

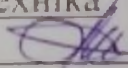
Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

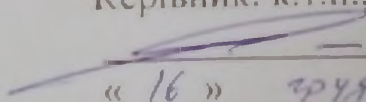
МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

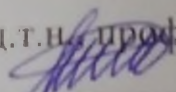
«Структура трактів формування та обробки сигналів
для надійної роботи в умовах NLOS»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТСМ-23м
спеціальності 172 – Електронні комунікації
та радіотехніка

 Танадайчук А.Г.

Керівник: к.т.н., професор каф. ІКСТ
 Барась С. Т.

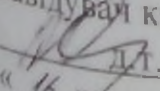
« 16 » зрудн 2024 р.

Опонент: д.т.н., професор каф. ІРТС
 Семенов А.О.

« 16 » 12 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

« 16 » 12 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань - 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
(шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

"24" 09 2024 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Танадайчуку Андрію Григоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Структура трактів формування та обробки сигналів
для надійної роботи в умовах NLOS

керівник роботи Барась Святослав Тадіонович, канд. техн. наук, професор

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від "17" 09 2024 року № 310

2. Строк подання студентом роботи 09 грудня 2024 року

3. Вихідні дані до роботи: багатопроменеве поширення радіохвиль при
відсутності прямої видимості, адаптація тривалості циклічного префікса у
межах (1/4-1/32) тривалості символу OFDM, діапазон частот (500-5000) МГц,
діапазон змін рівня швидких завмирань – до 40 дБ, повільних – (5-10)дБ,
типовий час затримки для умов офісу становить (20-200) нс, в умовах міської
забудови – (5-10) мкс, в сільській місцевості – до 0,2 мс.

4. Зміст текстової частини: 1. Аналіз типових радіоканалів передачі інформації.

2. Аналіз та оцінка ефективності технології OFDM в умовах NLOS. 3.

Компенсація спотворень сигналів в радіоканалах з завмираннями за допомогою

еквалайзерів. 4. Технології рознесеного прийому. 5. Адаптивні антенні системи.

6. Керування потужністю. 7. Моделювання компенсації спотворень в

радіоканалах з завмираннями. 8. Економічна частина.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових

креслень) Багатопроменеве поширення сигналу. Структурна схема формувача

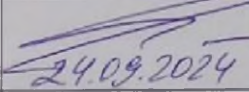
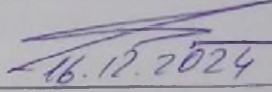
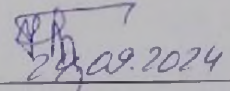
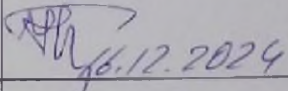
OFDM-радіосигналу. Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM.

Ілюстрація міжсимвольної інтерференції. Адаптивні еквалайзери. Структурна

схема когерентного приймача при додаванні променів на його вході. Результати

моделювання.

6. Консультанти розділів роботи

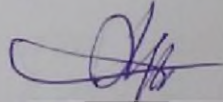
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Барась С. Т., професор кафедри ІКСТ	 24.09.2024	 16.12.2024
Економічна частина	Буреннікова Н.В., д.е.н проф.кафедри ЕПВМ	 24.09.2024	 16.12.2024

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2024 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

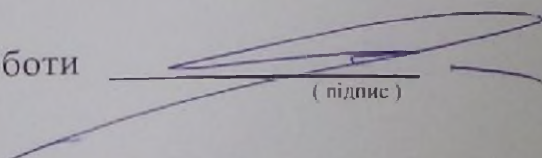
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	09.09.2024р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	16.09.2024р.	
3.	Аналіз типових радіоканалів передачі інформації та оцінка ефективності технології OFDM в умовах NLOS	12.10.2024р.	
4.	Компенсація спотворень за допомогою еквалайзерів	30.10.2024р.	
5.	Технології рознесеного прийому, адаптивні антенні системи та моделювання компенсації спотворень в радіоканалах з замираннями	11.11.2024р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	22.11.2024р.	
7.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	02.12.2024р.	
8.	Нормоконтроль МКР	06.12.2024р.	
9.	Попередній захист МКР, опонування МКР	14.12.2024р.	
10.	Захист МКР ЕК	18.12.2024р.	

Студент


(підпис)

Танадайчук А. Г.

Керівник роботи


(підпис)

Барась С. Т.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.391

Танадайчук А. Г. Структура трактів формування та обробки сигналів для надійної роботи в умовах NLOS. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2024. 104 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 26 назв; рис.: 40; табл. 5.

Робота присвячена дослідженню функціонування безпроводних систем в умовах багатопроменевого поширення сигналів при відсутності прямої видимості та розробці рекомендацій щодо побудови трактів формування і обробки сигналів.

Метою роботи є удосконалення технологій та структури безпроводних систем для забезпечення надійної роботи в умовах відсутності прямої видимості між передавачем та приймачем. Проведено аналіз типових радіоканалів передачі інформації, а також дана оцінка ефективності низки технологій, спроможних підвищити надійність функціонування систем в умовах NLOS. При цьому розглянуто принцип роботи та характеристики OFDM та OFDMA, можливості інтерлівінгу, компенсацію спотворень за допомогою еквалайзерів, технології рознесеного та багатопроменевого прийому, адаптивні антенні системи, алгоритми управління потужністю випромінювання. Виконано комп'ютерне моделювання компенсації спотворень в радіоканалах з завмираннями, дана оцінка результатів моделювання.

Робота містить вісім розділів. У першому розділі виконано аналіз типових радіоканалів передачі інформації.

У другому розділі досліджена ефективність технології OFDM при NLOS.

У третьому розділі виконано дослідження компенсації спотворень сигналів за допомогою еквалайзерів.

У четвертому розділі досліджені технології рознесеного прийому.

У п'ятому розділі досліджені адаптивні антенні системи.

У шостому розділі проаналізовані аспекти керування потужністю.

У сьомому розділі виконано моделювання компенсації спотворень в радіоканалах з завмираннями.

У восьмому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

ABSTRACT

Tanadaichuk A. G. Structure of signal formation and processing paths for reliable operation in NLOS conditions. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2024. 104 p.

In Ukrainian. Bibliography: 26 titles; fig.: 40; tab. 5.

The work is devoted to the study of the functioning of wireless systems in conditions of multi-path signal propagation in the absence of direct visibility and the development of recommendations for the construction of signal formation and processing paths.

The purpose of the work is to improve the technologies and structure of wireless systems to ensure reliable operation in conditions of direct visibility between the transmitter and the receiver. An analysis of typical radio channels for information transmission is carried out, and an assessment of the effectiveness of a number of technologies capable of increasing the reliability of systems in NLOS conditions is given. The working principle and characteristics of OFDM and OFDMA, interleaving capabilities, distortion compensation using equalizers, diversity and multi-beam reception technologies, adaptive antenna systems, radiation power control algorithms are considered. Computer modeling of distortion compensation in radio channels with fading is performed, and the modeling results are evaluated.

The work contains eight sections. The first section analyzes typical radio channels for information transmission.

The second section investigates the effectiveness of OFDM technology in NLOS.

The third section investigates signal distortion compensation using equalizers.

The fourth section investigates diversity reception technologies.

The fifth section investigates adaptive antenna systems.

The sixth section analyzes aspects of power control.

The seventh section simulates distortion compensation in radio channels with fading.

The eighth section provides an economic justification for the feasibility of implementing this research work.

ЗМІСТ

ВСТУП	4
1 АНАЛІЗ ТИПОВИХ РАДІОКАНАЛІВ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ ...	7
1.1 Канали з завмираннями та їх особливості	8
1.2 Проблеми, пов'язані з багатопроменевим поширенням сигналу	10
1.3 Моделювання поширення радіосигналів в умовах багатократних відбиттів	14
1.3.1 Методи моделювання поширення радіохвиль	14
1.3.2 Модель вільного простору	16
1.3.3 Модель Лі	17
1.3.4 Модель Хата	17
1.4 Огляд напрямків забезпечення ефективної роботи в умовах NLOS....	20
1.5 Висновки до розділу	21
2 АНАЛІЗ ТА ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM В УМОВАХ NLOS	23
2.1 Опис технології OFDM	23
2.2 Функціонування OFDM в умовах los та nlos	27
2.3 Додаткові можливості технології OFDM	31
2.4 Висновки до розділу	34
3 КОМПЕНСАЦІЯ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛІВ В РАДІОКАНАЛАХ З ЗАВМИРАННЯМИ ЗА ДОПОМОГОЮ ЕКВАЛАЙЗЕРІВ	35
3.1 Характеристика еквалізації каналу передачі.....	35
3.2 Лінійні еквалайзери	36
3.3 Висновки до розділу	42
4 ТЕХНОЛОГІЇ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ	44
4.1 Просторове рознесення	45
4.2 Частотне рознесення	46
4.3 Часове рознесення	46
4.4 Багатопроменеве рознесення	47
4.4.1 Загальна характеристика	47

	3
4.4.2 Багатопроміньовий прийом складених сигналів	48
4.5 Висновки до розділу	58
5 АДАПТИВНІ АНТЕННІ СИСТЕМИ	60
5.1 Висновки до розділу	64
6 КЕРУВАННЯ ПОТУЖНІСТЮ	65
6.1 Висновки до розділу	68
7 МОДЕЛЮВАННЯ КОМПЕНСАЦІЇ СПОТВОРЕНЬ В РАДІОКАНАЛАХ З ЗАВМИРАННЯМИ	69
7.1 Опис схеми імітаційної моделі	69
7.2 Результати моделювання	71
7.3 Висновки до розділу	75
8 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	76
8.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	76
8.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи.....	79
8.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки	84
8.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності.....	85
8.5 Висновки до розділу	88
ВИСНОВКИ	89
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	91
Додаток А (обов'язковий) - Ілюстративний матеріал	94
Додаток Б – Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень	103

ВСТУП

Актуальність теми. У безпроводному зв'язку приймач обробляє сигнали, які надходять з різних джерел. Деякі з них виникають внаслідок відбиття від навколишніх об'єктів, інші – через дифракцію від перешкод. Різні сигнали, що потрапляють на приймач, можуть взаємодіяти, що призводить до спотворення інформації. Такі спотворення, викликані багатопроменевістю, включають затримку сигналу, втрати його потужності та розширення частотного спектру. Серед прийнятих сигналів може бути прямий сигнал від передавача (умови LOS), або ж система може працювати без прямої видимості (NLOS) [1-4].

Швидкі коливання сигналу в умовах NLOS, зумовлені багатопроменим поширенням, описуються релєївським законом і називаються релєївськими завмираннями. Рівень сигналу може коливатися до 40 дБ. Якщо МС нерухоме, інтенсивність сигналу змінюється через рефракцію. При русі МС коливання в просторі відбуваються з частотою близько напівхвилі, а в часі – залежать від швидкості руху. Повільні завмирання викликані змінами рельєфу та умовами затінення і описуються логарифмічно нормальним законом. Інтенсивність повільних коливань зазвичай не перевищує 5-10 дБ. Вони відображають зміни середнього рівня сигналу під час руху та рефракції, накладаючись на швидкі завмирання через багатопроменеve поширення. У стільниковому зв'язку найбільш критичними є швидкі завмирання, які можуть суттєво знижувати відношення сигнал/шум, що веде до спотворення або навіть втрати корисної інформації.

Технічні рішення для забезпечення роботи в умовах NLOS [4, 5]:

- технологія OFDM;
- еквалізація приймального тракту;
- технології багатопроменевого прийому;
- використання адаптивних антенних систем;
- адаптивна модуляція, яка дозволяє системі використовувати певну модуляційну схему залежно від співвідношення сигнал/шум;

- корекція помилок;
- управління потужністю.

Ортогональне частотне розділення каналів з мультиплексуванням (OFDM) є в даний час базовою та досить ефективною технологією в мережах безпроводного доступу.

Аналіз останніх досліджень. Одночасно з розробкою нових стандартів і технологій, що підвищують швидкість передачі даних, проводяться дослідження нових принципів організації зв'язку. Один з них — безпроводні самоорганізуючі мережі, які мають функцію адаптації до умов роботи. Мова йде про використання таких технологій та алгоритмів, які забезпечують надійну роботу телекомунікаційних систем при великій кількості абонентів, в умовах багатопроменевого поширення радіохвиль, при значній завадовій обстановці тощо. Сучасні досягнення у цьому напрямку спираються на технологію OFDMA, процедуру інтерлівінгу, технології багатопроменевого прийому та райк-приймачі, використання адаптивних антенних систем [3 – 5].

Мета та постановка задачі. Метою даної роботи є удосконалення технологій та структури безпроводних систем для забезпечення надійної роботи в умовах відсутності прямої видимості між передавачем та приймачем.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- аналіз типових радіоканалів передачі інформації;
- аналіз і оцінка ефективності технології OFDM в умовах NLOS;
- компенсація спотворень сигналів в радіоканалах з завмираннями за допомогою еквалайзерів;
- аналіз технологій рознесеного прийому;
- адаптивні антенні системи;
- оцінка можливості управління потужністю випромінювання;
- комп'ютерне моделювання компенсації спотворень в радіоканалах з завмираннями;
- аналіз економічної ефективності досліджень.

Об'єктом дослідження є процеси формування, передачі, прийому та обробки сигналів у рамках відповідних технологій та систем.

Предметом дослідження є методи та засоби, які забезпечують формування, передачу, прийом та обробку сигналів.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії поширення електромагнітних хвиль для аналізу багатопроменевого прийому сигналів, теорії ортогональних сигналів для визначення та формулювання умов уникнення міжканальної інтерференції, теорії антенних систем для дослідження впливу форми характеристик спрямованості на алгоритми обробки вхідних сигналів та теорії оптимального прийому сигналів.

Новизна одержаних результатів:

а) вперше запропоновано здійснити багатопроменевий прийом складених сигналів з урахуванням величини їх затримки при відсутності сигналу прямої видимості;

б) запропоновано для збільшення надійності роботи в умовах NLOS використання технологій рознесеного прийому, адаптивних антенних систем та керування потужністю.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на LIII науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2024 році.

1 АНАЛІЗ ТИПОВИХ РАДІОКАНАЛІВ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

NLOS (Non-Line-of-Sight) — це умови, за яких немає прямих видимих ліній між передавачем і приймачем. Це може статися через різні перешкоди, такі як будівлі, стіни, рельєф місцевості або інші об'єкти, які блокують або розсіюють сигнал. Умови NLOS можуть виникати в різних середовищах і впливати на безпроводний зв'язок. Ось загальний опис і характеристики NLOS:

1. Перешкоди:

Умови NLOS визначаються наявністю об'єктів, які заважають прямому шляху сигналу від передавача до приймача. Це можуть бути будівлі, дерева, гори, транспорт або інші перешкоди.

2. Багатопроменеве поширення (Multipath Fading):

Умови NLOS можуть бути спричинені багатократним розсіюванням сигналу, коли він відбивається від різних поверхонь і доходить до приймача різними маршрутами. Це може призводити до затримок і інтерференції, ускладнюючи декодування.

3. Атмосферні впливи:

Погодні умови, такі як дощ, туман, сніг, можуть впливати на розсіювання сигналу, викликаючи втрати енергії.

4. Частота та довжина хвилі:

Вплив NLOS залежить від робочої частоти сигналу. Вищі частоти більш чутливі до перешкод і втрат у NLOS-умовах.

5. Динаміка оточення:

Зміни в навколишньому середовищі, наприклад, рух транспорту або людей, можуть призводити до коливань у NLOS-умовах, що впливає на якість та стабільність зв'язку.

Розробка технологій для подолання проблем NLOS та покращення стабільності зв'язку враховує ці характеристики. Для вирішення проблем NLOS використовують різноманітні технології, такі як OFDM, адаптація модуляції,

антени з високим коефіцієнтом підсилення, алгоритми корекції помилок та інші методи для забезпечення надійної обробки сигналу.

