент ускладнено, оскільки технічний рівень побудови сучасних цифрових радіорелейних станцій не дозволяє отримати малий рівень спотворень сигналу, обумовлених як нелінійністю амплітудних та фазових характеристик радіоствола, впливом фазових шумів синтезаторів частоти, так і недостатнім рівнем динамічного діапазону радіорелейної станції.



Отже, привабливою для подальшого розвитку ЦРРЛЗ стає ідея удосконалення обладнання цифрових радіорелейних станцій діапазонів частот до 40 ГГц, технічний рівень побудови яких на даний час вже досяг значної досконалості в тій частині, яка дозволить використовувати одну й ту саму смугу радіочастот одночасно декількома радіостволами ЦРРЛЗ, через які буде передаватиметься інформаційний трафік одного або декількох телекомунікаційних операторів.

Вказана ідея багатократного використання однієї й тієї самої смуги радіочастот потребуватиме однотипного передавально-приймального обладнання зовнішнього модулю РРС, але для усунення взаємних завад між радіосигналами різних радіостволів цифрова радіорелейна станція повинна тим чи іншим методом селекції вміти розділяти ці радіосигнали один від одного.

## **Розділ.1.Аналіз сучасного стану розвитку систем цифрового радіорелейного зв'язку**

### **1.1.Міжнародні документи, які стимулюють використання технологій по забезпеченню раціонального використання радіочастотного ресурсу**

Україна є повноправним членом МІЖНАРОДНОГО Союзу електрозв'язку (МСЕ). Відповідно до п.195 Статуту МСЕ електрозв'язку [1], який є Основним документом МСЕ та п.0.2 преамбули Регламенту радіозв'язку [2] «Члени Союзу повинні намагатися обмежити кількість частот і ширину використовуюваного спектра до мінімуму, потрібного для забезпечення задовільною роботи необхідних служб. З цією метою вони повинні впроваджувати в найкоротші терміни новітні технічні досягнення». У свою черга, в п.0.3 [1] та ст. п.196 [2] ідуть мова про те, що «При використанні смуг частот для радіозв'язку Члени Союзу повинні враховувати те, що радіочастоти є обмеженими природними ресурсами, які належить використовувати раціонально, ефективно та економічно, відповідно до положень Регламенту радіозв'язку щоб. Далі, в п.3.4 статті 3 [1] сказано, що «В апаратурі, використовуюваній на станції, в максимально можливій мірі повинні застосовуватися методи обробки сигналу, які дозволяють використовувати частотний спектр найбільш ефективно, відповідно до діючих Рекомендацій МСЕ-R. Ці методи включають, зокрема, певні методи модуляції з розширенням смуги і, зокрема, використання однополосної техніки в системах з амплітудною модуляцією».

Все вищевказане означає, що завдання розвитку технології та її впровадження в бездротових системах зв'язку для створення умов з раціонального використання радіочастотного ресурсу – забезпечення повторного використання смуг радіочастот і як наслідок збільшення пропускної здатності, зокрема нових та діючих ЦРРЛЗ є актуальним та своєчасним.

## 1.2 Основні відомості про системи радіорелейного зв'язку

Радіорелейний зв'язок (РРЗ) - це радіозв'язок, здійснюваний за допомогою ланцюжка приймально-передавальних радіостанцій, що віддалені одна від одної (переважно в межах прямої видимості) на відстані, які забезпечують стійку роботу [8, 14, 15, 24]. Зазначені радіостанції в радіорелейному зв'язку прийнято називати радіорелейними станціями (РРС).

Відповідно до нормативної документації [16] є інше визначення терміну «радіорелейний зв'язок» – це радіозв'язок по лінії, утворений ланцюжком приймально-передавальних ретрансляційних та кінцевих станцій, що працюють на дециметрових і більш коротких хвилях.

Радіорелейна лінія зв'язку (РРЛЗ) – це сукупність приймально-передавального комплексу та середовища поширення сигналу для забезпечення радіорелейного зв'язку (рис. 1.1) [16].

Радіорелейні станції, залежно від їх функціонального призначення, відносяться до одного з трьох типів: кінцеві РРС, проміжні РРС з відгалуженням каналів і ретранслятори (репітери) без функцій відгалуження каналів, а також вузлові РРС (рис. 1.2) [9,10,14,15].

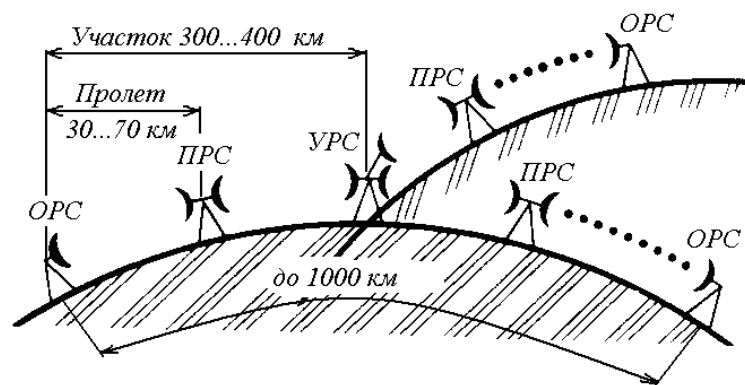


Рисунок 1.1 – Загальна схема організації радіорелейної лінії зв'язку: ОРС – кінцева РРС, ПРС – проміжна РРС, УРС – вузлова РРС.

Кінцева радіорелейна станція - це радіорелейна станція, яка встановлюється на кінцевих пунктах радіорелейної лінії зв'язку (РРЛЗ) і призначена для введення і виділення по лінії повідомлень. Для прийому і передачі застосовується одна антена, що з'єднана з трактами прийому і

передачі за допомогою антенного розгалужувача (дуплексера). Спрощена структурна схема кінцевої станції у складі РРЛЗ прямої видимості показана на рис. 1.3.

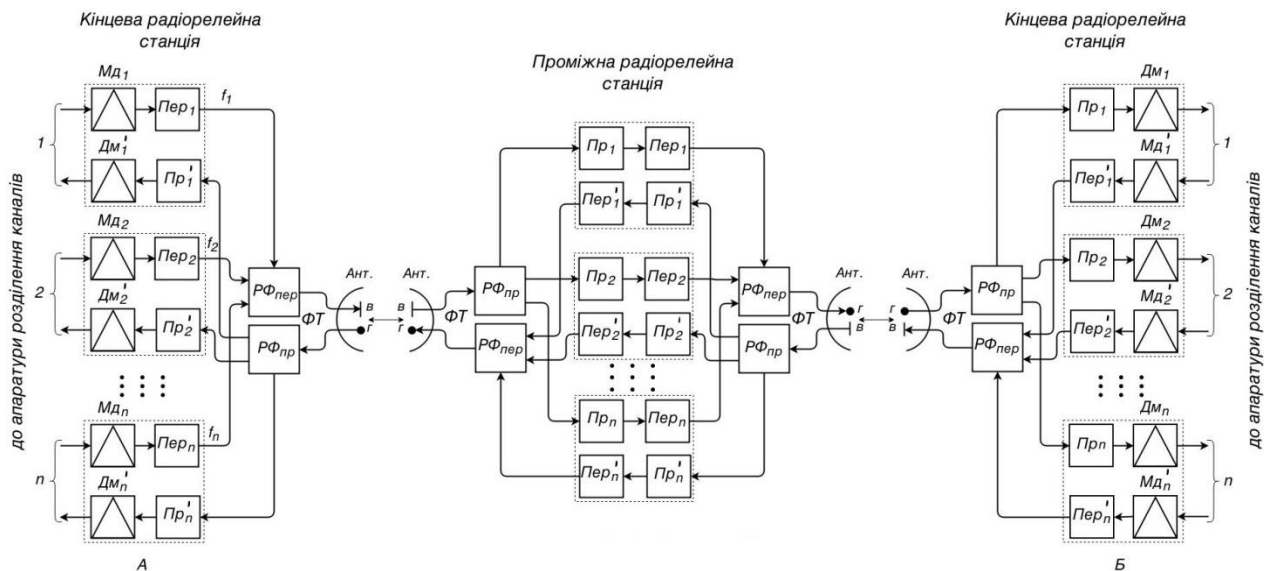


Рисунок 1.2 – Спрощена структурна схема РРЛЗ

Проміжна радіорелейна станція - це РРС, що має два комплекти приймально-передавальної апаратури та призначена для активної ретрансляції радіосигналу, що передається по РРЛЗ. Прием і передача сигналів на проміжних станціях повинна проводитися на різних частотах для усунення паразитних зв'язків в приймально-передавальній апаратурі за рахунок впливу зворотного випромінювання близько розташованих антен. Різниця між частотами прийому і передачі називається частотою зсуву ( $f_{зсв}$ ). На рис. 1.2 показана структурна схема проміжної станції з ретрансляцією по високій частоті.

Вузлова РРС – це радіорелейна станція, що призначена для ретрансляції радіосигналів, що передаються, їхнього відгалуження, виділення частини повідомлення та введення нового повідомлення. Вузлові станції виконують як функції проміжних станцій, так і функції введення і виведення інформації. Тому вони встановлюються у великих населених пунктах або в точках перетину (відгалуження) ліній зв'язку (рис. 1.3) [9].

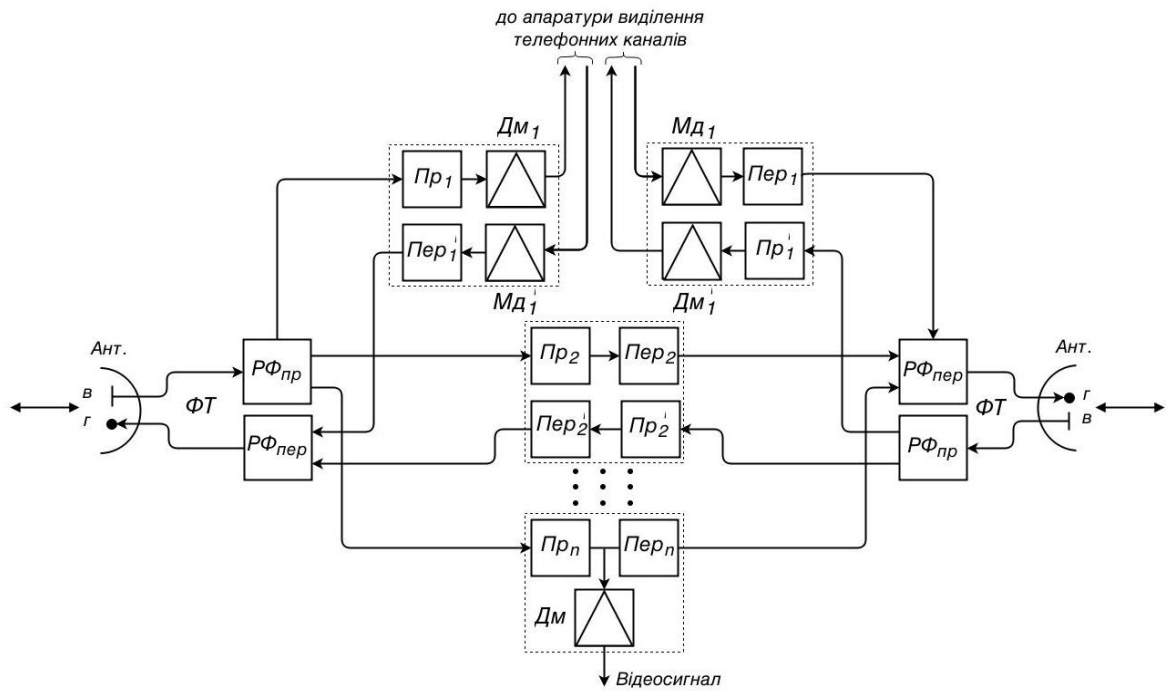


Рисунок 1.3 – Структурна схема вузлової радіорелейної станції РРЛЗ

### 1.3 Класифікація радіорелейних ліній зв'язку. Переваги радіорелейного зв'язку та області його застосування

#### 1.3.1 Загальна класифікація радіорелейних ліній зв'язку

Розрізняють РРЛЗ прямої видимості та тропосферні РРЛЗ [24].

Радіорелейна лінія зв'язку прямої видимості – РРЛЗ, сусідні станції якої розташовані на відстані прямої радіовидимості.

Тропосферна РРЛЗ – РРЛЗ, в якій використовується розсіяння та відбиття радіохвиль у тропосфері за взаємного розташування радіорелейних станцій за межами прямої радіовидимості.

Радіорелейна апаратура в залежності від області застосування поділяється на наступні класи [15]:

- апаратура радіорелейних систем передачі, призначена для використання на магістральній первинній мережі (протяжність більша за 2,5 тис.км);
- апаратура радіорелейних систем передачі, призначена для використання на внутрішньозонових первинних мережах (республіканського та обласного значення протяжністю 250-1400 км);
- апаратура радіорелейних систем передачі, призначена для використання на місцевих первинних мережах (протяжність 50-200 км);

- мобільна апаратура радіорелейних систем, призначена для внутрішньоміських ліній;
- апаратура радіорелейних систем, призначена для організацій технологічних радіорелейних ліній передачі;
- апаратура мобільних радіорелейних станцій, призначена для організації резервування чи відновлення радіорелейних та кабельних ліній передачі, що вийшли з ладу.

РРЛЗ бувають симплексними й дуплексними. Симплексні РРЛЗ передбачають почерговий обмін інформацією, при цьому перемикається приймально-передавальна апаратура й необхідна одна робоча частота. Дуплексні РРЛЗ передбачають одночасний двосторонній обмін інформацією, без перемикання апаратури, але необхідні дві різні несучі частоти.

За способом поділу каналів РРЛЗ можуть бути з частотним і часовим поділом каналів.

Відповідно до діапазону використовуваних частот РРЛЗ можуть бути дециметрового, сантиметрового і міліметрового діапазонів хвиль.

Залежно від методу модуляції розрізняють аналогові РРЛЗ (АРРЛЗ) та цифрові РРЛЗ (ЦРРЛЗ).

За пропускною спроможністю розрізняють такі АРРЛЗ [14]:

- а) багатоканальні, з кількістю каналів тональної частоти (КТЧ) понад 300;
- б) середньої ємності - від 60 до 300 КТЧ;
- в) малоканальні - менше 60 КТЧ.

АРРЛЗ використовуються головним чином для передавання:

- багатоканальних телефонних сигналів в аналоговій формі, а також для передавання телеграфних сигналів і сигналів даних з малою і середньою швидкістю. Пропускна спроможність таких систем складає від декількох телефонних каналів до 2700;
- телевізійних сигналів і сигналів звукового супроводу.

У залежності від швидкості передавання інформації в радіостволі апаратура ЦРРЛЗ поділяється на наступні види [15, 21]:

- високошвидкісна (більше 100 Мбіт/с в одному радіостволі);
- середньошвидкісна (більше 10 Мбіт/с, але менше 100 Мбіт/с);
- низькошвидкісна (не більше 10 Мбіт/с в одному радіостволі).

ЦРРЛЗ призначені, насамперед, для передавання:

- багатоканальних телефонних сигналів у цифровій формі зі швидкістю від 2 до 140 Мбіт/с і більше;
- сигналів даних з великою швидкістю;
- сигналів відеотелефону і телевізійних сигналів у закодованій формі.

### **1.3.2 Технологічні особливості класифікації сучасного обладнання ЦРРЛЗ**

Умовно сучасні ЦРРЛЗ можна розділити на чотири великі групи [24]:

- універсальні ЦРРЛЗ з одночасною передачею в одному радіостволі потоків Е1 з часовим мультиплексуванням (TDM) і повідомлень з протоколами пакетної передачі;
- високошвидкісні ЦРРЛЗ для передачі сигналів синхронної цифрової ієрархії (SDH) на магістральних лініях;
- низькошвидкісні (до 4Е1) ЦРРЛЗ з часовим поділом дуплексного каналу (TDD);
- супернові ЦРРЛЗ з передачею в радіотракті повідомлень всіх типів на основі загальної технології передачі пакетних повідомлень.

Виходячи з досвіду експлуатації ЦРРЛЗ необхідно, насамперед, зосередити увагу на універсальних ЦРРЛЗ з передачею сигналів TDM і сигналів пакетних повідомлень. Це обладнання характерно саме для даного моменту з наступних причин. При організації зв'язку в місті доводиться орієнтуватися на ділові центри, які є одночасно і точкою розміщення базових станцій. Необхідно враховувати інтереси власників традиційних УПАТС (корпоративні АТС), підключених до загальної мережі за допомогою потоків Е1, споживачів Інтернету, приєднаних на основі пакетних технологій, і власників базових станцій, які можуть під'єднуватися і тим, і іншим способом. Така ситуація триватиме ще дуже довго.

### **1.3.3 Переваги радіорелейного зв'язку та області його застосування**

Варто визнати, що останніми роками радіорелейний зв'язок втрачає свої лідерські позиції на магістральному рівні – його витісняє волоконно-оптичний зв'язок, лінії якого забезпечують більшу пропускну здатність. Проте, на відносно неосвоєних територіях, а також територіях зі складним рельєфом, в деяких випадках для дублювання окремих ділянок оптики (при необхідності розгорнути зв'язок до закінчення прокладання оптичних ліній) і т.д., радіорелейний зв'язок користується попитом на магістральному рівні і сьогодні.

Новий імпульс в своєму розвитку даний вид зв'язку отримав з появою нових технологій зв'язку, таких як мобільний стільниковий зв'язок, технології широкосмугового безпроводового доступу та ін. Саме ці технології, для реалізації яких необхідно побудувати велику кількість базових станцій та точок доступу, широко використовують радіорелейний зв'язок як один із найефективніших способів доставки трафіку по критерію вартості та швидкості розгортання. Експерти підтверджують зростання значення та застосування радіорелейного зв'язку, особливо при активному розвитку широкосмугового безпроводового доступу.

Радіорелейний зв'язок залишається незамінним в своїх традиційних областях застосування, пов'язаних або з неможливістю використання інших систем зв'язку, або з недоцільністю з економічних міркувань, або по інших причинах. Тому часто використання радіорелейного зв'язку залишається єдиним способом, який буде забезпечувати передачу даних.

Основними типовими задачами, які вирішуються за допомогою даного виду обладнання, є організація з'єднань телекомунікаційних вузлів, абонентських виносів, прив'язка до транспортних магістралей, побудова технологічних ліній великої протяжності.

Спектр застосування обладнання ЦРРЛЗ достатньо широкий, що пов'язано з особливостями розгортання такого зв'язку. Зокрема, обладнання радіорелейного зв'язку дозволяє оперативно нарощувати можливості системи



зв'язку шляхом установки обладнання в приміщення вузлів зв'язку, використовуючи існуючі антенно-мачтові пристрої та інше спорядження, що скорочує капітальні затрати на створення ЦРРЛЗ.

Незамінним являється радіорелейний зв'язок для організації багатоканального зв'язку в регіонах із слаборозвиненою (або відсутньою) інфраструктурою, а також на місцевості зі складним рельєфом, для розгортання розгалужених цифрових мереж в регіонах, великих містах та індустріальних зонах, де прокладання нових кабельних ліній занадто дороге чи неможливе. Радіорелейний зв'язок достатньо ефективний при відновленні зв'язку в районах стихійного лиха, при рятувальних операціях і т. д.

Останніми роками одним з відносно нових застосувань радіорелейного зв'язку стала реалізація завдань «останньої милі» – за допомогою радіорелейного зв'язку абонентам надаються послуги голосового телефонного зв'язку, передачі даних (доступ до мережі Інтернет), кабельного телебачення. Особливо ефективні такі застосування в приміських і сільських районах з недостатнім ступенем проникнення сучасної телекомунікаційної інфраструктури, котеджних селищах і т. д. При цьому, залежно від тієї чи іншої ситуації, радіорелейний зв'язок може застосовуватися для вирішення таких завдань «останньої милі» як окрема самодостатня ланка при наявності в складі радіорелейного обладнання функціонально закінчених абонентських закінчень або в поєднанні з крайовим мультиплексорним обладнанням, або обладнанням АТС, а також у поєднанні з іншими засобами абонентського радіодоступу.

Таким чином, можна виділити такі переваги радіорелейного зв'язку перед провідним зв'язком [21]:

1) технологічні:

- a) оперативне розгортання з відносно невеликими затратами;
- b) нечутливість до пересічення радіорелейних ліній зв'язку з водними перепонами або транспортними магістралями;
- c) раціональна організація зв'язку в важкодоступних місцях.

2) цінові:

- a) вартість 1 км радіорелейної лінії в десятки разів нижча, ніж волоконно-оптичної лінії;
- b) висока експлуатаційна рентабельність;
- c) низька вартість експлуатації, малочисельний експлуатаційний штат.

Як наслідок, можна зробити висновок, що розвиток систем радіорелейного зв'язку не повинен зупинятися і необхідно шукати нові шляхи удосконалення якості та ефективності їх функціонування.

#### **1.4 Основні методи модуляції в ЦРРЛЗ**

В ЦРРЛЗ частіше за все використовуються наступні види модуляції [15, 24]:

- FSK (Frequency Shift Keying) - частотна маніпуляція (ЧМн), сутність якої полягає в тому, що дискретні сигнали «0», «1» передаються гармонійними сигналами (синусоїдами), що мають різні частоти;
- PSK (Phase Shift Keying) - фазова маніпуляція, при якій дискретні сигнали «1» і «0» передаються шляхом перемикання двох несучих, що зсунуті на півперіоди відносно один одного. Інший варіант PSK - зміна фази на  $90^\circ$  в кожному такті при передачі нуля і на  $270^\circ$  при передачі одиниці.
- QAM (Quadrature Amplitude Modulation) – квадратурна амплітудна маніпуляція, різновид амплітудної маніпуляції сигналу, яка являє собою суму двох носійних коливань однієї частоти, але зміщених за фазою один відносно одного на  $90^\circ$ , кожне з яких промодульоване по амплітуді своїм модулюючим сигналом. ЦРРС використовують QAM модуляцією з рівнями квантування: 16, 32, 64, 128, 256.

Європейським інститутом стандартів по телекомунікаціях (European Telecommunication Standards Institute, ETSI) уведена класифікація устаткування ЦРРС в залежності від спектральної ефективності системи. У стандарті ETSI TR101036-1 виділені наступні 6 класів:

Клас 1: устаткування, у якому застосовуються двопозиційні методи модуляції (наприклад 2-FSK, 2-PSK чи еквівалентні їм);

Клас 2: устаткування, у якому застосовуються чотирьохпозиційні методи модуляції (наприклад 4-FSK, 4-QAM (QPSK) чи еквівалентні їм);

Клас 3: устаткування, у якому застосовуються восьмипозиційні методи модуляції (наприклад 8-PSK чи еквівалентні їм);

Клас 4: устаткування, у якому застосовуються 16- чи 32-позиційні методи модуляції (наприклад 16-QAM, 32-QAM чи еквівалентні їм);

Клас 5: устаткування, у якому застосовуються 64- чи 128-позиційні методи модуляції (наприклад 64-QAM, 128-QAM чи еквівалентні їм);

Клас 6: устаткування, у якому застосовуються 256- чи 512-позиційні методи модуляції (наприклад 256-QAM, 512-QAM чи еквівалентні їм);

Ці класи служать ознакою системи і не мають на увазі обмеження на види модуляції, що застосовується, за умови виконання вимог стандартів ETSI і Міжнародної електротехнічної комісії (International Electrotechnical Commission, IEC) на параметри устаткування.

## **1.5 Особливості частотного планування РРЛЗ**

### **1.5.1 План розподілу частот в дуплексному стволі РРЛЗ**

Під частотним планом РРЛЗ розуміють розподіл частот прийому й передачі між стволами системи, а також розподіл частот гетеродинів, тобто розподіл частот передачі й прийому для одного ствола [9, 15].

У сучасних РРЛЗ різниця рівнів потужності радіосигналів, що випромінюються антенами, досить велика (може досягати 150 дБ і більше). Для виключення можливості виникнення паразитних зв'язків між передавальними й приймальними трактами радіоствола в РРЛЗ із ретрансляцією радіосигналів необхідно використовувати дві несучі частоти для кожного напрямку. Зміна частот проводиться на кожній РРС відповідно до прийнятої схеми побудови апаратури.

Існують три плани розподілу частот у РРЛЗ прямої видимості для ствола [8, 9, 14, 15, 24]:

- двохчастотний план (рис. 1.4);

- чотирьохчастотний план (рис. 1.5);
- шестичастотний план (рис. 1.6).

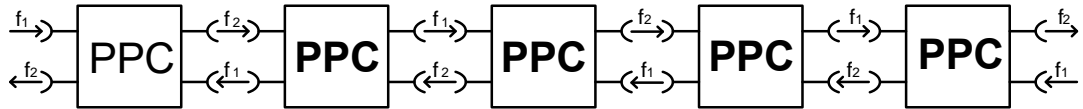


Рисунок 1.4 – Схема двохчастотного плану РРЛЗ

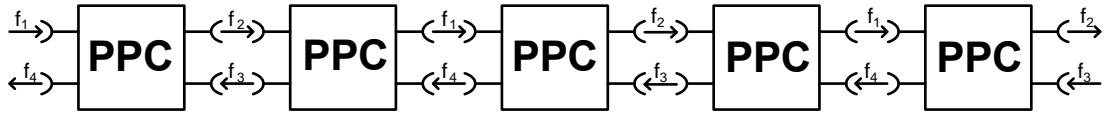


Рисунок 1.5 – Схема чотирьохчастотного плану РРЛЗ



Рисунок 1.6 – Схема шестичастотного плану РРЛЗ

Двохчастотний план економічніше з точки зору використання смуги частот, що використовується, однак, вимагає спеціальних заходів для захисту від сигналів протилежного напрямку. При двохчастотній системі використовуються рупорно-параболічні, параболічні або інші антени, що мають захист від прийому сигналів з зворотного напрямку порядку 60–70 дБ. Така система застосовується зазвичай на РРЛЗ великої і середньої ємності.

Чотирьохчастотний план РРЛЗ не вимагає зазначених заходів захисту, проте він неекономічний з точки зору використання смуги частот, оскільки кількість радіостволів, яка може бути утворена у виділеному діапазоні частот, при чотирьохчастотному плані вдвічі менше, ніж при двохчастотному. Чотирьохчастотна система з більш простими антенними системами, наприклад, перископічними, застосовується на РРЛЗ середньої і малої пропускної здатності.

Повторення через інтервал одних і тих же частот допустимо тому, що в діапазонах дециметрових і сантиметрових хвиль при відсутності прямої видимості між антенами ослаблення потужності сигналу досить велике. Однак за деяких умов поширення радіохвиль, наприклад при підвищеній рефракції, можливий прийом сигналу від станції, віддаленої на три інтервали, що і

призводить до значних спотворень переданих сигналів. Щоб уникнути цього станції РРЛЗ розташовують на ламаній лінії для того, щоб паразитний сигнал додатково сильно послаблювався за рахунок спрямованих властивостей антен (рис. 1.7).

У всіх сучасних РРЛЗ застосовуються частотні плани стволів з рознесеними частотами прийому та передачі, тобто частоти прийому стволів розміщені в одній половині діапазону частот, що виділений для радіорелейного зв'язку, а частоти передачі - в іншій половині діапазону частот. Такий план розподілу частот наведено на рис.1.8.

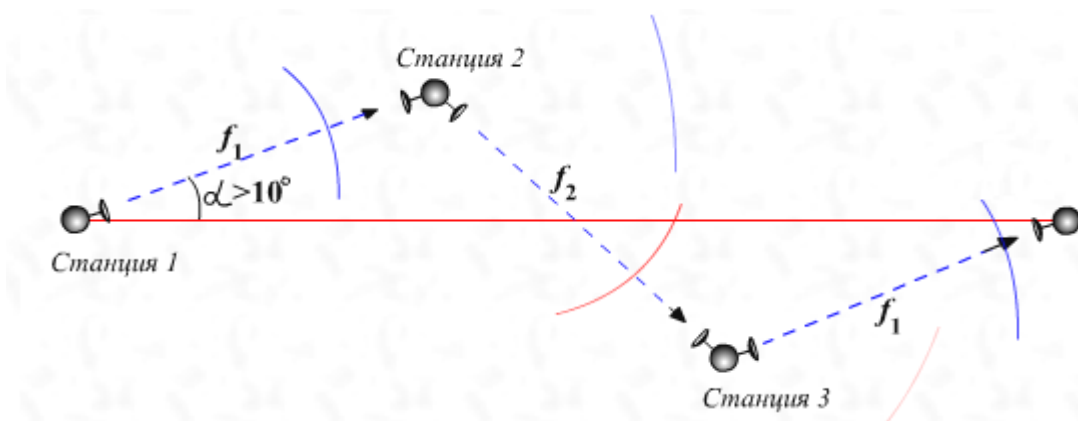


Рисунок 1.7 – Розташування станцій РРЛЗ для боротьби з паразитними сигналами, що обумовлені підвищеною рефракцією радіохвиль

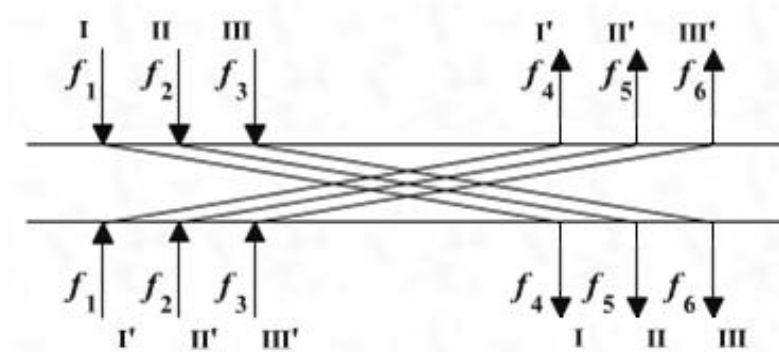


Рисунок 1.8 – План з рознесеними частотами прийому та передачі стволів

При такому плані розподілу частот на інтервалах РРЛЗ різниця між частотами передачі і прийому одного ствола доволі значна (наприклад, 266 або 530 МГц) і це полегшує вимоги до характеристик приймальних смугових

фільтрів. При такому частотному плані кожна антена може бути використана одночасно як для передачі, так і приймання сигналів.

Існує другий план розподілу частот - при цьому плані передбачається чергування частот прийому і передачі окремих стволів (рис.1.9).

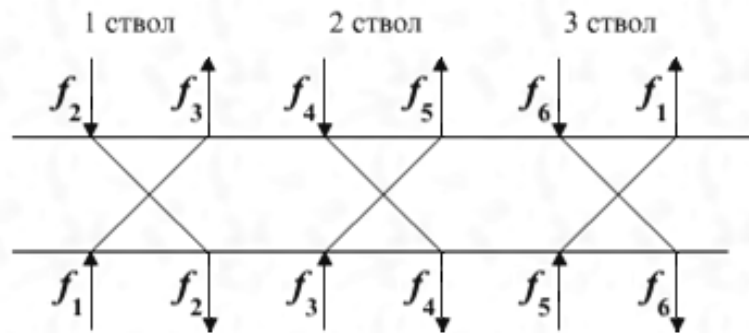


Рисунок 1.9 – План з чергуванням частот прийому й передачі стволів

### 1.5.2 Діапазони частот, що відведено для РРЛЗ

Розглянемо коротку характеристику діапазонів частот, які найчастіше застосовуються для побудови систем ЦРРЗ.

#### 1.5.2.1 Діапазон 2 ГГц (1.7-2.1 ГГц)

Цей діапазон характеризується можливістю поширення сигналів на досить протяжних прольотах (до 50-80 км). Стійкість розповсюдження радіохвиль значною мірою залежить від екрануючої дії перешкод на інтервалах РРЛЗ при атмосферній рефракції.

У цьому діапазоні хвиль антени володіють вельми великими габаритами, і тому коефіцієнти підсилення не перевищують 35-38 дБ при діаметрах параболічних антен до 5 м.

Зі зменшенням розмірів антен ефективність системи зв'язку різко падає. В цьому діапазоні спостерігається значна кількість радіозавад від радіоелектронних засобів (РЕЗ) різних радіотехнічних систем.

#### 1.5.2.2 Діапазон 4 ГГц (3.4-3.9 ГГц)

Найбільш освоєний і завантажений РРЛЗ діапазон частот. В цьому діапазоні працюють магістральні системи радіорелейного зв'язку. Діапазон 4 ГГц характеризується можливістю створення досить протяжних прольотів (40-55 км) при хороших якісних показниках передачі інформації.

Гостронаправлені антени (з коефіцієнтами підсилення порядку 40 дБ) володіють значними габаритами і вагою і, отже, вимагають досить дорогих антенних опор.

На поширення радіосигналів істотний вплив має атмосферна рефракція, яка призводить до екранування сигналу перешкодами на прольотах, а також інтерференція прямої та відбитої електромагнітних хвиль (ЕМХ).

Діапазон 4 ГГц складний з точки зору забезпечення електромагнітної сумісності, оскільки в ньому працює велика кількість РЕЗ.

### **1.5.2.3 Діапазон 6 ГГц (5.6-6.2 ГГц)**

Популярний в останні десятиліття діапазон частот, призначений для магістральних систем РРЗ.

Використання діапазону 6 ГГц дозволяє створювати достатньо ефективні системи РРЛЗ, що передають великі обсяги інформації. Середня протяжність прольоту досягає 40-45 км.

Розміри антен не надто великі (наприклад, антена з коефіцієнтом підсилення 43 дБ має діаметр 3.5 м).

На поширення сигналів в данному діапазоні істотний вплив має:

- атмосферна рефракція, яка веде до екранування сигналу перешкодами на прольотах;
- інтерференція прямої та відбитої ЕМХ.

### **1.5.2.4 Діапазон 7 ГГц (7.25-7.55 ГГц)**

Діапазон 7 ГГц на даний час досить добре освоєний. У ньому працює велика кількість РРЛЗ середньої ємності (порядку 300-700 телефонних каналів в радіостволі для аналогових систем і до 55 Мбіт/с - для цифрових). Існує й каналоутворююча апаратура великої ємності, призначена для передачі потоків STM-1 (155 Мбіт/с). У цьому діапазоні на поширення сигналу починають впливати гідрометеори (дощ, сніг, туман і ін.). Крім того, впливає атмосферна рефракція, що призводить до закриття траси або до інтерференції прямої та відбитої хвиль.

Середня протяжність прольоту РРЛЗ становить 30-40 км. Антени мають високий коефіцієнт підсилення при діаметрах близько 1,5 - 2,5 м.

#### **1.5.2.5 Діапазони 11 і 13 ГГц (10.7-11.7, 12.7-13.2 ГГц)**

Ці діапазони перспективні з точки зору економічної ефективності систем РРЛЗ. При протяжності прольоту 15-30 км, гостроспрямовані антени РРС мають невеликі габарити і вагу, що забезпечує відносну дешевизну антенних опор.

Частка впливу атмосферної рефракції на стійкість роботи систем зменшується, але збільшується вплив гідрометеорів (дощ, сніг, туман тощо). В цих діапазонах, в основному, будуються ЦРРЛЗ на швидкості до 55 Мбіт/с, хоча, є приклади передачі цифрових потоків зі швидкостями до 155 Мбіт/с.