1.1 Канали з завмираннями та їх особливості

Завмирання сигналу — це явище, яке проявляється у деформації його обвідної. Обвідна сигналу є функцією, побудованою на основі його характерних точок, наприклад, екстремумів. Розглянемо її поведінку в умовах багатопроменевого поширення хвиль. Обвідна $U_s(t)$ для сигналу $s(t)$ визначається як модуль аналітичного сигналу [8]:

$$U_s(t) = |Z_s(t)| = \sqrt{S^2(t) + \hat{S}^2(t)} \quad (1.1)$$

При проходженні через радіозв'язкові канали сигнал зазнає численних змін. Однією з причин таких змін є багатопроменеве поширення. На своєму шляху від джерела до приймача сигнал стикається з різними перешкодами, від яких він відбивається, утворюючи кілька копій одного й того ж сигналу, але з різними затримками та коефіцієнтами згасання. Це і є суть багатопроменевого поширення. Внаслідок цього на приймальну антену надходять численні електромагнітні хвилі з різними затримками, згасаннями і фазами, що призводить до їх суперпозиції та викликає амплітудні й фазові спотворення сигналу. Якщо виявиться, що ці сигнали у сумі мають значну енергію (при цьому вони можуть бути дестабілізуючими або завадовими), це може призвести до збільшення кількості помилок і зниження якості каналу зв'язку. Це явище отримало назву завмирання сигналу, оскільки сигнал начебто перестає поширюватися між джерелом та приймачем на певний час.

Розрізняють два типи завмирань: швидкі та повільні. Повільні завмирання, як правило, виникають через несприятливі погодні умови. Швидкі завмирання з'являються внаслідок руху приймача або джерела, а також через різні перешкоди на шляху сигналу. Цей тип завмирань вважається частотно-

селективним, оскільки зміна частоти передачі може зменшити або повністю усунути його вплив [9].

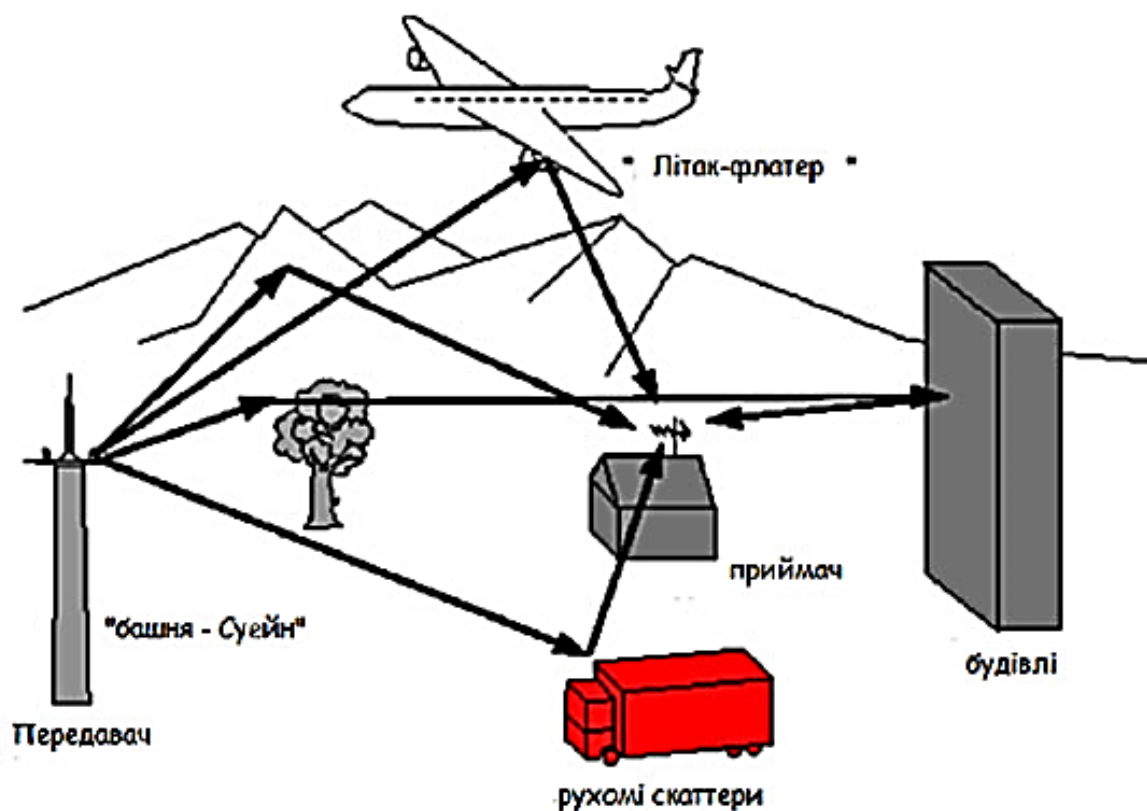


Рисунок 1.1 – Багатопроменеве поширення сигналу

На рисунку 1.1 схематично показано багатопроменеве поширення сигналу. З нього видно, що сигнал може досягати приймача різними шляхами, для кожного з яких існують свої характеристики: $d_1, d_2, d_3, \dots$ - довжини траєкторій (ломані лінії); $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots$ - згасання сигналів; $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \dots$ - фази сигналів.

Існують також два види завмирань: завмирання Релея та завмирання Райса. Завмирання Релея виникають, коли на приймальній стороні немає прямого променя з нульовою затримкою. У цьому випадку обвідна сигналу описується розподілом Релея:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad (1.2)$$

де r – амплітуда обвідної вхідного сигналу; σ^2 – середня енергія сигналу.

Завмирання Райса відрізняються тим, що на приймальній стороні присутній прямий промінь з нульовою затримкою. Зміни обвідної у цьому випадку описуються розподілом Райса:

$$p_{Ri}(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2+s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left[\frac{rs}{\sigma^2}\right], \quad (1.3)$$

де I_0 - модифікована функція Бесселя, а s - амплітуда постійної складової сигналу [8, 9].

Багатопроменеве поширення створює проблеми в міських районах через наявність високих будівель і інших споруд, які можуть викликати відбиття та заломлення радіохвиль.

1.2 Проблеми, пов'язані з багатопроменим поширенням сигналу

У мобільному безпроводному зв'язку приймач об'єднує та обробляє сигнали, які надходять різними шляхами. Частина сигналів приходить внаслідок відбиття від близько розташованих об'єктів, а інша частина — через дифракцію від сусідніх перешкод. Різні промені, що доходять до приймача, можуть інтерферувати, викликаючи спотворення сигналу, що містить інформацію. Спотворення, зумовлені багатопроменевістю, включають затримки, втрати потужності та розширення частотного спектру. Випадкова природа змін каналу зв'язку в часі може бути змодельована як вузькосмуговий випадковий процес.

Для великої кількості відбитих сигналів, що потрапляють на приймальну антену, розподіл сигналу можна описати як комплексний гаусівський випадковий процес, відповідно до центральної граничної теореми теорії ймовірностей. Обвідна прийнятого сигналу може бути представлена як сума швидко змінних флуктуацій, накладених на повільно змінні. Якщо середня амплітуда обвідної зазнає значного зниження через різні фази інтерферуючих

променів, сигнал вважається завмираючим. Термін «багатопроменевість» описує випадок, коли на антену надходять численні копії сигналів, що містять інформацію. Багатопроменевий канал можна статистично описати та охарактеризувати кореляційною функцією [6, 9].

Переданий сигнал може бути змодельований як вузькосмуговий процес:

$$s(t) = x(t)e^{-2\pi f_c t}. \quad (1.4)$$

Розсіювачі в багатопроменевому каналі зазвичай вважаються гаусівськими, а канал характеризується змінними затримками, коефіцієнтами згасання та доплерівськими зсувами. Змінний у часі імпульсний відгук каналу може бути виражений наступним співвідношенням:

$$h(\tau_n, t) = \sum_n \alpha_n(\tau_n, t) e^{-2\pi f_{Dn} \tau_n(t)} \delta[t - \tau_n(t)], \quad (1.5)$$

де $h(\tau_n, t)$ — відгук сигналу в момент часу t на імпульсний вплив у момент часу $[t - \tau_n(t)]$; $\alpha_n(t)$ — коефіцієнт згасання сигналу для n -ого променя; $\tau_n(t)$ — затримка поширення для n -ого променя; f_{Dn} — доплерівський зсув для сигналу, отриманого по n -ому променю.

де $h(\tau_n, t)$ — відгук сигналу в момент часу t на імпульсний вплив у момент часу $[t - \tau_n(t)]$; $\alpha_n(t)$ — коефіцієнт згасання сигналу, який прийнятий по n -ому променю; $\tau_n(t)$ — затримка поширення для n -го променя; f_{Dn} — доплерівський зсув для сигналу, прийнятого по n -ому променю.

Доплерівський зсув частоти це наслідок відносного руху передавача та приймача. Він може бути виражений як:

$$f_{Dn} = \frac{v \cos(\theta_n)}{\lambda}, \quad (1.6)$$

де v – відносна швидкість руху між передавачем і приймачем; λ - довжина хвилі носійної; θ_n - кут між напрямками переміщення та приходу променя.

Після проходження через канал зв'язку переданий сигнал описується співвідношенням:

$$z(t) = h(\tau_n, t) \cdot s(t) = \sum_n \alpha_n \cdot \tau_n(t) e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)} x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t}, \quad (1.7)$$

$$\text{де } \delta[t - \tau_n(t)] \cdot x(t) = x[t - \tau_n(t)]; \delta[t - \tau_n(t)] \cdot e^{-j2\pi f_c t} = e^{-j2\pi f_c (t - \tau_n(t))}. \quad (1.8)$$

Для $z(t)$ існує інша форма:

$$z(t) = \sum_n \beta_n \cdot x[t - \tau_n(t)] e^{-j2\pi f_c t}, \quad (1.9)$$

де $\beta_n = \alpha_n \cdot \tau_n(t) e^{-2\pi(f_c + f_{Dn})\tau_n(t)}$ – гаусівський випадковий процес.

Обвідна функція каналного відгуку $h(\tau_n, t)$ має розподіл Релея, оскільки відгук каналу є гаусівським випадковим процесом. Щільність ймовірності коефіцієнта передачі каналу з релєївськими завмираннями визначається формулою:

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right). \quad (1.10)$$

Канал без прямої видимості (NLOS) зазвичай вважається каналом з релєївськими завмираннями. Якщо між приймачем і передавачем є пряма видимість (LOS), канал характеризується розподілом Райса:

$$f_z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + \mu^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left[\frac{z\mu}{\sigma^2}\right], \quad (1.11)$$

де $I_0(\dots)$ — модифікована функція Бесселя нульового порядку, а μ та σ^2 - середнє значення та дисперсія променя прямої видимості відповідно.

Автокореляційна функція каналу зв'язку з імпульсним відгуком $h(\tau, t)$ визначається таким чином:

$$R_c(\tau, \Delta t) = E[h(\tau, t) \cdot h^*(\tau, t + \Delta t)]. \quad (1.12)$$

Цю функцію можна виміряти, передаючи дуже вузькі імпульси та вимірюючи взаємну кореляцію прийнятого сигналу з його затриманою версією. Середню потужність каналу можна знайти при $\Delta t = 0$, тобто $R_c(\tau, 0) = R_c(\tau)$. Ця характеристика називається профілем затримки потужності або профілем багатопроменевої інтенсивності.

Діапазон значень τ , для яких $R_c(\tau)$ є ненульовим, іноді називається багатопроменевим розсіюванням затримки каналу і позначається як τ_m . Зворотна величина багатопроменевого розсіювання затримки є мірою когерентності каналу:

$$B_m \approx \frac{1}{\tau_m}. \quad (1.13)$$

Діапазон когерентності каналу має важливе значення для систем зв'язку. Якщо бажаний діапазон сигналу малий у порівнянні з діапазоном когерентності каналу, то в системі виникають плоскі завмирання (або частотно неселективні завмирання). Це спрощує вимоги до обробки сигналу в приймальній системі. В протилежному випадку система стикається з частотно-селективними завмираннями, що ускладнює приймачеві завдання щодо правильної інтерпретації бажаного сигналу. Канали, статистика яких залишається сталою протягом кількох символів, вважаються каналами з повільними завмираннями, на відміну від тих, чия статистика змінюється швидко під час символічного

інтервалу. Безпроводні канали в приміщеннях зазвичай характеризуються повільними частотно-селективними завмираннями [10].

1.3 Моделювання поширення радіосигналів в умовах багатократних відбиттів

Моделювання функціонування мереж безпроводного доступу - це початковий етап їх проектування. Основна мета моделювання – забезпечення радіопокриття території, що обслуговується, з забезпеченням задекларованої якості послуг та без зон тіней стосовно поширення радіохвиль.

1.3.1 Методи моделювання поширення радіохвиль

Якість радіоканалу доступу залежить від параметрів обладнання, таких як підсилення антен, потужність передавача та чутливість приймача. Ці параметри формуються розробником системи доступу і можуть бути оптимізовані. Однак якість радіоканалу також значною мірою визначається спотвореннями при розповсюдженні сигналу в атмосфері, параметри якої, а також перешкоди на шляху сигналу, неможливо змінити. У густо забудованих міських районах швидкі (релеївські) завмирання сигналу виникають через наявність високих будівель, тоді як повільні завмирання викликані неоднорідностями рельєфу, такими як підвищення та впадини.

Для розрахунку рівня сигналу в кожній точці, що обслуговується мережею, необхідно враховувати детальну інформацію про структуру території. Навіть тип покриття будівель, який може змінюватися з часом, впливає на розповсюдження сигналу. Отримати таку інформацію може бути складно через технічні чи юридичні обмеження, а навіть за наявності даних, необхідний детальний аналіз характеристик розповсюдження радіохвиль для отримання картину рівня сигналу.

Згасання радіосигналу в міських умовах є випадковою величиною і залежить від багатьох факторів, таких як:

- Відбиття сигналу, яке виникає, якщо розмір перешкоди перевищує довжину хвилі;
- Дифракція (заломлення) радіохвиль;
- Розсіювання радіохвиль, яке відбувається, коли на території є багато об'єктів, що менші за довжину радіохвилі, наприклад, листя на деревах;
- Ефект Доплера, що проявляється в умовах рухомих об'єктів, які відбивають сигнал, або при русі абонента.

Моделювання розповсюдження радіохвиль у густих міських районах може здійснюватися за допомогою двох основних методів:

1. **Статистичні методи**, які ґрунтуються на попередніх експериментальних даних. Ці методи можуть не враховувати специфічні особливості конкретних радіотрас і дозволяють отримувати лише середні характеристики розповсюдження сигналів.
2. **Детерміновані методи**, які спираються на детальну інформацію про міську забудову, рельєф, висоту будівель, тип стін і дахів, рослинність тощо, що забезпечує більш точні результати моделювання. Ці методи також дозволяють прогнозувати інші параметри, крім рівня сигналу, наприклад, затримку поширення.

З цих двох методів актуальним є динамічний, оскільки він забезпечує високу точність моделювання. Однією з перших моделей, що враховує вищезазначені фактори, є модель Хата (Okumura-Hata), основана на експериментальних даних, отриманих у Токіо. Інші моделі, такі як моделі Лі, Ібрагіма-Парсона, Walfish-Ikegami тощо, також описують поширення радіохвиль, але не всі вони підходять для конкретних територій без адаптації.

Модель Walfish-Ikegami обмежується лише типом міської забудови і не враховує реальний рельєф. Хороша точність результатів моделювання досягається, коли висота антени базової станції перевищує рівень дахів; при меншій висоті точність суттєво знижується. Модель Хата дає задовільні результати для міст, структура яких схожа на Токіо. Перед використанням

будь-якої моделі важливо перевірити та адаптувати її до реальних умов конкретного міста.

1.3.2 Модель вільного простору

Модель вільного простору базується на концепції сферичного фронту хвилі, що розширюється при випромінюванні радіохвилі з точкового джерела. Вона описує, як потужність електромагнітних хвиль, що поширюються у вільному просторі, змінюється в залежності від відстані. У лінійній формі згасання у вільному просторі можна описати такою формулою [9, 10]:

$$L_P = \frac{\lambda^2}{4\pi d^2}, \quad (1.14)$$

де λ – довжина хвилі сигналу, d – відстань між антенами передавача та приймача.