Вказані діапазони частот використовує велика кількість РЕЗ супутникових систем зв'язку, систем радіолокації і систем радіопеленгації, охоронних систем, які створюють несприятливу електромагнітну обстановку, що ускладнює роботу РРЛЗ в даних діапазонах.

#### **1.5.2.6 Діапазони 15 і 18 ГГц (14.5-15.35, 17.7-19.7 ГГц)**

Інтенсивний розвиток систем зв'язку стимулював до бурхливе освоєння діапазонів частот 15 та 18 ГГц. Середня протяжність прольотів досягає 20 км для зон з помірним кліматом. Приймально-передавальна апаратура виконується у вигляді моноблока. Типові параболічні антени мають діаметри 0,6, 1,2, 1,8 м при коефіцієнтах підсилення від 38 до 46 дБ.

Умови поширення сигналів на трасі РРЛЗ сильно залежать від впливу гідрометеорів, а також інтерференції прямих і відбитих ЕМХ. Ослаблення енергії ЕМХ в дощі може становити 1-12 дБ/км (при інтенсивності дощів 20-160 мм/год). Деякий вплив надає і сама атмосфера (атоми кисню і молекули води), ослаблення в якій досягає 0,1 дБ/км.

#### **1.5.2.7 Діапазон 23 ГГц (21.2-23.6 ГГц)**

Згідно з рекомендаціями МСЕ-Р в цьому діапазоні дозволено будувати АРРЛЗ та ЦРРЛЗ будь-якої ємності. Середня протяжність прольотів менше 20 км, оскільки на поширення сигналів сильно впливають гідро метеори(дощ,



сніг, туман тощо) і ослаблення в атмосфері. Бажано використовувати вертикальну поляризацію радіохвиль, хоча дозволено використання будь-якої поляризації. Типові параболічні антени мають діаметри 0,3, 0,6 і 1,2 м.

Ослаблення енергії ЕМХ в дощі в залежності від інтенсивності опадів може бути від 2 до 18 дБ/км, а в атмосфері воно досягає 0,2 дБ/км. Діапазон 23 ГГц дозволено використовувати у супутникових системах зв'язку. Тому при розрахунках РРЛЗ необхідно враховувати можливість радіозавад від РЕЗ систем супутникового зв'язку.

#### **1.5.2.8 Діапазон 27 ГГц (25.25-27.5 ГГц)**

Діапазон призначений для побудови систем фіксованого радіо-обслуговування. Ослаблення енергії сигналу в атмосфері складає менше 0.1 дБ/км. Середня протяжність прольоту 12 км. Ослаблення енергії сигналу в дощі в залежності від його інтенсивності складає 3-24 дБ/ км. Антени володіють необхідною спрямованістю та мають діаметри 0.3 - 0.6 м.

#### **1.5.2.9 Діапазон 38 ГГц (37-39.5, 38.6-40 ГГц)**

Згідно з рекомендаціями МСЕ-Р в цьому діапазоні дозволено будувати АРРЛЗ та ЦРРЛЗ будь-якої ємності. Протяжність прольоту менше 8 км. У разі, якщо показник неготовності лінії зв'язку відповідає локальній якості, протяжність інтервалу можна довести до 15 км. Приймально-передавальна апаратура являє собою моноблок з антеною діаметром 0.3 м. Використовується тільки вертикальна поляризація, так як, при цьому виходить краща стійкість системи РРЗ при наявності дощу. Ослаблення в атмосфері становить порядком 0.12 дБ/км, а в гідрометеорах – від 5 до 32 дБ/км (при інтенсивності дощів від 20 до 160 мм/год).

#### **1.5.2.10 Діапазон 55 ГГц (54.25-57.2 ГГц)**

Протяжність прольоту РРЛЗ становить декілька кілометрів при антенах діаметром 15 см. Ослаблення потужності сигналу в атмосфері до 5 дБ/км, а в дощі в залежності від його інтенсивності – від 7 до 40 дБ/км.

### 1.5.2.11 Діапазон 58 ГГц (57.2-58.2 ГГц)

У цьому діапазоні дозволено будувати АРРЛЗ та ЦРРЛЗ будь-якої ємності, але рекомендації на даний час відсутні. Діапазон можна використовувати для створення прольоту РРЛЗ на відстань в 1-2 км, використовуючи антени діаметром менше 15 см. Ослаблення потужності сигналу в атмосфері до 12 дБ/км, а в дощі в залежності від його інтенсивності – від 9 до 45 дБ/км. Сильний вплив гідрометеорів, в першу чергу дощу призводить до нестійкої роботи РРЛЗ.

### 1.5.2.12 Діапазон частот вище 60 ГГц

На частотах вище 60 ГГц спостерігається непрозорість атмосфери для радіохвиль через поглинання енергії ЕМХ в атомах кисню (резонансні частоти поглинання дорівнюють 60 і 120 ГГц (довжина ЕМХ 5 мм та 2.5 мм відповідно). Однак, в останні роки, з'явився інтерес до цих діапазонів для створення неліцензійних радіосистем з прольотами протяжністю 1-2 км.

В умовах дуже сухого клімату, при малій ймовірності опадів або на коротких прольотах, може використовуватися діапазон частот 84-86 ГГц і вище. На рис. 1.10 представлена залежність коефіцієнта послаблення сигналу в кисні  $O_2$  та водяних парах  $H_2O$  від частоти [14, 23].

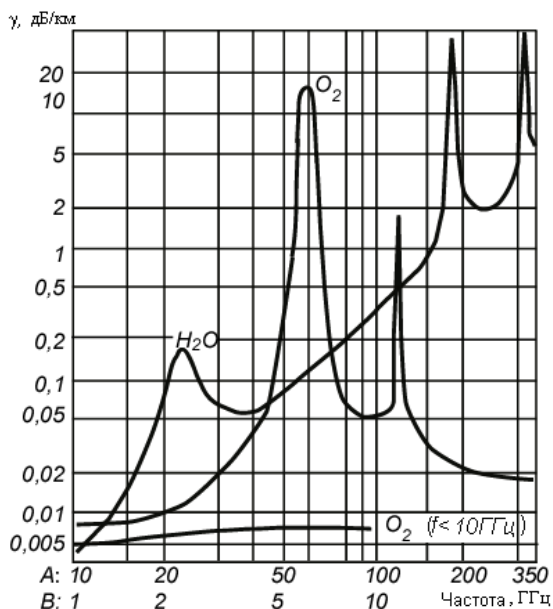


Рисунок 1.10 – Послаблення радіосигналу в газах атмосфери: А – шкала для  $O_2$  при  $f > 10$  ГГц; В – шкала для  $O_2$  при  $f < 10$  ГГц.

### 1.5.3 Смуги радіочастот, що виділені для побудови РРЛЗ в Україні

Відповідно до Національної таблиці розподілу радіочастот України та Плану використання радіочастотного ресурсу України [38] для використання РЕЗ РРЗ виділені смуги радіочастот від 68 МГц до 59 ГГц, причому зазначено, що в діапазоні частот від 68 МГц до 2100 МГц видача ліцензій на використання радіочастотного ресурсу та дозволів на експлуатацію РЕЗ в позначеному діапазоні припинилася у 01.01.2009. Згідно зі змінами, які внесені до Плану використання радіочастотного ресурсу України 639-00 - редакція від 24.06.2009, встановлену нижню (3400 МГц) і верхню (64 ГГц) границі виділених смуг радіочастот, причому видача ліцензії та дозволів на експлуатацію РРС у смузі 3400-3800 МГц припинена 01.01.2010. Разом з тим, слід зазначити, що в Національній таблиці розподілу радіочастот України та Міжнародній таблиці розподілу смуг радіочастот для фіксованої служби розподілені смуги радіочастот у діапазоні 59 ГГц - 275 ГГц, зокрема самий верхній діапазон 252 -275 ГГц.

У Плані використання радіочастотного ресурсу України зі змінами № 633 - редакція від 24.06.2009 для радіорелейного зв'язку (фіксована радіослужба, базовий стандарт EN 302 217, основний загальний стандарт ДСТУ 3937 виділені смуги радіочастот від 3400МГц до 94 ГГц, представлені в таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Смуги частот для радіотехнології "Радіорелейний зв'язок» (фіксована радіослужба) згідно з Планом використання радіочастотного ресурсу України

| Смуга радіочастот | Положення МСЕ, Резолюції ВКР, Рекомендації МСЕ, СЕРТ   |
|-------------------|--|
| 3400-3800 МГц*    |  |
| 3800-4200 МГц     | (Відповідно до ITU-R F-382 ERC/REC 12-08 (Додаток В1)) |
| 5670-5920 МГц*    |  |
| 5925-6425 МГц     | (Відповідно до ITU-R F-383 ERC/REC 14-01)              |
| 6425-7110 МГц     | (Відповідно до ITU-R F-384 ERC/REC 14-02)              |

|                   |  |
|-------------------|--|
| 7110-7750 МГц     | (Відповідно до ITU-R F-385 ERC/REC 14-02)              |
| 7900-8500 МГц     | (Відповідно до ITU-R F-38, F-385, F-384 ERC/REC 14-01) |
| 10 – 10,68 ГГц    | (Відповідно до ERC/REC 12-05)                          |
| 10,7 – 11,7 ГГц   | (Відповідно до ITU-R F-387 ERC/REC 12-06)              |
| 12,75 – 13,25 ГГц | (Відповідно до ITU-R F-497 ERC/REC 12-02)              |
| 14,4 – 14,5 ГГц   | (Відповідно до ITU-R F-636)                            |
| 14,8 – 15,35 ГГц  | (Відповідно до ITU-R F-636)                            |
| 17,7 – 19,7 ГГц   | (Відповідно до ITU-R F-595 ERC/REC 12-03 (Додаток 4))  |
| 22,0 – 22,6 ГГц   | (Відповідно до T/R 13-02)                              |
| 23,0 – 23,6 ГГц   |  |
| 22,6 – 23,0 ГГц   | (Відповідно до ITU-R F-637 (Додаток 5))                |
| 31,8 – 33,4 ГГц   | (Відповідно до ITU-R F-1520-2 ERC/REC 01-02)           |
| 36,0 – 40,5 ГГц   | (Відповідно до ITU-R F-749)                            |
| 48,5 – 50,2 ГГц   | (Відповідно до ERC/REC 12-10)                          |
| 51,4 – 52,6 ГГц   | (Відповідно до ERC/REC 12-1)                           |
| 55,78 – 57,00 ГГц | (Відповідно до ERC/REC 12-12)                          |
| 57,0 – 59,0 ГГц   | (Відповідно до ERC/REC 12-00)                          |
| 59,0 – 64,0 ГГц   | ECC/REC/(09)01   |
| 74-76 ГГц         | ECC/REC/(05)07   |
| 84-86 ГГц         | ECC Report 124   |
|                   | ITU-R RA.1031-2 резолюція 750 (ВКР-12)                 |
| 92-94 ГГц         | резолюція 750 (ВКР-12)                                 |

\* з 01.2015 закінчено термін використання цієї радіотехнології

Європейська Комісія з радіочастот, слідом за американською Федеральною комісією зв'язку США (FCC) прийняла рішення про ліцензування діапазонів 71-76 ГГц і 81-86 ГГц для широкосмугового фіксованого наземного бездротового зв'язку, що дає можливість застосування РРЛЗ міліметрового діапазону на швидкості до 10 Гбіт/с. Більш того, в Європі

не заборонено будувати на цій основі складні бездротові мережі по топології «точка-многоточка», а не тільки використовувати РРС по топології "точка-точка". У США, крім зазначених міліметрових діапазонів для радіорелейного зв'язку фіксованої служби, виділено діапазон частот 92-95 ГГц.

Також до Плану використання радіочастотного ресурсу України (розділ II) Постановою Кабінету Міністрів України №838 від 05.09.2012р. внесена радіотехнологія радіорелейного зв'язку (фіксована радіослужба) в діапазонах частот 94,1-100 ГГц; 102-105 ГГц; 106,5-109,5 ГГц; 111,8-113 ГГц; 130- 134 ГГц; 141-148,5 ГГц. Дані смуги частот визначені як перспективні для використання вказаною радіотехнологією в Україні [38].

На сьогодні в Україні існує понад 3 тис. радіорелейних станцій. Основна частина працює в смугах частот, що лежать в діапазоні 2 - 39 ГГц. Причиною цього є те, що зі збільшенням частоти значно зростає вартість обладнання, а також зростає затухання сигналів на приземних трасах. Аналогові радіорелейні лінії становлять переважну більшість на магістральних напрямках у діапазонах частот 4, 6 та 8 ГГц. ЦРРЛЗ займають переважно діапазони частот у смузі 11...39 ГГц і використовуються на внутрішньозонових, місцевих, відомчих та приватних мережах .

Для передачі телевізійних репортажів з місць подій рухомими репортажними телевізійними станціями виділено смуги радіочастот 2,2 – 2,29 ГГц та 21,2– 21,4 ГГц (Рекомендації ITU-RF 283, ERC / REC 25-10).

До основних особливостей радіочастотного ресурсу, що розподіляється, необхідно віднести те, що в позначених діапазонах радіочастот можуть одночасно функціонувати супутникові системи зв'язку.

Ефективність використання радіочастотного ресурсу радіорелейними станціями в значній мірі визначається швидкістю передачі даних, яка залежить від методу модуляції сигналу, що використовується та рівня стабільності частоти передавача.

## **1.6 Структура аналогових та цифрових радіорелейних станцій**

Радіорелейна станція – складний радіотехнічний комплекс, до складу якого входить прийомопередавач, система об'єднання та розділення радіостволів, модем, мультиплексор, приймально-передавальні антени, система автоматичного резервування, система телеуправління та телесигналізації, контрольно-вимірювальна апаратура, пристрої службового зв'язку, система електроживлення. Кожен із цих пристроїв виконує свої специфічні функції і забезпечує повноцінну взаємодію всієї системи в цілому.

Будь-яка сучасна РРС конструктивно складається із зовнішнього радіоблоку ODU (OutDoor Units) і внутрішнього блоку IDU (InDoor Units). До складу зовнішнього блоку (ODU) входить антенний пристрій з елементами кріплення, кабелі, приймально-передавальні пристрої. Розглянемо функції основних пристроїв: прийомопередавача, модему і мультиплексора. До внутрішнього блоку (IDU) відносяться модулі доступу, мультиплексори, модулятор, джерела живлення.

Прийомопередавач РРС – пристрій, який виконує функції прийому і передачі модульованих електричних коливань заданих частот (рис.1.12).

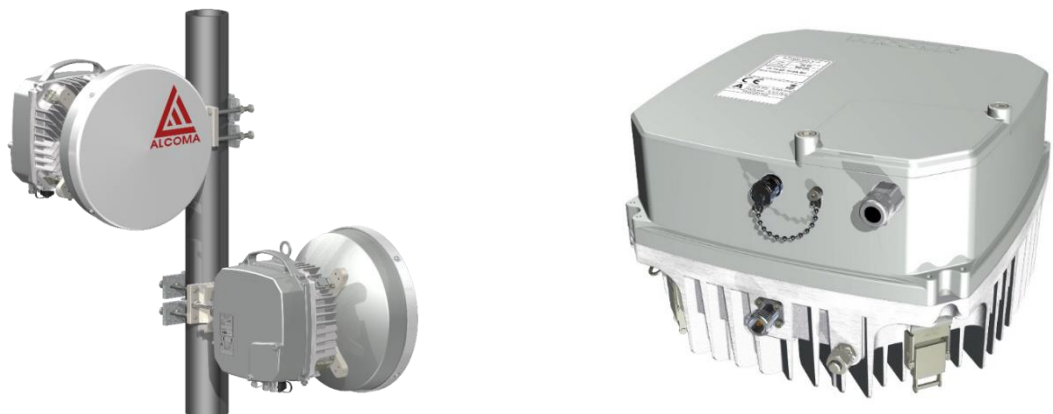


Рисунок 1.12 – Модуль ODU з антеною (ліворуч) і приймально-передавальний пристрій (праворуч) фірми ALCOMA

Приймач виділяє високочастотний електричний сигнал заданої частоти із сигналів, що прийняті приймальною антеною. З виходу приймача по коаксіальному кабелю сигнал надходить на демодулятор, розташований в модемі РРС. Передавач виробляє високочастотний модульований електричний сигнал заданої частоти для подальшого його випромінювання

передавальною антеною. На вхід передавача сигнал надходить з модулятора, що роцташований в модемі РРС.

Один комплект приймально-передавальної апаратури, встановлений на РРС, утворює радіостовбур. Для збільшення пропускної спроможності на РРС встановлюють декілька комплектів приймально-передавальної апаратури, тим самим створюючи декілька радіостолів.

Модем РРС – кінцевий пристрій (кінцеве обладнання стовбура), що служить для модуляції та демодуляції сигналу (рис. 1.13). Модем за допомогою модулятора перетворює дискретний сигнал, що надходить з мультиплексора, у високочастотний модульований сигнал деякої проміжної частоти і передає його по коаксіальному кабелю до передавача, а при прийомі поступаючий від приймача високочастотний сигнал проміжної частоти за допомогою демодулятора модему перетворюється в дискретний.



Рисунок 1.13 – Модуль IDU виробництва фірми ALCOMA

Як правило, в модемі РРС додатково створюються:

- 1) мовний канал, який дозволяє організувати службовий телефонний зв'язок;
- 2) канал RS-232 (9600 біт/с), який може бути використаний, як додатковий сервісний канал зв'язку або канал для дистанційного контролю параметрів.

Мультиплексор РРС призначений для асинхронного об'єднання декількох цифрових потоків в один, наприклад Е1 (2048 Мбіт/с) в сигнал Е2 (8448 Мбіт/с) відповідно до рекомендації G.742 (G.751) МККТТ.

Ще одним прикладом сучасного радіорелейного обладнання може виступати лінійка радіорелейних станцій серій CFM, CFIP латвійської фірми

SAF Tehnika [44], що працюють в діапазонах 6, 7, 8, 10, 11, 13, 15, 17, 18, 23, 24, 26, 38 ГГц і дозволяють будувати ЦРРЛЗ з протяжністю прольоту до 60 км. Радіорелейні станції серії CFM використовують модуляцію 4-FSK та забезпечують швидкість передавання від 2 до 34 Мбіт/с в одному радіостволі. Радіорелейні станції серії CFIP використовують модуляції 4-QAM, 16-QAM, 32-QAM, 64-QAM, 128-QAM, 256-QAM та різну смугу частот радіоствола (3,5, 7, 14, 28, 40, 56 МГц) забезпечуючи при цьому мінімальні (при смузі радіочастот 3,5 МГц) швидкості передачі 3 Мбіт/с (4-QAM), 7 Мбіт/с (16-QAM), 9 Мбіт/с (32-QAM), 13 Мбіт/с (64-QAM) та максимальні (при смузі радіочастот 56 МГц) швидкості передачі, що відповідно складають 74 Мбіт/с (4-QAM), 152 Мбіт/с (16-QAM), 192 Мбіт/с (32-QAM), 240 Мбіт/с (64-QAM), 287 Мбіт/с (128-QAM), 363 Мбіт/с (256-QAM). Повний перелік градацій швидкості передачі для РРС серії CFIP наведений у табл.1.2.

Таблиця 1.2 – Градації швидкості передачі РРС серії CFIP фірми SAF Tehnika  
**CFIP Phoenix and CFIP Phoenix M IDU total payload capacity (Mbps)**

| Modulation | Channel bandwidths (MHz) |       |       |         |         |         |                     |    |           |     |           |
|------------|--------------------------|-------|-------|---------|---------|---------|---------------------|----|-----------|-----|-----------|
|            | CFIP Phoenix IDU         |       |       |         |         |         | CFIP Phoenix M IDU* |    |           |     |           |
|            | 3,5                      | 7     | 14    | 28      | 40      | 56      | 7                   | 14 | 28        | 40  | 56        |
| 4QAM       | 3                        | 8     | 17    | 35      | 49      | 71      | 8                   | 17 | 36        | 52  | 74        |
| 16QAM      | 7                        | 17    | 34    | 69      | 98      | 135     | 16                  | 36 | 74        | 108 | 144 - 152 |
| 32QAM      | 9                        | 21    | 45    | 88      | 127     | 182     | 21                  | 46 | 94        | 132 | 192       |
| 64QAM      | 13                       | 28    | 57    | 115     | 163     | 240     | **                  | 55 | 112       | 164 | 232       |
| 128QAM     | -                        | 34-36 | 68    | 138     | 196     | 287     | -                   | ** | 128 - 136 | 188 | 264       |
| 256QAM     | -                        | -     | 79-86 | 161-174 | 229-245 | 335-363 | -                   | -  | 144 - 160 | -   | 312 - 348 |

На рис. 1.14 і рис.1.15 представлені стандартні конфігурації симплексних одноінтервальних АРРЛЗ та ЦРРЛЗ, призначених для передачі сигналів аналогового та цифрового телевізійного мовлення на базі радіорелейних станцій серії РМ фірми АВЕ Electronica [29].

### 1.7 Відомості про розробників та поставників радіорелейного обладнання в світі та Україні

В даний час виробництвом устаткування для радіорелейного зв'язку займаються сотні компаній по всьому світу, у тому числі і в Україні.



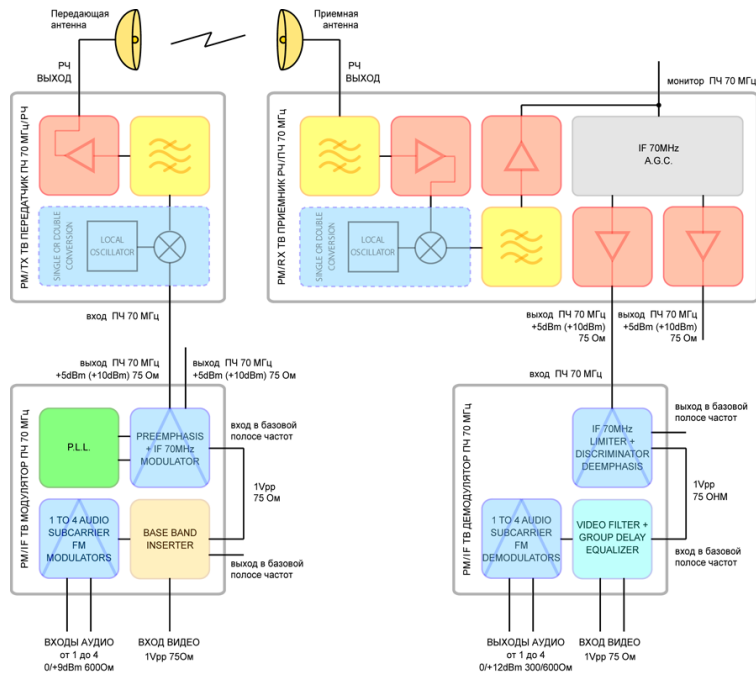


Рисунок 1.14 – Аналогова радіорелейна лінія зв'язку серії РМ

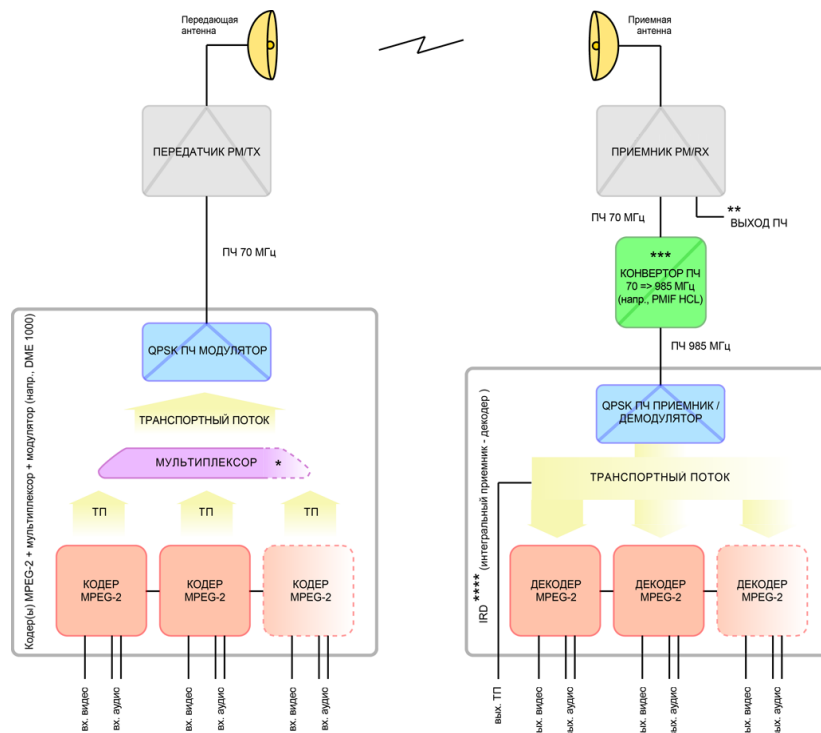


Рисунок 1.15 – Цифрова радіорелейна лінія зв'язку серії РМ

Основними виробниками такого обладнання за якісною оцінкою дослідницької компанії Unstrung Insider є: Ericsson, Nokia Siemens Networks, NEC, Harris Stratex Networks, Alcatel-Lucent, NERA, ALCOMA, SAF Tehnika та багато інших.

В Україні досить масштабно використовується радіорелейний зв'язок для передачі телевізійних сигналів Концерном «РРТ» (KRPT), досить протягну

радіорелейну інфраструктуру мають компанії-оператори стільникового зв'язку (Київстар, Vodafone та інші). Цікавим фактом є те, що перша цифрова магістральна лінія в Україні, яка використовувалася для міжнародного зв'язку, була лінія «Київ-Азимут», побудована із застосуванням радіорелейного обладнання компанії Siemens в 1992 році. Саме цей вид зв'язку дозволив Україні в найкоротші терміни організувати власний міжнародний зв'язок після здобуття незалежності.

За даними компанії Ericsson, РРЛЗ займають значну частину від загальних обсязі продаж усього обладнання компанії. Глобальна частка ринку Ericsson в сегменті РРЛЗ для мереж GSM і WCDMA складає більше 60% . Загальна ж частка світового ринку РРЛЗ на короткі відстані (short-haul microwave) перевищує 40%. На сьогоднішній день компанія поставила понад 1,4 мільйона терміналів Mini-Link.

Цікаво відзначити, що мільйонна радіорелейна станція Mini-Link була встановлена в мережі українського оператора мобільного зв'язку компанії «Київстар» (Ericsson презентував компанії «Київстар» золотий Mini-Link).

Ринок радіорелейного обладнання вже давно поділений між основними виробниками і конкуренція на ньому зараз досить жорстка. Поки що основними споживачами радіорелейного обладнання є оператори стільникового зв'язку. Традиційними постачальниками обладнання для операторів стільникового зв'язку України, в тому числі і радіорелейного зв'язку, є компанії Ericsson, Alcatel-Lucent і Nokia Siemens Networks, останнім часом активну діяльність тут демонструє і компанія Huawei, яка уклала контракти з Укртелекомом і деякими стільниковими операторами. Що стосується шляхів використання радіорелейного зв'язку, то тут вибір в українського користувача вельми широкий. В даний час на українському телекомунікаційному ринку представлено обладнання радіорелейного зв'язку десятків виробників [29-33], як вітчизняних, так і закордонних.

Оператори стаціонарного зв'язку в основному використовують радіорелейний зв'язок у місцях зі складним рельєфом (гори, водні перешкоди,

заповідні зони і т. д.). Також важливим чинником є все зростаюча вартість прокладки кабелю в міській частині (оренда каналізаційної структури).

Радіорелейне обладнання постійно вдосконалюється, нарощуючи ємність потоку в ефір і свою функціональність, наприклад, передача сигналів пакетної комутації з використанням більш високих порядків модуляції.

Серед українського обладнання відзначимо станції «Контакт-11Д» (виробник – «БетаТВком»), які можуть використовуватися в телекомунікаційних мережах для організації трактів цифрових радіорелейних систем передачі зі швидкістю цифрового потоку 2,048 Мбіт/с (E1),  $4 \times 2,048$  Мбіт/с (4xE1) або 8,448 Мбіт/с (E2) [30].

Радіорелейний комплекс «ГЕЛІОС» (Виробник «Геліос РРЛ») [31] забезпечує передачу цифрових сигналів в діапазоні частот 4, 6, 8, 11, 13 і 15 ГГц; зі швидкістю 2;  $2 \times 2$ ;  $4 \times 2$ ;  $8 \times 2$ ;  $16 \times 2$  Мбіт/с, а також програм телебачення і радіомовлення. Ще цілий ряд українських компаній випускає обладнання радіорелейного зв'язку, серед яких компанії «Сатурн», Інститут електроніки та зв'язку, «Цифроком», «Олімп» [32, 33] та інші.

Експерти відмічають, що попит на радіорелейне обладнання на ринку України буде рости, оскільки воно забезпечує можливість швидкого встановлення апаратури при невеликих капітальних затратах та організацію зв'язку в складних умовах, в тому числі, у великих містах.

### **1.8 Тенденції в розвитку міських ліній радіорелейного зв'язку**

Інтенсивний розвиток послуг широкосмугового бездротового доступу (ШБД) викликав до нового життя ЦРРЛЗ, які, здавалося, були відсунуті від головних шляхів технологічної модернізації. Сьогодні в передових країнах до 16% споживачів користуються бездротовими видами зв'язку [3]. Поява в містах величезної кількості базових станцій мобільного та широкосмугового (WiMAX) радіозв'язку змушує вибирати способи організації тракту передачі до базових станцій. І часто перевагу надають як волоконно-оптичним лініям зв'язку (ВОЛЗ) так й ЦРРЛЗ.

Все частіше і частіше виникають ситуації, коли головна перевага оптичних ліній – можливість передавати гігабітні потоки даних в мегаполісах йде на другий план через серйозних недоліків. Ці недоліки – великі капітальні витрати, труднощі при проведенні кабельних робіт в умовах щільної забудови. Інша перевага ВОЛЗ – високий показник надійності часто знижується через аварії на кабельних мережах. При часі ремонту ВОЛЗ протягом однієї робочої зміни, який складає 8-10 год і всього одній аварії протягом року коефіцієнт готовності лінії виявиться нижче норми для мереж доступу [4]. Можна збільшити надійність лінії - прокласти резервний кабель і створити кільце SDH, але це призведе до подорожчання витрат на побудову ВОЛЗ вдвічі.

У конкурентній боротьбі за клієнта оператори зв'язку намагаються прискорити будівництво нових мереж. Компаніям необхідно, щоб капітальні вкладення в ШБД і мобільний зв'язок виправдовувалися швидше. Оскільки базові станції мобільних операторів і постачальників WiMAX встановлені у містах на дахах високих будівель, то часто пріоритети в організації зв'язку до базових станцій переходять від ВОЛЗ до ЦРРЛЗ.

На обладнання ЦРРЛ для мереж доступу існує стійкий попит, відповідно є і насичений ринок радіорелейного обладнання [29-34, 45]. Буває, що навіть авторитетні постачальники не завжди встигають за технічними вимогами сьогодення і пропонують розробки 5-7-річної давності. Споживач повинен вирішити нелегку задачу вибору нового та надійного обладнання.

### **1.8.1 Основні функціональні характеристики сучасних систем ЦРРЗ**

Розглянемо основні функціональні характеристики сучасних систем ЦРРЗ.

1. *Можливість гнучкого перерозподілу пропускної здатності ЦРРЛЗ між PDH (потоками E1) і трафіком пакетних повідомлень 100BASE-T.* Ця функція повинна бути доступна оператору, а простіше кажучи, кваліфікованому персоналу експлуатації. Сумарна доступна швидкість передачі В складається з швидкості передачі даних Ethernet і загальної швидкості N потоків TDM:  $V \leq [V (\text{Ethernet}) + N \times 2,048]$

Мбіт/с. При перерозподілі типів трафіку не повинні застосовуватися будь-які програмні ключі, за використання яких постачальник може зажадати додаткову плату. Наприклад, загальна пропускна здатність лінії 64 Мбіт/с може бути розділена на один тракт 8xE1 і два Ethernet-каналу з пропускною здатністю близько 24 Мбіт/с, а можна передавати чотири потоки E1 і Ethernet-канал зі швидкістю 56 Мбіт/с. На жаль, пропускна здатність незайнятих потоків E1 не перерозподіляється на користь Ethernet, і цей загальний недолік систем з комутацією каналів буде подоланий в нових ЦРРЛЗ, де обіцяють впровадити статистичне ущільнення.

2. *Адаптивний вибір типу модуляції і смуги пропускання радіоствола.* Ця функція – одна з головних для нових зразків обладнання. Тут оператору надається можливість в реальних умовах самому вирішити складну ситуацію, як найкращим чином надати клієнтові необхідні послуги і при цьому виконати вимоги. Типові дані обладнання, що працює в діапазоні 15 ГГц і дозволяє вибирати смуги частот в ефірі, а також тип модуляції наведено в табл. 1.3.

Таблиця 1.3 – Типові варіанти конфігурації каналоутворюючого обладнання ЦРРЛЗ для діапазону частот 15 ГГц

| Інтерфейс користувача     | 8E1 + Ethernet |        |       |        |       |        | 16E1 + Ethernet |        |       |        |
|---------------------------|----------------|--------|-------|--------|-------|--------|-----------------|--------|-------|--------|
|                           | 1              | 2      | 3     | 4      | 5     | 6      | 7               | 8      | 9     | 10     |
| Варіант конфігурації      | 1              | 2      | 3     | 4      | 5     | 6      | 7               | 8      | 9     | 10     |
| Тип модуляції             | 16 QAM         | 32 QAM | QPSK  | 32 QAM | QPSK  | 32 QAM | 16 QAM          | 32 QAM | QPSK  | 32 QAM |
| Смуга частот, МГц         | 7              | 7      | 14    | 14     | 28    | 28     | 14              | 14     | 28    | 28     |
| Ethernet, Мбіт/с          | 4,0            | 9,32   | 4,0   | 34,08  | 24,77 | 90,28  | 8,54            | 16,6   | 8,0   | 73,12  |
| Сумарна швидкість, Мбіт/с | 21             | 26     | 21    | 51     | 42    | 107    | 42              | 51     | 42    | 107    |
| Підсилення системи, дБ    | 101            | 100    | 109,5 | 95     | 106,5 | 91,5   | 98              | 95     | 106,5 | 91,5   |

З табл.1.3 видно, що в конкретному обладнанні закладено дві можливості передачі трафіку TDM - з передачею вісьмох потоків E1 (варіанти 1-6) або з

передачею 16 потоків E1 (варіанти 7-10). Пропускнуну спроможність, що залишається, процесор обладнання «виділяє» під Ethernet. Оператору необхідно лише визначити прийнятний варіант роботи модемного обладнання ЦРРЛЗ, все інше за нього «зробить» процесор модему - встановить необхідний вид модуляції і розрахує характеристики обладнання. Так, оператор може вибрати варіанти з високою сумарною швидкістю - 6 або 10 (до 107 Мбіт/с при смузі в ефірі 28 МГц) або варіанти з меншою смугою частот в ефірі - 1 або 2 (смуга 7 МГц, але при менших швидкостях). Для довгої траси, де можливі завмирання, оператор вибере варіант з кращим значенням підсилення системи - 3 (109,5 дБ), однак знову з пониженням швидкості.

В [4] наведено приклад нового обладнання з сумарною швидкістю передачі даних до 150 Мбіт/с. Ця загальна швидкість може бути віддана цілком або 75 потокам E1, або потоку даних Ethernet, або розділена між споживачами відповідним чином. Нелегке завдання – «вкластися» в ефірі в смузі 28 МГц (стандартизоване значення смуги пропускання радіоствола) можна вирішити лише при використанні модуляції з позиційністю, не гірше ніж 128-QAM.

3. *З'єднання блоків IDU і ODU ЦРРС за допомогою єдиного коаксіального кабелю.* Зазвичай, в блоці IDU (внутрішньому) ЦРРС розташовуються мультиплексори і модеми, а в блоці ODU (зовнішньому) ЦРРС – передавачі та приймачі. Економляться кошти на вартості та експлуатації хвилеводів. Блок IDU розташовують там, де це зручно - на відстані до 300 м від антени. Розміщення складних пристроїв в блоці ODU стало можливим після технологічного прориву, коли створили такі електронні компоненти, які забезпечують функціонування при величезних межах температур навколишнього середовища від  $-40^{\circ}$  до  $+40^{\circ}$  С. Однак треба вибирати таке обладнання, де розділення трактів передачі та прийому один від одного відбувається на основі різних проміжних частот для ліній «вгору» і «вниз». Це вимога, яка при з'єднанні внутрішнього і зовнішнього блоків за допомогою одного кабелю здається природньою, часто

ігнорувалася в старих розробках. Тоді використовувався варіант, коли для передачі «вгору» і «вниз» застосовувалися два різних кабелі, по яких подавалися сигнали основної смуги частот, які спотворювалися фоновими завадами і електромагнітними наведеннями завадових сигналів.

4. *Можливість установки контрольного шлейфу по радіочастоті.* Ця функція бажана в умовах експлуатації, так як тільки вона дозволяє повністю перевірити справність обладнання. Найчастіше розробники обмежувалися можливістю установки шлейфів по потокам E1, що не дозволяло встановити точну причину аварій.

5. *Мережеве управління з доступом за IP-адресою з використанням протоколу SNMP.* Цей вид мережевого управління - найдемократичніший. Він дозволяє з одного комп'ютерного терміналу, на якому встановлено відповідне програмне забезпечення, керувати всією мережею ЦРРЛЗ оператора за запитами. Крім того, мереже обладнання ЦРРЛЗ саме посилає так звані трапи - повідомлення про аварії.

### **1.8.2 Вимоги, що висуваються при виборі обладнання для побудови ЦРРЛЗ**

При проектуванні ЦРРЛЗ і закупівлі обладнання для їх побудови треба вибирати найсучасніші технічні рішення. Вони наводяться в табл. 1.4, причому положення, що вимагають безумовного виконання, відзначені трьома знаками «+» [3, 6, 7].

Таблиця 1.4 – Вимоги до функціональних характеристик модемного обладнання ЦРРЛЗ

| <b>Функціональна характеристика</b>   | <b>Вимоги</b> |
|---|---------------|
| <b>Перерозподіл пропускної здатності між PDH і трафіком пакетних повідомлень (Ethernet)</b> | +++           |
| <b>Адаптивний вибір типу модуляції та смуги пропускання радіоствола</b>                     | +++           |
| <b>З'єднання блоків ODU та IDU за допомогою одного</b>                                      | +++           |

|   |     |
|---|-----|
| <b>коаксіального кабелю із частотним розділенням трактів передачі та приймання по проміжній частоті</b> |     |
| <b>Можливість установлення контрольних шлейфів, у тому числі й по радіочастоті</b>                      | +++ |
| <b>Мережеве керування із доступом по IP-адресу (протокол SNMP)</b>                                      | +++ |
| <b>Вбудований контроль якості із зберіганням історії подій</b>  | +++ |
| <b>Універсальність у виконанні блоків ODU</b>   | ++  |
| <b>Можливість об'єднання навантажень від різних джерел в потік STM-1</b>                                | ++  |
| <b>Наявність вбудованого калькулятора якості</b>  | ++  |

Універсальність у виконанні зовнішніх (ODU) блоків - це такий спосіб поставки обладнання, коли при модернізації апаратури, наприклад, з метою збільшення пропускної здатності можна міняти лише внутрішні (IDU) блоки або тільки плати в цих блоках, що заощаджує матеріальні вкладення оператора.

Можливість об'єднання потоків різного формату, що надходять на вхід ЦРРЛ від різних джерел, з формуванням загального потоку STM-1, переданого споживачеві по оптичному інтерфейсу, відображає сучасні тенденції збільшення швидкостей передачі даних в мережах доступу. Загальновідомо, що швидкості будуть зростати і далі, так як зростає кількість абонентів, які бажають користуватися послугою Triple Play з прийомом ТБ через IP в реальному часі.

Наявність вбудованого калькулятора пов'язана з необхідністю забезпечити вимоги по коефіцієнту готовності на ЦРРЛЗ, що будується. Напружена електромагнітна обстановка в містах змушує будівельників нових ЦРРЛЗ «йти» в діапазони частот вище 13 ГГц. Щоб забезпечити якісні показники по готовності на цих лініях, виключити відмови через підвищене загасання при дощах, довжини ЦРРЛЗ вибирають короткими - до 15 км. На цих лініях відмов через багатопроменевий характер поширення радіохвиль немає. При проектуванні необхідно виконати рекомендацію МСЕ-Р F.1493, де



дається значення коефіцієнта готовності для ділянки мережі доступу, який дорівнює 99,95%. Ця норма не залежить від довжини ділянки мережі доступу.

Знаючи дані своєї дощової кліматичної зони, легко спроектувати конкретну лінію. Постачальники сучасної радіорелейної техніки, прагнучи залучити покупців, включають до складу програмного забезпечення обладнання вбудований калькулятор, що дозволяє миттєво розрахувати якісні показники ЦРРЛЗ, що проектується, в тому числі й коефіцієнт готовності.

Модемне обладнання магістральних ЦРРЛЗ зазвичай орієнтоване на передачу одного або декількох потоків STM-1 (155 Мбіт/с) і може не мати входів для потоків PDH, які досі залишаються одним із засобів передачі інформації цієї в мобільних мережах. Навпаки, пропускна здатність низьшвидкісного модемного обладнання не задовольняє сучасним вимогам. Крім того, якщо в низькошвидкісному обладнанні передача і прийом відбувається на одній радіочастоті з поділом за часом (метод TDD), то в тракт доступу вноситься додаткова часова затримка. Що стосується радіорелейних систем з передачею сигналів по пакетним технологіям безпосередньо в радіотракт, то вони тільки вийшли зі стін лабораторій і проходять «доведення» прямо на ходу.

### **1.8.3 Основні фактори, що визначають ефективність використання частотного ресурсу систем радіорелейного зв'язку**

Підвищення ефективності використання частотного ресурсу стало однією з найважливіших вимог до апаратури ЦРРЛЗ. На сьогоднішній день, бурхливий розвиток радіозв'язку впритул зіштовхується з гострим дефіцитом частотного діапазону. На Заході ця проблема давно стала визначальним фактором під час розробки і виробництва засобів зв'язку, у тому числі РРС.

В Україні насиченість радіорелейного зв'язку поки що набагато менше, ніж у розвинених країнах, де вже йде інтенсивне освоєння всіх діапазонів до 40 ГГц. Швидкий ріст інформаційних технологій та відповідно потреб населення призвели до того, що проблема зайнятості радіочастотного ресурсу в Україні, починає поставати більш гостро [17]. Так, у Києві з кожним роком

усе складніше одержувати вільні частоти для побудови нових ЦРРЛЗ у діапазонах 15 ГГц, а нижче – майже неможливо, тому що діапазон зайнято і багаторазово поділено.

Ефективність використання частотного ресурсу визначається наступними факторами:

- необхідною шириною смуги приймача-передавача, що визначається швидкістю передавання інформації, обраним методом модуляції і рівнем стабілізації частоти передавача;
- параметрами електромагнітної сумісності (ослаблення чутливості по побічним каналах прийому у приймачі, рівень придушення позасмугових і побічних випромінювань);
- можливістю повного використання усієї відведеної ділянки діапазону частот, що забезпечується використанням у складі станції синтезатора частоти.
- енергетичними характеристиками, які визначають дальність зв'язку, характеризують технічний рівень апаратури і становлять основу для проектування ЦРРЛЗ.

## **1.9 Сучасні тенденції розвитку систем радіорелейного зв'язку**

### **1.9.1 Цифровізація аналогових радіорелейних ліній зв'язку**

При порівнянні методів використання радіорелейних та ВОЛЗ стають очевидними переваги бездротових технологій. Використання технологій ВОЛЗ ефективно і доцільно сьогодні на магістральних напрямках. Радіорелейні лінії зв'язку найбільш ефективні при розгортанні розгалужених цифрових мереж у великих містах та індустріальних зонах, де прокладка ВОЛЗ занадто дорога або зовсім неможлива, а якість передачі інформації по сучасним РРЛЗ практично не поступається ВОЛЗ. Застосування ЦРРЛЗ для побудови територіально-розподілених мереж зв'язку зумовлено насамперед відносною простотою побудови ліній при незначних витратах на їх будівництво та експлуатацію, а також можливістю оперативного вирішення питань розвитку та реконструкції мережі без додаткових капітальних витрат.

Треба відзначити, що вартість розгортання ЦРРЛЗ сучасних технологій (SDH, PDH) хоч і значно менша за вартість розгортання ВОЛЗ, але вона часто виявляється занадто високою.

В Україні на даний момент часу існує широко розвинена мережа аналогових магістральних і внутрішньозонових РРЛЗ. Технічний стан цього устаткування дозволяє продовжувати його використання, однак воно перестає відповідати сучасним вимогам. Зміни, викликані зростаючою кількістю цифрових стиків традиційного кінцевого обладнання вимагають ефективних рішень для передачі цифрового трафіка по аналоговим РРЛЗ. Таким чином, збільшення обсягів передаваної по магістральним напрямкам цифрової інформації, висока вартість розгортання ЦРРЛЗ на базі сучасних цифрових технологій SDH, PDH зробило актуальним використання для передачі цифрових потоків вже розгорнуті та діючі аналогові РРЛЗ.

Можливі шляхи вирішення цього насущного завдання:

- встановлення нового цифрового радіорелейного обладнання (повна модернізація РРЛЗ);
- поетапна модернізація існуючих аналогових радіорелейних ліній для передачі цифрової інформації – цифровізація окремих вузлів аналогових РРЛЗ.

Перший підхід найчастіше передбачає використання імпортової апаратури і пов'язаний з більшим обсягом і значною вартістю проведення робіт. Як правило, на сьогодні він застосовується при організації нових РРЛЗ.

Другий підхід може проводитися поступово, оскільки він передбачає максимально можливе використання вже встановленого аналогового устаткування.

До числа РРС, цифровізація яких можлива, можна віднести «Восход-М», «Курс-4», «Курс-6», «Курс-4М», ГТТ-70/4000, ГТТ-70/6000, ГТТ-70/8000, «Ракита-8», «Радуга-4», «Радуга-6», «Радуга-АЦ», «Комплекс» та інші [8,9,10]. Незважаючи на те, що вказані станції вже морально і фізично застаріли, базові параметри цих ліній (смуга пропускання тракту, відношення

сигнал/шум, коефіцієнт фазових спотворень) досить високі і, за відсутності альтернативи в економічному плані, їх експлуатація продовжується, особливо при передачі сигналів телевізійних програм.

У зв'язку із збільшенням кількості регіональних телестудій виникає необхідність передачі через РРЛЗ додаткових телевізійних каналів. З розвитком техніки стиснення зображення, великою мірою завдяки розвитку цифрового мовлення, з'явилася можливість адаптувати для застосування в аналогових радіорелейних системах зв'язку техніку і методи модуляції, що розроблені для систем цифрового телебачення. Однак реальний стан технічних параметрів наявних трактів аналогових РРЛЗ не дозволяє без модернізації існуючого обладнання здійснити передачу радіосигналу з QPSK модуляцією без регенерації більш ніж на 5-6 прольотів.

Використання більш складних типів модуляції (QAM-16,32,64,128,256) ніж QPSK, які мають значну спектральну ефективність, потребує від діючих аналогових РРЛЗ підвищених вимог до стабільності частоти, рівня фазового шуму гетеродинів, лінійності амплітудної характеристики та динамічного діапазону приймопередавачів, а також необхідності забезпечення значно більшого співвідношення сигнал/шум на вході приймача, що призводить до необхідності збільшення енергетичного потенціалу системи для збереження довжини прольоту РРЛЗ або до зменшення довжини прольоту РРЛЗ при незміні цього потенціалу [17,18].

Подолати вказані недоліки при цифровізації РРЛЗ можливо за рахунок використання відомої [17] з середини 90-х років ХХ ст. комбінованої (дворівневої) модуляції M-QAM/FM (M-KAM/ЧМ) [17-20], тобто в модемі РРС пропонується здійснити ще одну модуляцію – частотну (ЧМ) отриманим радіочастотним сигналом з багатопозиційною QAM-модуляцією, який розташований в смузі радіочастот 0,6...9 МГц. Таким чином, по суті, по радіостолам РРЛЗ передаються ЧМ сигнали, які не тільки не спотворюються при обмеженні рівня в передавальному та приймальному тракті РРС, але навіть використовують це обмеження для виключення паразитної амплітудної

модуляції. При цьому завадостійкість каналу передачі системи з дворівневою (комбінованою) модуляцією практично дорівнює завадостійкості аналогового каналу зв'язку з частотною модуляцією. Взаємодія QAM модуляції з ЧМ відкриває широкі можливості в транспортуванні більшого числа інформації в однаковому частотному діапазоні, що веде, відповідно, до підвищення спектральної та інформаційної ефективності використання радіоствола РРЛЗ в порівнянні з радіоствола, що використовує тільки ЧМ.

Заміна на РРЛЗ аналогового трафіка цифровим дозволяє забезпечити:

- електромагнітну сумісність при передачі сформованого цифрового трафіку із залишками аналогового трафіку, оскільки клас радіовипромінення не змінюється;
- працездатність цифрової апаратури при збереженні специфічних методів телеконтролю й резервування, що використовуються в існуючих аналогових радіорелейних лініях;
- додатковий контроль якості цифрового каналу зв'язку;
- додаткові канали службового зв'язку;
- можливість використання системи телекерування й телеконтролю цифровою системою передачі даних.

Технічним питанням цифровізації аналогових РРЛЗ шляхом застосування комбінованої модуляції присвячено ряд публікацій і технічних рішень, які передбачають використання практично повного комплексу обладнання діючої аналогової РРС, до якого додається формувач промодульованого цифрового потоку з подальшою ЧМ в передавальному тракті та частотною демодуляцією в приймальному тракті засобами аналогової РРС [16-19].

Цифровізація аналогових РРЛЗ є найбільш оптимальним способом модернізації існуючої інфраструктури РРЛЗ для передачі цифрового трафіку, особливо трафіку систем телевізійного мовлення. Використання наявного щоглового обладнання, апаратури та засобів РРС дозволяє зберегти існуючу мережу РРЛЗ. В даний час існує чимало методів, які технічно дозволять

здійснити цифровізацію. Більшість із них досить вдало показали себе на практиці, але це не означає, що дане питання повністю закрито.

Поява цифрової телевізійної апаратури MPEG-2/4 істотно розширили можливості та ефективність цифровізації аналогових телевізійних радіорелейних ліній. Кодування телевізійного сигналу за алгоритмом MPEG-2 дозволяє забезпечити мовленнєву якість сигналів зображення і стереофонічного звукового супроводу при швидкості передачі не більше 8 Мбіт/с. Для передачі телевізійного сигналу достатньо 4 потоків по 2048 кбіт/с. Крім того, передача телебачення в цифровому вигляді через стандартні канали Е1 дозволяє будувати гібридні SDH/PDH системи доставки телевізійного сигналу, що використовують одночасно як магістралі ВОЛЗ, так і радіорелейні лінії.

Одним з технічних варіантів вирішення проблеми передачі цифрового телевізійного сигналу через аналогову РРЛЗ є розроблені ЗАТ «Радіан» кодер КТВМ-200 і декодер ДТВМ-200, що забезпечують стиснення телевізійного сигналу за стандартом MPEG-2 і інверсне мультиплексування [22]. Для передачі оцифрованих таким способом програм телевізійного мовлення (ТМ) по трактах коаксіальних АСП і стовбурах аналогової РРЛЗ компанією «Укрзв'язок» були розроблені мультиплексор StreamMux 5000, модеми MegaCom 2005 і UltraLink.

На рис. 1.16 представлена структурна схема відповідного обладнання для передачі до 4 програм ТМ в смузі групового сигналу: 0,312-8 МГц.

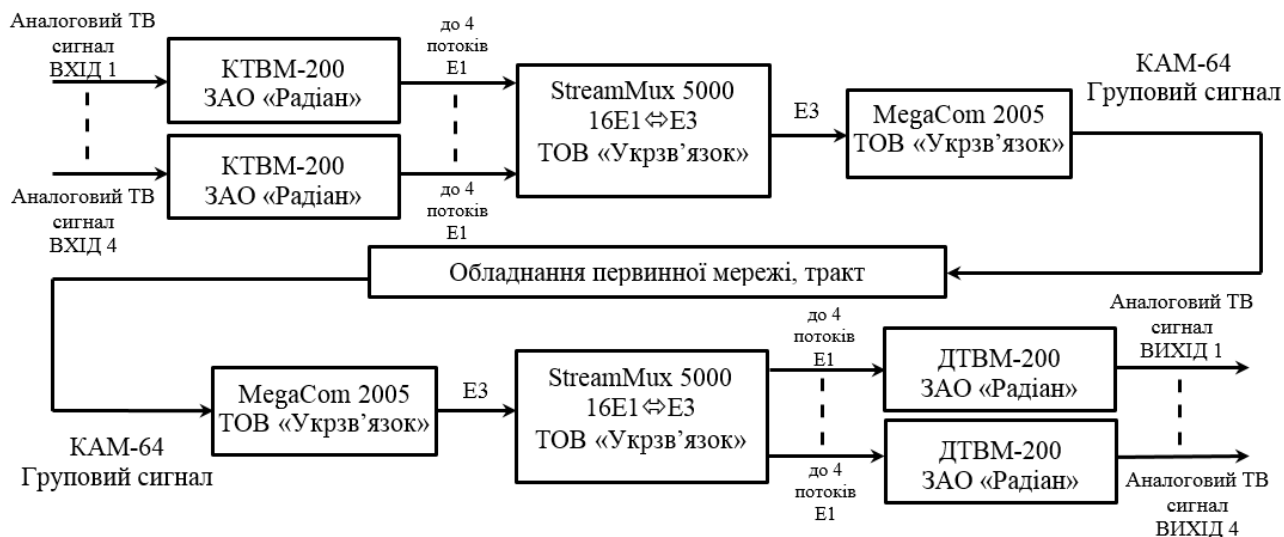


Рисунок 1.16. – Структурна схема цифровізації та передачі до чотирьох програм телебачення по трактах первинної мережі

Аналоговий телевізійний сигнал надходить на MPEG кодер КТВМ-200, який виконує кодування з роздільною здатністю  $720 \times 576$  пікселів, на виході кодера отримуємо до 4 потоків E1. Потоки від 4 кодерів збираються мультиплексором StreamMux 5000 і перетворюються модемом MegaCom 2005 в груповий сигнал 0,312-8 МГц з модуляцією QAM-64, який надходить на вхід ствола аналогової РРЛЗ. На приймальному кінці модем видає цифровий сигнал E3, який розбирається мультиплексором на відповідні потоки E1. Декодери ДТВМ-200 відновлюють аналогові ТВ програми з цифрових потоків E1.

Таким чином, цифровізація існуючого парку аналогових РРС є ефективним способом підвищення пропускної спроможності ліній зв'язку при оптимальних економічних витратах, що дозволяє забезпечити високу якість даних при збереженні прийнятної стійкості зв'язку.

Випробування, проведені на декількох аналогових РРЛЗ показали, що при використанні комбінованої модуляції QAM/ЧМ параметри наскрізного тракту краще узгоджуються з наявними характеристиками РРЛЗ, ніж при використанні QPSK модуляції, в результаті чого передача потоків відео та аудіо можлива без регенерації до 15-18 прольотів [23]. Іншою істотною перевагою комбінованої модуляції є те, що РРЛЗ працюють без будь-яких

доробок в тракці. У смузі частот модулюючого сигналу вище 9 МГц можуть передаватися службові сигнали РРЛЗ, які передавалися раніше. Більш того, в низькочастотній частині модулюючого сигналу також можуть передаватися канали службового зв'язку, тобто передача можлива і в «телефонному стовбурі», тобто для передачі цифрового потоку з модуляцією QAM не використовується смуга частот нижче 0,6 МГц. Практична перевірка показала, що без значної модернізації і налаштувань тракту, при використанні QAM-64 на першій ступені модуляції, РРЛЗ зазначених типів мають досить великий запас за динамічними характеристиками і незважаючи, здавалося б, на гірші параметри QAM-64 порівняно з QPSK, дозволяють методом комбінованої модуляції, при відповідному налаштуванні, отримати стійку роботу в реальних умовах експлуатації.

Таким чином, цифровізація аналогових дає змогу використовувати діючі аналогові РРЛЗ для передачі цифрового трафіку, що зменшує витрати на оновлення устаткування цієї лінії та забезпечує транспортування більших об'ємів інформації при тих самих параметрах радіоканалу, в першу чергу смуги його радіочастот.

### **1.9.2 Радіорелейні лінії зв'язку міліметрового діапазону**

Міліметровий діапазон (мм-діапазон) вже давно привертає увагу розробників апаратури зв'язку. Однак його практичне освоєння до останнього часу обмежувалося частотами не більше 40 ГГц. В 1979 році Міжнародний союз електрозв'язку ІТУ (International Telecommunication Union) на Міжнародній конференції WRC-79 прийняв рішення про використання міліметрового діапазону радіохвиль для надання послуг фіксованого зв'язку. Однак практичний інтерес до мм-діапазону проявився тільки в кінці 1990-х років, після того як Федеральна комісія зі зв'язку США (FCC) опублікувала доповідь з докладним описом можливостей систем, що працюють на таких частотах. З тих пір смуги частот 71-76 та 81-86 ГГц, відомі як частоти Е-діапазону, активно освоюються для побудови систем зв'язку з



надвеликою пропускною здатністю (до 10 Гбіт/с) [39]. Цьому сприяли такі обставини:

- поява електронних компонентів міліметрового діапазону з прийнятними параметрами та вартістю;
- високе завантаження найбільш активно використовуваного НВЧ-діапазону (2-38 ГГц) і необхідність пошуку альтернативних частотних діапазонів;
- розробка нового покоління широкосмугових систем зв'язку, що призвело до радикального зростання трафіку в мережах доступу і в опорних мережах таких систем.

Після прийняття в 2005 році FCC ряду регламентуючих документів і введення полегшеної схеми ліцензування з'явилися перші радіосистеми E-діапазону. Європейські регулюючі організації бездротового зв'язку послідували за США, і в 2005 році Європейська конференція адміністрацій, пошт і телекомунікацій (CEPT) прийняла план освоєння частотних діапазонів, аналогічний американському. У 2006 році Європейський інститут стандартизації в галузі телекомунікацій (ETSI) опублікував технічні правила роботи апаратури на частотах 71-76, 81-86 і 92-95 ГГц. Ці правила відповідали вимогам ЄС і дозволяли комерційне використання в Європі бездротової апаратури E-діапазону. Сьогодні вже багато країн освоюють E-діапазон для створення бездротових систем зв'язку типу "точка-точка".

E-діапазон складається з трьох частотних смуг - 71-76, 81-86 і 92-95 ГГц (рис. 1.17), причому найбільш активно освоюються перші дві смуги. Такий розподіл частот має свої переваги. По-перше, сумарна ширина перших двох частотних смуг в 10 ГГц значно більше будь-якої іншої доступної смуги частот, використовуваної в системах бездротового зв'язку [39]. Вона в 50 разів більше спектра всіх видів стільникового зв'язку, що використовуються в США, і значно ширше всіх зв'язкових НВЧ-діапазонів. Тому E-діапазон здатний забезпечити роботу цілого покоління нових систем бездротового зв'язку.

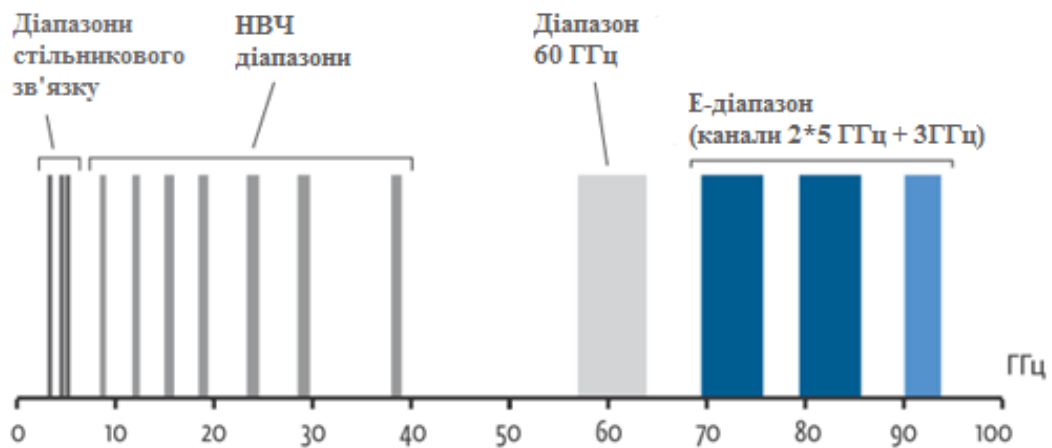


Рисунок 1.17 – Основні частотні діапазони бездротового зв'язку (США)

По-друге, при розподілі частот Е-діапазону, що включає два канали по 5 ГГц, не відбувається поділу на смуги, як у випадку більш низькочастотних НВЧ-діапазонів. Наприклад, в США в сантиметровому діапазоні Федеральна комісія зв'язку ділить кожен частотний діапазон із загальною несучою на окремі канали зі смугою не більше 50 МГц. Така ширина каналу, в кінцевому рахунку, обмежує обсяг даних, які він здатний пропустити.

Завдяки широкій смузі Е-діапазон достатній для передачі даних зі швидкістю 1 Гбіт/с за допомогою найпростіших схем модуляції. Так, виробники радіорелейних ліній (РРЛ) в Е-діапазоні в складі свого обладнання використовують модеми зі схемами модуляції від BPSK до 16-QAM. Крім здешевлення конструкції модему, застосування простих типів модуляції підвищує достовірність прийому інформації, оскільки зростає відстань між можливими положеннями модуляційних символів на діаграмі Грея. Це означає збільшення системного підсилення. При більш складних схемах модуляції швидкість передачі в повнодуплексному режимі може досягати 10 Гбіт/с.

Оскільки на відміну від вузького каналу необхідність стиснення даних при передачі відсутня, апаратна реалізація систем зв'язку в Е-діапазоні може бути відносно простою. Зокрема, в ряді випадків досить модемів з модуляцією низького порядку, нелінійних підсилювачів потужності, приймачів з прямим перетворенням та інших нескладних компонентів. Це дозволяє знизити вартість системи, не погіршуючи її функціональні параметри і надійність. Так, схеми з частотною маніпуляцією (FSK) або двохпозиційною фазовою

маніпуляцією в смузі 5 ГГц легко забезпечують передачу даних зі швидкістю до 2 Гбіт/с. Оскільки прості схеми модуляції не вимагають високої лінійності підсилюючих трактів в трансиверах, то підсилювачі потужності передавача можуть працювати в режимі максимальної вихідної потужності. А велика вихідна потужність поряд з високим коефіцієнтом посилення антени забезпечує високу потужність випромінення, що дозволяє компенсувати можливі втрати передачі і робить системи Е-діапазону за характеристиками еквівалентними НВЧ-системам зв'язку "точка-точка".

Апаратна частина радіорелейних ліній Е-діапазону реалізована за класичною схемою дуплексного трансивера. До складу системи входить модем, Up/Down-конвертор, малошумний приймальний підсилювач, підсилювач потужності і дуплексний фільтр. Хвилевідний фланець дуплексного фільтра приєднаний безпосередньо до антени. Таким чином, вся активна і пасивна частини радіосистеми розміщені на антені щоглі і виконана у вигляді моноблока вуличного розташування.

Не менш важлива перевага Е-діапазону полягає в можливості істотного зниження габаритів антенних систем, що забезпечують, тим не менш, формування вузької діаграми спрямованості. У складі РРЛ в діапазоні 71-86 ГГц як правило використовують осесиметричні дводзеркальні антени Кассегрена невеликого діаметра (30-60 см).

На дальність зв'язку в міліметровому діапазоні значний вплив мають загасання на молекулах води, кисню, а також погодні фактори. У НВЧ-діапазонах до 38 ГГц атмосферне загасання не 0,3 дБ/км. За підйомом в районі 23 ГГц слідує сильне загасання на 60 ГГц, обумовлене поглинанням радіохвиль молекулами кисню. На частоті 60 ГГц ослаблення досягає 14 дБ / км, що істотно обмежує дальність передачі радіохвиль.

На частотах вище 100 ГГц починають позначатися інші ефекти молекулярного поглинання (в тому числі на молекулах води), що обмежують ефективність поширення сигналів.

Вікно відносної прозорості лежить в діапазоні 70-100 ГГц. Тут атмосферне загасання складає близько 1,5 дБ / км, що близько до загасання в традиційних НВЧ-діапазонах. В результаті стає можливим передавання радіосигналів на значні відстані 5-10 км. Відзначимо, що в разі сильного дощу (інтенсивність 25 мм / год) загасання сигналу в Е-діапазоні досягає 10 дБ / км (рис. 1.18). Міжнародним союзом по телекомунікаціях ІТУ на підставі багаторічних спостережень складено карти однотипних зон випадання опадів у різних районах світу. Ці карти допомагають проектувальникам при установці систем зв'язку в різних регіонах світу враховувати інтенсивність і річну норму опадів.

Слабка завантаженість мм-діапазону, можливість виділення широких смуг частот (до 5 ГГц), спрощена процедура виділення частот у всіх країнах світу робить цей діапазон унікальним для побудови персональних, локальних і міських транспортних бездротових мереж, а також каналів "точка-точка" (РРЛ).

Крім того, властиве даному діапазону швидке загасання радіохвиль робить обов'язковим застосування антен з вузькою діаграмою спрямованості, що

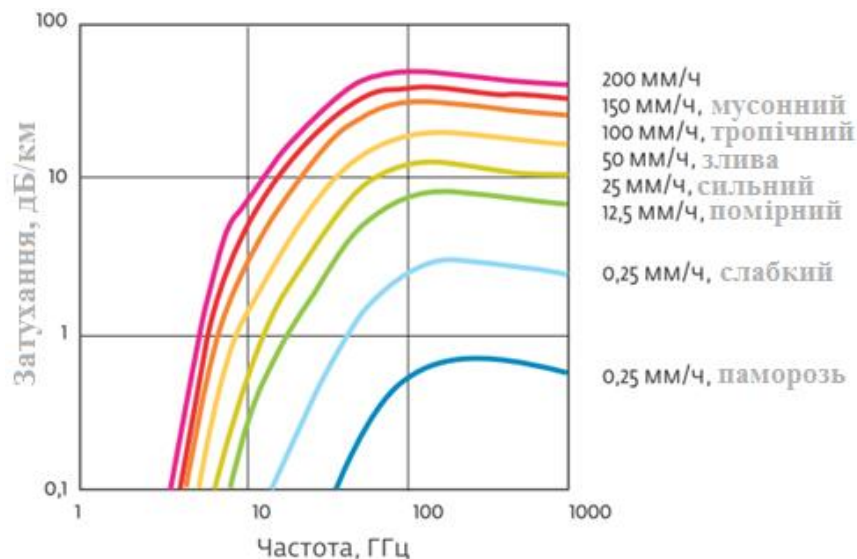


Рисунок 1.18 – Загасання радіохвиль, що викликається дощем різної інтенсивності

усуває проблему інтерференції різних джерел сигналу і спрощує завдання частотного планування (як технічно, так і адміністративно).

### **1.9.3 Цифрові радіорелейні лінії зв'язку терагерцового діапазону як кардинальне вирішення проблеми нестачі радіочастотного ресурсу**

Нестача радіочастотного ресурсу для побудови ліній ЦРРЗ стимулювала необхідність освоєння більш високочастотних діапазонів, зокрема терагерцового діапазону.

Терагерцовими хвилями («Т-променями») прийнято називати ЕМХ в частотному діапазоні від 100 ГГц до 3000 ГГц. В порівнянні з відносно добре вивченими і технічно забезпеченими мікрохвильовим, оптичним і рентгенівським діапазонами досягнення в галузі дослідження та застосування терагерцового випромінювання поки обмежені і залишаються скоріше на демонстраційному рівні, незважаючи на надзвичайно великі можливості їх технічного та біомедичного використання [35].

Освоєння субтерагерцового діапазону для застосування в телекомунікаціях саме по собі викликає значний інтерес у зв'язку з наступним:

1) слабка завантаженість даного діапазону в порівнянні з мікрохвильовим діапазоном;

2) можливість виділення широких смуг частот (до 5 ГГц і більше), оскільки цей діапазон володіє великою інформаційною ємністю;

3) спрощена процедура виділення частот у багатьох країнах світу;

4) істотне зниження габаритів антенних систем, які забезпечують при цьому формування вузької діаграми спрямованості;

5) швидке загасання радіохвиль у поєднанні з вузькоспрямованими антенами (усуває проблему інтерференції різних джерел сигналу, що спрощує задачу частотного планування);

б) екологічна безпека.

До недоліків терагерцового діапазону можна віднести значну нерівномірність загасання в водяних парах та молекулярному кисні (від 2 до 1000 дБ/км), а також в гідрометеорах (від 4 до 45 дБ/км при зміні інтенсивності

дощу від 5 до 150 мм/год). Тому, для побудови систем радіозв'язку терагерцового діапазону можна використовувати лише ті ділянки терагерцового спектру, що мають так звані «вікна прозорості». По-друге, поки що побудова передавально-приймальної апаратури та антенно-фідерних трактів систем терагерцового зв'язку потребує значних капіталовкладень, що пов'язано із важкістю технічної реалізації та налаштування таких основних компонентів як гетеродини, змішувачі, помножувачі, підсилювачі, фільтри тощо.

В Україні на законодавчому рівні в 2012 році до Плану використання радіочастотного ресурсу України (розділ II *Перспективні для впровадження радіотехнології*) [34] Постановою Кабінету Міністрів України №838 від 05.09.2012р. внесена радіотехнологія радіорелейного зв'язку в діапазонах частот, що відносяться до терагерцового діапазону, а саме 94,1-100 ГГц; 102-105 ГГц; 106,5-109,5 ГГц; 111,8-113 ГГц; 130-134 ГГц; 141-148,5 ГГц.