У логарифмічній формі залежність загасання від відстані виглядає так:

$$L_P = -32,4 - 20 \lg(f) - 20 \lg(d), \quad (1.15)$$

де f – частота сигналу в мегагерцах (МГц), d – відстань у кілометрах (км), L_P – втрати поширення у децибелах (дБ).

При фіксованій частоті передачі f перші два доданки формули (1.15) є постійними величинами, і згасання визначається логарифмом від відстані.

Проте ця модель не враховує втрати, пов'язані зі складом атмосфери (такі як запилення, газовий склад та вологість). У системах бездротового доступу вона не є актуальною, оскільки виникають додаткові втрати через перешкоди та відбиття сигналу. Для міських умов необхідні більш складні моделі. Однак ця модель використовується в радіорелейних лініях, які з'єднують базові станції, а також у супутникових системах зв'язку.

1.3.3 Модель Лі

У щільно забудованих міських умовах сигнал є результатом поєднання прямих сигналів і багаторазово відбитих. Для частот, які використовуються в мережах доступу, навіть після трьох відбиттів сигнал залишається на достатньому рівні для розпізнавання. Втрати сигналу при проходженні через атмосферу перевищують втрати у вільному просторі.

Спрощена формула моделі Лі для частот, що використовуються у мережах доступу та стільниковому зв'язку (з експериментальними даними для частоти 900 МГц), виглядає так:

$$L_p = 1,14 \cdot 10^{-13} \frac{h^2}{d^{3,84}}, \quad (1.16)$$

де h - висота антени базової станції (в метрах), а d - відстань між передавачем і приймачем (в кілометрах).

У логарифмічній формі модель Лі представлена як:

$$L_p = -129,5 - 38,4 \lg(d) - 20 \lg(h). \quad (1.17)$$

Ця модель враховує висоти антен як базової, так і абонентської станцій, а також відстань, але не враховує наявність будівель та інших споруд.

1.3.4 Модель Хата

Модель Хата базується на проведенні емпіричних вимірювань поширення радіосигналу в міських умовах. При цьому модель враховує частоту, висоти антен передавача та приймача, щільність забудови.

У логарифмічному вигляді модель може бути представлена:

$$L_p = -K_1 - K_2 \lg(f) + 13,82 \lg(h_b) + a(h_m) - [44,9 - 6,55 \lg(h_b)] \lg(d) - K_0, \quad (1.18)$$

де f – носійна частота, МГц; h_b – висота антени передавача, м; h_m – висота антени приймача, м; d – відстань між базовою станцією та абонентською станцією, км.

Обмеження, що діють для цієї моделі:

h_b – від 30 до 200 м,

h_m – від 1 до 10 м,

d – від 1 до 20 км.

Коефіцієнти $a(h_m)$ та K_0 описують закон поширення радіохвиль у «місті» або «місті із щільною забудовою»:

$a(h_m) = [1,1\lg(f) - 0,7] h_m - [1,56\lg(f) - 0,8]$ - для міста;

$a(h_m) = 3,2[\lg(11,75h_m)]^2 - 4,97$ - для міста із щільною забудовою;

$K_0 = 0$ – для міста;

$K_0 = 3$ дБ - для міста із щільною забудовою.

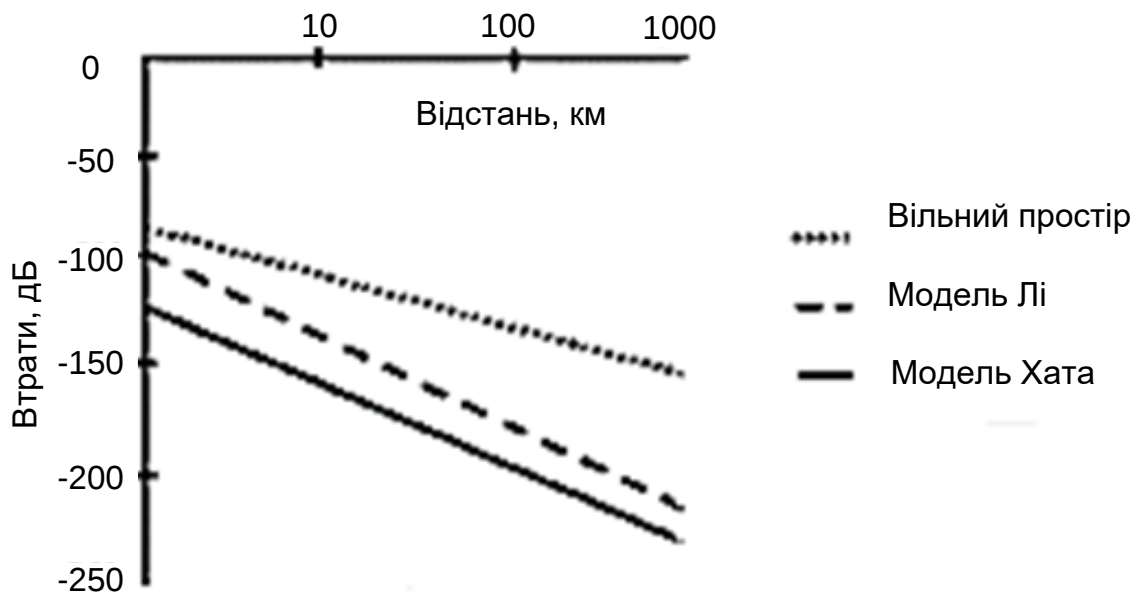


Рисунок 1.2 – Залежність втрат на траєкторії поширення сигналу від відстані для моделей поширення: вільний простір, Лі, Хата

Частотний діапазон ідентифікується коефіцієнтами K_1 і K_2 :

$K_1 = 69,55$ – для частотного діапазону від 150 до 1000 МГц;

$K_1 = 46,3$ – для частотного діапазону від 1500 до 2000 МГц;

$K_2 = 26,16$ – для частотного діапазону від 150 до 1000 МГц;

$K_2 = 33,9$ – для частотного діапазону від 1500 до 2000 МГц;

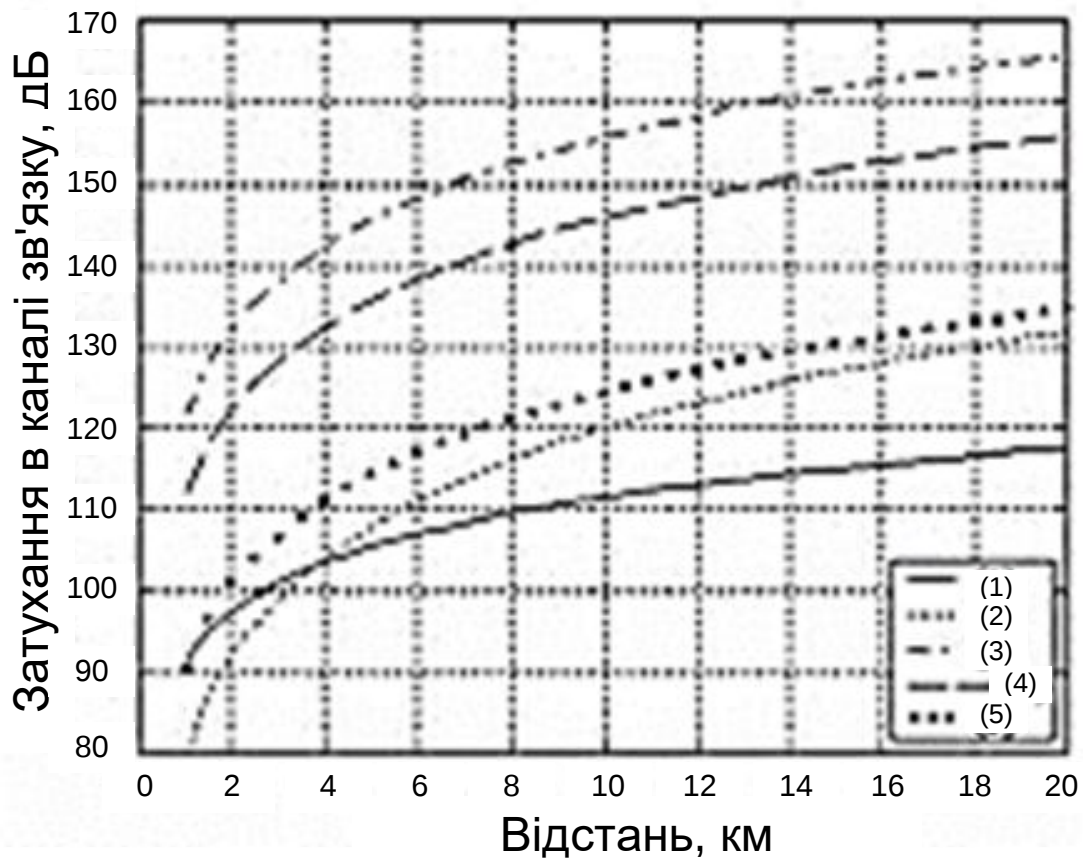


Рисунок 1.3 – Залежність загасання в каналі доступу від відстані для різних типів місцевості: (1) – вільний простір, (2) - двопроменева модель, (3), (4), (5) - модель Хата (відповідно міська зона, приміська зона, сільська місцевість)

Чим більше параметрів враховує модель, тим більше втрат на траєкторії поширення сигналу вона виявляє і, з іншого боку, тим складніша модель. Порівняння результатів розрахунків втрат для різних моделей представлено на рисунку 1.2: вільний простір, Лі та Хата. Розрахунки проведені для частоти 881,5 МГц при висоті антени передавача 30 м та висоті антени приймача 1,5 м, тип забудови - міська забудова.

Залежність втрат у каналі від типів місцевості для різних моделей представлена на рисунку 1.3.

1.4 Огляд напрямків забезпечення ефективної роботи в умовах NLOS

NLOS (Non-Line-of-Sight) вказує на відсутність прямих видимих ліній між передавачем і приймачем, де перешкоди, такі як будівлі або стіни, можуть впливати на передачу сигналу. У таких умовах важливо врахувати різноманітні технічні та конструктивні аспекти для ефективного функціонування систем зв'язку, зокрема широкосмугових систем. Розглянемо кілька напрямків проектування, які можуть підвищити ефективність роботи в умовах NLOS.

1. Використання технологій OFDM

Ортогональне частотне розділення з мультиплексуванням (OFDM) є ефективним підходом для умов NLOS, оскільки дозволяє ділити сигнал на підканали, що може допомогти подолати втрати сигналу. Однією з ключових переваг OFDM є захист від міжсимвольної інтерференції, що часто супроводжує багатопроменеве поширення. У наступному розділі ми детальніше розглянемо можливості OFDM.

2. Компенсація спотворень сигналів за допомогою лінійних еквайзерів

У багатьох каналах зв'язку, зокрема в каналах із завмираннями, спотворення фази та амплітуди проявляються одночасно, що може призводити до розсіювання імпульсів. Методи обробки сигналів, спрямовані на усунення чи зниження цих ефектів, називаються «вирівнюванням», і для цього використовуються різні типи еквайзерів.

3. Антени з високим коефіцієнтом підсилення

Використання антен з великим коефіцієнтом підсилення може підвищити здатність приймача отримувати сигнал через перешкоди. Проте це рішення може бути обмеженим через вплив на складність і габарити антенних систем.

4. Системи «розумних» антен

Системи з "розумними" антенами можуть автоматично визначати оптимальний напрямок для прийому сигналу. Це технічне рішення також

може мати певні обмеження, але, безсумнівно, може бути корисним у ситуаціях без прямої видимості.

5. Технології завадостійкого кодування з можливістю виправлення помилок (ARQ, FEC)

Використання протоколів автоматичного повторення запиту (ARQ) і помилковокоригуючих кодів (FEC) може допомогти відновити дані, втрачені чи пошкоджені через перешкоди. Ці алгоритмічні рішення базуються на системах зі зворотним зв'язком, які аналізують прийнятий сигнал і, у разі необхідності, повторно передають його.

6. Розгалуження шляхів (Path Diversity)

Застосування технік розгалуження шляхів дозволяє використовувати кілька маршрутів для передачі та отримання сигналу, що допомагає подолати втрати сигналу через перешкоди.

7. Управління потужністю та частотою

Автоматичне регулювання потужності та частоти може бути корисним для адаптації до змін у середовищі та мінімізації впливу перешкод.

8. Мережеві рішення для забезпечення надійності

Використання мережевих рішень, таких як резервування маршрутів та мережеві протоколи, може підвищити надійність в умовах, коли деякі маршрути можуть бути заблоковані.

Комбінування цих технічних рішень може суттєво підвищити стійкість і ефективність зв'язку в умовах NLOS. Основні з цих технологій будуть детальніше розглянуті в наступних розділах цієї роботи.

1.5 Висновки до розділу

Виконано аналіз завмирань сигналу при багатопроменевому його поширенні, зокрема в умовах відсутності прямого сигналу між передавачем і приймачем (NLOS) та при наявності такого сигналу (LOS). У випадку NLOS закон розподілу амплітуди обвідної підпорядковується розподілу Релея, тоді як

при LOS використовується розподіл Райса. Це означає, що в умовах Релеєвських завмирань відсутній прямий промінь з нульовою затримкою на приймальній стороні, тоді як у завмираннях Райса прямий промінь присутній.

Описано принцип визначення багатопроменевого розсіювання затримки каналу та його зворотного значення — когерентності каналу, яка має важливе значення в системах зв'язку. Якщо бажана ширина сигналу невелика в порівнянні з діапазоном когерентності каналу, в системі виникають плоскі завмирання (або частотно-неселективні завмирання). Їх можна подолати, додавши надлишковий запас потужності до бюджетної лінії системи, що спрощує обробку сигналу на приймальній стороні. У випадку, якщо ширина спектра сигналу велика відносно смуги когерентності, система стикається з частотно-селективними завмираннями, що ускладнює прийом сигналу.

Також розглянуто канали, які мають постійну статистику протягом кількох символних інтервалів, які класифікуються як канали з повільними завмираннями, на відміну від тих, чия статистика змінюється швидко.

Вивчені методи моделювання поширення радіохвиль у вільному просторі, в міській забудові та сільській місцевості, зокрема, можливості моделей вільного простору, моделі Лі та моделі Хата. Основною метою моделювання є забезпечення радіопокриття обслуговуваної території без зон тіней і з гарантованою якістю послуг.

2 АНАЛІЗ ТА ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM В УМОВАХ NLOS

2.1 Опис технології OFDM

Технологія OFDM (ортогональне частотне мультиплексування) є методом модуляції, який використовує одночасно кілька носійних частот та ортогональне мультиплексування. Основна концепція OFDM полягає в перетворенні вхідного цифрового потоку, представленого послідовністю бітів, на паралельні потоки, які передаються через кілька каналів за допомогою модуляції різних носійних частот. Кількість носійних вибирається так, щоб зменшити швидкість передачі інформації на кожній окремій носійній, що дозволяє подовжити тривалість передачі символу та робить їх незалежними від відбитих сигналів, що виникають через багатопроменеве поширення радіохвиль у міських умовах.

На рисунку 2.1 показано, як один послідовний цифровий сигнал перетворюється в п'ять окремих сигналів через демультимплексування, що дозволяє збільшити тривалість передачі кожного символу у п'ять разів. Кожен з цих сигналів, зменшених за швидкістю передачі, модулює відповідну носійну, кількість яких відповідає числу модулюючих сигналів. Для кожної носійної використовується фазова модуляція (PSK) або квадратурна амплітудна модуляція (QAM).

При виборі носійних частот важливо враховувати [14]:

- кількість носійних повинна бути такою, щоб, зберігаючи швидкість потоку даних на вході модулятора OFDM, можна було досягти необхідної тривалості передачі одного символу на кожній носійній;
- носійні повинні розташовуватись близько одна до одної, щоб максимально зменшити ширину смуги частот каналу зв'язку;
- частоти носійних повинні бути ортогональними, щоб уникнути міжканальної інтерференції.

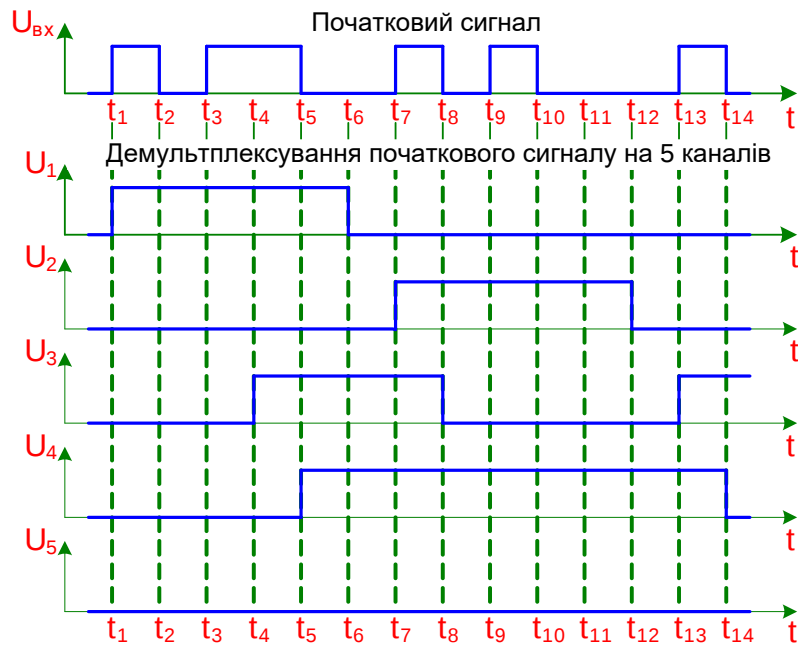


Рисунок 2.1 – Приклад демультіплексування цифрового потоку

Виконання умови ортогональності означає, що скалярний добуток дорівнює нулю, що можна виразити за допомогою формули для скалярного добутку двох гармонійних коливань. Якщо скалярний добуток між підосійними дорівнює нулю, це свідчить про відсутність взаємодії між ними, що, в свою чергу, виключає міжканальну інтерференцію. Завдяки більш щільному розташуванню частот, спектральна ефективність сигналів OFDM значно перевищує ефективність традиційних сигналів із частотною маніпуляцією.

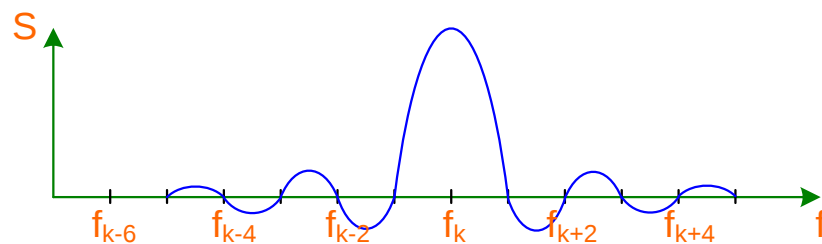


Рисунок 2.2 – Обвідна спектра однієї носійної з номером k
при модуляції сигналом прямокутної форми

Фізичний зміст ортогональності полягає в тому, що спектр кожної носійної після модуляції повинен мати "нулі" на частотах, де знаходяться інші носійні. Дотримання цієї умови забезпечує відсутність перешкод і незалежну

передачу інформації на кожній підносійній, виключаючи таким чином міжканальну інтерференцію.

На рисунку 2.2 показано спектр однієї носійної, промодульованої сигналом прямокутної форми [14].

Частоти носійних розташовуються на осі частот з дискретом, оберненим до величини T_s - часу передачі одного символу. Це диктує умова ортогональності. Отже, значення кожної частоти визначаються виразом

$$f_k = f_0 + k \frac{1}{T_s}, \quad (2.1)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, n - 1, N$.

Частоти розташовуються з постійним кроком – рівномірно. Загальний спектр такого квазігармонійного сигналу наближається до прямокутної форми. Крім іншого, це говорить про те, що технологія OFDM забезпечує ефективне використання частотного ресурсу каналу передачі.

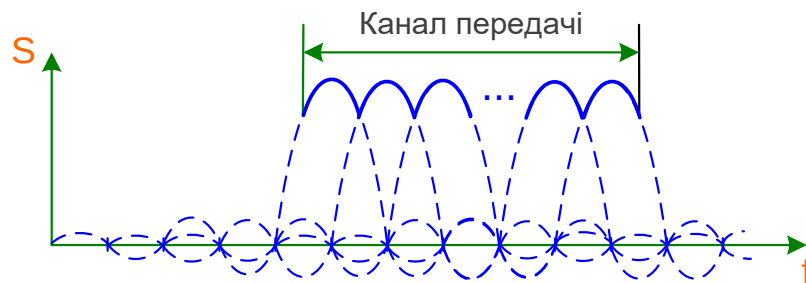


Рисунок 2.3 – Спектр OFDM-сигналу

Рисунок 2.3 демонструє спектр OFDM-сигналу, який складається з N носійних. Зазначимо, що важливою умовою для уникнення міжканальної інтерференції є вибір значень носійних. Їх частоти відповідають частотам переходу через нуль спектрів сигналів на сусідніх носійних, що можна спостерігати на наведеному рисунку 2.3.

Структурна схема модулятора OFDM у спрощеному вигляді показана на рисунку 2.4.

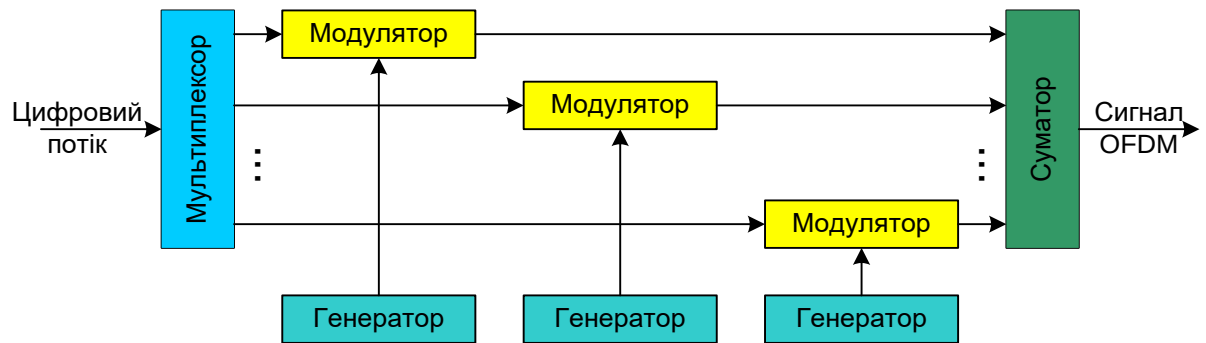


Рисунок 2.4 – Спрощена структурна схема OFDM-модулятора

Носійні частоти генеруються окремими генераторами. Така схема підходить для реалізації OFDM при невеликій кількості носійних. Проте в деяких випадках кількість носійних частот на виході модулятора може сягати кількох тисяч. Тому при розробці модулятора було знайдено оригінальне рішення, яке дозволяє уникнути створення складної багатоканальної системи передачі. У радіотехніці застосовується метод синтезу складного сигналу з окремих гармонійних компонент. Це досягається шляхом зворотного перетворення Фур'є, яке дозволяє отримувати сигнал у часовій області на основі його спектрального складу. Існуючі алгоритми забезпечують швидке виконання таких перетворень з мінімальними обчислювальними витратами.

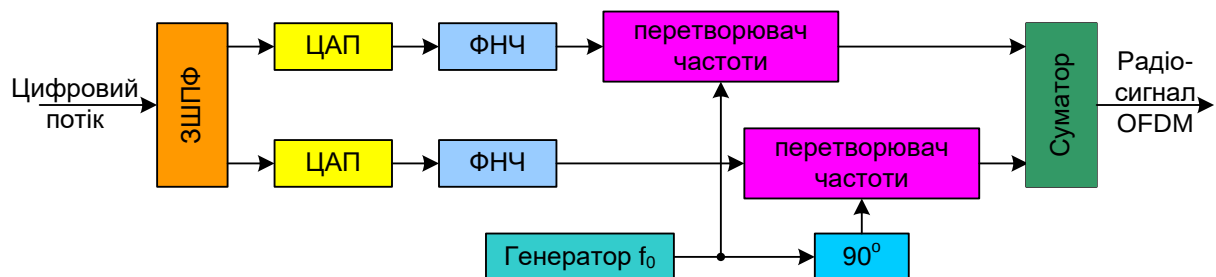


Рисунок 2.5 – Формування OFDM-радіосигналу за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ)

На рисунку 2.5 показано приклад формування сигналу OFDM за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ).

Після виконання зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ) обидві частини обчисленого перетворення - дійсна та уявна - перетворюються в аналогову форму шляхом пропускання через ЦАП та ФНЧ для видалення високочастотних компонентів. Далі ці сигнали надходять до перетворювача частоти, де вони множаться на синфазний і квадратурний сигнали - гармонійні коливання з частотою f_0 . Це забезпечує отримання спектра сигналу OFDM, зсунутого на частоту f_0 після суматора. Ця операція відповідає частотному перетворенню, необхідному для формування радіосигналу в обраному каналі. На виході суматора формується OFDM-радіосигнал, який фактично перебуває на проміжній частоті, відповідній частоті каналу передачі.

2.2 Функціонування OFDM в умовах l_{os} та n_{los}

Розглянемо, як технологія OFDM вирішує проблему роботи в умовах непрямой видимості. Вона ефективно протидіє багатопроменевому поширенню сигналів, яке виникає внаслідок численних відбиттів сигналу від різних перешкод. Один і той же сигнал може досягати приймача різними шляхами, причому ці шляхи мають різні довжини, що призводить до неоднакового затухання сигналу. В результаті, на приймальному боці формується результуючий сигнал, що є суперпозицією багатьох сигналів з різними амплітудами і часовими зсувами, що еквівалентно накладанню сигналів з різними фазами.

Багатопроменеве поширення призводить до спотворення прийнятого сигналу, яке негативно впливає на широкий спектр сигналів, але особливо помітно на широкосмугових. При використанні широкосмугового сигналу інтерференція може призводити до того, що деякі частоти додаються синфазно, підвищуючи амплітуду, а інші – протифазно, що викликає ослаблення на певних частотах.

При аналізі багатопроменевого поширення розрізняють два крайні випадки:

- у першому максимальна затримка між різними сигналами не перевищує тривалість одного символу, що призводить до внутрішньосимвольної інтерференції;
- у другому випадку максимальна затримка перевищує тривалість символу, в результаті чого сигналів, що представляють різні символи, виникає міжсимвольна інтерференція (ISI).

Міжсимвольна інтерференція найбільше негативно впливає на спотворення сигналу. Оскільки символи є дискретними станами сигналу, які характеризуються частотою, амплітудою та фазою, відновити початковий сигнал стає вкрай складно.

Технологія OFDM пропонує ефективний підхід для боротьби з цим явищем. Зі збільшенням кількості носійних частот тривалість одного символу також зростає, адже час, протягом якого вони залишаються ортогональними, стає більшим. Це дозволяє ввести між символами так званий «захисний інтервал» (Guard Interval, GI), як показано на рисунку 2.6.

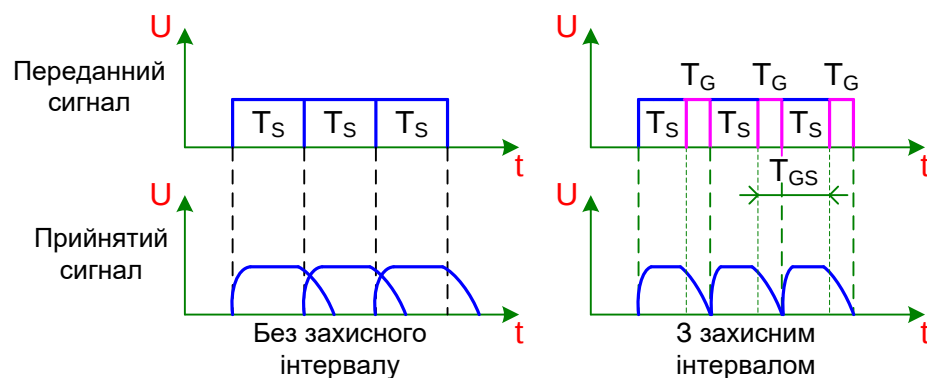


Рисунок 2.6 – Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM

У межах захисного інтервалу передається копія наступної частини символу, яка ніби повернута у часі назад. Це збільшує тривалість символу OFDM, оскільки він складається з двох частин: інтервалу передачі корисної інформації та захисного інтервалу.

$$T_{GS} = T_G + T_S, \quad (2.2)$$

де T_{GS} - час, що витрачається на передачу одного символу;

T_G – захисний інтервал;

T_S – час передачі корисної інформації.

Процес формування повного символу OFDM, що включає захисний інтервал, схематично показаний на рисунку 2.7.

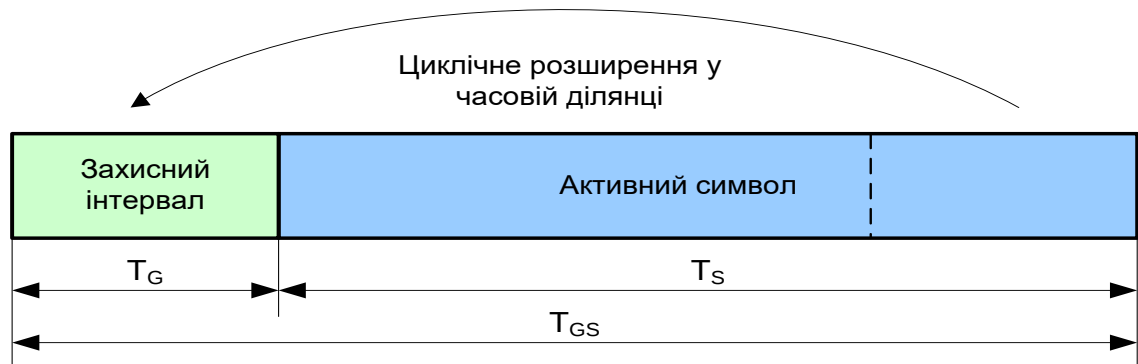


Рисунок 2.7 – Формування повного символу OFDM

Вибір тривалості захисного інтервалу впливає на здатність в певних межах усунення міжсимвольної інтерференції. Цю тривалість можна вважати адаптивною, оскільки зазвичай її вибір пов'язаний з умовами роботи системи. На рисунку 2.8 представлені часові інтервали сусідніх символів, які, власне, і пояснюють виникнення міжсимвольної інтерференції як наслідок їх певних затримок.

Як видно з рисунка, затримка першого ехо-сигналу перебуває в межах допустимого діапазону. Перехідні процеси між двома символами відбуваються всередині захисного інтервалу основного сигналу, що не впливає на його корисну частину. Проте другий ехо-сигнал досягає приймальної точки з такою великою затримкою, що його перехідна зона перекриває частину корисної області основного сигналу, що свідчить про недостатній захист.