В 2013-2014 році в НТУУ «КПІ» за рахунок видатків державного бюджету була проведена науково-дослідна робота (НДР) «Терагерцова телекомунікаційна система широкосмугового радіодоступу із гігабітною пропускною здатністю» [45]. Метою НДР була розробка нового апаратного рішення для перспективних засобів телекомунікацій, які матимуть високі і раніше недосяжні характеристики та технічного рішення по використанню терагерцового діапазону в безпроводових мережах нового покоління.

Предметом дослідження виступали принципи побудови телекомунікаційних систем ШСД із гігабітною пропускною здатністю в діапазоні частот 130-134 ГГц та стратегія їх подальшого розвитку для вирішення проблеми перевантаження частотних діапазонів, що використовуються на сьогоднішній день, суттєвого підвищення швидкості передачі даних системами безпроводового радіодоступу, а також створення надвисокошвидкісних РРЛ нового покоління.

В результаті виконання вказаної НДР на базі розроблених нових схемотехнічних рішень з побудови РРС терагерцового діапазону, проведеного

моделювання її основних функціональних вузлів приймально-передавального тракту, спроектовано та виготовлено експериментальний зразок цифрової симплексної РРЛ терагерцового діапазону частот 130–134 ГГц із загальною пропускною здатністю каналу зв'язку до 1,2 Гбіт/с при значенні ймовірних бітових помилок BER на рівні  $10^{-6}$  та дальністю зв'язку в межах 1 км.

Передбачається, що створений в результаті виконання НДР апаратно-програмний комплекс цифрової РРЛ у складі формувача, передавального та приймального трактів терагерцового діапазону забезпечить операторів телекомунікацій технічними рішеннями та інструментальними засобами системної пакетної передачі гігабітних потоків в неліцензійному терагерцовому діапазоні 130-134 ГГц для побудови надвисокошвидкісних розподільчих мереж доступу, включаючи передачу телевізійних сигналів високої та надвисокої чіткості в реальному масштабі часу.

Вказана розробка ЦРРЛЗ терагерцового діапазону для України є новітньою, оскільки на даний час в Україні є розробки тільки окремих напівпровідникових елементів та пристроїв, здатних працювати в довгохвильовій частині цього діапазону. Завершених розробок ТКС для передачі високошвидкісних даних в терагерцовому діапазоні немає.

В порівнянні із найближчим зарубіжним аналогом – ТКС в діапазоні частот 120 ГГц для передачі даних зі швидкістю 10 Гбіт/с на відстань до 2,5 км в умовах вільного простору (розробник – фірма NIPPON Telegraph and Telephone (NTT), Японія) [37] виконана розробка [45] використовує частотний діапазон до 134 ГГц. Це дає зменшення втрат потужності радіосигналу за рахунок можливості роботи у вікні прозорості атмосфери і таким чином дозволяє збільшити дальність радіозв'язку в безпроводних локальних комп'ютерних мережах та сенсорних мережах передачі інформації.

Розвиток терагерцових технологій продовжується, про що свідчить чимала кількість публікацій в науково-технічних виданнях. Наприклад, Хіросімський університет, Національний інститут інформатики і комунікаційних технологій а також компанія Panasonic повідомили про

розробку передавача терагерцового діапазону, яке дозволяє передавати дані зі швидкістю 105 Гбіт/с в смузі частот від 290 до 315 ГГц [42]. Отримана пропускна здатність більше ніж на порядок перевищує пропускну здатність каналу мережі мобільного зв'язку 5-го покоління (5G).

### **1.10 Обґрунтування необхідності перевикористання частотного ресурсу ЦРРЛЗ діапазону нижче 40 ГГц**

Радіочастотний ресурс (РЧР) має в своєму складі декілька компонентів (частотну, часову, кодову, поляризаційну, просторову), які в тих або інших комбінаціях використовуються в різних радіотехнологіях. Зокрема, в сучасних РРЛЗ найбільше застосування отримали частотна, просторова і поляризаційна складові РЧР [9, 10, 15].

Частотна складова РЧР в РРЛЗ проявилась у розробці МСЕ-Р для різних діапазонів частот конкретних планів використання РЧР системами радіорелейного зв'язку, які регламентують номінали робочих частот передавачів та приймачів радіорелейних станцій, кількість радіостволів, дуплексне рознесення частот передачі та прийому.

Поляризаційна складова РЧР регламентує використання в РРЛЗ горизонтальної та вертикальної поляризації ЕМХ для забезпечення додаткового до частотної селекції розділення радіостволів багатоствольних РРС.

Просторова складова РЧР в РРЛЗ в першу чергу базується на використанні кореспондуючими одна з одною радіорелейними станціями спрямованих антен. Ці спрямовані антени можна розглядати як просторовий фільтр, що приймає або передає ЕМХ з або в окремі області простору, що визначається шириною головних пелюсток ДС антен, тобто антени здійснюють просторову селекцію радіосигналів за кутовим напрямком поширення радіохвиль, який визначається орієнтацією антени в просторі. Вказане в свою чергу дозволяє забезпечити електромагнітну сумісність як з лініями космічного радіозв'язку та із РРЛЗ інших напрямків, що використовують спільні смуги радіочастот за рахунок просторовій селекції корисних радіосигналів гостроспрямованими антенами. Проте, варто



відмітити, що на сьогоднішній день є різновиди просторової селекції, які дозволяють більш повно (раціонально) використовувати саме просторову складову РЧР в умовах складної електромагнітної обстановки. Найбільш типовим прикладом є адаптивна просторова обробка (селекція) сигналів в антенних решітках (АР), теоретичні та практичні особливості якої подробно висвітлено в класичних роботах [40,46], і яка в свою чергу дозволяє одночасно виконувати просторову фільтрацію радіосигналів від декількох джерел радіовипромінювання (ДРВ), що рознесені в просторі один відносно одного за кутовими координатами та які одночасно використовують одну й ту саму смугу радіочастот та поляризацію ЕМХ. Проте відомо, в умовах співпадіння кутових координат ДРВ адаптивна просторова селекція призводить як до придушення радіозавади, так й до придушення корисного сигналу [26-28]. Однак, якщо при умові співпадіння кутових координат ДРВ корисного сигналу і радіозавади ці ДРВ рознесені одне відносно іншого за дальністю, при чьому рознесені таким чином, що знаходяться в різних хвильових зонах (наприклад, ДРВ корисного сигналу в дальній зоні, а ДРВ радіозавади в проміжній чи ближній зоні) антенної решітки приймальної сторони, що здійснює просторову селекцію, то виділення корисного радіосигналу на фоні радіозавади або радіозавади на фоні корисного сигналу можливе за відмінністю форм (кривизни) фазових фронтів ЕМХ, які випромінюються вказаними джерелами [25, 26]. Ефективність такої просторової селекції за дальністю розташування ДРВ (або просторової селекції за формою фазового фронту ЕМХ) тим більша, чим більше рознесення ДРВ корисного радіосигналу та завадового радіосигналів один відносно іншого за дальністю. З фізичної точки зору, така просторова селекція можлива через те, що ЕМХ ДРВ створюють на дискретному розкритті приймальної АР різні форми фазових фронтів (наприклад, ДРВ, що розташоване в дальній зоні – плаский фазовий фронт, а ДРВ, що знаходиться в проміжній зоні) приймальної АР – сферичний фазовий фронт або близький до нього), внаслідок чього фазові зсуви несучих коливань між сусідніми елементами АР для різних фронтів

ЕМХ відрізняються один від одного, що в свою чергу дозволяє використати цю відмінність як ознаку, на основі якої діаграмоутворюючий пристрій приймальної АР буде селектувати одні радіосигнали та придушувати інші. Таким чином, форма фазового фронту ЕМХ ДРВ при вищенаведених обмеженнях на умову взаємного розташування ДРВ корисного за завадового радіосигналів теоретично може служити додатковою ознакою просторової компоненти РЧР, на базі якої можна буде здійснювати розділення (просторову селекцію) радіосигналів, що одночасно використовують одну й ту саму смугу радіочастот один від одного, й тим самим підвищувати ефективність використання РЧР шляхом забезпечення його повторного використання.

На даний час особливостям просторової селекції радіосигналів по формі фазового фронту ЕМХ присвячено ряд публікацій [25, 26, 43], які торкаються використання даного виду селекції в системах радіонавігації, радіолокації та пеленгації. В роботі [47] наведено принцип побудови діючої радіолокаційної станції (РЛС), що призначена для вимірювання з використанням явища сферичності фазового фронту ЕМХ товщини льоду, а в роботі [43] експеримент для вимірювання ДС АР РЛС в ближній зоні її АР з подальшим перерахунком вимірених з урахуванням кривизни фазового фронту ЕМХ значень для розрахунку ДС АР в дальній зоні.

Враховуючи актуальність вирішення задачі нестачі РЧР в діапазонах частот нижче 40 ГГц, зокрема для РРЛЗ, виникає питання дослідження можливості застосування фізичного явища кривизни (або відмінності) форм фазових фронтів ЕМХ та способів просторової обробки сигналів на його основі (просторова обробка (селекція) сигналів по кривизні фазового фронту) для забезпечення перевикористання (повторного використання) радіочастотного ресурсу ліній цифрового радіорелейного зв'язку.

Основна ідея полягає в штучному створенні (формуванні) за допомогою діаграмоутворюючих схем (ДУС) передавального тракту АР РРС з частотним дуплексом, що кореспондують одна з одною, радіосигналів з різними формами фазових фронтів (ФФФ) ЕМХ (рис. 1.19) з подальшою просторовою

селекцією вказаних радіосигналів, що одночасно використовують одну й ту саму смугу радіочастот та поляризацію, один від одного в ДУС (просторових фільтрах (ПФ)) приймального тракту РРС за кривизною фазового фронту ЕМХ з подальшим аналізом ефективного такого різновиду просторової селекції та можливістю його технічної реалізації з використанням існуючого обладнання ЦРРЛЗ.

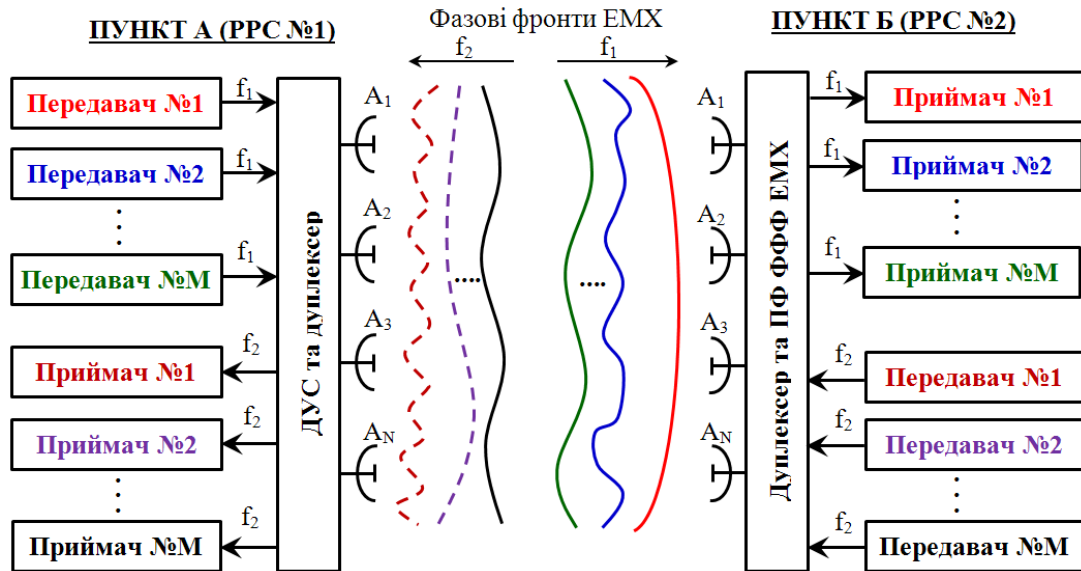


Рисунок 1.19 - Спрощена схема РРЛЗ з на основі використання РАР

Передбачається, що дослідження просторової селекції радіосигналів дасть можливість зробити наці ще один крок в плані розвитку систем радіорелейного зв'язку, тобто допоможе у вирішенні питання ефективного використання радіочастотного ресурсу, і як наслідок забезпечити збільшення пропускної здатності ЦРРЛЗ. Адже саме підвищення ефективності використання виділеної смуги частот стало однією з найважливіших вимог до апаратури ЦРРЛЗ, так як настає час, коли бурхливий ріст радіозв'язку впритул зіштовхується з гострим дефіцитом частотного ресурсу.

## Висновки до розділу 1

У першому розділі було проведено аналіз сучасного стану розвитку систем цифрового радіорелейного зв'язку та розкрито їх роль в телекомунікаціях. Показано, що основними проблемами розвитку систем радіорелейного зв'язку є проблема підвищення швидкості передачі інформації

в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу, виділеного для ЦРРЛЗ. Проведений аналіз показує, що основними тенденціями вирішення вказаних проблем є або підвищення позиційності маніпуляції радіосигналу, що передається через радіоствол (тобто підвищується спектральна ефективність радіоствола), або розширення смуги частот ствола, або збільшення кількості радіостволів ЦРРЛЗ, що паралельно працюють на різних частотах.

Підвищення позиційності модуляції на ЦРРЛЗ в свою чергу вимагає підвищення енергетичного потенціалу ЦРРЛЗ шляхом збільшення вихідної потужності передавача та/або коефіцієнту підсилення антен радіорелейних станцій, або підвищення чутливості приймачів радіорелейних станцій чи зменшення швидкості завадостійкого кодування при фіксованій довжині інтервалу ЦРРЛЗ або ж навпаки, зменшення довжини інтервалу ЦРРЛЗ при незмінному енергетичному потенціалі цієї лінії. Крім того, при використанні високопозиційних методів модуляції значно зростають вимоги до лінійності амплітудних характеристик передавально-приймальних трактів, стабільності несучої частоти і рівня фазових шумів гетеродинів (синтезаторів) радіорелейних станцій.

На даний час спосіб підвищення швидкості передачі інформації через радіоствол ЦРРЛЗ шляхом використання високопозиційної модуляції (N-QAM,  $N = 4, 16, 32, 64, 128, 256, 512, 1024$ ) майже вичерпав себе. Подальше нарощування позиційності модуляції до  $N = 2048, 4096$  на даний момент ускладнено, оскільки технічний рівень побудови сучасних цифрових радіорелейних станцій не дозволяє отримати малий рівень спотворень сигналу, обумовлених як нелінійністю амплітудних та фазових характеристик радіоствола, впливом фазових шумів синтезаторів частоти, так і недостатнім рівнем динамічного діапазону радіорелейної станції. Вказані фактори в сукупності з впливом теплового шуму радіолінії призводять до значного спотворення сигнального сузір'я радіосигналів з великою позиційністю модуляції, і як наслідок, до зростання бітової помилки на виході модему PPS.

Збільшення кількості радіостволів ЦРРЛЗ можливо лише в тому випадку, коли на місцевості, в якій розгорнуто ЦРРЛЗ, є для неї вільний радіочастотний ресурс. Такий підхід потребує збільшення кількості передавально-приймального обладнання РРС, що працює на різних частотах. На даний час радіочастотний ресурс в смузі частот 2-40 ГГц для побудови систем радіорелейного зв'язку майже повністю вичерпано, особливо при розгортанні ЦРРЛЗ у великих мегаполісах. Вказана причина підштовхнула до широко освоєння провідними країнами світу діапазону міліметрових хвиль (Е-діапазон, 71-76 ГГц, 81-86 ГГц), обладнання якого для ЦРРЛЗ вже з'явилося на телекомунікаційному ринку. Крім того, в останні роки, світова наукова спільнота у кооперації з підприємствами радіоелектронної промисловості розпочала також й освоєння для використання в радіорелейному зв'язку довгохвильової частини терагерцового діапазону, внаслідок якого були побудовані експериментальні зразки обладнання цифрових радіорелейних станцій, яке дозволяє передавати інформаційний трафік зі швидкостями сотні Мбіт – одиниці/десятки Гбіт/с в діапазоні частот 120-140 ГГц. Але протяжність інтервалу ЦРРЛЗ терагерцового діапазону по причині обмеженості енергетичного потенціалу та значних втрат потужності сигналу через поглинання в атмосфері складає не більше 1-2 км. Крім того, приймально-передавальне обладнання таких ЦРРЛЗ по причині складності його технічної реалізації та налаштування в процесі виробництва у порівнянні з обладнанням більш низькочастотних діапазонів має поки що на порядок більшу вартість.

Отже, привабливою для подальшого розвитку ЦРРЛЗ стає ідея удосконалення обладнання цифрових радіорелейних станцій діапазонів частот до 40 ГГц, технічний рівень побудови яких на даний час вже досяг значної досконалості в тій частині, яка дозволить використовувати одну й ту саму смугу радіочастот одночасно декількома радіостволами ЦРРЛЗ, через які буде передаватиметься інформаційний трафік одного або декількох телекомунікаційних операторів. Вказана ідея багатократного використання (повторного використання, перевикористання) однієї й тієї самої смуги

радіочастот потребуватиме однотипного передавально-приймального обладнання зовнішнього модулю РРС, але для усунення взаємних завад між радіосигналами різних радіостволів цифрова радіорелейна станція повинна тим чи іншим методом селекції вміти розділяти ці радіосигнали один від одного.

Одним з методів, який може бути використаний для практичної реалізації вказаної ідеї, може виступати одна з модифікацій методу просторової селекції – просторова обробка радіосигналів по формі (кривизні) їх хвильових фронтів, теоретичне обґрунтування застосування якої в безпроводових телекомунікаційних системах, включаючи й системи цифрового радіорелейного зв'язку на відміну від систем радіолокації, радіонавігації та акустики на даний час по результатам дослідження літературних джерел досі не було виконано.

Другим перспективним напрямком розвитку ЦРРЛЗ, на наш погляд, в умовах обмеженості радіочастотного ресурсу є робота в тої же самої смузі радіочастот одночасно одним або декількома радіостволами, в яких необхідно вирішити проблему придушення потужних сигналів від свого передавача у бік приймача за допомогою спеціальних автокомпенсаторів.

## 2. Аналіз способів і технічних рішень автокомпенсації завад

Для створення автокомпенсатора потужних сигналів від свого передавача, які для приймача одночастотної ЦРРЛЗ є завадами, необхідно проаналізувати види перешкод і способи їх придушення а також процес радіозаглушення РЕЗ.

### 2.1 Загальна класифікація можливих радіоелектронних завад системам цифрового радіорелейного зв'язку

*Радіоелектронні завади* – це електромагнітні або акустичні випромінювання від випромінювача завад, які погіршують якість РЕЗ [48]. Впливаючи на приймальні пристрої, завади імітують або спотворюють сигнали, що відслідковуються та реєструються кінцевою апаратурою, ускладнюють або унеможливають виділення корисної інформації, ведення радіопереговорів і виявлення цілей за допомогою РЕЗ, знижують дальність їх дії. Під впливом завад РЕЗ можуть перестати бути джерелами інформації, не дивлячись на їх повну справність і працездатність. Радіозавади дуже різні за своїм походженням, типом і способом впливу на радіотехнічні системи. Тому їх класифікують за різними ознаками.

За походженням розрізняють *природні* і *штучні* завади (рис. 2.1).

*Природними* є завади природного походження (атмосферні, космічні та ін.).

*Штучні* завади створюються пристроями, які випромінюють енергію електромагнітних коливань, або відбивачами, що розсіюють енергію хвиль. Залежно від джерела утворення ці завади бувають *індустріальними* (завади від установок електрообладнання та ін.), *ненавмисними*, викликаними джерелами штучного походження (передавачами сторонніх РЕЗ), і *навмисними* (організованими), що створюються спеціально для придушення РЕЗ.



Рисунок 2.1 – Види завад

**Ненавмисні** завади обумовлені порушенням регламенту розподілу робочих частот між РЕЗ, недостатньою стабільністю частот їхніх генераторів і поганою фільтрацією гармонік сигналів в передавачах, а також нелінійними процесами в приймальних пристроях, що ведуть до блокування, перехресної модуляції і інтермодуляції [49].

Багато сигналів завад утворюються як гармоніки основної частоти. Вони можуть бути досить сильними, щоб заважати прийому, особливо якщо передавач знаходиться в безпосередній близькості від приймача.

За способом формування **навмисні** завади поділяються на *активні* та *пасивні* (рис. 2.2).

**Активними** завадами називаються радіосигнали, що створюються спеціальними ВЗ і призначені для погіршення або для унеможливлення нормальної роботи РЕЗ (рис. 2.3).

**Пасивні** завади утворюються внаслідок впливу на РЕЗ енергії електромагнітних хвиль, розсіяних штучними і природними відбивачами.



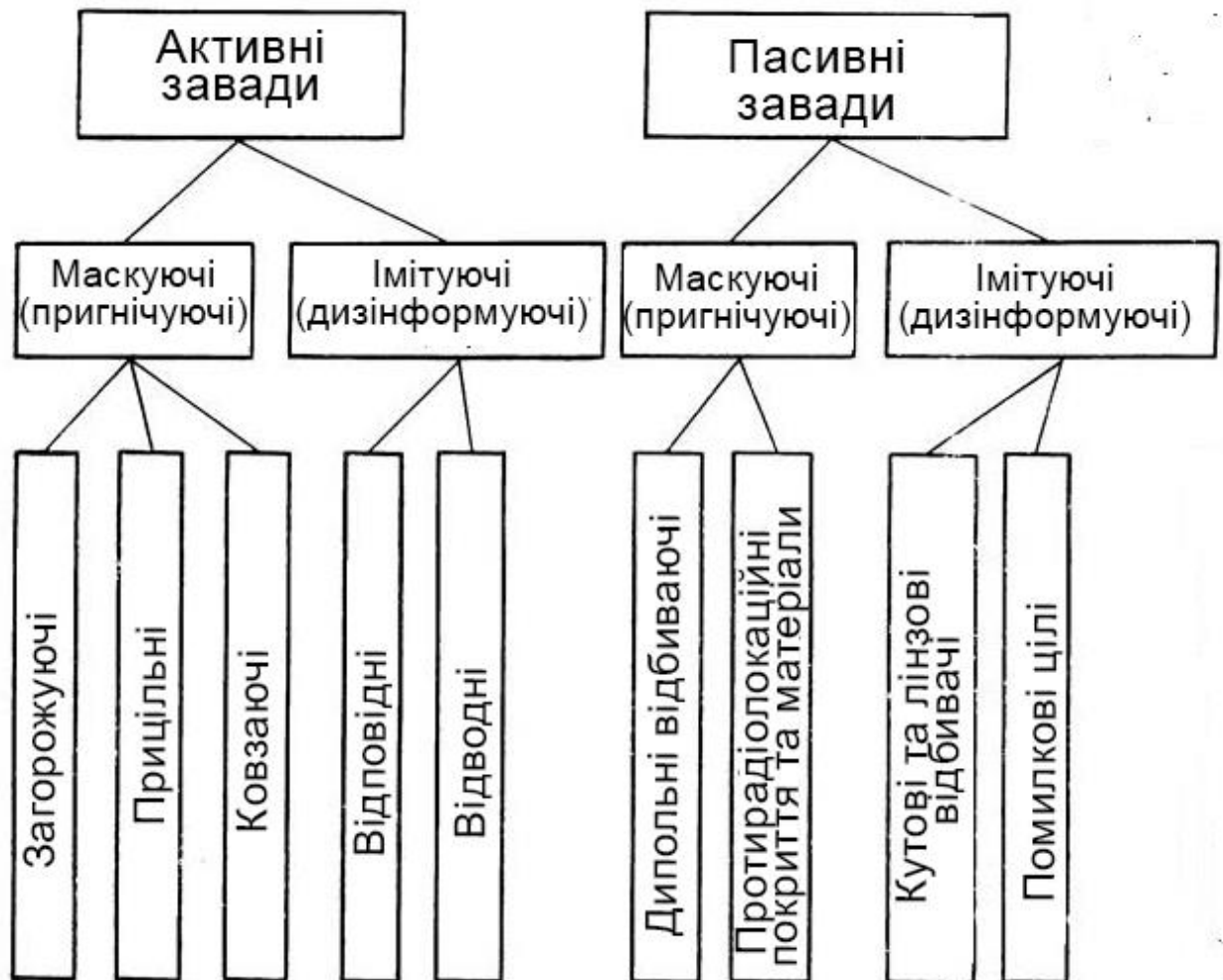


Рисунок 2.2 – Класифікація навмисних завад

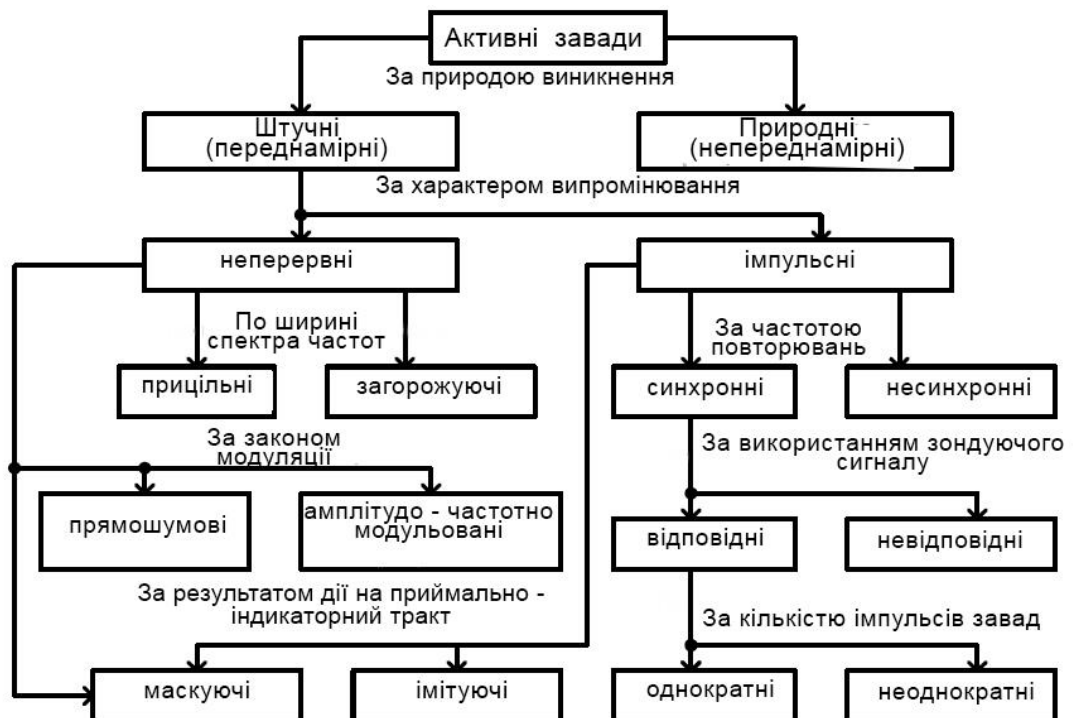


Рисунок 2.3 – Класифікація активних завад

За характером впливу на РЕЗ розрізняють *активні маскуючі* і *активні імітуючі* завади [50].

*Активні маскуючі* завади створюють на вході приймача фон, який ускладнює виявлення корисних сигналів, їх розпізнавання і визначення параметрів. Як правило, маскуючі завади лінійно сумуються з сигналом на вході приймача і тому називаються адитивними. Активні маскуючі завади можна розділити на три групи: безперервні шумові завади, хаотичні імпульсні завади і послідовності детермінованих імпульсних сигналів. Використання маскуючих завад будь-якого типу призводить до зменшення ймовірності правильного виявлення корисного сигналу. Ефективність маскуючих перешкод залежить від багатьох факторів, і, в першу чергу, від часової і частотної структури як завади, так і сигналу, а також від енергетичного співвідношення завади і сигналу на вході приймача РЕЗ, що придушується.

Залежно від способу наведення завад, співвідношення ширини спектрів завад і корисних сигналів маскуючі завади поділяють на *загороджувальні* і *прицільні*.

*Загороджувальні* завади мають ширину спектру частот, що значно перевищує смугу, займану корисним сигналом, що дозволяє пригнічувати одночасно кілька РЕЗ без точного наведення ВЗ по частоті. Оскільки ці перешкоди можна створювати, не маючи повних даних про параметри сигналів РЕЗ, який придушується, вони використовуються в більшості сучасних ВЗ для придушення НАС СРНС [51,52]. Особливістю загороджувальних завад є те, що при незмінній потужності випромінювання ВЗ їхня спектральна щільність потужності зменшується з розширенням спектру.

*Прицільні* завади мають ширину спектра, співмірну з шириною спектра сигналу РЕЗ, що придушується. Ефективність їх впливу залежить від точності суміщення за частотою з сигналом, спектральної щільності потужності і способів обробки сигналів в приймачі РЕЗ. Допустима помилка в налаштуванні передавача ВЗ при заданому ефекті придушення залежить від ширини спектра перешкоди і відношення спектральних щільностей

потужності перешкоди й сигналу РЕЗ, що придушується. Для деяких видів передач вона не повинна перевищувати половини ширини смуги пропускання приймача, а середня частота спектра перешкоди – приблизно збігатися з несучою частотою РЕЗ, що придушується.

*Активні імітуючі* завади – це сигнали, що випромінюються ВЗ для внесення неправдивої інформації в РЕЗ, що придушуються. За структурою вони близькі до корисних сигналів і тому створюють у кінцевому пристрої РЕЗ сигнали, подібні реальним, знижують пропускну здатність системи, призводять до втрати частини корисної інформації, збільшують ймовірність помилкової тривоги. Впливаючи на засоби управління зброєю, особливо високоточної зброї з використанням СРНС, вони зривають автоматичний супровід цілей за напрямком, дальністю, швидкістю і перенацілюють їх на помилкові цілі, імітовані завадою, а також викликають помилки супроводу цілі [53]. При впливі імітуючих завад характеристики приймального пристрою не погіршуються. Ефект впливу завад позначається в погіршенні якості оброблюваної інформації в результаті її руйнування або старіння, що збільшує ступінь невизначеності під час прийняття рішень.

Активні завади бувають *немодульовані* і *модульовані*. Перші характеризуються незмінною амплітудою, частотою і фазою коливань, які вони випромінюють, а другі – змінними параметрами випромінювання.

*Немодульовані* завади створюються безперервними гармонічними коливаннями, що випромінюються на робочій частоті РЕЗ, який подається, або в необхідному діапазоні частот. При розбіжності частот завади і сигналу огинаюча результуючої напруги набуває вигляду гармонічних коливань. На виході детектора відбуваються спотворення форми відеоімпульсів і ослаблення корисного сигналу.

*Модульовані* завади створюються зміною одного або декількох параметрів несучого коливання сигналу.

За часовою структурою випромінювання радіоелектронні завади поділяють на *безперервні* і *імпульсні*.

**Безперервними** завадами є коливання, модульовані по амплітуді, частоті (фазі) або одночасно по амплітуді і частоті (фазі). Відповідно до виду модуляції розрізняють амплітудно-модульовані (АМ), частотно-модульовані (ЧМ) (або амплітудно-частотно-модульовані) завади. В якості модулюючої напруги може використовуватися і напруга шуму – безперервні шумові завади.

**Амплітудно-модульовані** завади формуються в найпростішому випадку модуляцією амплітуди несучого коливання сигналу, що передається, гармонічними коливаннями або смуговим шумом. У результаті модуляції огинаюча високочастотних коливань змінюється відповідно до виду модулюючої напруги і в каналі відбувається маскуванню сигналу завадою.

**Частотно-модульовані** завади формуються зміною в часі несучої частоти сигналу, що передається відповідно до закону зміни частоти модулюючого коливання. Основна її енергія зосереджується в смузі частот, яка дорівнює приблизно подвоєному значенню девіації несучої частоти.

**Безперервні** шумові завади представляють собою безперервні електромагнітні коливання з хаотичною зміною за випадковим законом амплітуди, частоти, фази. Тому їх часто називають флуктуаційними. Перешкоди цього виду є найбільш універсальними і можуть бути успішно використані для придушення РЕЗ будь-якого призначення при різних режимах їхньої роботи. Безперервні шумові перешкоди найбільш вивчені і становлять найбільший інтерес як в теоретичному, так і в практичному плані. Цей вид завад практично має місце в усіх реальних каналах. Сума великого числа будь-яких перешкод від різних джерел також має характер безперервної шумової завади. Напруга шумової завади на вході приймача являє собою випадковий процес, який має нормальний закон розподілу миттєвих значень і рівномірний частотний спектр в межах смуги пропускання приймального пристрою РЕЗ, який придушується.

Шумова завада, параметри якої (дисперсія, математичне очікування) зберігаються приблизно постійними в широкому діапазоні частот (гладкий шум), називають «білим шумом». Така завада має найбільші маскуючі

властивості серед інших видів завад [48].

Оскільки за своєю часовою структурою безперервні шумові завади близькі до внутрішніх флуктуаційних шумів приймальних пристроїв, їх часто важко виявити і вжити заходів до ослаблення впливу на роботу РЕЗ. Вплив шумових завад на РЕЗ позначається в маскуванні або придушенні корисних сигналів.

Маскування досягається накладенням випадкового процесу (шуму) на сигнал, який адитивно зміщується з перешкодою, і тому його складно виділити. При цьому корисний сигнал частково змінюється або втрачає характерні для нього ознаки.

Залежно від принципу генерування безперервних шумових завад, розрізняють прямошумові завади і модульовані завади у вигляді несучої, модульованої шумовою напругою (модульована шумова завада).

**Прямошумові** завади, як правило, утворюються в результаті посилення власних шумів, що виникають в електронних приладах (електровакуумних лампах, напівпровідникових діодах і транзисторах). Такі завади дозволяють при порівняно високій спектральній щільності потужності перекрити досить широку смугу частот. Однак такі завади не отримали широкого застосування через порівняно низьку потужність джерел первинного шуму, необхідності його подальшого багатокаскадного підсилення.

**Модульовані** шумові завади створюються модуляцією ВЧ коливань ВЗ за амплітудою, фазою або частотою флуктуаційною шумовою напругою.

Ефективність шумових завад залежить від відношення потужностей завади і корисного сигналу. Сприймаються вони як за головним, так і за бічними пелюстками діаграми спрямованості антени РЕЗ, що придушується.

**Імпульсні** завади (ІЗ) представляють собою серію немодульованих або модульованих високочастотних імпульсів. Модуляцією за амплітудою, частотою повторення, тривалістю високочастотних імпульсів завад або за декількома з цих параметрів підвищується ефективність їх впливу на РЕЗ. Можна так підібрати амплітуду і тривалість імпульсних завад, що відрізнити

їх від справжніх сигналів практично неможливо. Оскільки при створенні ІЗ передавач випромінює електромагнітну енергію короткочасно, при незначній його середній потужності можна отримати високу імпульсну потужність. Застосовуються такі перешкоди для придушення роботи радіолокаційних, радіонавігаційних, радіорелейних та інших РЕЗ, що працюють як в безперервному, так і в імпульсному режимі.

Розрізняють *синхронні* ІЗ, у яких частота повторення імпульсів дорівнює або кратна частоті повторення сигналів засобів, які придушуються, і *несинхронні*, коли частоти повторення завад і сигналів не співпадають. Несинхронні, хаотичні імпульсні завади (ХІЗ) представляють собою послідовності радіоімпульсів, параметри яких змінюються випадковим чином.