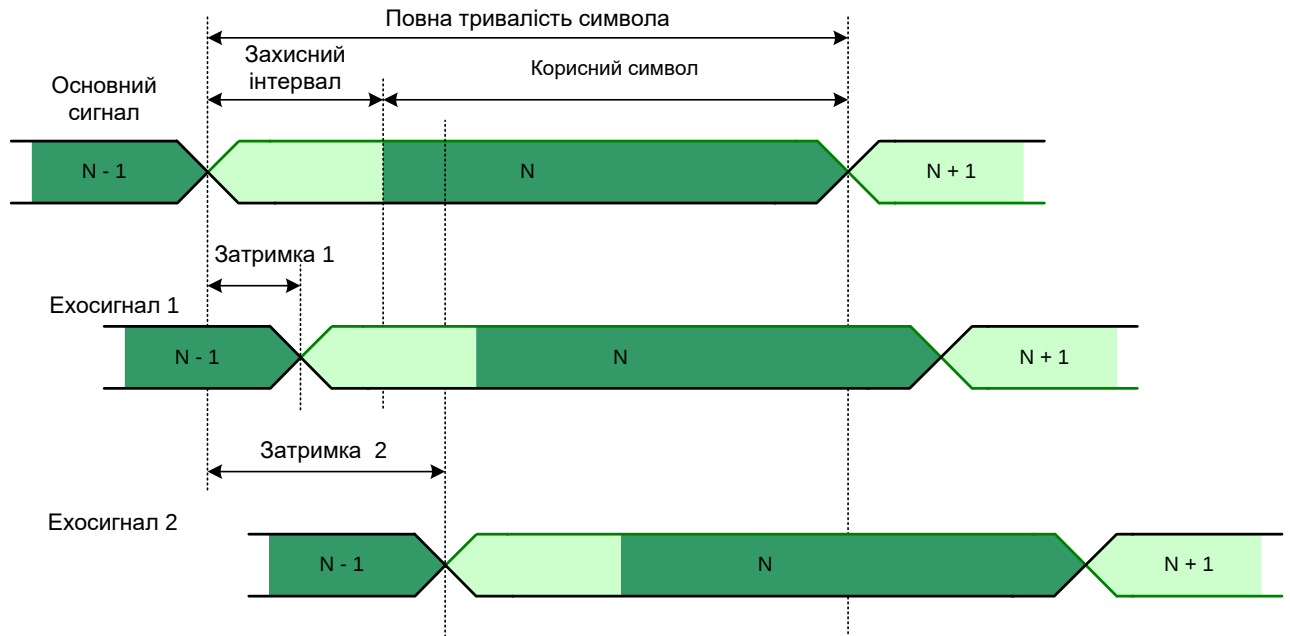


Рисунок 2.8 – Ілюстрація міжсимвольної інтерференції

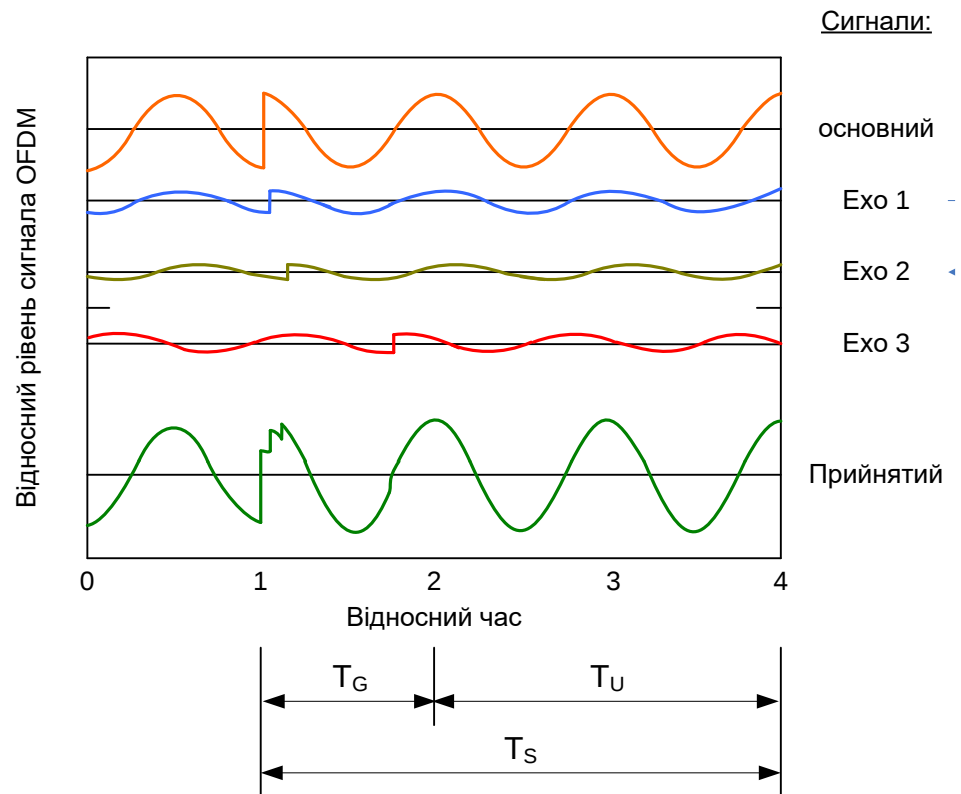


Рисунок 2.9 – Ілюстрація доцільності захисного інтервалу в OFDM-символі

Рисунок 2.9 ілюструє взаємодію кількох ехо-сигналів і формування прийнятого сигналу без спотворень завдяки захисному інтервалу. На рисунку, крім основного сигналу, показані відбиті ехо-сигнали 1 і 2, а також сигнал сусіднього передавача одночастотної мережі (ехо-сигнал 3).

До приймача надходить сума цих чотирьох сигналів. Якщо тривалість захисного інтервалу T_G перевищує час імпульсної реакції каналу або час затримки поширення, міжсимвольна інтерференція (МСІ) значно знижується, оскільки всі перехідні процеси від небажаних сигналів завершуються в межах цього інтервалу. Слід зазначити, що навіть за наявності захисного інтервалу інтерференція між носійними все ще може спостерігатися. Оскільки введення захисного інтервалу зменшує пропускну здатність системи, його тривалість зазвичай не перевищує однієї чверті тривалості символу.

2.3 Додаткові можливості технології OFDM

Слід відзначити, що технологія OFDM має ще один потенціал для підвищення завадостійкості. При формуванні сигналу, що містить кілька носійних, може виникнути ситуація, коли символи, створені послідовно в часі, модулюють сусідні носійні. Це може негативно вплинути на стійкість системи передачі до завад, що діють у певному діапазоні частот, як показано на рисунку 2.10.

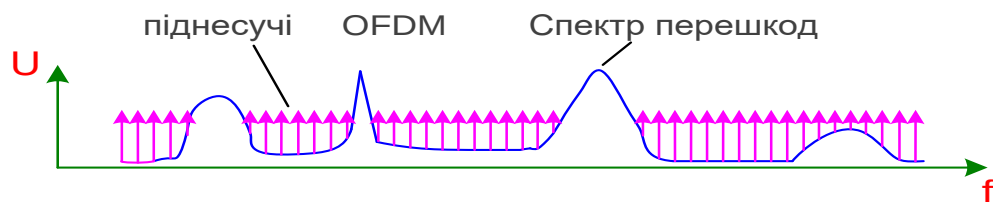


Рисунок 2.10 – Вплив селективної завади при передачі OFDM-сигналу

Ефект значних завмирань радіосигналу особливо яскраво проявляється під час переміщення приймача відносно передавача. У таких випадках зміна рівня сигналу в точці прийому може характеризуватися глибокими

завмираннями, які досягають 40 дБ і більше. Проте не всі частоти зазнають таких глибоких завмирань; лише певні (селективні) діапазони частот, як показано на рисунку 2.10. Унаслідок цього, при використанні технології OFDM, може відбутися лише часткова втрата бітів вихідного цифрового потоку, що передаються на цих носійних частотах. Відновлення частково втрачених бітів можливо завдяки завадостійкому кодуванню та частотному перемежуванню (інтерлівінгу) підносійних OFDM-сигналу, що реалізується в рамках технології COFDM (Coded Orthogonal Frequency Division Multiplex).

Перемежувач (інтерлевер) є основним елементом завадостійкого кодування, спрямованим на боротьбу з груповими помилками. Суть перемежування полягає в зміні порядку символів інформаційної послідовності так, що сусідні символи виявляються розділеними кількома іншими. Це перетворює групові помилки в одиничні, що робить передачу інформації практично нечутливою до різноманітних завмирань, які виникають в умовах NLOS та LOS. Отже, частотне перемежування разом з виправляючими CRC-кодами виключає втрату даних при селективних завмираннях декількох носійних (див. рисунок 2.10), що в технології OFDM призводить до злитих цифрових помилок.

Тепер про технологію OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access), яка використовується у багатьох стандартах радіозв'язку. OFDMA є версією OFDM, оптимізованою для багатокористувацького доступу, що підвищує продуктивність мережі. Обидві технології – OFDM та OFDMA – розбивають передані дані на кілька невеликих пакетів, що дозволяє ефективно передавати інформацію. OFDMA додатково ділить канал на менші частотні компоненти, які називаються підносійними, що дає можливість одночасно передавати невеликі пакети даних на кілька пристроїв без затримки. У низхідному потоці маршрутизатор OFDMA може використовувати різні групи для відправки пакетів різним клієнтам, що допомагає управляти затримкою. Цей гнучкий та децентралізований підхід значно підвищує швидкість і ефективність мережі.

Переваги технології OFDMA, впровадженої у стандарт бездротового зв'язку Wi-Fi 6, порівняно з OFDM-TDMA, що використовувалася у стандартах Wi-Fi 2-5, демонструються на рисунках 2.11, а, б. Точки доступу стандартів Wi-Fi 2-5 можуть працювати лише з одним користувачем у певний момент часу, тоді як інші користувачі змушені чекати своєї черги. Точка доступу стандарту Wi-Fi 6, завдяки розподілу каналу на підканали, може обслуговувати одночасно багатьох користувачів (теоретично – до 74-х при смузі 160 МГц). На практиці ж, при використанні смуги 20 МГц, зазвичай обслуговується до 9 користувачів. Вважається, що технологія OFDMA дозволила збільшити швидкість стандарту Wi-Fi 6 у 3-6 разів у порівнянні з попередніми поколіннями (Wi-Fi 2-5).

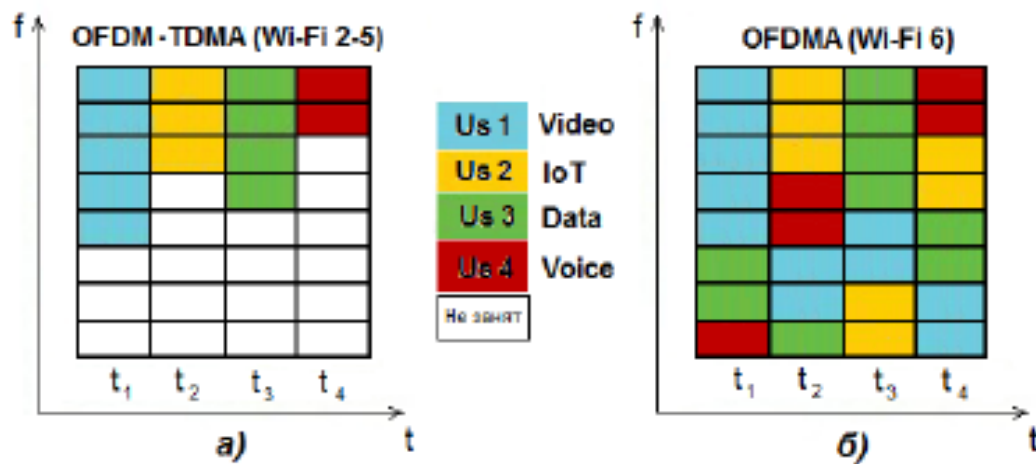


Рисунок 2.11 – Розподіл каналного ресурсу:

- а) при послідовному обслуговуванні користувачів системами Wi-Fi 2-5;
- б) при паралельному обслуговуванні користувачів системами Wi-Fi 6

Варто зазначити, що технологія OFDMA, на відміну від OFDM, не тільки підвищує продуктивність мережі завдяки одночасній передачі даних кільком користувачам без використання «поганих» підмножин підносійних, але й зменшує ефекти загасання радіохвиль, що виникають через багатопроменеве поширення, завдяки можливості застосування частотних стрибків під час передачі.

2.4 Висновки до розділу

Описано принцип функціонування технології OFDM, яка є ефективним інструментом для боротьби з наслідками багатопроменевого поширення радіохвиль, зберігаючи при цьому високу продуктивність радіозв'язкових систем. Зменшення міжсимвольної інтерференції досягається шляхом введення часового захисного інтервалу в структуру OFDM-символу. Щоб усунути міжканальну інтерференцію, необхідна ортогональність підносійних; якщо скалярний добуток між ними дорівнює нулю, енергія взаємодії відсутня.

Також розглянуто додаткові можливості технології OFDM, які допомагають в умовах селективних завмирань сигналу, зокрема, процедуру інтерлівінгу — частотного перемежування. Ця методика в комбінації з виправляючими CRC-кодами виключає втрату даних під час селективних завмирань декількох носійних, що зазвичай призводить до злиття цифрових помилок. Додатково, представлено суть технології OFDMA, яка оптимізована для багатокористувацького доступу, що не лише підвищує продуктивність мережі, але й зменшує ефекти загасання радіохвиль через багатопроменеве поширення завдяки можливості використання частотних стрибків під час передачі.

3 КОМПЕНСАЦІЯ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛІВ В РАДІОКАНАЛАХ З ЗАВМИРАННЯМИ ЗА ДОПОМОГОЮ ЕКВАЛАЙЗЕРІВ

Для покращення роботи системи радіозв'язку в умовах n_{los} і часткової компенсації впливу багатопроменевого поширення сигналів використовуються частотні еквалайзери. Але при зростанні швидкості передачі даних, збільшенні символної швидкості та через ускладнення кодувальних схем, ефективність використання еквалайзерів падає.

3.1 Характеристика еквалізації каналу передачі

Алгоритм демодуляції сигналу полягає в поелементному прийомі та обробці даних у межах кожного тактового інтервалу з прийняттям відповідних рішень. Однак, у практиці цьому процесу заважає міжсимвольна інтерференція, коли сусідні символи накладаються один на одного в часі. Уникнути МСІ можливо, якщо відліки перед і після імпульсу корисного сигналу в межах тактового інтервалу T дорівнюють нулю, що може забезпечити фільтр Найквіста.

При передачі сигналів цифрової модуляції через реальні канали виникають лінійні спотворення. Умовою для безспотвореної передачі сигналу в лінійних системах є стабільна амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) та лінійна фазово-частотна характеристика (ФЧХ). Оскільки реальні канали не відповідають цим вимогам, виникає міжсимвольна інтерференція. Хоча повністю компенсувати її не вдається, можна значно зменшити її вплив за допомогою коригування характеристик каналу, наприклад, з використанням еквалайзерів.

АЧХ еквалайзера повинна забезпечувати частотну незалежність АЧХ лінії передачі та еквалайзера. Еквалайзери, зазвичай, реалізуються як нерекурсивні фільтри. Якщо характеристики радіолінії змінюються в процесі роботи, еквалайзер може бути адаптивним. У часово-інваріантних каналах

характеристики вимірюються, після чого значення вагових коефіцієнтів коригуються. Якщо ці коефіцієнти не змінюються під час передачі, вирівнювання вважається заданим (preset). Один із способів заданого вирівнювання — встановлення вагових коефіцієнтів $\{C_n\}$, на основі середніх знань про канал. Інший метод передбачає передачу настроювальної послідовності, яка порівнюється в приймачі з локально згенерованою, що дозволяє налаштувати вагові коефіцієнти.

Тип вирівнювання, який враховує зміни в каналі, називається адаптивним. Його реалізація може включати періодичну або безперервну корекцію вагових коефіцієнтів. Періодичне коригування здійснюється через передачу початкової комбінації бітів або короткої настроювальної послідовності, відомої приймачеві, що також допомагає визначити початок передачі, встановити рівень автоматичного регулювання підсилення (AGC) і синхронізуватися з прийнятим сигналом.

Безперервне налаштування виконується шляхом заміни тестової послідовності на інформаційні символи, отримані на виході еквалайзера. У цьому випадку використовується метод, керований рішенням (Decision directed), за якого вагові коефіцієнти коригуються на основі сигналу детектора. Існує також еквалайзер DFE, що включає додатковий фільтр на виході детектора, який застосовується в системах з вирішувальним зворотним зв'язком. Таким чином, у системі з DFE функціонують два фільтри (напрямний і зворотний), що сприяє зниженню міжсимвольної інтерференції.

3.2 Лінійні еквалайзери

Фільтрування сигналів — це процес обробки, що має на меті виділити корисну інформацію, тобто сигнали з певними характеристиками. Обробка може виконуватися як аналоговими, так і цифровими методами. Характеристики цифрових фільтрів з фіксованими параметрами зазвичай задаються їх передавальною функцією, яка визначає структуру фільтра та його

обчислювальну складність. Якщо вимоги до передавальної функції неможливо заздалегідь визначити або вони змінюються під час роботи фільтра, доцільно використовувати фільтри зі змінними параметрами, такі як адаптивні.

Адаптивний фільтр має параметри, що змінюються під час роботи залежно від критерію його ефективності. Цей критерій часто полягає в мінімізації певної цільової функції, зазвичай квадратичної функції помилки між бажаним і вихідним сигналами фільтра. Мінімізація цільової функції вказує на те, що вихідний сигнал фільтра близький до бажаного, тобто повторює його форму [13, 14].

Вихідний сигнал адаптивного фільтра наближається до потрібного завдяки зміні вагових коефіцієнтів, які розраховуються на основі обробки вхідних сигналів (або кількох вхідних у багатоканальних випадках). В установлювальному режимі вагові коефіцієнти наближаються до мінімуму цільової функції. Оскільки стан адаптивного фільтра змінюється під час налаштування ваг, його вважають таким, що адаптується до умов. Тому як фільтр, так і алгоритм обчислення вагових коефіцієнтів називають адаптивними.

Прикладом використання адаптивних фільтрів є задача зворотної ідентифікації об'єкта, яка часто застосовується для вирівнювання характеристик електричних каналів зв'язку за допомогою адаптивних еквалайзерів, рис. 3.1.

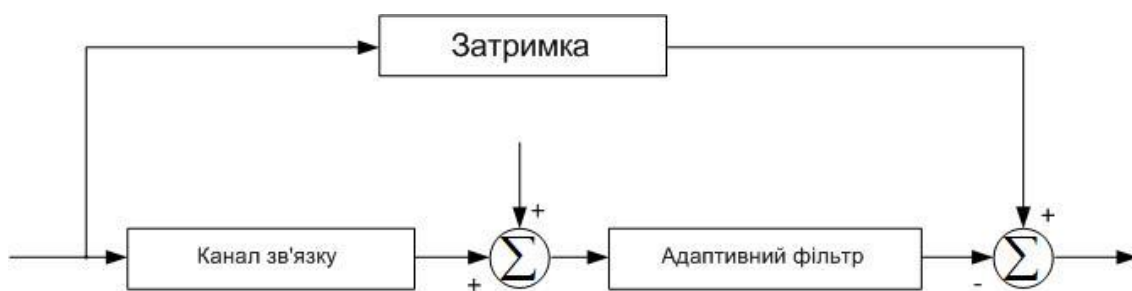


Рисунок 3.1 – Вирівнювання АЧХ електричного каналу зв'язку

Вирівнювання каналу зв'язку є необхідним для компенсації спотворень сигналу, що виникають під час передачі цифрових даних через канали з обмеженою смугою пропускання. Ці спотворення, разом із шумом каналу $z(k)$ (див. рисунок 3.1), впливають на точність визначення відповідності між прийнятим інформаційним символом $\hat{x}(k)$ і символом $x(k)$, що був переданий через канал. Якщо б канал функціонував лише як лінія затримки на час t_0 , оцінка прийнятих сигналів була б значно простішою. Проте більшість каналів зв'язку можуть бути математично представлені як КІХ-фільтри з імпульсним відгуком w (див. рисунок 3.2, а).

Згідно з рисунком 3.2, інформаційні символи передаються з періодом T . У кожен момент часу k , що відповідає цьому періоду, на виході каналу формується зважена сума символів, що передаються послідовно:

$$\tilde{x}(t_0 + kT) = w(t_0)x(t_0 + kT) + \sum_{n \neq k} w(t_0 + kT - nT)x(t_0 - nT). \quad (3.1)$$

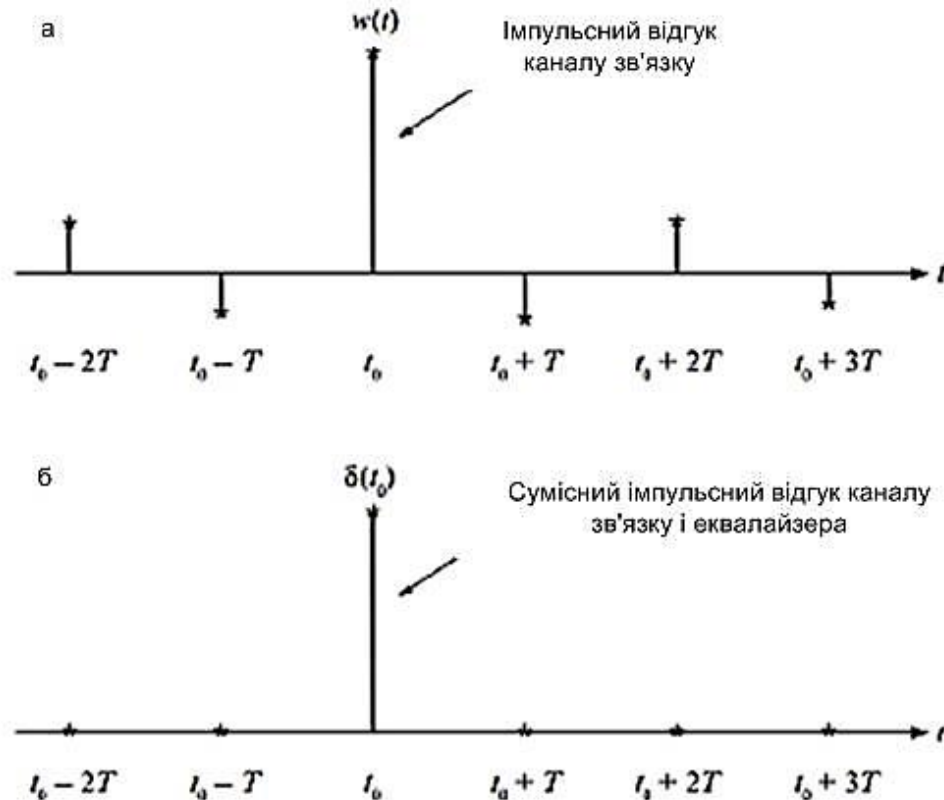


Рисунок 3.2 – Вирівнювання електричного каналу зв'язку

Тут лише один символ містить актуальну інформацію, а решта терміни формули представляють собою шум, що не спотворює правильну фіксацію символів на приймальному боці. Для підвищення вірогідності правильної реєстрації прийнятих символів використовуються еквалайзери — пристрої, які зменшують спотворення сигналу.

Еквалайзер функціонує таким чином, що його амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) наближається до АЧХ зворотного каналу зв'язку. Це забезпечує рівномірність спільної АЧХ каналу та еквалайзера. Як результат, згортка імпульсних відгуків каналу w і еквалайзера h у моменти часу kT стає близькою до дельта-функції (див. рисунок 3.2, б), що зменшує спотворення сигналу. У такому випадку вихідний сигнал еквалайзера визначається формулою:

$$y(t_0 + kT) = \delta(t_0)x(t_0 + kT) + 0, \quad (3.2)$$

що вказує на можливість правильного виявлення, оцінки та декодування інформаційного символу.

Рисунок 3.1 ілюструє задачу ідентифікації лінійної системи, яка визначає затримку прийому переданого сигналу. Відомо, що імпульсна характеристика лінії затримки відповідає дельта-функції (один ненульовий ваговий коефіцієнт), а її АЧХ є рівномірною. Ідентифікація імпульсної характеристики лінії затримки здійснюється через каскадне з'єднання КІХ-фільтра з фіксованими ваговими коефіцієнтами (канал зв'язку) та КІХ-фільтра з змінними ваговими коефіцієнтами (адаптивного фільтра). Це означає, що згортка фіксованого імпульсного відгуку каналу зі змінним імпульсним відгуком адаптивного фільтра в процесі адаптації наближається до дельта-функції, внаслідок чого АЧХ стає рівномірною. Для досягнення цієї умови АЧХ адаптивного фільтра має під час налаштування наближатися до зворотної АЧХ каналу зв'язку.

Рисунок 3.1 демонструє лише принцип роботи еквалайзера. В реальності необхідний сигнал не передається окремо через канал зв'язку, а формується на

приймальній стороні під час встановлення протоколу модему, коли відома (тренувальна) послідовність символів передається модемом з інформаційного джерела на іншому кінці каналу. Після налаштування адаптивного фільтра еквалайзера, тобто коли канал зв'язку вирівняно, починається передача невідомих даних замість відомої тренувальної послідовності. У цьому випадку сигнал $d(k)$ представлений як $\tilde{y}(k)$, тобто вихідний сигнал адаптивного фільтра $y(k)$, «квантований» за критерієм мінімальної відстані до елементів алфавіту переданих даних.

Існує два типи еквалайзерів (див. рисунок 3.3): без зворотного зв'язку та із зворотним зв'язком. Адаптивний фільтр еквалайзера зі зворотним зв'язком можна розглядати як двоканальний адаптивний фільтр. Еквалайзери з таким зворотним зв'язком забезпечують кращу якість вирівнювання характеристик каналу, оскільки вихідний сигнал після "навчання" частково формується з уже раніше прийнятих "правильних" символів [8].

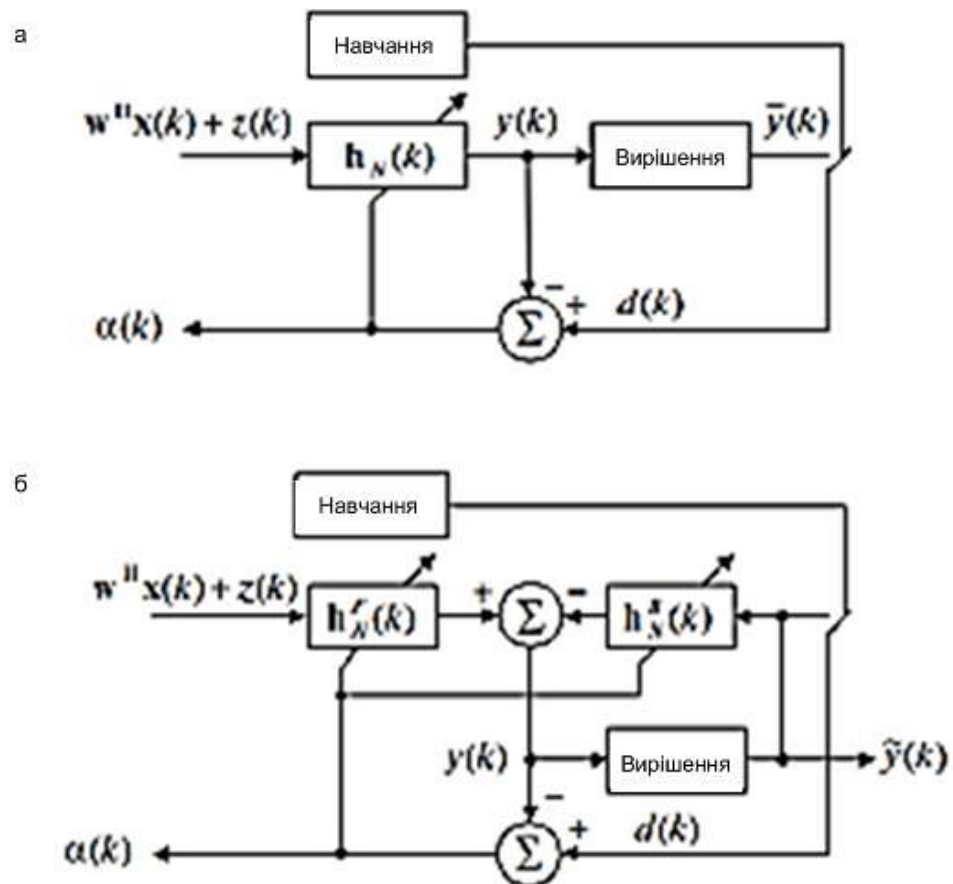


Рисунок 3.3 – Адаптивні еквалайзери: а – без зворотного зв'язку;

б – зі зворотним зв'язком

Для визначення адаптації та працездатності можна використати вираз:

$$y = V \cdot \beta, \quad (3.3)$$

де y - вихідний сигнал; V – матриця термів; β – коефіцієнти, які визначаються у процесі адаптації.

З метою подальших перетворень помножимо обидві частини виразу (3.3) на V^T :

$$V^T \cdot y = V^T \cdot V \cdot \beta. \quad (3.4)$$

Помножимо ліву та праву частини рівності (3.4) на множник $(V^T V)^{-1}$

$$(V^T V)^{-1} V^T \cdot y = (V^T V)^{-1} V^T \cdot V \cdot \beta. \quad (3.5)$$

Обчислення вектора коефіцієнтів β :

$$\beta = (V^T V)^{-1} V^T \cdot y. \quad (3.6)$$

$$R_x = (V^T V); R_y = V^T \cdot y. \quad (3.7)$$

$$\beta = R_x^{-1} \cdot R_y. \quad (3.8)$$

$$V = \begin{pmatrix} x_{k-n} & \cdots & x_k & \cdots & x_{k+n} \\ \vdots & \cdots & \ddots & \cdots & \vdots \\ x_{k+s-n} & \cdots & x_{k+s} & \cdots & x_{k+s+n} \end{pmatrix}. \quad (3.9)$$

$$y_l = \sum_{n=0}^N \beta_n \cdot x(k-n) = V \cdot \vec{\beta}. \quad (3.10)$$

$$\vec{\beta} = [\beta_{-N}, \beta_{1-N}, \dots, \beta_N]. \quad (3.11)$$

Схема адаптивного лінійного еквайзера представлена на рисунку 3.4. Зазначимо, що алгоритм пошуку коефіцієнтів відповідно до (3.6) збігається з методом найменших квадратів.

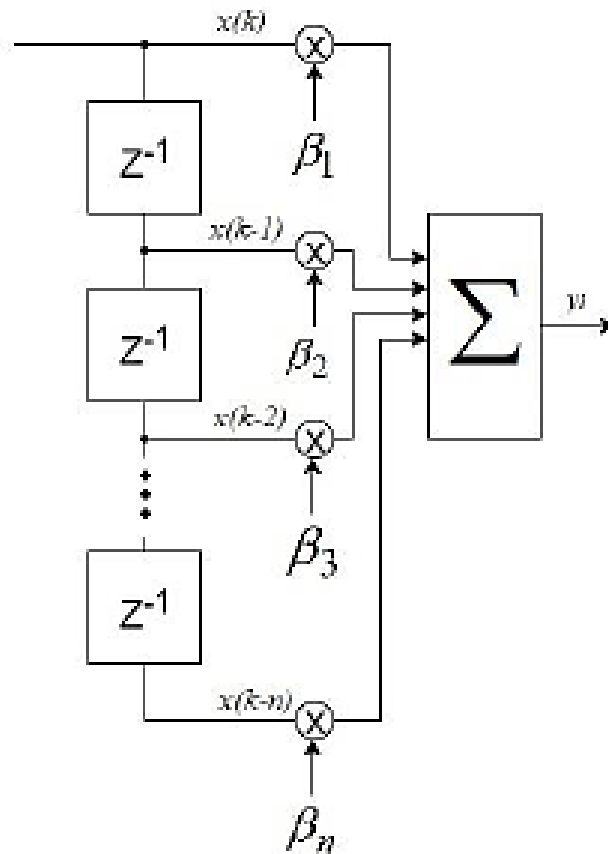


Рисунок 3.4 – Адаптивний лінійний еквалайзер

Він може бути використаний для розв'язання перевизначених систем рівнянь (коли кількість рівнянь перевищує кількість невідомих), для знаходження розв'язків у звичайних (не перевизначених) нелінійних системах, а також для апроксимації точкових значень певної функції. Метод найменших квадратів є одним із основних підходів у регресійному аналізі для оцінки невідомих параметрів регресійних моделей на основі вибіркового даних [13, 14].

3.3 Висновки до розділу

Еквалайзери використовуються в системах безпроводного зв'язку як засоби, що допомагають хоча б частково уникнути виникнення та наслідків міжсимвольної інтерференції. Еквалайзер — це адаптивний фільтр, який налаштовується для максимально ефективного очищення сигналу на виході від міжсимвольних спотворень. Він призначений для компенсації різниці в

затримках між окремими компонентами сигналу, які сумуються на вході приймача при багатопроменевому поширенні. Еквалайзер впливає на модель каналу і коригує сигнал. У специфікації GSM робота еквалайзера базується на алгоритмі VITERBI. Дослідження показали, що в системах широкосмугового доступу еквалізація не є достатньо ефективною для боротьби з наслідками багатопроменевого поширення радіохвиль, але все ж може підвищити вірогідність правильного розпізнавання прийнятих символів.