## **2.2 Аналіз сучасних методів захисту від активних навмисних завад**

На сьогодні відома значна кількість методів боротьби з окремими видами та групами завад. Принципово захист від навмисних (організованих) завад базується на відмінності структури і закономірностей зміни параметрів, властивих корисним сигналам і завадам. Він може забезпечуватися [54]:

- збільшенням енергетичного потенціалу радіолінії;
- зниженням рівня власних шумів приймача;
- підвищенням відношення сигнал/завада за рахунок використання завадостійких методів модуляції та завадостійкого кодування;
- запобіганням перевантаженню приймачів;
- компенсацією радіозавад;
- селекцією сигналів.

Методи придушення завад для РЕЗ поділяються на методи *докореляційної* обробки та методи *післякореляційної* обробки сигналів [55,56].

Так як методи післякореляційної обробки сигналів направлені на модифікацію внутрішньої структури РЕЗ, а саме ланцюгів стеження за несучою частотою, і мають малу ефективність у порівнянні з методами докореляційної обробки (лише 3-10 дБ додаткового придушення завади) [57], то їх огляд робити недоцільно.

Основний принцип методів докореляційної обробки базується на тому факті, що прінятій сигнал РЕЗ є слабким, а отже, не може бути виявлений чи вимірний без кореляційної обробки. Тому алгоритм обробки припускає, що будь-який сигнал, потужність якого перевищує потужність теплового шуму, є сигналом завади, внаслідок чого розраховуються вагові коефіцієнти для його придушення. Апаратура придушення завад, що використовує докореляційну обробку, може бути виконана як зовнішій додаток до існуючої РЕЗ.

Методи докореляційної обробки сигналів поділяються на [50,58,59]:

- методи амплітудної обробки сигналів (АОС);
- методи часової обробки сигналів (ЧОС);
- методи просторової обробки сигналів (ПОС);
- методи просторово-часової обробки сигналів (ПЧОС);
- методи поляризаційної обробки сигналів (ПзОС).

**Методи АОС** змінюють амплітуду кожного цифрового відліку таким чином, що відбувається придушення вузькосмугових завад, внаслідок чого покращується відношення сигнал/завада. АОС забезпечує придушення простої гармонічної завади на 30 дБ, гармонічної завади з перестроюванням по частоті на 20 дБ, двох окремих гармонічних завад на 22 дБ і тільки на 2 дБ при дії чотирьох окремих гармонічних завад. Однією з головних переваг АОС є те, що вона забезпечує режекцію завад з дуже швидким перестроюванням по частоті та використовує просту антенну систему. Недоліком АОС є те, що вона не є ефективною у разі дії 2-х та більше гармонічних завад та зовсім неефективна при дії широкосмугової завади.

**Методи ЧОС** технічно реалізуються одноантеними приймачами РЕЗ з використанням для придушення завад так званої фільтрації завад в часовій області (англ. *time/temporal domain filtering, TDF*), частотній області (англ. *frequency domain filtering, FDF*) та комплексування з ІНС. При цьому можна отримати додаткове до власних можливостей РЕЗ придушення завади до 40 і навіть 60 дБ [48].

*Фільтрація сигналу в часовій області* [59] використовує методи

цифрової обробки сигналів для реалізації програмованих фільтрів з кінцевою та нескінченною імпульсними характеристиками. Вона може використовуватися для придушення тільки таких завад, як неперервна гармонічна, імпульсна більше, ніж на 30 дБ, внаслідок чого здійснюється «вирізання» спектру завади із загальної частотної області. Крім того, вона досить ефективна під час боротьби з багатопроменевим розповсюдженням сигналів. Один з варіантів такого фільтра показано в [60]. Його структурна схема зображена на рис. 2.4.а, а результат дії – на рис. 2.4.в. Технічно він може бути реалізований як окрема частина ВЧ тракту приймача РЕЗ або як окремий модуль перед ним і мати досить компактні розміри та невелику вартість.

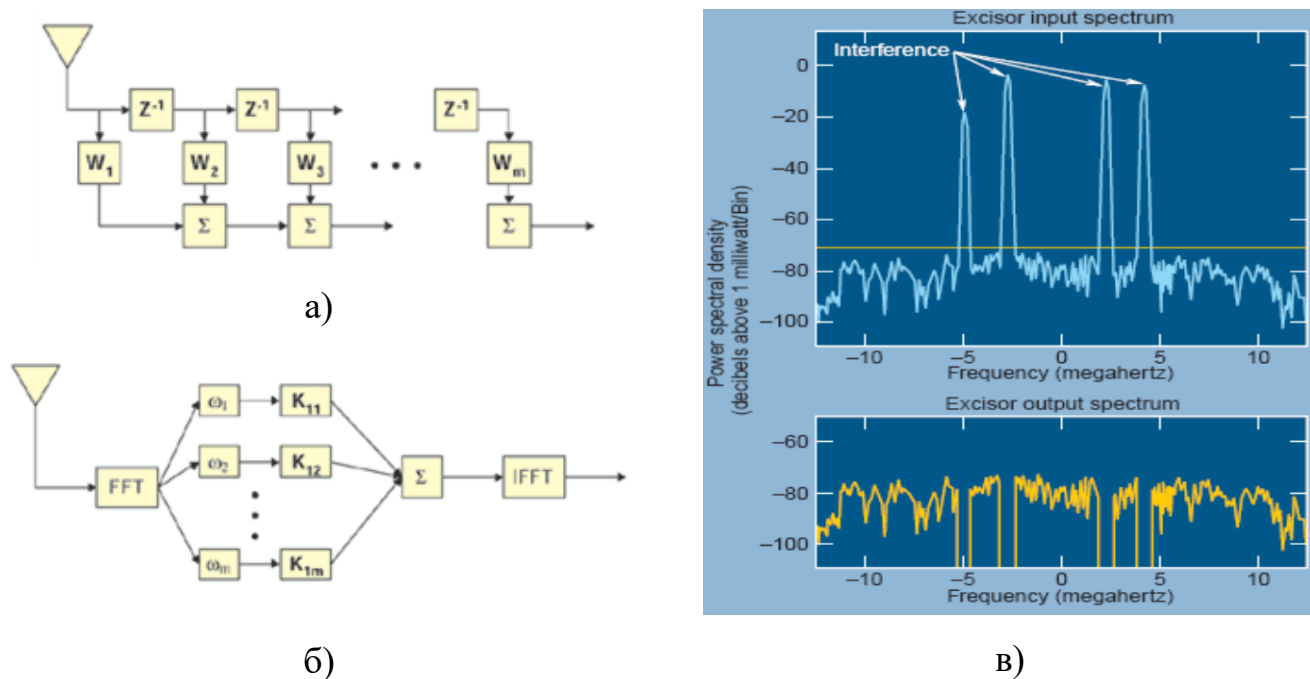


Рисунок 2.4 – Структурна схема часового (а) та частотного (б) фільтрів і результат їхньої дії (в)

Варто зазначити, що такий фільтр в супутникових радіонавігаційних системах (СРНС), наприклад GPS, потребує різних цифрових технологій для обробки  $C/A$  та  $P(Y)$  кодів. Так, при обробці сигналів в GPS приймачі з  $C/A$  кодом у смузі частот 2 МГц можуть використовуватися сучасні дешеві АЦП та пристрої ЦОС, у той час як при обробці сигналів з  $P(Y)$  кодом у смузі частот 20 МГц потрібні нові досить дорогі АЦП, що збільшує загальну

Методи ЧОС використовуються на тих платформах, де критичними є



розміри антенних систем, наприклад, високоточна зброя, переносні приймачі СРНС тощо. Для реалізації АОС та ЧОС досить одного антенного елемента.

*Фільтрація сигналу в частотній області* подібна до TDF та полягає у перетворенні вхідної суміші сигналів та завад за допомогою швидкого перетворення Фур'є (англ. *fast Fourier transform, FFT*) в частотну область, режекції спектрів завад із загальної області частот з подальшим відновленням корисного сигналу в часову область за допомогою зворотнього FFT. Ступінь придушення завад сягає величини 35 дБ та більше. Такі адаптивні режекторні фільтри технічно можуть виконуватися як предпроцесор до приймача СРНС або вбудовуватися в нього. Схема подібного фільтра та результат його дії на суміш завади та корисного сигналу показані на рис. 2.4.б,в. Недоліком FDF є придушення тільки зосереджених за спектром завад, наявність перехідних процесів при перетворенні суміші сигналів з часової в частотну область та навпаки. Крім того, FDF призводить до уповільнення процесів виявлення сигналів СРНС та, як наслідок, входження в синхронізм, а також послаблення їх енергетичного рівня. У роботах [61,62] показані варіанти побудови адаптивних фільтрів на основі ЧОС. Основним фактором, що обмежує коефіцієнт придушення завад у таких фільтрах, є динамічний діапазон АЦП та ширина спектра завади [57].

*Методи ПОС* технічно реалізуються так званими адаптивними просторовими фільтрами (англ. *adaptive spatial filter, ASF*) або, як їх ще називають, адаптивними антенними решітками (ААР) з керованою діаграмою спрямованості (ДС) антени. Структурні схеми таких просторових фільтрів та результат його дії показано на рис. 2.5-2.6.

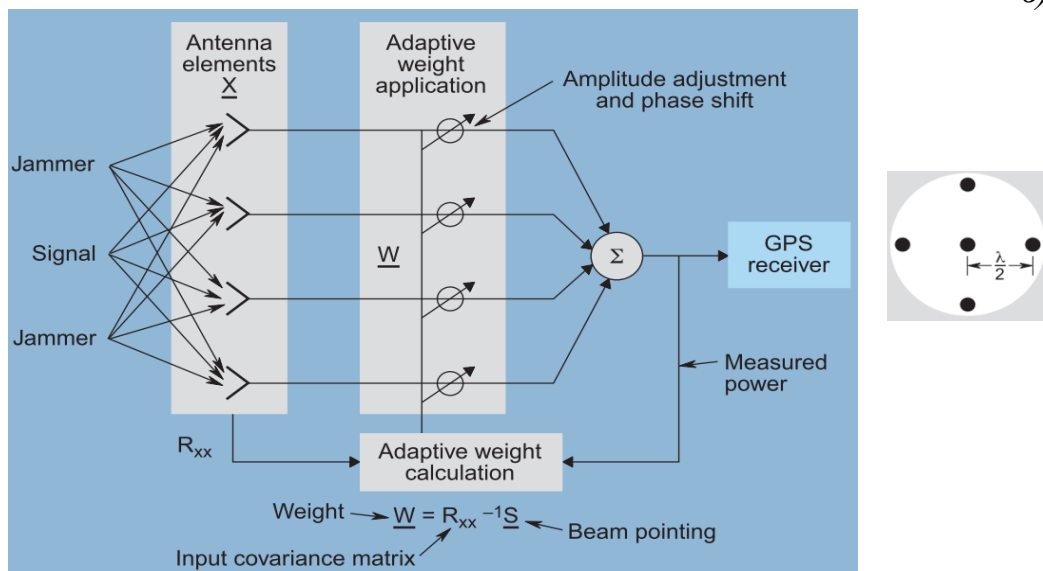
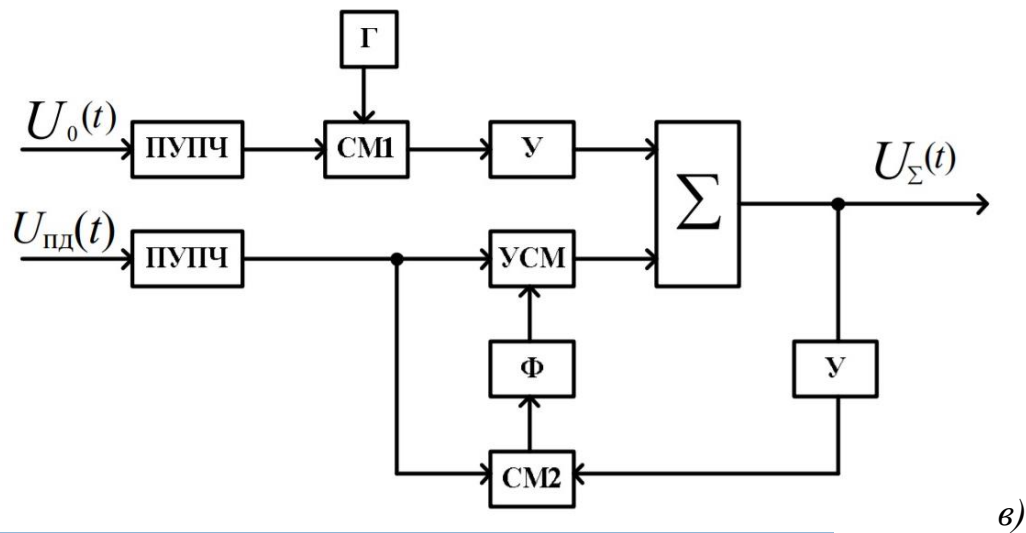
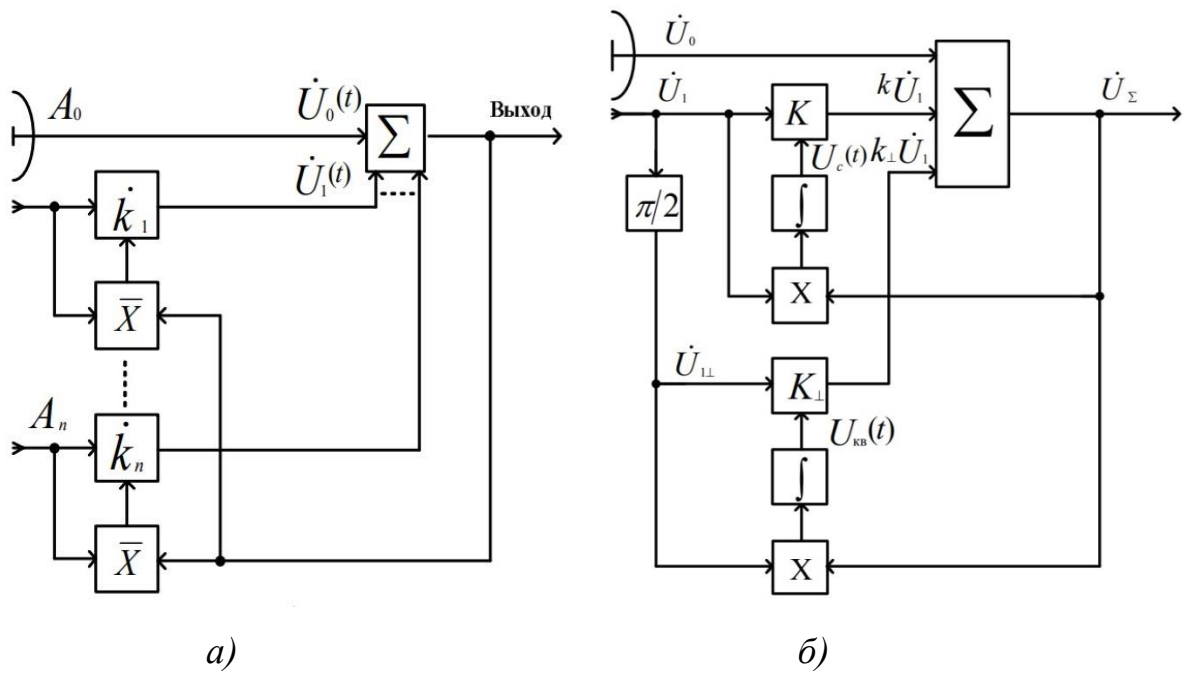


Рисунок 2.5 – Структурні схеми просторових фільтрів (автокомпенсаторів): а) кореляційного зі зворотним зв'язком (без «вчителя»,

де знаком  $\bar{X}$  позначено пристрій, що виконує операції помноження та усереднення); б) спрощена схема квадратурного автокомпенсатора завад; в) гетеродинного; г) адаптивного з «учителем».

Ці методи, базуються на використанні просторових відмінностей сигналів і завад на приймальній стороні, а саме напрямків їх приходу за кутовими координатами (азимут, кут місця), і можуть забезпечити додаткове до власних можливостей антенних систем придушення вузькосмугових та широкосмугових завад на 35...45 дБ і більше [63].

Серед методів ПОС, які використовуються в РЕЗ для підвищення завадозахищеності, можна виділити два головних [60,64].

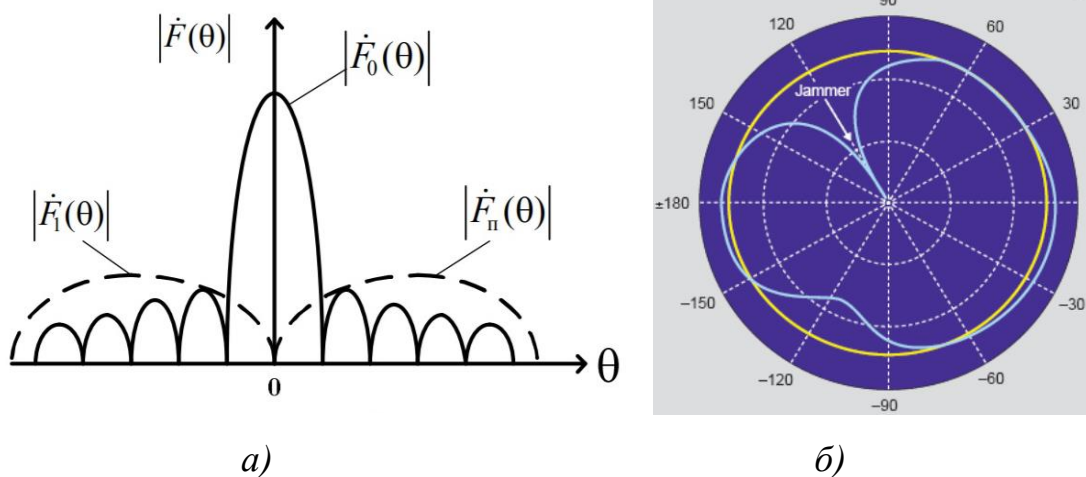


Рисунок 2.6 – Результати дії адаптивних просторових фільтрів: а) з вузькою ДС антени; б) з широкою.

Перший (класичний) метод ПОС – за критерієм мінімальної сумарної вихідної потужності. У теорії антен цей підхід зводиться до адаптивного формування та направлення нулів ДС на джерела завад (рис. 2.6.б) або на головної пелюсток (рис. 2.6.а). ААР, що використовують цей метод, у літературі отримали назву ААР з керуванням нулями ДС (англ. *beam steering (null steering) adaptive antenna array*) [60]. Такі ААР розрізняють сигнали, які надходять, лише за рівнем потужності, придушуючи найпотужніші.

Розглянемо принцип адаптивної просторової селекції на прикладі схеми на рис. 2.5.а з одним додатковим каналом прийому. Нехай на входи схеми

поступають напруги однієї і тієї ж частоти з комплексними амплітудами  $\dot{U}_0(t)$  та  $\dot{U}_1(t)$ . На суматорі з'явиться напруга

$$\dot{U}_\Sigma(t) = \dot{U}_0(t) - k \cdot \dot{U}_1(t). \quad (2.1)$$

Ланцюг кореляційного зворотнього зв'язку з виходу суматора на керуючий елемент – помножувач в ланцюгу подачі напруги  $\dot{U}_1(t)$ . В ланцюг зворотнього зв'язку включено пристрій обчислення оцінки кореляційного моменту

$$k = \overline{\dot{U}_\Sigma \dot{U}_1^*}. \quad (2.2)$$

Кореляційний момент з точністю до постійної величини  $j$  використовується в якості керуючого множника  $k$ , що подається на керуючий елемент.

З співвідношень (2.1) і (2.2) можна знайти

$$k = \frac{j \cdot \overline{\dot{U}_0 \dot{U}_1^*}}{1 + j |\overline{U_1}|^2}$$

і підставити його в (2.1)

$$\dot{U}_\Sigma(t) = \dot{U}_0 - \frac{j \cdot \overline{\dot{U}_0 \dot{U}_1^*}}{1 + j |\overline{U_1}|^2} \cdot \dot{U}_1;$$

З останнього виразу бачимо, що при  $j \rightarrow \infty$  та достатній кореляції  $\dot{U}_0$  та  $\dot{U}_1$  відбувається повна компенсація, тобто  $\dot{U}_\Sigma$  рівняється нулю (без врахування особистих шумів приймальних каналів).

Технічно одночасне керування модулем і аргументом комплексного коефіцієнта передачі (2.2) можливо двома способами: формуванням двох квадратурних каналів і з допомогою керуючого змішувача. В першому випадку автокомпенсатор називають квадратурним, а в другому – гетеродинним.

Процес ослаблення завад на приймальній стороні за допомогою ААР полягає в тому, щоб у напрямках приходу цих завад (рис. 2.5.г) виконувалася умова [64,65]

$$\sum_{i=1}^N w_i(t) \dot{S}_i^{(3)}(t) \xrightarrow{w_i} 0, \quad N = 1, 2, \dots, N, \quad (2.3)$$

де  $S_i^{(3)}(t)$  — завадові сигнали, прийняті антенними елементами;  
 $w_i(t)$  - вектори вагових коефіцієнтів (ВВК) ААР.

Передбачається, що  $\bar{S}_i^{(3)}(t)$  входить у прийняту антенами реалізацію адитивно

$$\bar{y}(t) = \bar{S}^{(K)}(t) + \bar{S}^{(3)}(t) + \bar{S}^{(ш)}(t),$$

Задача (2.3) вирішуватися при відповідному виборі (управлінні) ВВК  $w_i(t)$ , які можна представити у виді наступної матриці-стовбця

$$\vec{w}(t) = \begin{pmatrix} w_1(t) \\ w_2(t) \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ w_N(t) \end{pmatrix}, \quad N = 2, 3, \dots, N.$$

Після зважування  $\vec{w}\bar{S}$  здійснюється складання  $N$  зважених реалізацій на загальному суматорі. Розмірність ВВК визначається розмірністю ААР. Ця розмірність може бути від 2 і до досить великого числа: десятків і сотень. На практиці розмірність ААР зазвичай не перевищує декількох одиниць, рідко — десятків. Важливо відзначити, що кількістю антенних елементів визначається можлива кількість придушених завад. Ця кількість може бути не більш ніж  $(N - 1)$  -завада. Антенні елементи можуть бути рознесені в просторі на відстані  $d > \lambda/2$ , де  $\lambda$  – довжина радіохвилі. Якщо ж ААР реалізується з використанням двох ортогонально поляризованих антенних елементів, то вони розміщуються в одному електричному центрі і ААР здатна в цьому разі придушити лише одну заваду.

Пристрій управління ВВК, де ця адаптивна процедура реалізується, є оптимальним алгоритмом оцінки цього ВВК. Історично першим, досить простим є алгоритм Уїдроу

$$\frac{d\vec{w}(t)}{dt} = \mu \left[ \dot{\vec{y}}(t) \vec{w}(t) - \dot{y}_e(t) \right] \vec{y}(t), \quad (2.4)$$

де  $y_e(t)$  — деякий еталонний сигнал, бажаний для прийому, ідентичний за структурою з корисним сигналом;  $\mu \leq 1$  — коефіцієнт збіжності цієї градієнтної процедури;  $\vec{w}(t)$  — оцінка ВВК, оптимальна за критерієм мінімуму середнього квадрата різниці прийнятого сигналу  $\vec{S}^{(K)}(t)$  від еталона  $\dot{y}_e(t)$ .

Алгоритм (2.4) на практиці реалізується в дискретному вигляді

$$\vec{w}(k+1) = \vec{w}(k) + \mu(k+1) \left[ \dot{\vec{y}}(k) \vec{w}(k) - \dot{y}_e(k) \right] \dot{\vec{y}}(k), \quad (2.5)$$

де  $\mu$  та  $y_e$  — ті самі, що і в (2.4).

Дослідження свідчать, що рівень придушення завад може досягати 20...30 дБ і більше. Цього часто цілком достатньо для забезпечення стійкого зв'язку в радіолінії, спрямованій до точки доступу, базової станції або РРЛ.

Іншим адаптивним алгоритмом призначення для придушення завад, також запропонованим Уїдроу, є адаптивний компенсатор завад (АКЗ). Для його реалізації необхідно створити опорний канал прийому (рис. 2.7), вільний від корисного інформаційного сигналу, коли  $\vec{S}^{(K)}(t) \rightarrow 0$ .

$$y_{\text{оп}}(t) = \vec{S}^{(K)}(t) + \vec{S}^{(M)}(t). \quad (2.6)$$

Аналітичний запис алгоритму оцінки ВВК АКЗ дещо відмінний від (2.4)

$$\frac{d\vec{w}(t)}{dt} = \mu \left[ \dot{y}(t) - \dot{y}_{\text{оп}}^{(f)}(t) \vec{w}(t) \right] \dot{y}_{\text{оп}}(t). \quad (2.7)$$

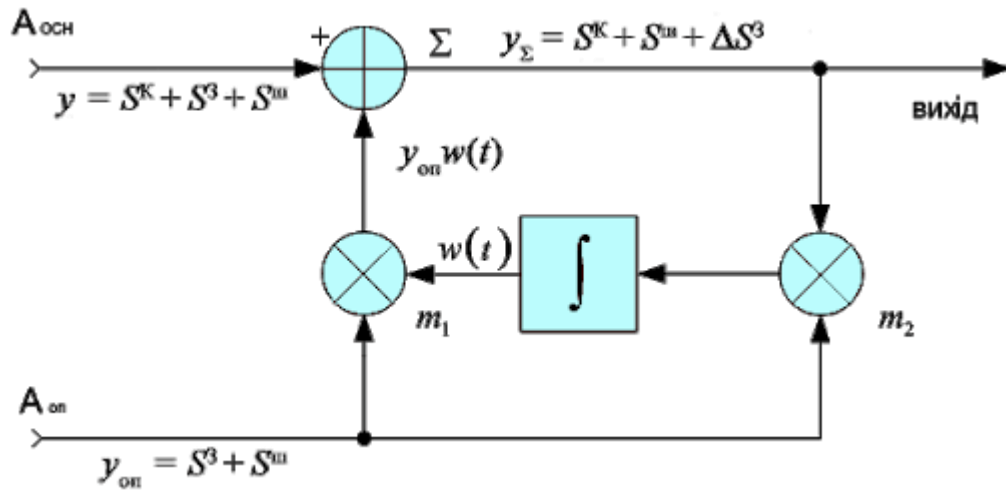


Рисунок 2.7 – Структура алгоритму управління ВВК в АКЗ

Його функціонування можна описати таким чином. Різниця в квадратних дужках реалізується на виході суматора  $\Sigma$ . Ця різниця помножується на  $\dot{y}_{\text{оп}}(t)$  і, помножена на  $\mu$ , вона є похідною від ВВК. Інтеграл від цієї похідної дає бажаний ВВК  $w(t)$ , який використовується в перемножувачі  $m_1$ . Можлива й інша інтерпретація алгоритму: в суматорі  $\Sigma$  відбувається віднімання (компенсація) зваженої завади ( $y_{\text{оп}}w(t)$ ). Залишок від цього віднімання  $\Delta S^{(3)}$  перемножується в  $m_2$  на  $y_{\text{оп}}$  і результат інтегрується. У результаті отримуємо

$$\int y_{\Sigma} y_{\text{оп}} dt = \int S^{(K)} y_{\text{оп}} dt + \int \Delta S^{(3)} y_{\text{оп}} dt + \int S^{(m)} y_{\text{оп}} dt. \quad (2.8)$$

Через некорельованість підінтегральної функції перший і третій інтегралі в правій половині рівняння в середньому дорівнюють нулю. Другий же інтеграл є значущим, оскільки  $\Delta S^{(3)}$  і  $y_{\text{оп}}$  — містить загальні компоненти. Результат другого інтегралу і є управляючим сигналом, що впливає на формування ВВК. Цей вплив дії управляючого сигналу буде доти, доки не буде мінімізовано  $\Delta S^{(3)}$ , тобто поки не скомпенсується завада в основному каналі прийому, коли  $\Delta S^{(3)} \rightarrow 0$ .

Головним недоліком методу  $ASF$  є ненавмисне послаблення сигналів при збільшенні кількості нулів та їх глибини в ДС.

Головними перевагами класичної реалізації першого методу є наступні:

- придушувач завад можна технологічно виконати як окрему приставку до навігаційної апаратури споживача;

- відносна простота та дешевизна реалізації.

Другий метод ПОС – за критерієм максимуму вихідного відношення сигнал/шум. ААР, які використовують даний метод, у літературі отримали назву ААР з формуванням ДС (англ. *beam forming adaptive antenna array*) [60]. Такі ААР використовують від ДРВ інформацію про напрямок приходу сигналів для спрямування на них пелюстків ДС, внаслідок чого у порівнянні з класичним методом при придушенні завад виключається можливість ненавмисного послаблення сигналу, а навпаки, підвищується коефіцієнт підсилення ААР в напрямках ДРВ, і, як наслідок, відношення сигнал/завада на виході каналів обробки в  $N$  разів, де  $N$  – це кількість елементів ААР.

Недоліками такого методу є:

- підвищення складності обладнання, оскільки система повинна перераховувати інформацію про положення ДРВ в амплітудно-фазові відношення, які треба забезпечити в кожному з каналів;
- значні розміри ААР для формування вузьконаправлених променів;
- складна система керування променями ДС.

Враховуючи вищезазначені недоліки, на практиці в основному використовують решітки відносно малих розмірів з адаптивним формуванням пелюстків ДС та направленням нулів ДС на джерела завад [64].

На рис. 2.8 показані ДС, для формування яких використовуються два вищевказані методи ПОС.

Головною перевагою ПОС у порівнянні з іншими методами є можливість придушення шикоросмугових завад.

Головними недоліками ПОС є те, що:

- ААР можуть складатися з великої кількості простих антенних елементів значних геометричних розмірів та, як наслідок, формувати високу складність та собівартість системи;



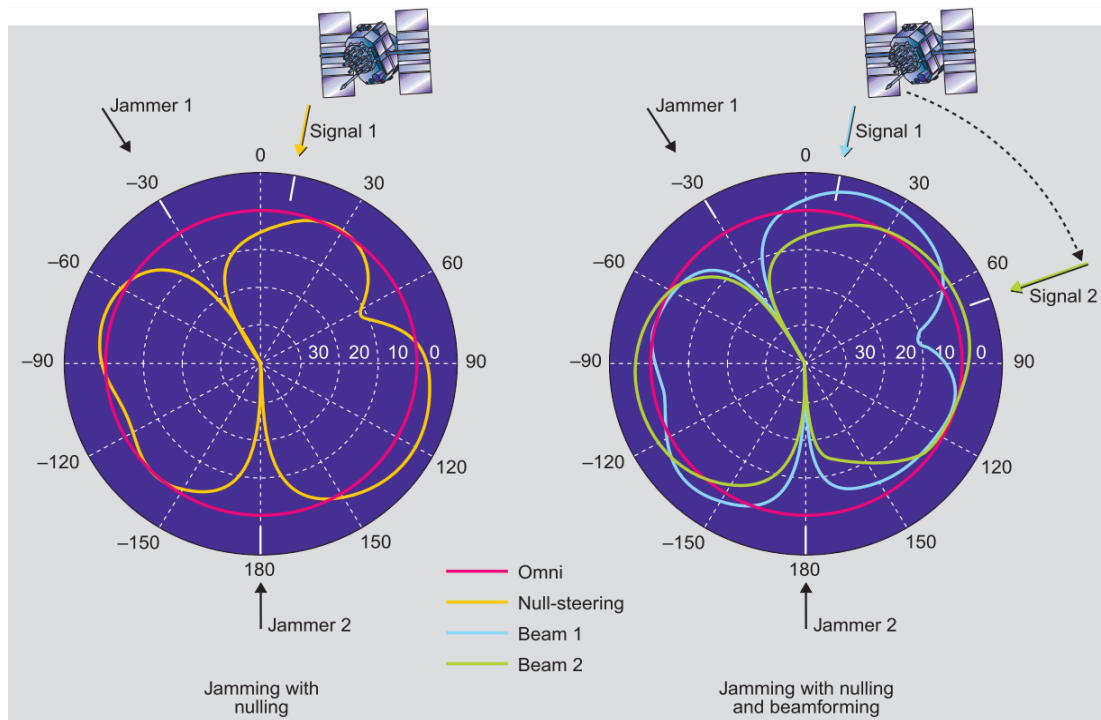


Рисунок 2.8 – ДС ААР з керуванням її нулями (а) та двопробенева ДС ААР за критерієм МВВСШ з формуванням її нулів в напрямках на ВЗ і з максимумами в напрямках на НКА (б)

- ненавмисне придушення корисних сигналів, напрямки приходу яких близько розташовані до напрямків приходу сигналів від джерел завад.

Крім того, методи ПОС мають обмеження по кількості можливих завад, що придушується ААР, яка дорівнює  $N - 1$ , де  $N$  – кількість елементів ААР.

**Методи ПЧОС** є поєднанням методів ПОС та ЧОС. Їхня технічна реалізація передбачає, що сигнали з виходів кожного елементу ААР затримуються в часі за допомогою ліній затримки, у плечах яких за допомогою адаптивних вагових коефіцієнтів відбувається їхнє зважування з подальшим сумуванням, як показано на рис. 2.9.а, внаслідок чого можливе просторове придушення  $N - 1$  широкосмугової завади за кутовою координатою та часове (або частотне придушення) вузькосмугових завад, що залишилися, як показано на рис. 2.9.б.

Споріднений варіант такого методу обробки, що називається просторово-частотною обробкою сигналів (ПЧОС), виконує подібну до

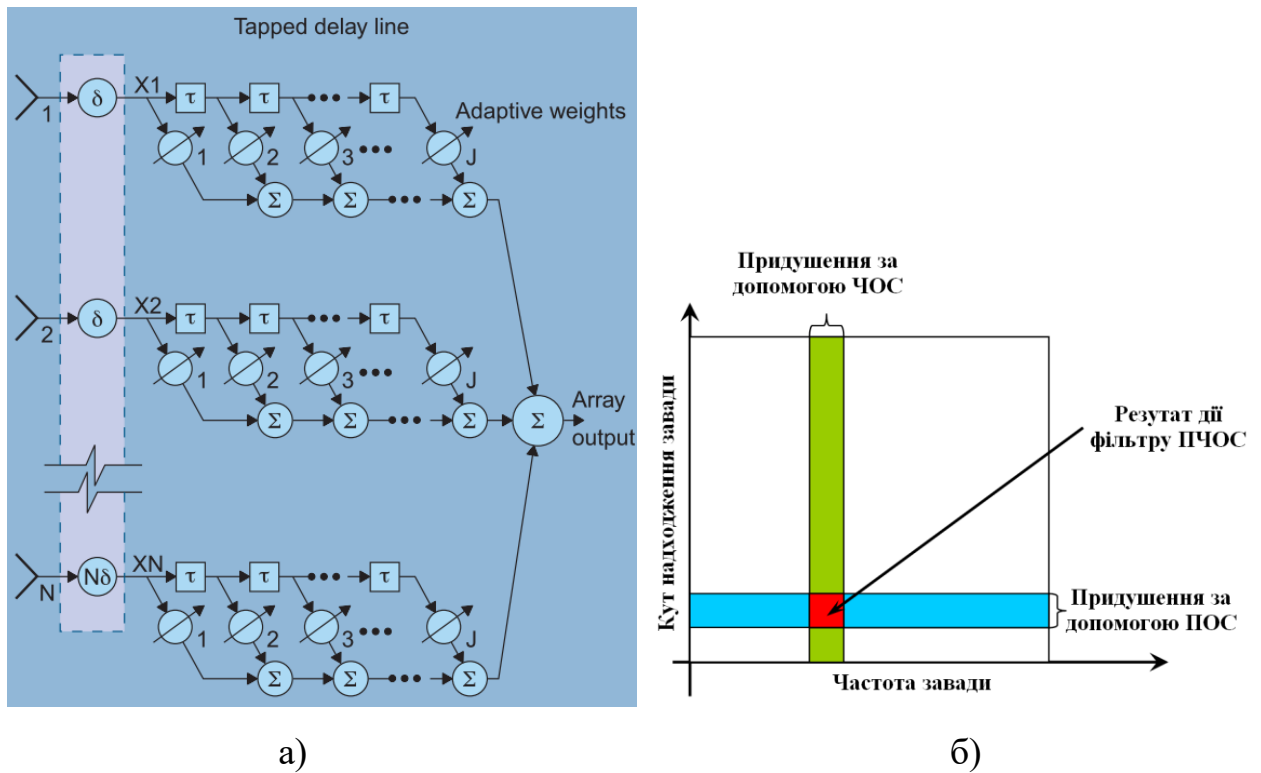


Рисунок 2.9 – Структурна схема адаптивного фільтра ПЧОС (а)  
та принцип його дії (б)

ПЧОС обробку сигналів, але в частотній області. ПЧОС дуже ефективна проти одночасної дії вузькосмугових та широкосмугових завад та ефектів їх багатопроменевого розповсюдження [58,60].