4 ТЕХНОЛОГІЇ РОЗНЕСЕНОГО ПРИЙОМУ

Істотне спотворення, яке вносить радіоканал, полягає у замираннях, що виникають через багатопроменеве поширення сигналу, особливо в умовах міської забудови. Для мінімізації впливу цих замирань на якість зв'язку застосовують кілька технологій, однією з яких є рознесений прийом. Суть цієї технології полягає в тому, що сигнал приймається через різні канали, на яких реалізовано кілька варіантів переданого сигналу, і їх результативно додають з урахуванням ваги кожного з них. Це дозволяє збільшити ймовірність того, що хоча б один канал забезпечить прийом сигналу з необхідною якістю, оскільки ймовірності додаються.

Рознесення сигналу може бути явним та неявним.

Явне рознесення передбачає надмірну передачу сигналу — один і той самий сигнал передається через кілька ресурсних елементів каналу, таких як тайм-слоти, частоти, коди тощо. На приймальній стороні всі варіанти сигналу детектуються і потім додаються.

Неявне рознесення передбачає, що сигнал передається лише один раз, а різні його реалізації виникають через властивості середовища поширення (наприклад, відбиття або заломлення). З допомогою складної обробки цих реалізацій можна досягти необхідної якості каналу доступу. Прикладом неявного рознесення є RAKE-приймач, який використовує багатопроменеве поширення сигналу у складних умовах (наприклад, у міських умовах), де різні траєкторії сигналу мають різні часи затримки, і здійснює їх оптимальне підсумовування.

У мережах абонентського доступу використовуються різні типи рознесеного прийому:

- Просторове рознесення;
- Частотне рознесення;
- Часове рознесення;
- Багатопроменеве рознесення;

- Поляризаційне рознесення.

Також розрізняють рознесення: при передачі (явне) та на прийомі (як явне, так і неявне).

Підсумовування сигналів, отриманих через різні канали, здійснюється на векторній основі. Існує три основні методи:

1. **Максимальний сигнал:** приймач аналізує відношення сигнал/шум для кожного каналу рознесеного прийому та вибирає сигнал з найбільшим відношенням для подачі на вихід.
2. **Оптимальне вагове підсумовування:** для подачі на вихід вибирається сигнал з найкращим відношенням сигнал/шум, при цьому різні варіанти сигналу вирівнюються по фазі і підсилюються пропорційно їх амплітуді.
3. **Рівноважне підсумовування:** після вирівнювання фаз різні варіанти сигналу додаються з однаковими ваговими коефіцієнтами, що робить конструкцію приймального обладнання простішою.

Попереднє фазування (вирівнювання по фазі) дозволяє реалізувати когерентне додавання сигналів, що забезпечує максимальне значення відношення сигнал/шум як при оптимальному ваговому, так і при рівноважному додаванні.

4.1 Просторове рознесення

Просторове (антенне) рознесення полягає в обробці сигналів, що приймаються через принаймні дві антени, розташовані на різних відстанях одна від одної. Відстань між антенами приймальної системи має бути не менше 10 довжин хвиль прийнятих коливань, щоб забезпечити некорельовані завмирання сигналу в різних каналах рознесення. Це значно знижує ймовірність того, що сигнал буде сильно ослаблений через завмирання на обох антенах одночасно.

Покращення якості прийому потребує ускладнення приймального обладнання. Прикладом використання просторового рознесення є стандарт

бездротової телефонії DECT, де на базових станціях застосовуються дві антени, рознесені просторово.

4.2 Частотне рознесення

Частотне рознесення полягає в передачі одного і того ж сигналу через кілька носійних, рознесених по різних частотах. При цьому відстань між частотами повинна бути достатньо великою, щоб завмирання в різних каналах не корелювали між собою. Підвищення якості прийому при частотному рознесенні також вимагає ускладнення приймального обладнання. Однак основним недоліком, що обмежує використання цієї технології, є збільшене споживання спектральних ресурсів.

4.3 Часове рознесення

Часове рознесення полягає в передачі одного й того ж сигналу через кілька тайм-слотів, які мають бути достатньо рознесеними. Рознесення часових слотів повинно бути таким, щоб тривалість інтервалу між ними перевищувала тривалість завмирання сигналу, а завмирання в кожному інтервалі не були корельовані між собою.

Ця технологія є актуальною для каналів з відносно швидкими завмираннями, коли тривалість завмирання невелика. Для каналів з повільними завмираннями потрібно застосовувати значно більші часові інтервали, що може призвести до неприпустимої затримки передачі і знизити загальну ефективність мережі доступу. Повторювані символи додаються в приймачі відповідним чином.

4.4 Багатопроменеве рознесення

4.4.1 Загальна характеристика

Технологія багатопроменевого рознесення змінює підхід до багатопроменевості, яку раніше розглядали як фактор, що призводить до спотворення сигналу. Насправді, будь-яка перешкода, що спрямовує частину енергії сигналу до приймача, надає перевагу — енергія, яка в іншому випадку була б втрачена, тепер використовується. Якщо сформувати сигнал так, щоб його реалізації могли бути окремо розпізнані при прийомі, енергія, що надійшла через різні траєкторії, може бути використана для покращення характеристик системи доступу, порівняно з ситуацією, коли багатопроменевості не було.

Багатопроменеве рознесення засноване на прийомі символів, що надійшли через різні траєкторії, сформовані в кожен момент часу завдяки природним перешкодам. Ця технологія широко використовується в системах з кодовим поділом каналу (CDMA), де затримки, які вносяться різними траєкторіями, не повинні перевищувати тривалість чіпа послідовності, яка при цьому повинна бути "білою". Приймачем є узгоджений фільтр, або корелятор, здатний розрізняти компоненти сигналу, що надійшли різними шляхами. Сигнали різних траєкторій виділяються через кореляційну обробку з використанням розширюючої чіпової послідовності, після чого вони додаються оптимальним чином.

Використання багатоканального прийому в безпроводних системах залежить від конкретних умов. У складних умовах, наприклад у міських середовищах з багатопроменевим поширенням хвиль, більша кількість каналів може бути кориснішою. Проте у стандартних умовах або при обмежених ресурсах приймач з меншою кількістю каналів може бути достатнім для виконання більшості завдань. Однак ми розглядаємо найскладніший випадок — роботу в умовах відсутності прямої видимості, коли на вході приймача

формується складений сигнал, що є сумою сигналів, отриманих різними шляхами.

Багатопроменеве поширення сигналів є одним з основних джерел завад у безпроводному зв'язку. Теорія алгоритмів обробки сигналів, що враховують флуктуаційний шум і зовнішні завади, а також частотно-селективні завмирання, викликані багатопроменевим поширенням, продовжує активно розвиватися, що підтверджується великою кількістю публікацій з цієї теми [5–9]. Для подолання негативних ефектів багатопроменевого поширення доцільно використовувати широкосмугові системи з складеними сигналами, що дають змогу активно боротися з наслідками цього явища і використовувати його для підвищення точності передачі інформації.

Відповідно до загальної теорії інформації, складені сигнали характеризуються високою надмірністю, і їх прийом можна здійснювати як у цілому, так і поелементно. Однак тільки при обробці складеного сигналу в цілому можливе ефективне роздільне приймання променів при багатопроменевому поширенні і реалізація всіх переваг такої обробки. Тому сьогодні важливою задачею є розробка алгоритмів для оптимальної обробки складених сигналів у широкосмугових системах зв'язку, що дозволить комплексно підходити як до дослідження самих сигналів, так і до методів їх приймання [9-14].

4.4.2 Багатопроменевий прийом складених сигналів

Методи прийому складених сигналів у багатопроменевому каналі зв'язку є комбінаціями підходів до прийому як окремих променів, так і елементів складеного сигналу в цілому. Розглянемо ці методи більш детально.

Використання складених сигналів, що мають певну автокореляційну функцію, дозволяє виконувати роздільний прийом сигналів, що надійшли через різні траєкторії в багатопроменевому каналі. У такому каналі кожен вхідний промінь несе частину інформації про переданий сигнал, і використання всіх променів повинно підвищити точність передачі. Це можна досягти шляхом

додавання роздільно прийнятих променів. Поділ променів необхідний саме для того, щоб їх можна було коректно додавати. У деяких методах прийому промені додаються без попереднього розділення.

Задача додавання променів подібна до задачі додавання сигналів при рознесеному прийомі та прийомі сигналів з надмірністю. Це завдання оптимального використання надмірності прийнятих сигналів вирішується методами прийому в цілому. Розглядаючи окремо прийняті промені як частини одного сигналу, на основі алгоритмів прийому в цілому можна побудувати алгоритми для їх додавання.

У загальному випадку оптимальні алгоритми прийому складених сигналів у багатопробієвому каналі можуть бути розроблені за допомогою критерію ідеального спостерігача. Алгоритми додавання променів в цьому контексті зазвичай збігаються з алгоритмами прийому в цілому. Тому методи додавання променів класифікуються відповідно до методів прийому в цілому. Таким чином, методи прийому складених сигналів у багатопробієвому каналі формуються як комбінація підходів до прийому як променів, так і елементів складеного сигналу.

Далі розглянемо методи прийому складених сигналів на прикладах когерентного прийому в цілому і некогерентного прийому з когерентним додаванням променів та елементів.

У цілому сигнал за умови когерентного прийому при передачі r -го варіанта ($r = 1, 2, \dots, m$) можна представити як:

$$x(t) = \sum_{i=1}^L \mu_i \sum_{k=1}^N a_{kr} \cos[\omega_{kr}(t - \Delta t_i) + \varphi_{kr} + \varphi_{ik}] + n(t) = \sum_{i=1}^L \mu_i \sum_{k=1}^N s_{kr} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] + n(t), \quad (4.1)$$

де $\sum_{k=1}^N a_{kr} \cos[\omega_{kr}t + \varphi_{kr}] = \sum_{k=1}^N s_{kr}(t) = s_r(t)$ – складений сигнал, що відповідає передачі r -го символу і складається з N взаємоортогональних елементів на інтервалі посилки T ; φ_{ik} – невизначена фаза k -го елемента сигналу в i -му промені; L – число прийнятих променів; μ_i – коефіцієнт передачі i -го

променя; Δt_i – затримка i -го променя відносно першого; $n(t)$ – флуктуаційна завада.

Відповідно до прийнятого критерію ідеального спостерігача приймач при рівноімовірних символах повинен прийняти рішення про передачу r -го символу, якщо при всіх $r \neq q$ ($q = 1, 2, \dots, m$):

$$\omega \left[x(t) / s_r(t) \right] > \omega \left[x(t) / s_q(t) \right], \quad (4.2)$$

де $\omega \left[x(t) / s_r(t) \right]$ – умовна щільність імовірності прийому сигналу $x(t)$ при передачі $s_r(t)$, яка дорівнює щільності імовірності реалізації завади $n(t)$, вираженої у наступному вигляді:

$$n(t) = x(t) - \sum_{i=1}^L \mu_i \sum_{k=1}^N s_{kr}[(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}]. \quad (4.3)$$

На інтервалі $(0-T)$ щільність імовірності заданої реалізації завади запишеться:

$$\omega[n(t)] = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi v_0^2 \Delta F} \right)^B} \exp \left[-\frac{1}{v_0^2} \int_0^T n^2(t) dt \right], \quad (4.4)$$

де v_0^2 – спектральна щільність завади; $B = 2\Delta F T$ – розмірність простору завади (подвоєний добуток смуги пропускання каналу на тривалість реалізації).

Підставимо (4.3) в (4.4) і отримаємо:

$$\omega \left[x(t) / s_r(t) \right] = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi v_0^2 \Delta F} \right)^B} \exp \left[-\frac{1}{v_0^2} P_{\text{np}} T - \frac{1}{v_0^2} \int_0^T \mu_i^2 P_r T dt \right] \times$$

$$\begin{aligned} & \times \exp \left\{ \frac{2}{v_0^2} \sum_{i=1}^L \mu_i \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i+T} x(t) \sum_{k=1}^N s_{kr} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] dt \right\} \times \\ & \exp \left\{ \frac{1}{v_0^2} \sum_{i,j}^L \mu_i \mu_j \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i+T} \sum_{k=1}^N s_{kr} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] \sum_{k=1}^N s_{kr} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] dt \right\}, \end{aligned} \quad (4.5)$$

де $P_{\text{пр}} = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt$ – потужність прийнятого сигналу; $P_r = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i+T} \{ \sum_{k=1}^N s_{kr} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] \}^2 dt$ – потужність r -го варіанта сигналу.

Якщо виконати низку перетворень (4.1)...(4.5), то можна отримати оптимальне правило рішення про прийом r -го символу для систем з активною паузою ($P_r = P_q$) за умови повністю відомого сигналу

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^L \mu_i \sum_{k=1}^N \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i+T} x(t) s_{kr} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] dt \\ & > \sum_{i=1}^L \mu_i \sum_{k=1}^N \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i+T} x(t) s_{kq} [(t - \Delta t_i) - \varphi_{ik}] dt \end{aligned} \quad (4.6)$$

Вираз (4.6) – це алгоритм когерентного додавання променів при когерентному прийомі елементів сигналу. На рисунку 4.1 наведена структурна схема приймача, що реалізує алгоритм (4.6).

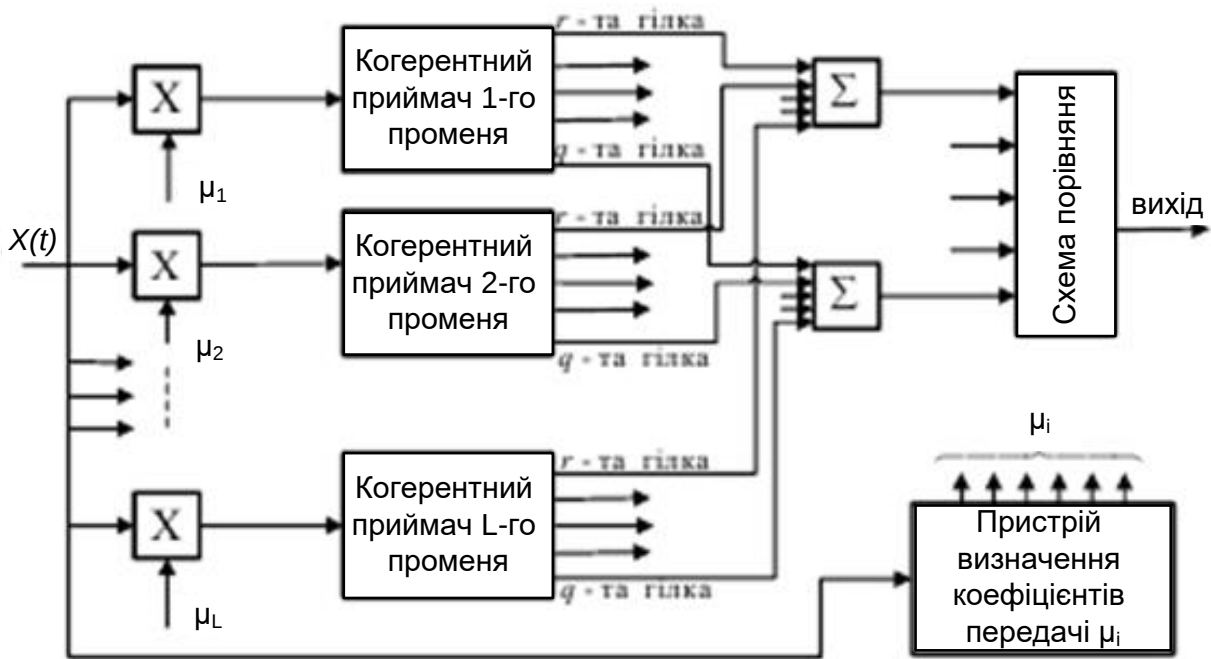


Рисунок 4.1 – Структурна схема приймача когерентного прийому у багатопроменовому каналі

Відповідно до алгоритму (4.6) кожен промінь приймається когерентно, а після цього всі промені додаються з урахуванням коефіцієнта передачі променя μ_i .