Основними недоліками ПЧОС згідно з [57] є:

- велика обчислювальна складність адаптивних алгоритмів, і, як наслідок, складність апаратури та її значна вартість;
- наявність часових помилок в сигналах після етапу ЧОС.

**Методи ПзОС** в СРНС є відносно новими. Для придушення завадової компоненти змішаного сигналу використовують поляризаційні відмінності GPS сигналів та завад. НАС приймає GPS сигнали з круговою поляризацією правого обертання. Апаратура на основі ПзОС використовує канал керування для визначення і слідкування за амплітудою та фазою завади та мостове з'єднання для її компенсації. ПзОС виконує придушення завад з однаковими поляризаційними властивостями, тобто при придушенні сильної завади, наприклад, з вертикальною поляризацією будуть придушуватися й інші завади, які мають у своєму складі компоненти з вертикальною поляризацією.

ПзОС придушує будь-які види завад, включаючи широкосмуговий шум. Системи придушення на основі ПзОС забезпечують придушення вузькосмугових завад більше, ніж на 25 дБ, широкосмугових – більше, ніж на 40 дБ. Ефективність при дії великої кількості завад залежить від їх поляризації та ефектів відбиття й екранування. ПзОС може зменшувати рівень GPS сигналів і, як наслідок, впливати у невеликій мірі на відношення сигнал/шум в НАС. Апаратура на основі ПзОС є досить простою в технічній реалізації, має невелику вартість та легко інтегрується на невеликі засоби, оскільки має просту антенну систему (один або два елементи), що в свою чергу є великою перевагою у порівнянні з ПЧОС.

### **2.3 Аналіз процесу радіопридушення радіоліній радіозв'язку**

Об'єктом впливу перешкод, створених радіолінії радіозв'язку, є приймальний пристрій.

Системи радіозв'язку можуть придушуватися шумовими перешкодами (див. розд. 2.1), які модульовані по амплітуді (рис. 2.10) [66], частоті, фазі, або передачею нервуючої музики, спотвореної мови звукових сигналів з домішкою шуму. Радіолінії передачі даних придушуються імпульсами, які ретранслюють, імітацією кодових посилок, багаторазовим повторенням записаної передачі, ретрансляцією сигналів з додатковою фазовою модуляцією.

Основною характеристикою якості зв'язку є розбірливість мови (артикуляція), під якою розуміється відносна кількість правильно прийнятих елементів мови із загальної кількості переданих елементів. У зв'язку з тим, що мова є випадковим процесом, має сенс говорити тільки про її статистичних характеристиках.

Радіоелектронні засоби можуть придушуватися засобами радіоелектронних перешкод тільки в тому випадку, коли відношення потужності перешкоди, що потрапляє в смугу пропускання радіоприймача, до потужності сигналу перевищує деякий мінімально необхідне значення, характерне для даного виду перешкоди і сигналу.

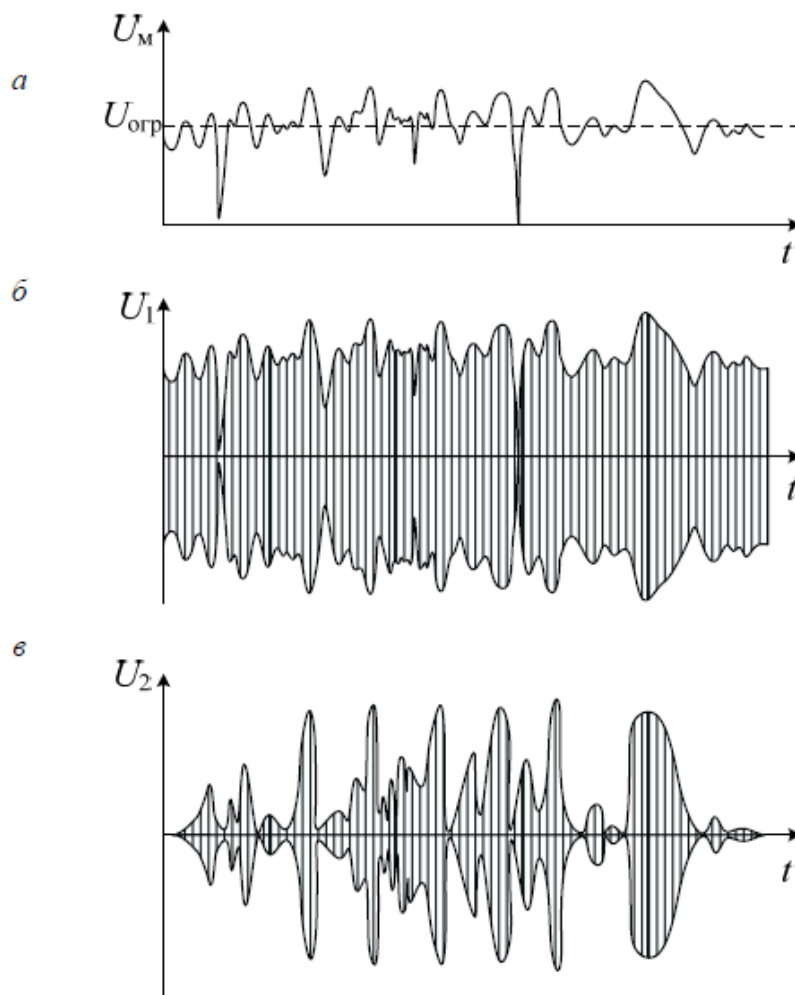


Рисунок 2.10 - Амплітудно-модульована шумова перешкода: а) - модулююча напруга; б) -модуляція необмеженими шумами; в) - модуляція обмеженими шумами

Мінімально необхідне відношення потужностей перешкоди  $P_{\text{п}}$  і сигналу  $P_{\text{с}}$  на вході приймача, що придушують, в межах смуги пропускання його лінійної частини, при якому досягається необхідний ступінь придушення РЕЗ, називають *коефіцієнтом придушення по потужності* [66]

$$K_{\text{п}} = (P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вх мін}} \quad (2.9)$$

Перешкода вважається ефективною, якщо відношення її потужності к потужності корисного сигналу на вході приймального пристрою  $K = (P_{\text{п}}/P_{\text{с}})_{\text{вх}}$  більше коефіцієнта придушення  $K > K_{\text{п}}$ . Значення  $K_{\text{п}}$  залежить від виду перешкоди і сигналу, а також від характеристик приймача РЕЗ, що придушують. Чим менше  $K_{\text{п}}$ , тим за інших рівних умов легше придушити

РЕЗ перешкодою.

Простір, в межах якого  $K > K_{п}$ , називається зоною придушення РЕЗ, а при  $K < K_{п}$  – зоною, яка непридушена. Кордон цих зон проходить на рівні, коли  $K = K_{п}$  [67,68]. Зоною придушення вважають область простору, в межах якої РЕЗ пригнічена із заданою ефективністю.

Якщо відомий  $K_{п}$ , то можна визначити зону придушення, в межах якої створюються ефективні перешкоди даного РЕЗ. Для цього треба встановити залежність  $K$  від параметрів і взаємного просторового положення станції перешкод і РЕЗ, що придушують.

Визначимо значення  $K_{п} = (P_{п}/P_{с})_{вх}$  на вході радіоприймального пристрою при впливі перешкод на лінію радіозв'язку. На рис. 2.10 приведена схема створення перешкод радіозв'язку [1].

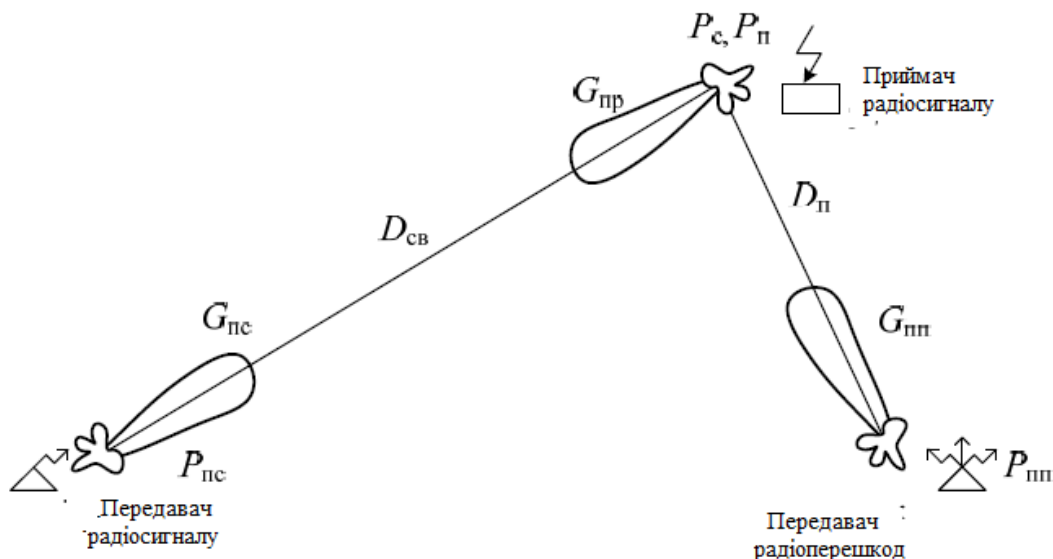


Рисунок 2.10. Схема створення перешкод радіозв'язку

Припустимо, що радіохвилі поширюються у вільному просторі. Тоді потужність корисного сигналу (без урахування втрат) на вході  $P_{с\ вх}$  радіоприймального пристрою, що придушують, в межах його смуги пропускання можна визначити за формулою [48]

$$P_{с\ вх} = \frac{P_{пс} G_{пс} G_{пр} \lambda^2}{(4\pi)^2 D_{св}^2}, \quad (2.10)$$

де  $P_{пс}$  - потужність передавача радіосигналу;  $G_{пс}$  і  $G_{пр}$  – відповідно коефіцієнти

посилення антени передавача радіосигналу в напрямку на радіоприймач і приймальні антени в напрямку на радіопередавач;  $D_{св}$  - відстань між передавачем і приймачем лінії радіозв'язку (дистанція зв'язку).

Потужність перешкод  $P_n$  з рівномірним спектром шириною  $\Delta f_n$  на вході приймача в межах смуги пропускання його лінійної частини  $\Delta f_{np}$  (за умови, що  $\Delta f_n > \Delta f_{np}$ ) там же представлена у вигляді

$$P_{пвх} = \frac{P_{пш} G_{пш} v_n \Delta f_{np} G_{пр} \lambda^2}{(4\pi)^2 D_n^2 \Delta f_n}, \quad (2.11)$$

де  $P_{пш}$  - потужність передавача перешкод;  $G_{пш}$  - коефіцієнт посилення антени станції перешкод в напрямку на приймальний пристрій станції, що придушують;  $D_n$  - відстань між передавачем перешкод і приймачем сигналу;  $v_n$  - коефіцієнт, що враховує відмінності поляризації перешкоди і сигналу (може мати значення від одиниці, при збігу поляризації перешкоди і сигналу, до нуля, коли поляризації ортогональні або різні по напрямку обертання при круговій поляризації; якщо в станції перешкод застосовується антена з круговою поляризацією, а в приймальному пристрої - з лінійною, то  $v_n = 0,5$ ).

Підставивши значення  $P_c$  і  $P_n$  в (2.9) отримаємо відношення потужності перешкоди до потужності сигналу на вході приймального пристрою РЕЗ в смузі пропускання у виді

$$K = \frac{P_{пш} G_{пш} D_{св}^2 v_n \Delta f_{np}}{P_{пс} G_{пс} D_n^2 \Delta f_n}. \quad (2.12)$$

Прирівнявши  $K_n$  до коефіцієнта придушення  $K$ , можна знайти мінімально необхідну для придушення РЕЗ потужність передавача перешкод

$$P_{пш\text{ мин}} = K_n \frac{P_{пс} G_{пс} D_n^2 \Delta f_n}{G_{пш} D_{св}^2 v_n \Delta f_{np}}. \quad (2.13)$$

Дальність придушення ліній радіозв'язку буде різною в залежності від

енергетичних потенціалів і форм ДС станцій радіозв'язку і перешкод і їх взаємного просторового положення

$$D_{\text{пс}} = D_{\text{св}} \sqrt{\frac{P_{\text{ш}} G_{\text{ш}} v_{\text{п}} \Delta f_{\text{пр}}}{P_{\text{пс}} G_{\text{пс}} \Delta f_{\text{п}} K_{\text{п}}}}. \quad (2.14)$$

Вираз (2.14) дозволяє розрахувати зони придушення радіозв'язку, аналіз яких проведено в [48].

В [68] також проведено аналіз впливу смузі пропускання приймача і спектра перешкоди на відношення потужності перешкоди до потужності сигналу, які використовуються у визначенні  $K$  і розрахунку зон придушення.

Зокрема показано, що смуга пропускання  $\Delta f_{\text{пр}}$  приймача вибирається так, щоб сигнал проходив неспотвореним. У той же час ширина спектра перешкоди  $\Delta f_{\text{п}}$  або повинна бути рівна ширині спектра сигналу (для імітують перешкод), або перевершувати її (у маскувальних перешкод). Однак на приймач впливає енергія тільки тієї частини спектра перешкоди, яка лежить в межах смуги пропускання, і, отже, тільки цю частину можна враховувати.

Якби в розрахунок приймалася вся потужність перешкоди в точці прийому, то могло б статися так, що перешкоди з широким і вузьким спектром, але однакові по потужності, даючи однакове ставлення потужності перешкоди до потужності сигналу в точці прийому, приводили б до різного збитку, так як потужності перешкод, що попадають в приймач, в обох випадках були б різними (див. рис. 2.11, де  $S_{\text{ш}}(f)$  - спектр широкосмугової перешкоди;  $S_{\text{у}}(f)$  - спектр вузькосмугової перешкоди;  $A(f)$  - амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) приймача). Площі, обмежені кривими  $S_{\text{ш}}(f)$ ,  $S_{\text{у}}(f)$  і віссю абсцис, пропорційні потужностям перешкод і рівновеликі (рис. 2.11). При цьому умови площі, які обмежені АЧХ і відносяться до

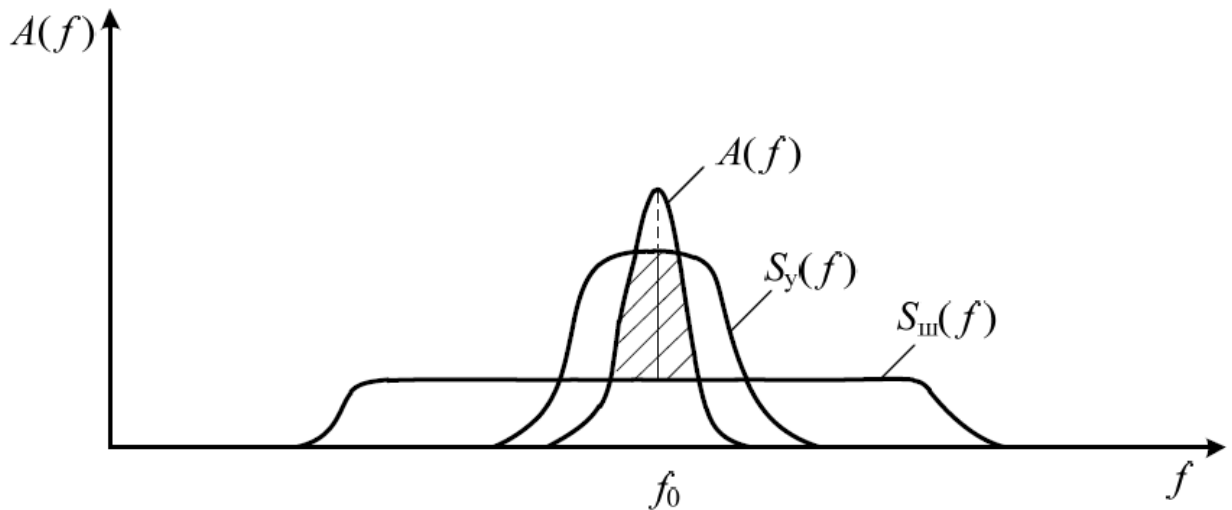


Рисунок 2.11 - Спектри перешкод і АЧХ приймача

широкосмугової і вузькосмугової перешкод, розрізняються на величину заштрихованої площі, яка пропорційна різниці потужностей вузькосмугової і широкосмугової перешкод, які впливають на приймач (рис. 2.11).

Смуга пропускання приймача береться тільки для його лінійної частини, тобто до амплітудного (або частотного) детектора. За такої умови виключається необхідність врахування характеристик нелінійного елемента - детектора. Ці характеристики в значній мірі індивідуальні для різних детектуючих приладів, що ускладнює облік перетворення спектрів сигналу і перешкод, що виникають в результаті взаємодії різних частотних складових сигналу і перешкоди в нелінійному елементі.

Оцінка відношення потужності перешкоди до потужності сигналу на вході приймального тракту обумовлена тим, що виключається облік коефіцієнта посилення тракту при різних значеннях вхідної дії, тобто його амплітудної характеристики.

Умова визначення  $K$  по мінімально необхідному відношенню потужності перешкоди до потужності сигналу пов'язано з тим, що  $K$  повинен бути граничним значенням цього відношення, щоб з його допомогою можна було визначати межу зони придушення.

Найважливішим питанням визначення  $K$  є поняття шкоди інформації, яка завдається. Це поняття залежить від виду РЕЗ, що придушують, та



виконуваних ним функцій.

## **Висновки до 2 розділу**

Виконано аналіз можливих радіоелектронних завад для приймачів РЕЗ та сучасних методів захисту від активних навмисних завад.

Особлива увага була приділена методам просторової та просторово-часової обробки в РЕЗ (стосовно СРНС), які показують високу ефективність за умови одночасної дії вузькосмугових і широкосмугових завад та ефектів їх багатопроменевого розповсюдження.

Наведено методику кількісної оцінки впливу навмисних радіоперешкод на прийомні тракти РЕЗ за допомогою коефіцієнта придушення.

Цей аналіз дозволяє на основі існуючих схемних рішень одночастотних ЦРРЛЗ розробити в 3 розділі роботи автокомпенсатор потужних сигналів від свого передавача.

## **3 Вибір і обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів радіосигналів для одночастотних радіорелейних ліній зв'язку**

### **3.1 Аналіз існуючих одночастотних радіорелейних ліній зв'язку**

На даний момент основною тенденцією розвитку безпроводових ТКС є розширення обсягу і поліпшення якості надання користувачам різних інфокомунікаційних послуг (телефонія, доступ до мережі Інтернет, передача мультимедійної інформації в реальному масштабі часу і т.п.). Однак, впровадження таких сервісів реалізується в основному завдяки технічній можливості збільшення швидкості передачі інформації абонентським каналом у виділених для конкретної безпроводової системи смугах радіочастот. Тому задача по забезпеченню раціонального використання телекомунікаційними операторами радіочастотного ресурсу (РЧР) в умовах його обмеженості і конкурентної боротьби за нього між різними радіотехнологіями не втрачає своєї актуальності і донині.

Відноситься зазначена задача і до РРЛЗ, які добре себе зарекомендували при побудові безпроводових сегментів телекомунікаційних мереж різних операторів на магістральному, внутрішньозоновому і місцевому рівнях, а також при розгортанні радіоліній між базовими станціями систем стільникового рухомого радіозв'язку.

Вищезгадане говорить про доцільність подальшого пошуку способів раціонального використання РЧР для РРЛЗ шляхом поліпшення існуючих методів селекції радіосигналів (просторової, поляризаційної, частотної, часової, кодової і.т.д), за якими на практиці на приймальній стороні можна буде здійснити розділення один від одного радіосигналів різних абонентів, що одночасно використовують один і той же РЧР, з мінімальними спотвореннями цих сигналів та їх взаємним впливом один на одного. При цьому вкрай бажано, щоб при практичній реалізації ці способи вимагали б мінімальних витрат на зміну існуючих апаратно-технічних рішень діючих та майбутніх РРЛЗ.

Існуючи схемні рішення РРЛЗ [10-15] для забезпечення дуплексного зв'язку між двома суміжними РРС, наприклад кінцевою радіорелейною станцією (КРРС) і вузловою (рис.1.3) радіорелейною станцією (ВРРС) або (рис. 1.2) між КРРС і проміжною радіорелейною станцією (ПРРС) полягають в тому, що кожна з них безперервно випромінює в напрямку одна одної НВЧ сигнал, в тому числі з часовим ущільненням каналів, причому несучі частоти цих випромінюваних сигналів істотно і обов'язково відрізняються, а також кожна з них безперервно приймає сигнал, який випромінює сусідня РРС, і послаблює при прийомі сигнал, який випромінює власна РРС, і сигнали, що випромінюються іншими не суміжними з нею РРС.

При цьому система містить, зокрема, КРРС, кожна з яких складається з апаратури ущільнення (АУ), вихід якої підключений до послідовно з'єднаних передавача, роздільно-смугового фільтра (РСФ) і передавальної антени, яка випромінює сигнал на частоті  $f_1$ , а послідовно з'єднані приймальна антена, яка приймає сигнал на частоті  $f_2$ , другий РСФ і приймач підключені до входу АУ.

Даний схемні рішення РРЛЗ мають ряд недоліків:

- необхідність використання двох несучих частот;
- необхідність значного рознесення цих несучих частот, що становить кілька сотень і навіть тисячі МГц, що знижує кількість радіостволів у виділеному діапазоні частот;
- необхідність серйозного ускладнення апаратури для забезпечення глибокого ослаблення прийому заважаючих сигналів, в першу чергу випромінюваних власною РРС, внаслідок великого діапазону рівнів між потужністю сигналу, що випромінюється, і чутливістю приймача;
- збільшення кількості одиниць передально-приймального обладнання при збільшенні кількості стволів (або одночасно випромінюваних даною РРС в одному напрямку робочих частот).

Однією із спроб реалізації РРЛЗ для роботи на одній частоті є схемне рішення запропоноване в [69].

Сутність цього рішення полягає в тому, що в РРС випромінюють сигнал з часовим ущільненням каналів у напрямку сусідньої РРС (рис. 3.1) і приймають сигнал від останньої не безперервно, а з поділом у часі. (тобто квазінеперервних зі шпаруватістю  $Q \approx 2$ , де  $Q = T_d/T_{\text{випр}}$ ,  $T_d$  - період дискретизації випромінюваного сигналу,  $T_{\text{випр}}$  - сумарний час, витрачений на випромінювання за період дискретизації). Крім цього, під час випромінювання прийом на даній РРС припиняють (блокують) і здійснюють його після припинення випромінювання сигналу, що передається.



У другій РРС приймають цей сигнал, виділяють його і перевипромінюють синхросигнал в сторону першої РРС. У разі некрatний виміряної затримки дальності каналного інтервалу змінюють період дискретизації так, щоб він відповідав умові  $t_{31,2} = mT_{д1} + k \frac{T_{д1}}{n}$ , де  $T_{д1}$  - нове значення періоду дискретизації;  $n$  - загальна кількість каналних інтервалів за період дискретизації (зазвичай  $n = 2^l$ , де  $l = 5, 6 \dots L$ );  $k$  - кількість каналних інтервалів, які складають дробову частину частки від розподілу виміряної затримки  $t_{31,2}$  на період дискретизації,  $k = 1, 2, 3 \dots (n-1)$ ;  $m$  - ціла частина від ділення виміряної затримки  $t_{31,2}$  на період дискретизації.

Очевидно, що дискрет зміни періоду дискретизації  $\Delta T_{д}$  повинен бути помітно менше, ніж тривалість одного розряду цифрового слова. Для ЦРРЛЗ використовують 8-розрядний код, тому досить, щоб дискрет зміни періоду дискретизації відповідав умовам  $\Delta T_{д} \leq \frac{T_{д}}{64n}$ . В деяких випадках може виявитися бажаним або необхідним, щоб вихідний сигнал мав період дискретизації  $T_{д} = 125$  мкс. У цьому випадку новий період дискретизації повинен відповідати умові  $t_{31,2} = T_{д1} \left( E \left[ \frac{t_{31,2}^{[c]}}{0,125} + \frac{k}{n} \right] \right)$ , де символ  $E [ ]$  означає цілу частину від приватного,  $n$  - кількість каналних інтервалів в періоді дискретизації,  $k = 1, 2 \dots n$ . Дискрет зміни періоду повторення, як і в попередньому випадку, відповідає умові  $\Delta T_{д} \leq \frac{T_{д}}{64n}$ . Такий вибір  $T_{д1}$  завжди забезпечує умова  $T_{д1} > T_{д}$ .

Отже, в АУ завжди можна виконати перетворення комутації в просторі і часі з частотою дискретизації  $T_{д} = 125$  мкс, застосувавши схему просторово-часового комутатора шляхом передачі на керуючу пам'ять сигналу з частотою зчитування  $f_c = 1/T_{д}^0$ .

Розглянутий спосіб дуплексного зв'язку має такі переваги:

1).. використання для дуплексного зв'язку лише однієї несучої частоти. Це досягається за рахунок синхронізованого поділу в часі випромінювання каналних сигналів в напрямку сусідньої РРС поперемінно з прийомом її каналних сигналів;

2) можливість забезпечення більшого числа стовбурів. Це досягається тим, що всі каналні сигнали кожного стовбура випромінюються одночасно, так само як і всі каналні сигнали всіх стовбурів приймаються одночасно. При випромінюванні сигналу на єдиною несучої частоті, для захисту приймального пристрою використовують такі заходи, як замикання входу приймача під впливом падаючої потужності проникаючого сигналу передавача, навзаємне загасання сигналу в тракті прийому в залежності від напрямку надходження ЕМХ або поляризації сигналу, внесення керованого детермінованого загасання в тракт прийому. Ці операції реалізуються такими пристроями, як розрядники, циркулятори, поляризаційні фільтри і ферітові або діодні пристрої захисту, або атенюатори (на рис. 3.1 вони зазначені як ППП з УЗП). Останні дозволяють забезпечити ослаблення падаючої потужності НВЧ сигналу, який випромінюють, на 100 - 120 дБ і на 60 - 80 дБ КХ - сигналу з часом перемикання 30 - 100 нс. У разі зниження внесеного загасання час перемикання може бути отримано ще меншим;

3) інваріантність до кількості використовуваних стовбурів досягається за рахунок того, що ослаблення, навіть без урахування інших заходів, є достатнім, щоб не було якое помітний вплив випромінюваного сигналу на приймач. Навіть десять одночасно випромінюючих передавачів рівній потужності не зроблять помітного впливу на приймач або приймачі без додаткових заходів для ослаблення падаючої потужності випромінюваних сигналів:

4) можливість значного збільшення робочих частот у виділеному діапазоні. Воно досягається внаслідок того, що рознос несучих частот може бути досить невеликим і в основному визначається впливом на приймач (приймачі) прийнятих сигналів з сусідньої і більш віддалених РРС. Оскільки для цифрових методів передачі практично можна знехтувати будь-яким заважає сигналом з рівнем, меншим рівня корисного сигналу на 20 дБ і більше [10, с. 247], а на вхід приймача впливають лише істотно більш слабкі сигнали, ніж сигнали, що випромінюються власної РРС, досить послабити позасмугови сигнали, що випромінюють сусідній і можливо більш далеко віддаленими РРС на 20 - 30 дБ (малий  $K$  (див. розд. 2.3)), щоб вирішити проблему завадозахищеності даного стовбура від впливу сигналів інших стовбурів при істотно меншій розладі (в 10 - 30 разів), ніж в [10]. Це в кілька разів перевищує скорочення приблизно вдвічі кількості переданих каналних сигналів за один цикл;

5) спрощення приймальної апаратури. Воно досягається тому, що необхідне ослаблення поза смугою прийому на даній робочій частоті стовбура досить невелика, щоб реалізувати його простими фільтрами або застосувати приймачі прямого перетворення);

б) можна обійтися однією приймально-передавальною антеною з ППП і УЗП (рис. 3.1), що розділяє передавальний і приймальний тракти.

Основним недоліком даного схемного рішення є його недостатня продуктивність через швидко зростаючі обсяги інформації, що передається, особливо для РРЛЗ, призначених для роботи у великих містах.

На думку авторів робіт [70-75], одним з перспективних способів, який може бути використаний для вирішення задачі повторного використання РЧР РРЛЗ (робота на одній частоті), що в свою чергу дозволить збільшити її пропускну здатність, є ПОС по формі фазового фронту (ФФФ) ЕМХ.

Враховуючи на даний час актуальність вирішення задачі нестачі РЧР в діапазонах частот нижче 40 ГГц для РРЛЗ, в роботах [70-72] теоретично

розглянуто питання дослідження можливості застосування ПОС по ФФФ ЕМХ для забезпечення повторного використання РЧР на РРЛЗ.

Загальна ідея, яка пояснює застосування ПОС по ФФФ для РРЛЗ представлена у роботах [73-76] і полягає в наступному: за допомогою діаграмоутворюючих схем (ДУС) передавального тракту РРС із радіосигналів різних джерел інформації штучно створюються ЕМХ, які випромінюються АР цієї станції в напрямку іншої РРС на одній й тій самій частоті, в одній і тій самій смузі радіочастот, але з різними формами ФФФ ЕМХ, з подальшою просторовою селекцією вказаних ЕМХ одна від одної за формами їх фазових фронтів в АР та ДУС приймального тракту кореспондуючої РРС.

Розглянемо узагальнену структурну схему (рис. 1.19, і 3.2), яка пояснює ідею застосування просторової обробки радіосигналів по ФФФ ЕМХ для симплексної РРЛЗ [73-76].

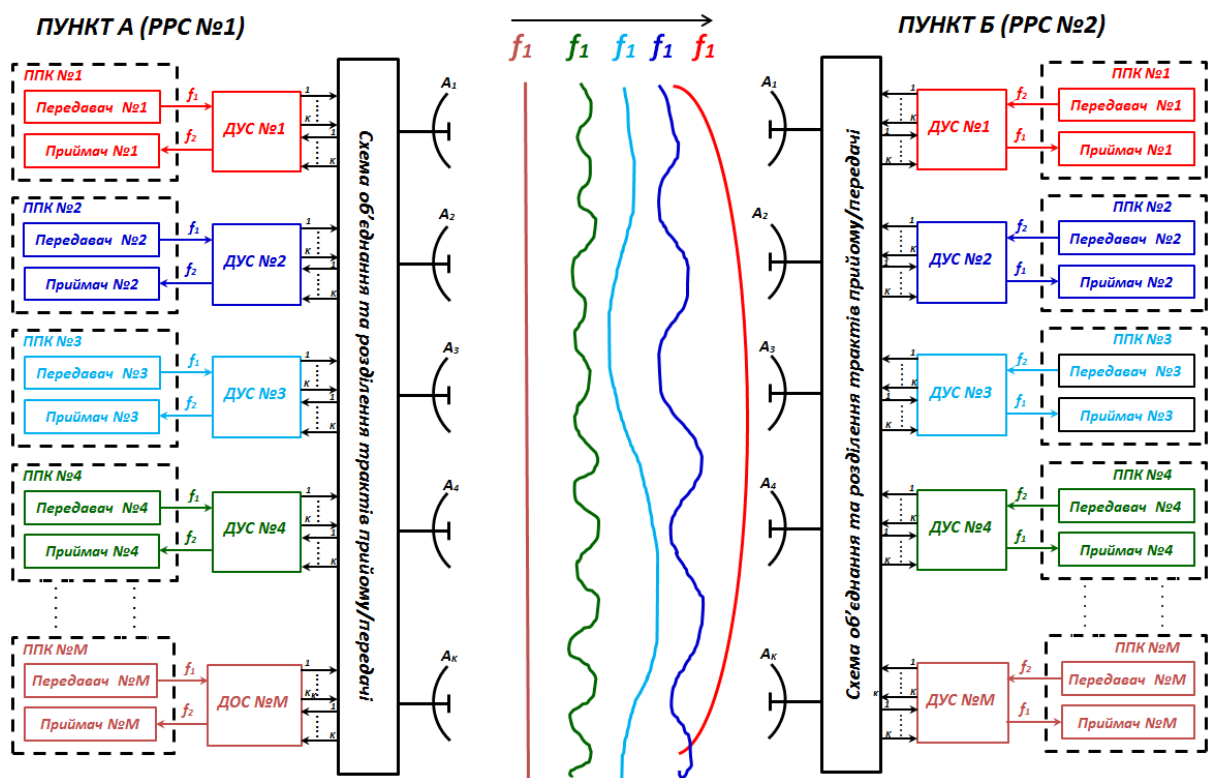


Рисунок 3.2. Структурна схема одноінтервальної ЦРРЛЗ з



використанням просторової селекції сигналів, де ППК – приймально-передавальний комплект.

Припустимо, що передача ЕМХ йде від РРС №1 в напрямку РРС №2. Сигнал від  $i$ -ого передавача РРС №1 надходить на вхід дільника потужності  $i$ -ої ДУС, де відбувається його поділ на  $M$  однакових сигналів. З виходів дільника потужності сигнали потрапляють на входи відповідних каналів  $i$ -ої ДУС, де відбувається їх перемноження на комплексні вагові коефіцієнти (з урахуванням амплітуди та фази (КВК)). З виходів  $i$ -ої ДУС (рис. 3.3.а) сигнали надходять на відповідні суматори схеми розділення та об'єднання трактів передачі/прийому, де вони сумуються із сигналами інших передавачів. Далі сумарний сигнал потрапляє на смуговий фільтр, і потім на

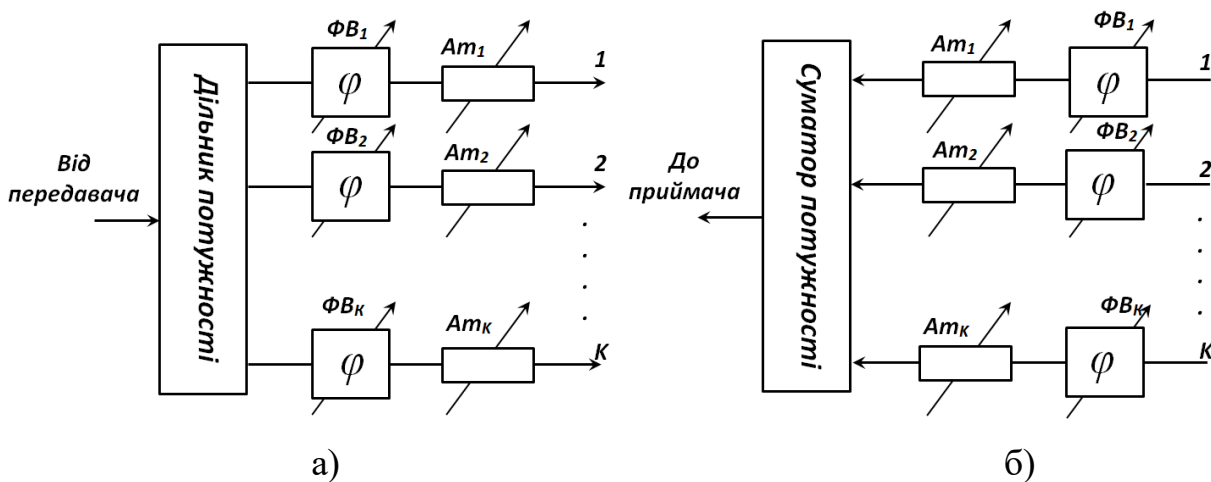


Рисунок 3.3 - Структурні схеми ДУС: а) передавальний тракт;  
б) приймальний тракт

вихід  $l$ -ого елемента АР РРС №1 (рис. 3.4). В результаті, в передавальній частині за допомогою відповідних ДУС здійснюється формування ЕМХ  $M$  різних передавачів, які випромінюють радіосигнали в одній смузі частот та з одним видом поляризації. У цьому випадку відмінною ознакою цих радіосигналів на розкритті АР приймальної сторони є різні ФФФ ЕМХ. Наприклад, ЕМХ першого передавача РРС №1 має на розкритті АР РРС №2 плоский фронт, ЕМХ 2-го передавача РРС №1 – зі сферичним чи близький до сферичного, а ЕМХ від  $M$ -ого передавача – фронт синусоїдального чи параболічного виду. На приймальній стороні у відповідних ДУС (рис. 3.3.б)

шляхом зміни амплітуд та фаз здійснюється просторова селекція сигналів різних передавачів один від одного по ФФФ.

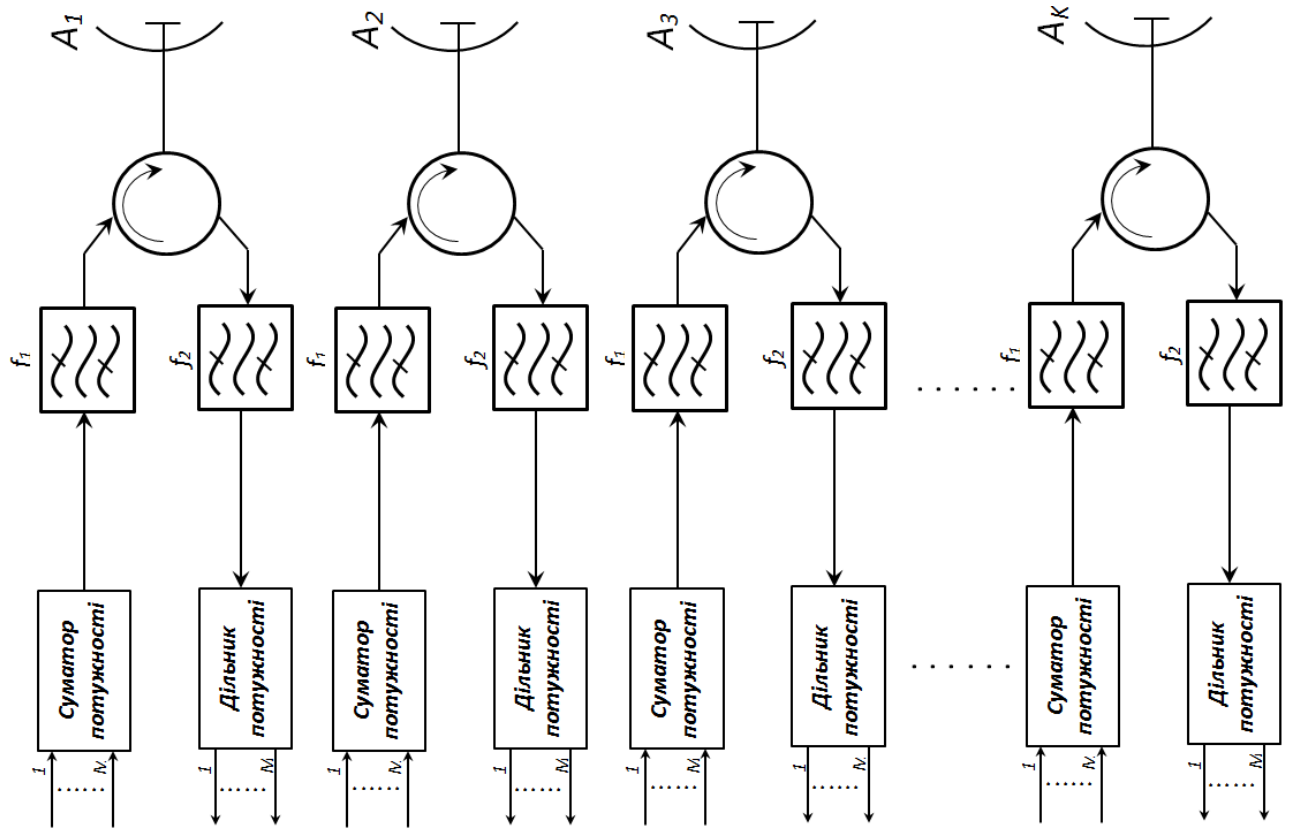


Рисунок 3.4 - Схема об'єднання та роз'єднання трактів передачі/прийому для РРС з просторовою обробкою в передавальному та приймальному трактах

Як результат зрозуміло, що ключовими елементами що виконують просторову обробку є ДУС, які являються формувачами ЕМХ з різними фазовими фронтами в передавальній частині РРС №1 (№2) та просторовими фільтрами ЕМХ по ФФФ в приймальній частині РРС №2 (№1). Головною характеристикою ДУС є деякий набір КВК  $\dot{w}_i = w_i e^{j\Phi_i}$ , які відображають налаштування її фазообертачів та атенуаторів (при аналоговій реалізації ДУС). Відповідно набір КВК в ДУС і для передавальної, і для приймальної сторін, має бути таким, що забезпечує найкраще розділення радіосигналів різних передавачів РРС №1 (№2) один від одного в приймальному тракті РРС №2 (№1). При цьому під ефективністю просторової селекції розуміється здатність окремо взятого ДУС приймального тракту РРС №2 (№1) максимально придушувати радіосигнали передавачів від РРС №1 (№2) з

одними ФФФ ЕМХ і відокремлювати (селектувати) при цьому з найменшим його загасанням радіосигнал з необхідною ФФФ ЕМХ.

Блок-схема РРЛЗ, яка зображена на рис. 3.1, трансформується при цьому в схему рис. 3.5 [73,76], розгорнутий блок синхронізації та управління 7 якої представлений на рис. 3.6.

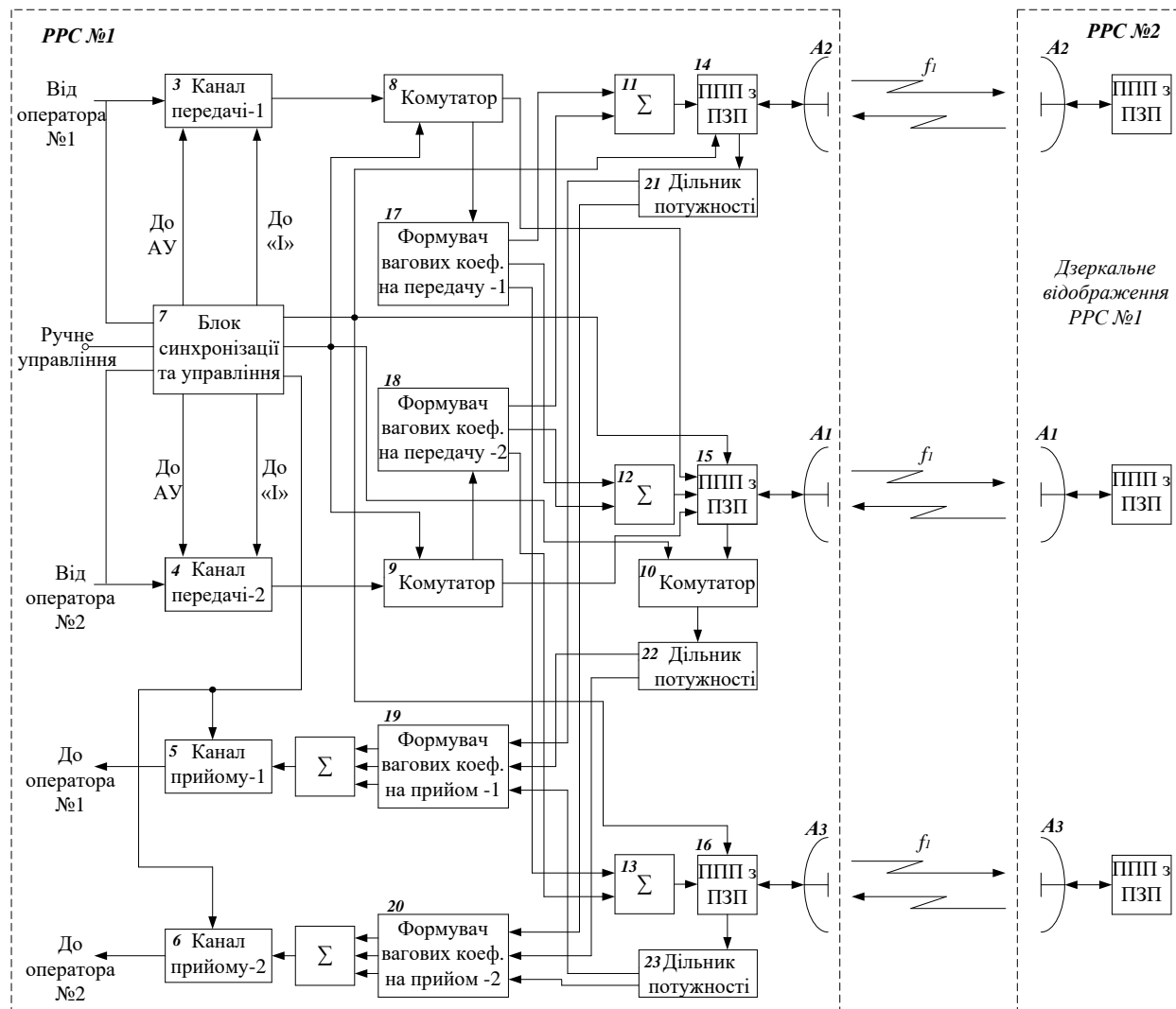


Рисунок 3.5 – Блок-схема РРЛЗ з часовим ущільненням каналів та каналом з просторової обробкою сигналів за ФФФ ЕМХ

Розглянуті одночастотні схеми підвищення продуктивності РРЛЗ на основі використання відмінностей в ФФФ ЕМХ мають принаймні два суттєвих недоліки:

- збільшення кількості антен;
- робота тільки в проміжній зоні (зоні Френеля), в якій має місце сферичність фазового фронту ЕМХ (рис. 3.7).

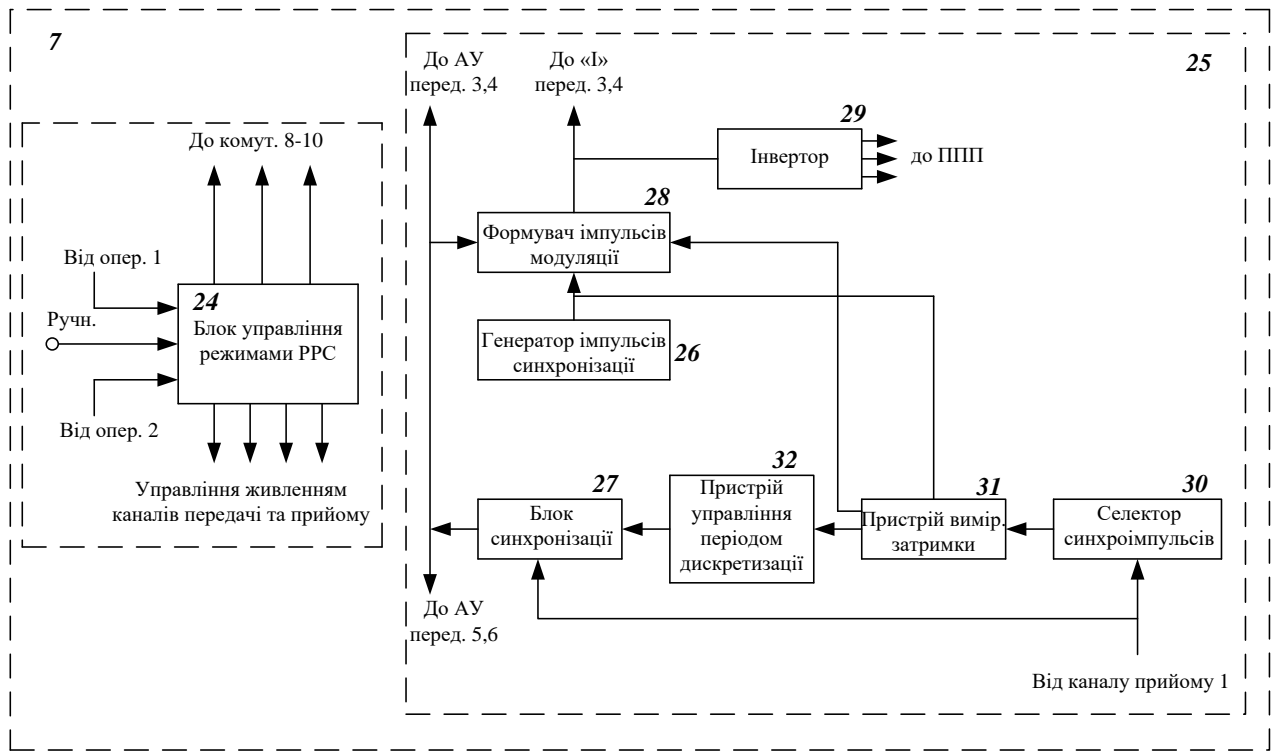


Рисунок 3.6 – Структурна схема блоку синхронізації та управління 7

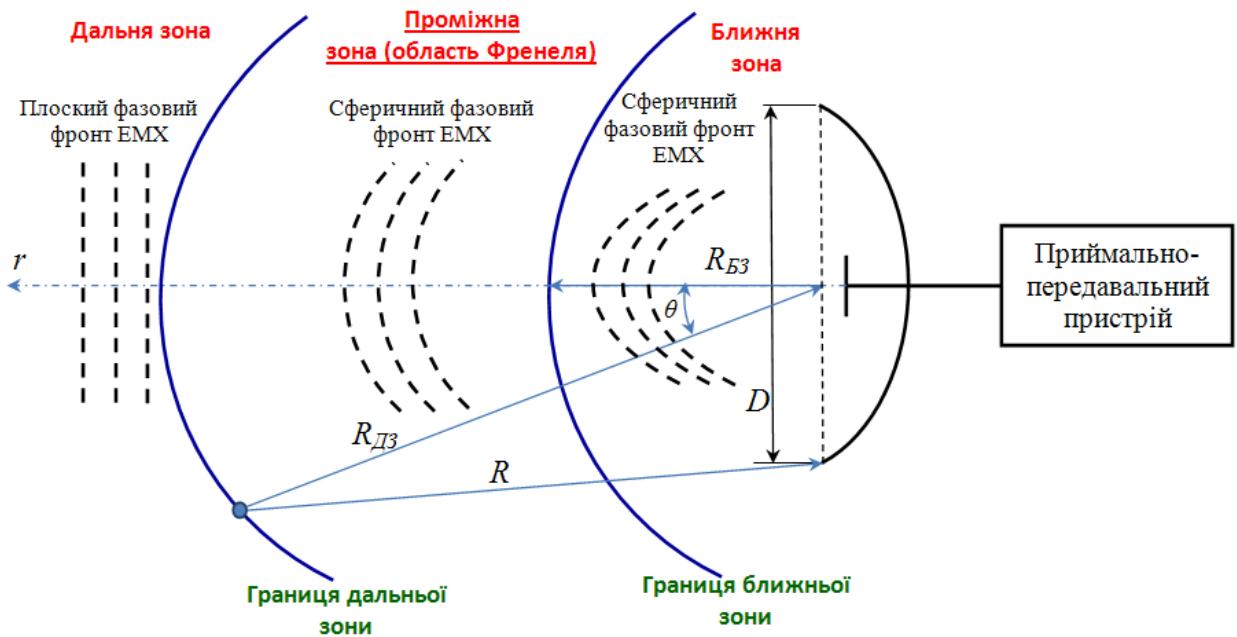


Рисунок 3.7 – Зони по відстані, в яких має місце сферичність фронту ЕМХ при наближенні, що антена РРС є точковим джерелом

При цьому границі ближньої (БЗ) та далекої зон (ДЗ) на рис. 3.7 визначається співвідношеннями [77]

$$R_{БЗ} = 0.6 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}}, \quad R_{ДЗ} = \frac{2\pi D^2 \cos^2 \theta}{\lambda},$$

де  $\lambda$  – довжина хвилі,  $D$  – лінійний розмір апертури антени,  $\theta$  – напрямок прийому (або випромінення у випадку передавальної системи), що відраховується відносно вісі (фазового центру) антени.

Тому розглянемо можливість застосування в РРЛЗ результатів досліджень [78] по створенню дуплексних мобільних систем (рис. 3.8) приймально-передавальні схеми, яких працюють на одній частоті і мають вигляд зображений на рис. 3.9.

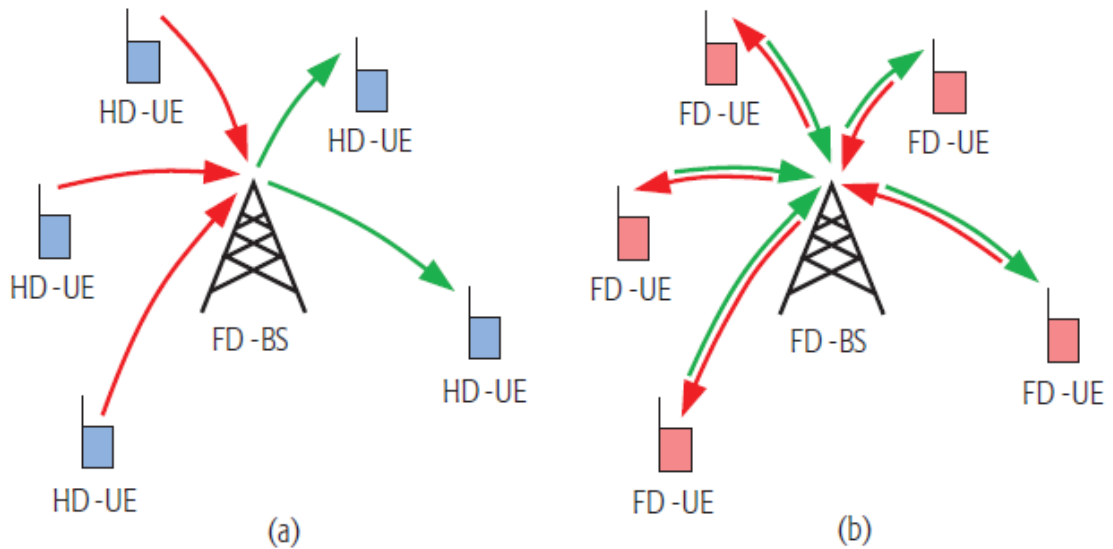


Рисунок 3.8 - а) ілюстрація окремої комірки, де базова станція (БС) є повнодуплексної, а мобільні (UE) є напівдуплексними пристроями; б) аналогічна ілюстрація одного осередку, де всі сторони є повнодуплексними.

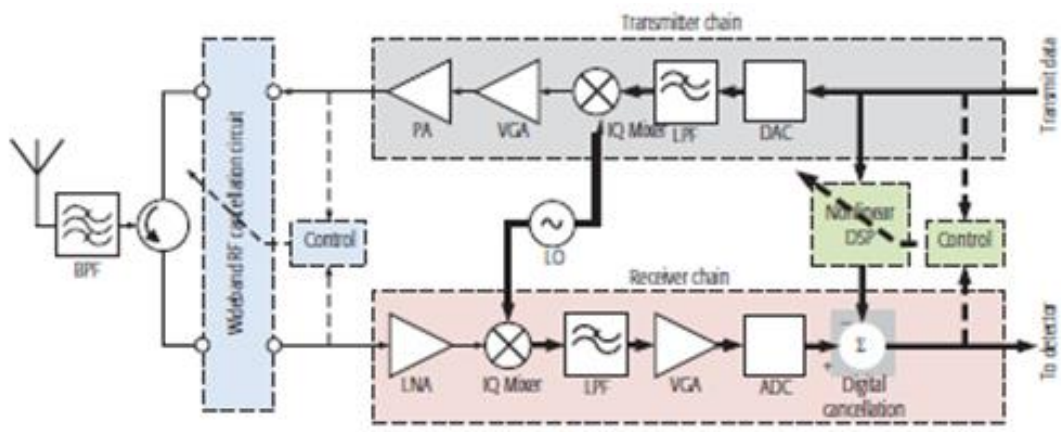


Рисунок 3.9 - Схема повнодуплексного приймально-передавальні пристрою із загальною антеною, включаючи самоадаптивну компенсацію РЧ і самоадаптивну нелінійну цифрову компенсацію

### **3.2 Аналіз особливостей створення одночастотної полнодуплексної цифрової радіорелейної лінії зв'язку з загальною приймально-передавальною антеною**

Цей аналіз проведемо на основі роботи [78], в якій обговорюються переваги та труднощі створення полнодуплексної широкосмугової мобільної системи із загальною приймально-передавальною антеною для застосування в технологіях 5G.

На думку авторів цієї статті передавання і отримання сигналів даних одночасно на одній і тій же центральній частоті піддіапазону за допомогою загальної антени (рис. 3.9) має в порівнянні з існуючими дуплексними системами мобільного зв'язку наступні переваги:

- подвоєння швидкості передачі даних радіозв'язку, не вимагаючи додаткової смуги пропускання;
- збільшення ємності осередку і мережі при належному плануванні в багатокористувацьких мережах;
- бажаного збільшення в 1000 разів загальної пропускної спроможності, що важливо в епоху 5G.

Там же показано, що для практичної реалізації пропонованого схемного рішення (рис. 3.9) необхідно подолати ряд технічних труднощів пов'язаних з:

- необхідністю забезпечення надзвичайно ефективного загасання власного сигналу, що передається;
- обліком нелінійності свого потужного передавача;
- урахуванням нелінійних спотворень, викликаних аналоговими порушеннями в мобільних пристроях, в яких зазвичай використовуються низькочастотні масові радіочастотні (РЧ) компоненти;
- великими обмеженнями на розміри і вартість мобільних пристроїв, а також строгими вимогами до енергоспоживання;
- додатковою широкосмуговою компенсації в аналоговому РЧ-домені через широкі смуги частот сучасних РЕЗ.

Ці ж труднощі матимуть місце при створенні схеми аналогічної на рис. 3.9 і для ЦРРЛЗ.

З перерахованого вище головною проблемою є забезпечення надзвичайно ефективного загасання власного сигналу, що передається. Це загасання складається із:

1) просування частини сигналу від власного передавача через пристрій розв'язки між каналами передачі і прийому (дуплексер, циркулятор);

2) відбиття сигналу свого передавача від елементів схеми каналу передачі, антени і навколишнього простору (стан атмосфери, рухливі місцеві предмети, багатопроменеве поширення ЕМХ і так далі).

Ці два види сигналів для каналу прийому є потужною радіоперешкодою (в літературі її прийнято називати самоінтерференцією (СІ) [10]), яку потрібно послаблювати методами, викладеними в розд. 2.2, з коефіцієнтом придушення  $K$  (розд. 2.3) 80-90 дБ.

Розглянемо основні особливості складових СІ та шляхи її усунення.

Ключовим елементом схеми на рис.3.9, що дозволяє передавачу і приймачу спільно використовувати одну антену є циркулятор (рис. 3.10), який використовується для підключення антени до прийомопередавача. Як

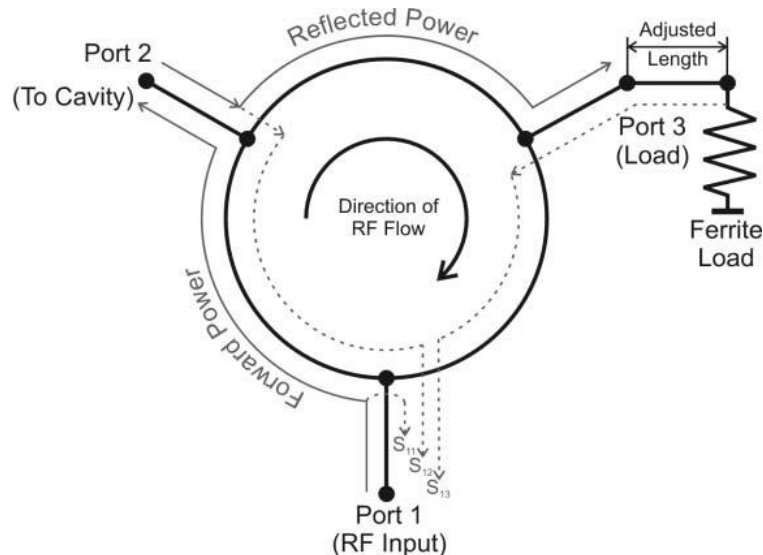


Рисунок 3.10 – Принципова схема циркулятора

видно з рис. 3.10 циркулятор є трьохпортовим пристроєм, який направляє сигнал через його порти таким чином, що він входить в один порт, а потім виходить з циркулятора з наступного порту в залежності від напрямку обертання (тобто за годинниковою стрілкою або проти годинникової стрілки). В принципі, сигнал не може поширюватися в протилежному напрямку, що забезпечує певну ступінь ізоляції між передавачем і приймачем. Залежно від розміру і вартості циркулятора типові практичні значення для ізоляції варіюються від 20 до 60 дБ, тоді як затухання в бажаному напрямку зазвичай менше 0,5 дБ. Будучи пасивним елементом схеми, його розмір в кінцевому підсумку визначається довжиною робочої хвилі  $\lambda$ .

Таким чином, в сигналі СІ є дві основні складові, які спостерігаються на шляху к приймачу. По-перше, потік через **циркулятор**, величина якого може бути оцінена шляхом вираховування величини ізоляції циркулятора від потужності передачі. Тут СІ, як уже згадувалося, зазвичай послаблюється щонайменше на 20 дБ. Друга сильна складова - це **потужність, відбита мобільною антеною**, викликана невідповідністю імпедансу на його вході. Якщо вхід був ідеально підібраний, антена прийняла б всю подану потужність, і ця складова СІ не існувала би, але на практиці через невідповідність завжди частина потужності буде відбиватися назад на лінію передачі. При використанні готових антен значення узгодження кращі, ніж -20 дБ, рідко можна отримати, і відбиття від антени становить значну частину загальної СІ, потенційно навіть перевищує в порівнянні з прямим витоком через циркулятор.

Більш слабкі компоненти в другій складовій сигналів СІ поступають в основному із відбиття багатопроменевого поширення, які розповсюджуються назад на антену з навколишнього середовища. Вони сильно залежать від типу середовища навколо антени, але зазвичай багатопроменеве відбиття значно слабше, ніж витік через циркулятор або відбиття від антени. Однак зміна ближнього поля антени впливає на його відповідність, яка безпосередньо змінює кількість відбитої потужності.



В результаті витоку через циркулятор, а також відбиття, поступаючого від антени і навколишнього середовища, потрібне додаткове послаблення СІ як в аналогових, так і в цифрових доменах. В загальному випадку сумарне аналогове послаблення сигналу СІ до входу в ланцюг приймача повинно бути достатнім для забезпечення того, щоб:

- рівень потужності СІ був не занадто високим для малошумлячого підсилювача (МШП) приймача, щоб запобігти насичення приймача;

- динамічний діапазон аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП) був достатньо високим, щоб з необхідною точністю фіксувати остаточний СІ, а також слабкий прийнятий сигнал.

Залежно від приймача будь-який з них може бути обмежуючим фактором. Зазвичай пасивне згасання СІ, що забезпечується ізоляцією циркулятора і узгодженням антен, явно недостатньо для забезпечення цих вимог. Це є сильним стимулюючим фактором для активної компенсації РЧ, яка забезпечує додаткове придушення СІ до фактичного ланцюга приймача шляхом вирахування модифікованої копії сигналу, що передається із загального прийнятого сигналу. Згадуючи знову широку смугу частот сигналів, які використовуються в сучасних стільникових мережах, очевидно, що активний РЧ-компенсатор в мобільному повнодуплексному пристрої повинен бути здатний до ефективної широкосмугової компенсації. Це може бути забезпечено завдяки наявності багатоканального аналогового приймача СІ, в якому в якості опорних сигналів використовуються кілька різних відкладених копій сигналу, що передається, кожна з яких має регульовану амплітуду і фазу. Метою схеми компенсації РЧ є контроль фаз і амплітуд цих опорних сигналів таким чином, щоб сигнал СІ пригнічувався. Такий підхід до побудови РЧ компенсатора здатний моделювати канал зв'язку на значно більш широких смугах частот.

Також важливо мати достатню адаптивність в РЧ-компенсаторі. Це необхідно для ефективної компенсації СІ в залежному від часу середовищі каналу, що викликаною об'єктами, що рухаються поблизу антени (для стаціонарних РРЛЗ це неактуально). Відслідковування каналу СІ може бути

виконано з використанням цифрових або аналогових схем для управління фазами і амплітудами сигналів компенсації в самоадаптивному режимі.

Крім того, через високий рівень потужності прийнятого сигналу СІ, аналогової компенсації СІ зазвичай недостатньо, щоб послабити його нижче рівня шуму приймача. Таким чином, кінцеве послаблення остаточного СІ повинно виконуватись в цифровій області. Там сигнал компенсації може бути побудований з вихідних переданих даних, фільтруючи його з відповідності з залишившимся ефективним каналом СІ. Однією з важливих переваг цифрової компенсації СІ являється відносно легке включення нелінійного моделювання форми СІ, що можна зробити комфортно, використовуючи нелінійні базисні функції, а також природню підтримку самослідкування СІ характеристики каналу за допомогою адаптивної фільтрації. Нелінійне моделювання може значно покращити характеристики компенсації СІ в практичному повнодуплексному прийомопередавачі. Таким чином, нелінійна адаптивна цифрова обробка сигналів (ЦОС) також являється ключовою особливістю повнодуплексного пристрою для забезпечення ефективної компенсації і відслідковування остаточного СІ.

### **3.3 Вибір і обґрунтування схемних рішень автокомпенсаторів радіосигналів**

При розгортанні сучасних і перспективних РЕЗ все більшу актуальність набуває вирішення проблеми електромагнітної сумісності, а їх робота при наявності локальних військових конфліктів буде відбуватися в умовах застосування активних радіоперешкод. Крім того, антени РРЛЗ мають бічні пелюстки (рис. 2.6.а), за якими перешкоди, в першу чергу, будуть надходити до їх приймачів.

Тому при створенні одночастотних РРЛЗ крім вирішення проблеми компенсації СІ потрібно підібрати ефективні схемні рішення по придушенню радіоперешкод. Останнє труднощів не викликає, оскільки можна застосувати відомі схеми (рис. 2.5.а-в) або нові, наприклад, патенту [79], в якому запропоновано ряд схем атокомпенсаторів для систем супутникового зв'язку (рис. 3.11)

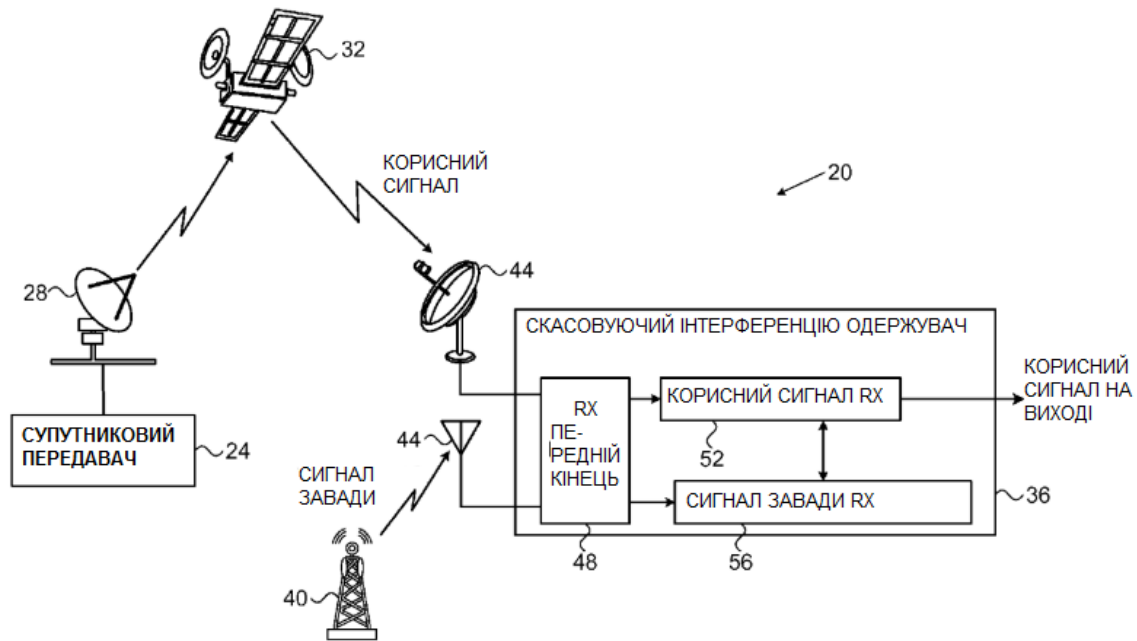


Рисунок 3.11 - Блок-схема, що схематично ілюструє систему супутникового зв'язку, який застосовує пригнічення перешкод

Що ж стосується компенсації СІ то поки патентів і публікацій в цьому напрямку для РРЛЗ не виявлено, крім результатів досліджень, опублікованих в статті [78] для мобільних мереж. Тому розглянемо ці результати з метою подальшого застосування і розвитку в одночастотних РРЛЗ.

В основній частині статті докладно проаналізовані особливості і принцип створення такої схеми компенсації радіочастот, який задовольняє вищезазначені вимоги щодо широкосмугової роботи і самоадаптивності. Зокрема показано, що компенсатор РЧ націлений на регенерацію і компенсацію прийнятої складової форми сигналу СІ, яка складається з різних компонентів з різними затримками. Оскільки затримки цих компонентів невідомі і також змінюються в часі, затримки в каналах регенерації і компенсації СІ нерівні істинним затримкам. Отже, в цілому активний РЧ-компенсатор можна розглядати як інтерполятор, який намагається регенерувати і відстежувати істинну складову СІ, використовуючи зумовлені затримки, але настроюванні амплітуди і фази.

Підкреслено, що оптимальна лінійна фільтрація для інтерференції або ехоподавлення є повністю вивченою областю в літературі. Тим не менше, більшість з представлених досліджень і реалізацій зосереджені на цифровій

базовій смузі частот, в той час як тут йде зосередження на аналоговому РЧ-домені. В повнодуплексному радіочастотному полі оптимальна аналогова РЧ компенсація на основі фільтрації вже була вирішена з точки зору аналогової смугової фільтрації з кінцевою імпульсною характеристикою. Коефіцієнти фільтра або ваги можуть бути отримані в аналоговому або цифровому домені і в адаптивному або неадаптивному способі. Фазовий зсув на відгалуженні дозволяє обертання фази відгалуження затриманого сигналу в смузі пропускання. Таким чином, вагові коефіцієнти (ВК) відгалуження фільтру стають складними при інтерпретації з точки зору форми хвилі основної смуги. Ці ефективні комплексні відгалуження істотно зменшують залежність продуктивності компенсації від частоти, затримки спрацьовування і справжні затримки, що лежать в основі різних компонентів СІ, тим самим також зменшуючи кількість необхідних відгалужень. Це, в свою чергу, має вирішальне значення для мобільних пристроїв, щоб мінімізувати витрати, розмір і енергоспоживання.

Нагадано, що існує два варіанти отримання і контролю ВК відгалуження: розімкнутий контур і замкнутий контур. У розімкнутому контурі необхідна окрема оцінка каналу СІ, за якою слідує фактичне обчислення ваги компенсатора. Така стратегія, очевидно, вимагає цифрової обробки великої кількості даних, що призводить до значної затримки компенсації адаптера. З іншого боку, в замкнутому контурі ВК безпосередньо оптимізовані для мінімізації потужності СІ на виході лічильника. Така замкнута адаптивна структура обробки, таким чином, являє собою систему з негативним зворотним зв'язком, де ВК автоматично коригуються в реальному часі, щоб підтримувати залишкову потужність СІ на виході придушувача. Ця стратегія дуже добре підходить для прямого відстежування, що змінюється в часі каналу СІ при суворих вимогах до затримки.

З цієї причини в мобільному пристрої адаптація ВК для компенсації РЧ повинна виконуватися в замкнутому режимі, так як відстеження характеристик загальної форми сигналу СІ в реальному часі є важливою

характеристикою. Загальна структура такої схеми широкопasmового радіочастотного компенсатора із замкнутим контуром, що використовує три відгалуження, показана на рис. 3.12.а, а алгоритм вивчення на основі мінімальної середньоквадратичної помилки (LMS), що працює в цифровому домені, для одного відгалуження – 3.12.б.

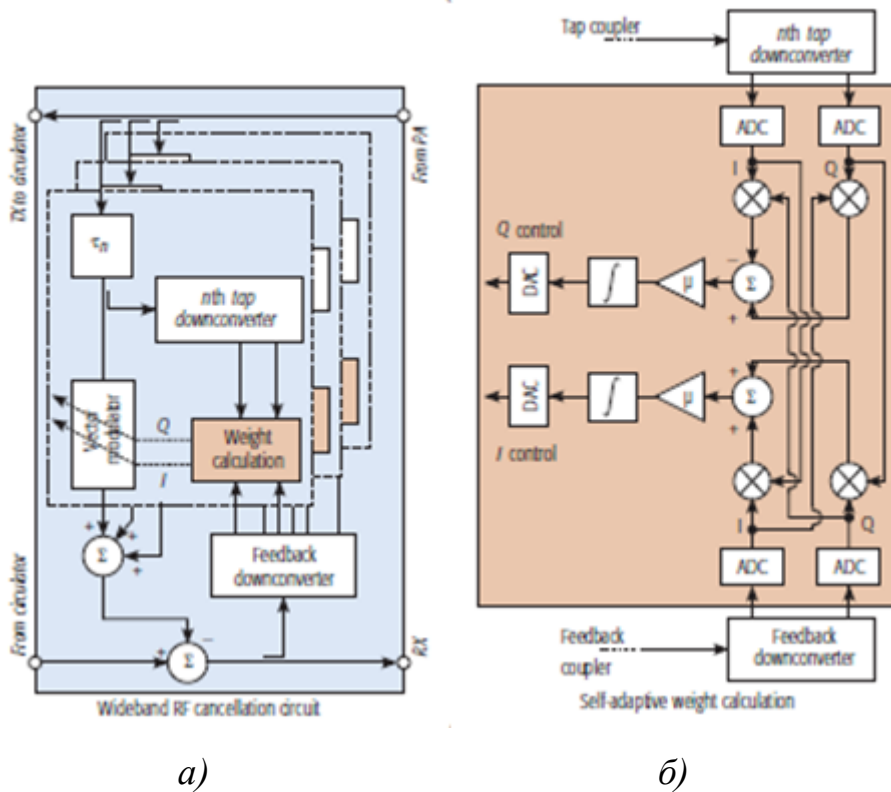


Рисунок 3.12 - Загальні блок-схеми компенсаторів РЧ: а) із замкнутим контуром на три відгалуження; б) компенсатор самоадаптивного ВК для одного відгалуження.

Було виявлено, що цей тип структури компенсації забезпечує відмінні характеристики компенсації в широких смугах пропускання і сильно змінних умовах каналу, як це показано в результаті вимірів. Крім того, цей тип РЧ-компенсатора дуже стійкий до різних недоліків схеми, які зазвичай зустрічаються в мобільних пристроях. Зокрема, розгортання виходу підсилювача потужності (ПП) в якості опорного сигналу в РЧ компенсаторі вигідно, так як таким чином всі основні недоліки передачі ланцюга автоматично включаються в сигнал компенсації а, отже, віднімаються разом з лінійним СІ. Це особливо важливо при використанні потужного ПП, який

використовує мобільну енергію, що створює істотні нелінійні спотворення. Це потім пом'якшує певною мірою вимоги до остаточного залишкового придушення СІ в цифровій смузі частот, а також зменшує необхідний динамічний діапазон для основного приймального АЦП.

Після аналогової компенсації СІ рівень потужності залишкового СІ ще може бути відносно сильним в оцифрованому сигналі. Це вимагає додаткової цифрової компенсації СІ, яка потім зменшить рівень сигналу СІ нижче рівня шуму приймача. Найпростіший спосіб компенсації СІ в цифровій області полягає в використанні вихідних даних, що передаються в якості опорного сигналу, який потім модифікується відповідно до ефективного каналу, випробовуваним залишковим сигналом СІ, а потім віднімається із загального прийнятого сигналу. Канал включає в себе ефекти передавача і приймача, циркулятора і компенсатора РЧ, а також компоненти багатопроменевого поширення, відбиті від антени і навколишнього середовища. Моделювання, оцінка та відстеження цього ефективного каналу СІ є ключовим фактором компенсації цифрової СВ і буде визначати досяжну компенсацію в цифровій області.

Також в [78] відзначено, що, в більшості робіт, описаних в літературі, ефективний канал СІ вважається лінійним каналом багатопроменевого поширення, що по суті означає, що ланцюг передавача і приймача вважаються лінійними. Завдяки високоякісним компонентам (наприклад, добре відкаліброваного лабораторного обладнання) це дійсно так. Однак при розгляді повнодуплексного приймача мобільного масштабу, що використовує недорогі масові компоненти, за умови, що ланцюги передавача і приймача будуть лінійними, це призведе до значної невідповідності моделі. Зокрема, ПП передавача зазвичай сильно нелінійний, особливо з більш високою потужністю. Це істотно впливає на залишковий СІ, що спостерігається в цифровій смузі частот.

Тому, нелінійність компонентів повинна враховуватися при обробці цифрової компенсації, особливо в нелінійних спотвореннях, створюваних

передавачем у виді ПП. В принципі це можна зробити шляхом моделювання залишкового СІ як зваженої суми нелінійних перетворень вихідних даних, що передаються. Кожна з яких також має деякі запізнілі компоненти (пам'ять). Принципова структура такого нелінійного цифрового компенсатора показана на рис. 3.13, де вихідні дані передачі спочатку перетворюються нелінійними базисними функціями, а потім ортогоналізовані для забезпечення ефективного вивчення.

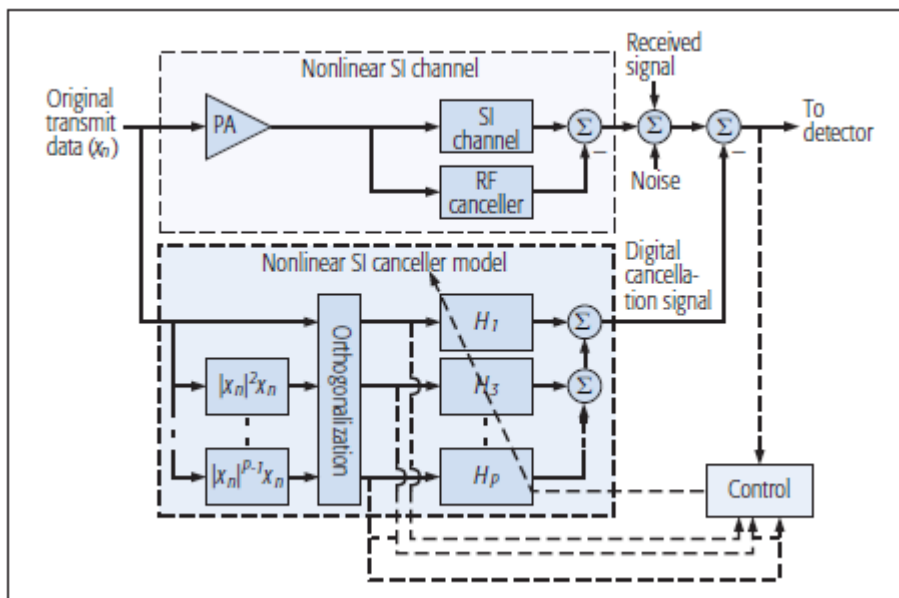


Рисунок 3.13 - Загальна ілюстрація адаптивної нелінійної цифрової обробки компенсації, що включає поведінкові моделі для широкопasmового нелінійного ПП і змінюються в часі характеристик зв'язку.

У цьому нелінійному компенсаторі реальний ланцюг приймача моделюється як каскад нелінійного ПП і лінійного фільтра, останній з яких складається з ПП пам'яті, багатопроменевих компонентів сигналу СІ, відбитого від навколишнього середовища, і схеми РЧ компенсації. Це означає, що нелінійний залишковий канал СІ слідує паралельній моделі Хаммерштейна з параметрами, які відносно прості для оцінки та відстеження на основі спостережуваного сигналу СІ.

Показано, що у загальному випадку оцінка параметрів може виконуватися, наприклад, з блочними найменшими квадратами або LMS, в залежності від програми та доступних обчислювальних ресурсів. У

практичному мобільному приймально-передавальному пристрою адаптивність є дуже важливим фактором і, таким чином, LMS або будь-який інший адаптивний алгоритм є кращим для забезпечення високої продуктивності при різних умовах каналу зв'язку. На рисунках 3.9 і 3.13 адаптивність зображується блоком управління в реальному часі, який налаштовує коефіцієнти на основі вихідного сигналу компенсатора за аналогічним алгоритмом викладеним в розділі 2.2. Вихідний сигнал цифрового приймача також використовується для обробки цифрового базового діапазону реального приймача, включаючи виявлення фактичного прийнятого сигналу.

В цілому, продуктивність цього типу нелінійного цифрового компенсатора, звичайно, сильно залежить від дійсності базової моделі, тобто використання паралельної моделі Хаммерштейна для ПП, але часто є і інші джерела порушень, які, очевидно, не включені в модель, такі як фазовий шум. Однак при типових обставинах нелінійність паралельної моделі Хаммерштейна є найбільш значним аналоговим погіршенням з точки зору компенсації СІ, що означає, що можна очікувати, що паралельна модель Хаммерштейна забезпечить достатні характеристики компенсації СІ. Таким чином, об'єднання адаптивного нелінійного цифрового компенсатора з пропонуваними множинними відгалуженнями адаптивного РЧ компенсатора призведе до створення гнучкого мобільного повнодуплексного прийомо-передавача, який здатний ефективно компенсувати СІ в аналогових і цифрових доменах. Цей прийомо-передавач і можливо використовувати в одночастотних РРЛЗ.

Також в роботі [78] представлені деякі результати практичних досліджень на лабораторному макеті, що має загальну приймально-передавальну антену, адаптивний широкосмуговий багатоканальний РЧ-компенсатор і адаптивний широкосмуговий нелінійний цифровий приймач. Показано, що нове рішення широкосмугової радіочастотної перешкоди з вбудованою можливістю автоматичного відстеження змін характеристик



каналу самоінтерференції може дати приріст компенсації радіозв'язку більше 40 дБ, навіть з шириною смуги сигналу близько 80 МГц і високо нелінійним недорогим ПП. Виміряні приклади (рис. 3.14, 3.15) також демонструють хороші можливості самоадаптації по відношенню до швидких змін навколишнього середовища навколо антени.

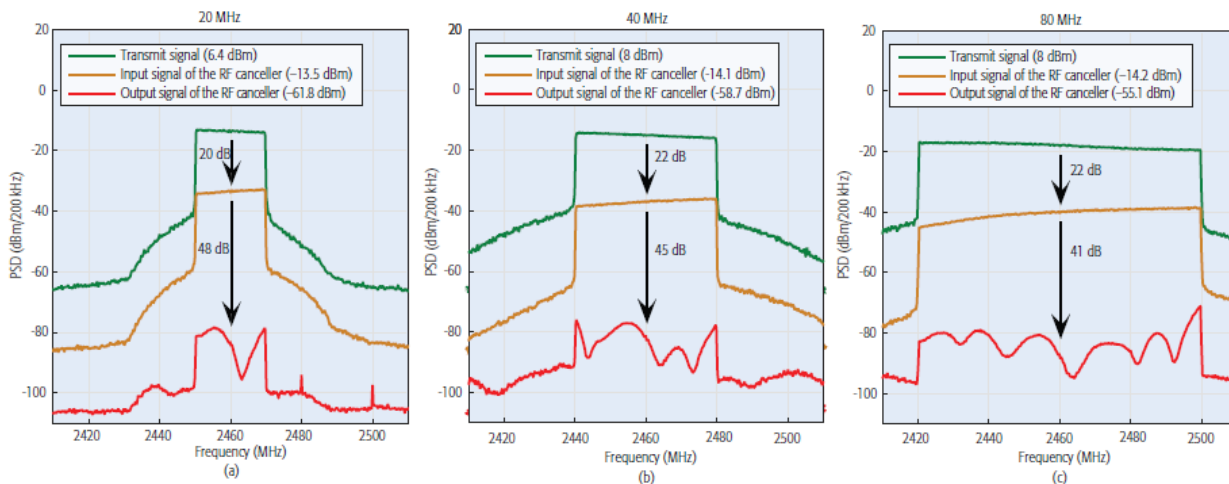


Рисунок 3.14 - Подання РЧ компенсації з трьохканальним приймачем на центральній частоті 2,46 ГГц з: а) 20 МГц; б) 40 МГц; в) 80 МГц сигналами передачі. Значення в круглих дужках - це потужність, виміряна за вказаною шириною смуги навколо центральної частоти.

Було показано, що адаптивний нелінійний цифровий компенсатор придушує залишкову СІ аж до рівня шуму приймача, також під сильно нелінійним підсилювачем потужності передавача. В цілому, ці дані відкривають шлях до потенційної можливості повнодуплексної роботи в мобільних пристроях майбутнього 5G або за межами систем радіозв'язку.

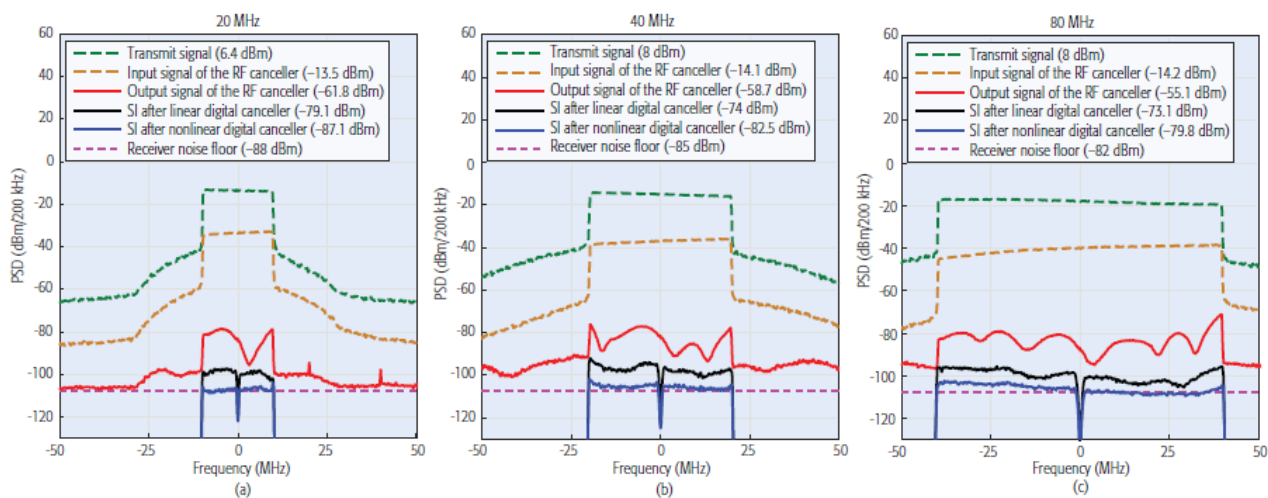


Рисунок 3.15 - Загальні характеристики компенсації: а) 20 МГц; б) 40 МГц; в) 80 МГц LTE-сигнали на частоті 2,46 ГГц, причому внесок кожної стадії компенсації відображається окремо (проекується на основну смугу). У цифровому компенсаторі нелінійність до 11-го порядку вважається точною моделлю недорогого ПП. Це дозволяє нелінійному цифровому компенсатору підняти залишковий СІ на рівень шуму приймача, явно перевершуючи лінійний компенсатор, продуктивність якого сильно обмежена нелінійним спотворенням ПП.

### **Висновок до розд. 3**

Для повного використання переваг широкопasmової повнодуплексної радіотехніки, наприклад, в РРЛЗ і стільникових мережах перспективна реалізація пристрив цих систем таким чином, щоб вони підтримувати режим одночасної передачі і прийому на тій же центральній частоті.

В даному розділі на основі аналізу існуючих одночастотних РРЛЗ розглянути найбільш важливі проблеми при впровадженні широкопasmових повнодуплексних пристроїв, а також описані вирішення цих проблем. Зокрема, повнодуплексний пристрій повинен бути здатним працювати із загальною антеною, а також адаптуватися до змін в середовищі з перешкодами.

Крім того, оскільки ці пристрої зазвичай використовує низьковитратні компоненти, слід враховувати різні порушення схеми, оскільки вони безпосередньо впливають на здатність компенсації перешкод.

При цьому запропоновано використовувати два автокомпенсатора: один для придушення активних навмисних перешкод, а другій -- для компенсації самоінтерференції.

## ВИСНОВОК

По темі «АВТОКОМПЕНСАТОР ЗАВАД ДЛЯ ПРИЙМАЧІВ СИСТЕМ РАДІОРЕЛЕЙНОГО ЗВ'ЯЗКУ» був зроблений аналіз сучасного стану розвитку систем цифрового радіорелейного зв'язку та рішень, щодо використання єдиної частоти щодо прийому та передачі сигналів. В якості методик було взято одночастотні РРЛЗ, та методика побудови автокомпенсатора завад на основі циркулятора.

На основі аналізу існуючих одночастотних РРЛЗ розглянуті найбільш важливі проблеми при впровадженні широкосмугових повнодуплексних пристроїв, а також описані вирішення цих проблем. Зокрема, повнодуплексний пристрій повинен бути здатним працювати із загальною антеною, а також адаптуватися до змін в середовищі з перешкодами.

Крім того, оскільки ці пристрої зазвичай використовують низьковитратні компоненти, слід враховувати різні порушення схеми, оскільки вони безпосередньо впливають на здатність компенсації перешкод.

При цьому запропоновано використовувати два автокомпенсатора: один для придушення активних навмисних перешкод, а другий — для компенсації самоінтерференції.

## Перелік використаних джерел

1. Регламент Радиосвязи. Статьи. Том 1. Издание 2012 года.
2. Устав Международного союза электросвязи, Женева, 1992 год.
3. Кирик Ю.М. Тенденции в развитии городской радиорелейной связи // Электросвязь, №3, 2009, с.11-13.
4. Гольшко А.В. Регулирование в эпоху NGN // Вестник связи, 2008, №8.
5. Справочник по цифровым радиорелейным системам. — Женева: Бюро радиосвязи МСЭ, 1996.
6. Кирик Ю.М. Характерные особенности построения современного радиорелейного оборудования связи. // Труды МТУСИ, М., 2008.
7. ЦРРС — актуальная ситуация. // Технологии и средства связи, 2008, № 5.
8. Справочник по радиорелейной связи. Каменский Н.Н., Модель А.М., Надененко Б. С. и др.; Под ред. С.В. Бородича. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с., ил.
9. Марков В.В. Радиорелейная связь. Учебник для техникумов. – М.: Связь, 1979. – 368 с., ил.
10. Системы связи и радиорелейные линии. Учебник для электротехн. ин-тов связи. Под ред. Н. И. Калашникова. М., «Связь», 1977. – 392 с., ил.
11. Матье М. Радиорелейные системы передачи: Пер. с франц./ Под ред. В.В. Маркова. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с., ил.
12. Ямпольский В.Г., Фролов О. П. Оптимизация антенных систем линий связи. – М.: Радио и связь, 1991. – 272 с.: ил.
13. Ошерович Л.Г., Куликов В.В., Волков Е.В. Радиорелейная и тропосферная связь. – Л: изд-во Военной Ордена Ленина Краснознаменной Академии Связи им. С.М. Буденного, 1972 – 471 с., ил.
14. Немировский А.С., Рыжков Е.В. Системы связи и радиорелейные линии: Учебник для электротехн. ин-тов связи. – М.: Связь, 1980. – 432 с., ил.
15. Немировский А.С. др. Радиорелейные и спутниковые системы передачи М.: Радио и связь, 1986. – 392 с., ил.
16. ДСТУ 3610-97. Радіозв'язок радіорелейний. Терміни та визначення

17. Т.Н. Нарытник, А.И. Семенко Использование двухуровневой модуляции КАМ-ЧМ системе МИТРИС /Наукові записки УНДІЗ, №1(13), 2010, стр.31-36.
18. М.Е. Ильченко, В.М. Илюшко, Т.Н. Нарытник Использование метода комбинированной модуляции в микроволновых телекоммуникационных системах передачи данных / Радіоелектронні та комп'ютерні системи, 2009, №2, стр.71-77.
19. М.Е. Ильченко, Т.Н. Нарытник, В.В. Волков, П.Я. Ксензенко, П.В. Химич Микроволновая телекоммуникационная система МИТРИС-МЮІ с применением комбинированной модуляции М-QAM/FM / Электроника и связь, ч.1, 2008, стр.214-219.
20. Teodor N. Narytnyk MITRIS system with combined quadrature-amplitude and frequency modulation / Telecommunication sciences, 2011, Volume 2, Number 1, p.48-50.
21. Сети и телекоммуникации. Журнал для профессионалов в области связи [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: [http://www.seti-ua.com/?in=seti\\_show\\_article&seti\\_art\\_ID=388&by\\_id=1&CATEGORY=5](http://www.seti-ua.com/?in=seti_show_article&seti_art_ID=388&by_id=1&CATEGORY=5)  
1
22. Сухарев К.В. Передача сигналов цифрового телевидения по широкополосным трактам коаксиальных и радиорелейных линий передачи первичной сети/ Цифрові технології, 2007, №2, с.105-107.
23. DIGITAL VIDEO LAB [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.dv-lab.com/ru/stati/uplotnenie-analogovyih-rrl/>
24. Т.Н. Нарытник, В.В. Волков, Ю.В.Уткин Радиорелейные и тропосферные системы передачи: Учебное пособие. – К.: Основа, 2008. – 696 с.
25. Комарович В.Ф., Никитченко В.В. Методы пространственной обработки радиосигналов. – Л.: ВАС, 1989. – 278 с., ил.
26. Никитченко В.В., Гладких С.Н., Вихлянцев П.С. Анализ возможности дискриминации источников радиоизлучения по кривизне фронта волны. Известия ВУЗов – Радиоэлектроника, 1988 г.№7.– С.58 – 60.

27. Пространственно-временная обработка сигналов / И. Я. Кремер, А. И. Кремер, В. М. Петров и др.; под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
28. Джунь В.И. Адаптивные антенные системы с подавлением помех по главному лепестку диаграммы направленности // В.И.Джунь, С.С.Щесняк // Зарубежная радиоэлектроника. 1988. - № 4. - С. 3-15.
29. ЛЕГА Лтд. [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.lega.ru/files/File/PDF/pm.pdf>
30. БетаТВКом [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.betatvcom.dn.ua/>
31. ГЕЛИОС РРЛ [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.heliosrrl.com/>
32. ПАО НПП «Сатурн» [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.jssaturn.com/company/>
33. ООО ВАТ «Олімп» [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.olimp-corp.com/>
34. Про затвердження плану використання радіочастотного ресурсу України [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/815-2006-%D0%BF/page2>
35. Кравчук С.О., Наритник Т.М. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону// Монографія.-Житомир.-2014.-394с.
36. НДІ Телекомунікацій [Электронный ресурс] – 2017 – Режим доступа: <http://www.its.kpi.ua/nditk>
37. Akihiko Hirata, Ryoichi Yamaguchi, Toshihiko Kosugi, Hiroyuki Takahashi, Koichi Murata, Tadao Nagatsuma, Naoya Kukutsu, Yuichi Kado, Naohiko Iai, Satoshi Okabe, Satoshi Kimura, Hidehiko Ikegawa, Hiroshi Nishikawa, Toshihiro Nakayama, Tomonori Inada. 10-Gbit/s Wireless Link Using InP HEMT MMICs for Generating 120-GHz-Band Millimeter-Wave Signal // IEEE Trans on Microwave Theory and Techniques. - 2009. – Vol. 57, No. 5. – P. 1102-1109.

38. План використання радіочастотного ресурсу України [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:  
<http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/815-2006-%D0%BF>
39. Вишнеvский В., Фролов С., Шахнович И. Радиорелейные линии связи в миллиметровом диапазоне: новые горизонты скорости // Электроника и связь – 2011. – №1. – С. 90-97.
40. Монзинго Р.А. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию/Р. А. Монзинго, Т. У. Миллер; пер. с англ. – М. : Радио и связь, 1986. – 448 с.
41. ALCOMA AL80GE Technology for the Next Generation Networks. [Електронний ресурс]. – ALCOMA, 2017. – Режим доступу:  
<http://www.alcoma.com/media/document/brochure-en-alcoma-al80ge-150309.pdf>
42. Радиокommунікації доганяють по швидкості оптоволокно [Електронний ресурс]//Комп'ютерне обозрение. – 2017 – Режим доступу до ресурсу  
[http://ko.com.ua/radiokommunikacii\\_dogonyayut\\_po\\_bystrodejstviyu\\_optovolokno\\_118895?BPCTRY=1](http://ko.com.ua/radiokommunikacii_dogonyayut_po_bystrodejstviyu_optovolokno_118895?BPCTRY=1).
43. A. Fenn Adaptive antennas and phased arrays for radar and communications / Massachusetts Institute of Technology, Lincoln Laboratory – Artech House Inc., 2008. 389 p.
44. SAF Tehnika [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу:  
<https://www.saftehnika.com/en/products>
45. Терагерцова телекомунікаційна система широкосмугового радіодоступу із гігабітною пропускною здатністю [Електронний ресурс] – 2017 – Режим доступу: <http://report.kpi.ua/uk/0113U001577>
46. Баланис К., Иоанидес И. Введение в Смарт-антенны: пер. с англ.– М.: Техносфера, 2012. – 200 с., ил.
47. Иидзука К. Радиолокатор на базе голографической матрицы // К. Иидзука, Х. Огура, Дж. Л. Янь, Ван Хай Гнуэн, Дж. Р. Уидмарк // ТИИЭР, 1976. – т.64. – №10. – с.45-58

48. Палий А.И. Радиоэлектронная борьба. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Воениздат, 1989. – 350 с.: ил.
49. Помехоустойчивость и электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. Комиссаров Ю. А., Родионов С. С. Киев, «Техніка», 1978. 208 с.
50. Защита от радиопомех. Под ред. Максимова М.В. М., «Сов. радио», 1976, 496 с., ил.
51. Харисов В.Н., Яскин Ю.С., Ефименко В.С., Бойко С.Н., Быстраков С.Г., Пастухов А.В., Савельев С.А. Характеристики подавления помех в первом образце помехоустойчивой аппаратуры потребителей СРНС ГЛОНАСС/GPS с адаптивной антенной решеткой – М.: Радиотехника (Журнал в журнале). №7 2010 г. с.127–136.
52. Ковита С. П., Козлов Р. Л., Коротков А. Н., Немов А. В., Тюфтяков Д. Ю., Царев В. М. Характеристики подавления помех в помехозащищенной аппаратуре потребителей ГНСС – М.: Новости навигации, №1 2016 г с.43–47.
53. Скорик Е.Т. Противодействие спутниковой радионавигационной системе GPS. // Радиоэлектроника, – 2006 – №10. – С.3–14. (Изв.ВУЗов).
54. Хореев А.А. Способы и средства подавления электронных устройств перехвата речевой информации // Специальная Техника – №5.– 2006.
55. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации. М.: Эко-Трендз, 2000.
56. Landry, Rene Jr. et al., “Analysis of Potential Interference Sources and Assessment of Present Solutions For GPS/GNSS Receivers,” 4th Saint-Petersburg on INS, May 26-28, 2015 .
57. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
58. Жолнеров В.С, Зарубин С.П, Писарев С.Б, Царев В.М. Уязвимость спутниковых навигационных систем при воздействии непреднамеренных и преднамеренных помех и перспективы повышения надежности



- координатно-временного обеспечения. // Новости навигации – 2004 – №1. –с.21–35.
59. Васильев О.А., Егоров Д.О., Кадыков А.Н. Интеллектуальные системы блокирования сотовой телефонии: нет причины – нет подавления// Защита информации – №2. – 2005
60. Беллами Д. Цифровая телефония: пер. с англ./ под ред. А.Н. Берлина, Ю. Н. Чернышова – М. Эко-Трендз: 2004 г. – 640 с.: ил.
61. Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.: ил.
62. Ратынский М. В. Основы сотовой связи./ Под ред. Д. Б. Зимина. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 2000. – 248 с.: ил.
63. Скляр Б. Цифровая связь: Теоретические основы и практическое применение. : Изд. 2-е, испр. : пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003 .– 1104 с.: ил.
64. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1989. – 440 с.
65. Телекомунікаційні системи та мережі. Структура й основні функції. Том 1. Електронний підручник, друге видання. // Поповський В.В, Лемешко О.В.; Ковальчук В.К.; Плотніков М.Д.; Картушин Ю.П.; Попонін О.М.; Агеєв Д.В.; Сабурова С.О., Олійник В.Ф., Персіков А.В.; Лошаков В.А. Селіванов К.О. ХНУРЕ, 2018.
66. Военно-техническая подготовка. Военно-технические основы построения средств и комплексов РЭП : учебник / А.С. Осипов ; под науч. ред. Е.Н. Гарина. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – 344 с.
67. Вакин, С.А. Основы радиопротиводействия и радиотехнической разведки / С.А. Вакин, Л.Н. Шустов. – М. : Изд-во «Сов. радио», 1968. – 448 с.
68. Атражев, М.П., Борьба с радиоэлектронными средствами / М.П. Атражев, В.А. Ильин, Н.П. Марьин. –М. : Воениздат, 1972. –272 с.

69. Патент № 2124810 (Россия). Способ обеспечения связи между двумя радиорелейными станциями и система для его осуществления. H04B 7/14 //Петряев Г.В., Орлов В.И. БИ, 1999 г.
70. Якорнов Є.А., Коломицев М.О., Авдеєнко Г.Л., Лавріненко О.Ю. Теоретичний аналіз можливості застосування фізичного явища кривизни фазового фронту електромагнітної хвилі в стаціонарних системах радіозв'язку надвисокочастотного діапазону // Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2012. – № 48. – С. 84–96.
71. Gleb L. Avdeyenko, Maxim A. Kolomytsev, Yevgeniy A. Yakornov “Efficiency of spatial signal processing in wireless communications” // Telecommunication Sciences, 2012, Volume 3, Number 2, pp.5-13.
72. Авдеєнко Г.Л., Якорнов Є.А. Расчёт показателей эффективности оптимальной пространственной обработки сигналов для радиолинии стационарной беспроводной телекоммуникационной системы / Г. Л. Авдеєнко Г.Л., Є. А. Якорнов// Вісник НТУУ “КПІ”. Сер. Радіотехніка. Радіоапаратобудування. – 2013. – № 52. – С. 92–101.
73. Патент №103089 (Україна). Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями. H04B 7/14 // Ільченко М. Ю., Якорнов Є.А., Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В., Бранчук В. М., Пром. Власність, 2015р., №23.
74. Патент №104240 (Україна). Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями H04B 7/14 // Ільченко М. Ю., Якорнов Є.А., Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В., Бранчук В. М., Пром. Власність, 2016р., №2.
75. Патент №104241 (Україна). Спосіб забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями». H04B 7/14 // Ільченко М. Ю., Якорнов Є.А., Авдеєнко Г. Л., Чижевська А. В., Бранчук В. М., Пром. Власність, 2016р., №2.

76. Патент №140040 (Україна). Система забезпечення зв'язку між двома радіорелейними станціями Н04В. 7/14 // Ільченко М. Ю., Якорнов Є.А., Авдеєнко Г. Л., Цуканов О. Ф., Пром. Власність, 2020р., №3.
77. Авдеєнко Г.Л., Федоров В. И., Якорнов Е. А. Определение местоположения источника радиоизлучения по кривизне фронта электромагнитной волны // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника №3, 2008 г. с.1-7.
78. D. Korpi, J. Tamminen, M. Turunen, T. Huusari, Y. S. Choi, L. Anttila, S. Talwar, and M. Valkama, Full-duplex mobile device: pushing the limits, IEEE Communications Magazine • September 2016, pp 80-87.
79. Patent № US 2012/0214524 A1 (United States). Satellite receiver with interfering signal cancellation. H04B 7/14 //Daniel Wajcer, Guy Cohen.