Приймач складається з L когерентних приймачів для окремих променів, на входи яких подається сигнал, враховуючи коефіцієнт передачі кожного конкретного променя. Сигнали з виходів приймачів, що відповідають однаковим варіантам сигналів різних променів, додаються й передаються на порівняльну схему. Окрім того, приймач оснащений пристроєм для визначення коефіцієнтів передачі прийнятих променів.

Якщо вибрати межі інтегрування так, щоб час аналізу сигналу (від 0 до T) був спільним для всіх променів, і при цьому сусідні посилки сигналу не перекривалися, то алгоритм (4.6) можна подати також у вигляді:

$$\sum_{k=1}^N \int_0^T \sum_{i=1}^L \mu_i x[(t + \Delta t_i) + \varphi_{ik}] s_{kr}(t) dt > \sum_{k=1}^N \int_0^T \sum_{i=1}^L \mu_i x[(t + \Delta t_i) + \varphi_{ik}] s_{kq}(t) dt \quad (4.7)$$

де Δt_i – затримка i -го променя по відношенню до останнього прийнятого.

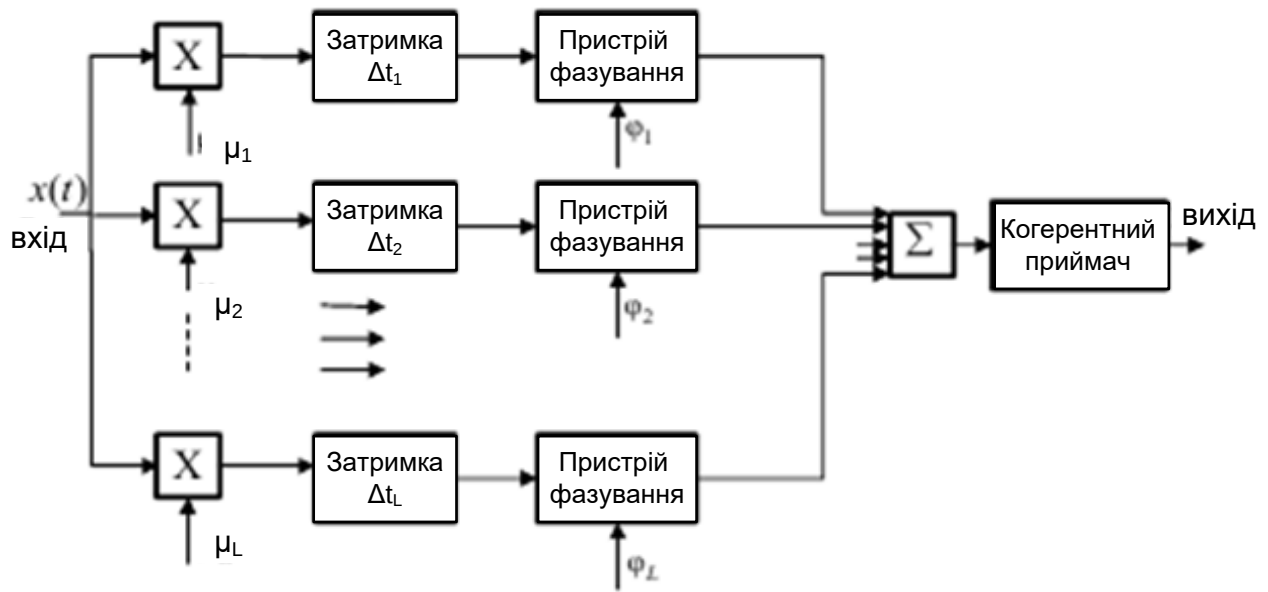


Рисунок 4.2 – Структурна схема когерентного приймача при додаванні променів на його вході

Алгоритм (4.7) відрізняється від стандартного алгоритму когерентного прийому складених сигналів тим, що тут аналізується сумарний сигнал, складові якого затримані та сфазовані відповідно до розташування прийнятих променів. На рис. 4.2 представлена структурна схема приймача, що реалізує алгоритм (4.7) у випадку, коли фаза сигналу в кожному промені однакова для всіх елементів, тобто $\varphi_{ik} = \varphi_i$.

Приймач має L гілок для підстроювання і фазування сигналу, що відповідають кількості прийнятих променів. У кожній гілці сигнал множиться на коефіцієнт передачі променя μ_i і затримується на час Δt_i що визначає затримку цього променя відносно останнього. Далі здійснюється корекція фази, щоб усі промені на виході гілок мали однакову невизначену фазу.

На виході гілок сигнали підсумовуються і передаються на когерентний приймач складених сигналів. Крім того, приймач оснащений пристроями для визначення коефіцієнтів передачі променів μ_i , затримок Δt_i та невизначених фаз φ_i .

Тепер визначимо алгоритм некогерентного оптимального прийому за умов, коли в місці прийому відомі коефіцієнти передачі променів μ_i . Невизначені фази елементів сигналу у всіх променях φ_{ik} однакові, але невідомі, тобто $\varphi_{ik} = \varphi_i$. Якщо ж фази відрізняються, то вони коригуються, створюючи фазування всіх променів (і, якщо необхідно, елементів). Умовна щільність ймовірності прийому сигналу $x(t)$ при передачі $s_r(t)$:

$$\omega \left[\frac{x(t)}{s_r(t)} \right] = A \cdot \exp \left[-\frac{1}{v_0^2} P_{\text{пр}} T - \frac{1}{v_0^2} \sum_{i=1}^L \mu_i^2 P_r T \right] \times \exp \left\{ \frac{2}{v_0^2} \sum_{i=1}^L \mu_i \sum_{k=1}^N \left[\cos \varphi_{ik} \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i + T} x(t) s_{kr}(t - \Delta t) dt + \sin \varphi_{ik} \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i + T} x(t) s_{kr}^*(t - \Delta t) dt \right] \right\}, \quad (4.8)$$

де $s_{kr}^*(t - \Delta t)$ – функція, сполучена по Гільберту з $s_{kr}(t - \Delta t)$; $A = \frac{1}{\left(\sqrt{2\pi v_0^2 \Delta F} \right)^B}$;

$P_{\text{пр}} = \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt$ – потужність прийнятого сигналу;

$P_{\text{пр}} = \frac{1}{T} \int_{\Delta t_i}^{\Delta t_i + T} \left\{ \sum_{k=1}^N s_{kr}[(t - \Delta t) - \varphi_{ik}] \right\}^2 dt$ – потужність r -го варіанту сигналу.

Для знаходження оптимального алгоритму прийому виконаємо усереднення (4.8) по всіх можливих значеннях фази φ в інтервалі $0-2\pi$, вважаючи, що всі значення рівноімовірні:

$$\omega \left[\frac{x(t)}{s_r(t)} \right] = \int_0^{2\pi} \omega \left[\frac{x(t)}{s_r(t)}, \varphi \right] \omega(\varphi) d\varphi = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \omega \left[\frac{x(t)}{s_r(t)}, \varphi \right] \omega(\varphi) d\varphi. \quad (4.9)$$

Після усереднення отримаємо:

$$\omega \left[\frac{x(t)}{s_r(t)} \right] = A \exp \left[-\frac{1}{v_0^2} P_{\text{пр}} T - \frac{1}{v_0^2} \sum_{i=1}^L \mu_i^2 P_r T \right] \times I_0 \left[\frac{2\mu_i}{v_0^2} V_r \right], \quad (4.10)$$

де I_0 – модифікована функція Беселя нульового порядку.

Для систем з активною паузою запишемо правило рішення про прийом r -го символу:

$$\ln I_0 \left[\frac{2\mu_i}{v_0^2} V_r \right] > \ln I_0 \left[\frac{2\mu_i}{v_0^2} V_q \right]. \quad (4.11)$$

Величини V_r і V_q є геометричною сумою векторів, які відповідають сигналам різних променів, що додаються когерентно, оскільки мають однакову фазу [10].

Виходячи з того, що $\ln I_0(x)$ при $x > 0$ є монотонною функцією, правило (4.11) можна спростити до вигляду:

$$V_r > V_q. \quad (4.12)$$

Для алгоритму (4.12) стосовно променів виконуються ті ж операції, що і для елементів при некогерентному прийомі з когерентним накопиченням. Таким чином, оптимальним методом прийому, коли фази сигналів всіх променів невідомі, але рівні, є некогерентний прийом з когерентним додаванням променів і елементів.

Величину V_r можна також представити у вигляді:

$$V_r = \sqrt{\left[\sum_{k=1}^N \int_0^T \sum_{i=1}^L \mu_i x[(t - \Delta t_i)] s_{kr}(t) dt \right]^2 + \left[\sum_{k=1}^N \int_0^T \sum_{i=1}^L \mu_i x[(t - \Delta t_i)] s_{kr}^*(t) dt \right]^2} \quad (4.13)$$

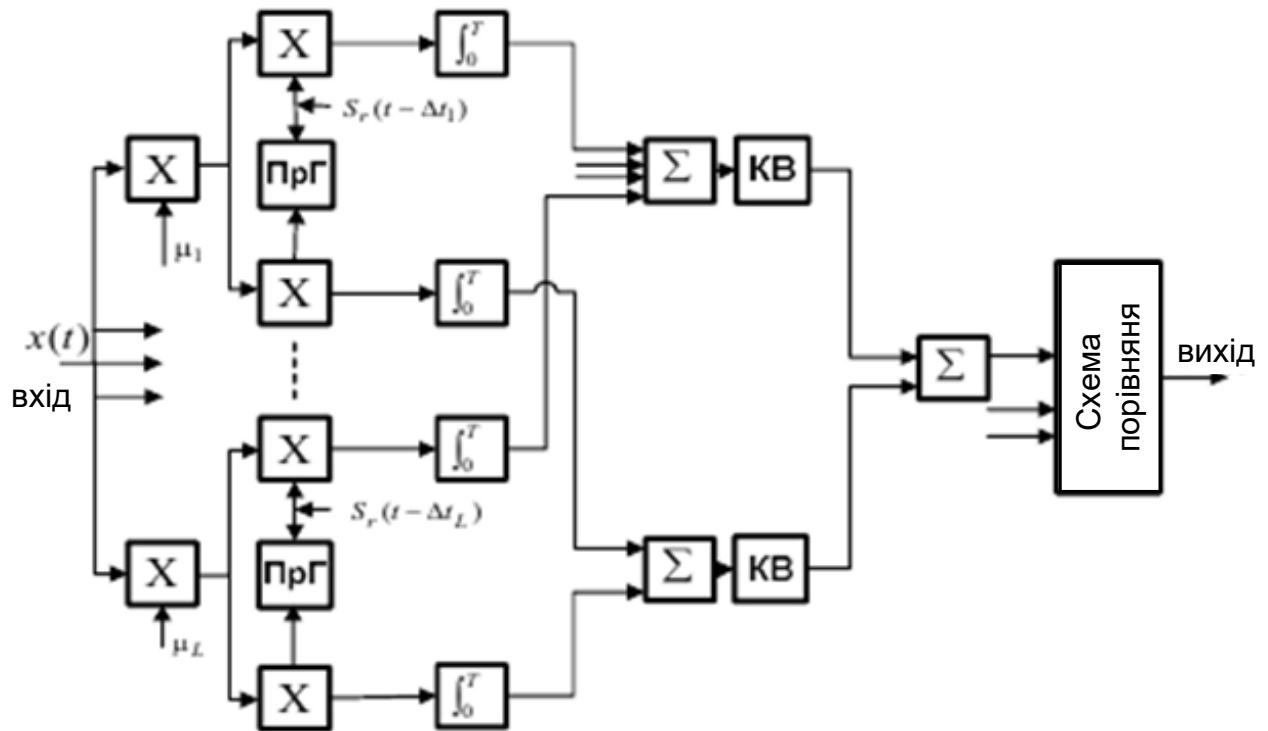


Рисунок 4.3 – Структурна схема некогерентного приймача з когерентним додаванням променів і елементів сигналу

Структурна схема приймача, який реалізує алгоритм (4.12) для обчислення за формулою (4.13), є аналогічною схемі, показаній на рис. 4.2, але з заміною когерентного приймача на некогерентний. Такий приймач можна реалізувати за допомогою будь-якого з розглянутих методів. Якщо ж промені, що надходять, мають однакову фазу, то потреба в пристроях фазування променів відпадає.

Структурна схема гілки приймача для обчислення величини V_r відповідно до (4.13) зображена на рис. 4.3. Приймач у загальному вигляді повинен включати пристрої для визначення коефіцієнтів передачі μ_i , затримок Δt_i і генератор сигналів $(t - \Delta t_i)$.

Далі розглянемо вирази для ймовірностей помилки при когерентному та оптимальному некогерентному методах прийому для деяких видів складених сигналів у двійкових системах, адаптуючи відомі вирази для поелементного прийому [4, 8].

Когерентний метод прийому в цілому. Вираз для ймовірності помилки в цьому випадку:

$$\rho_{\text{км}} = F(\gamma\sqrt{Nh_k}), \quad (4.14)$$

де $F(x) = \frac{1}{2\pi} \int_x^\infty \exp\left(-\frac{y^2}{2}\right) dy$; γ – коефіцієнт, що дорівнює $\sqrt{2}$ для систем з протилежними сигналами; 1 – для систем з ортогональними сигналами з активною паузою; $1/\sqrt{2}$ – для систем з пасивною паузою.

Для систем з однократною ФРМ імовірність має вигляд:

$$\rho_{\text{фрм}} = 2F(\sqrt{2}\sqrt{Nh_k}). \quad (4.15)$$

Некогерентний прийом з когерентним накопиченням. При прийомі ортогональних сигналів з активною паузою [9] імовірність помилки дорівнює:

$$\rho_{\text{опт}} = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{Nh_k^2}{2}\right), \quad (4.16)$$

при прийомі сигналів з однократною ФРМ:

$$\rho_{\text{фрм}} = \frac{1}{2} \exp(-Nh_k^2). \quad (4.17)$$

Можна навести вирази імовірності помилки для двох видів прийому у багатопозиційних системах з числом варіантів сигналу m . Якщо має місце когерентний прийом в цілому при прийомі ортогональних сигналів з активною паузою:

$$\rho_{\text{опт}} \approx \sqrt{m-1} \exp\left(-\frac{Nh_k^2}{2} - 1,4\right). \quad (4.18)$$

Якщо ведеться прийом складених сигналів з багатократною ФРМ

$$\rho_{\text{фрм}} \approx 2F \left(\sqrt{2} \sqrt{N h_k} \sin \left| \frac{\pi}{2^n} \right| \right), \quad (4.19)$$

де n – кратність системи; $m = 2^n$.

Некогерентний прийом з когерентним накопиченням при прийомі ортогональних сигналів з активною паузою [10]:

$$\rho_{\text{опт}} = \sum_{n=1}^{m-1} (-1)^{n+1} C_{m-1}^n \frac{1}{n+1} \exp \left(-\frac{n}{n+1} N h_k^2 \right), \quad (4.20)$$

$$\text{де } C_{m-1}^n = \frac{(m-1)!}{n!(m-1-n)!}.$$

Отже, відповідно до виразів 4.15)...(4.20) імовірність помилки при когерентному та некогерентному з когерентним накопиченням методах прийому при рівній енергії складених сигналів не залежить від бази і смуги частоти сигналу.

4.5 Висновки до розділу

Розглянуто технології рознесеного прийому, які використовуються для підвищення надійності роботи безпроводних систем в умовах багатопроменевого поширення сигналів. До таких технологій відносять: просторове, частотне, часове та багатопроменеве рознесення. Останнє проаналізовано найбільш детально.

Встановлено, що за умови відомих фаз сигналів всіх променів при прийомі складених сигналів у багатопроменевому каналі застосовується когерентний метод прийому, при якому кожен промінь приймається когерентно, а потім промені додаються з урахуванням коефіцієнтів їх передачі. Якщо ж фази сигналів невідомі, але однакові для всіх променів, то використовується некогерентний метод прийому з когерентним додаванням променів та елементів. Показник V_r є геометричною сумою векторів, що відповідають сигналам різних променів, які складаються когерентно. Визначено

ймовірності помилки для різних методів прийому складених сигналів за наявності флуктуаційних завад. З'ясовано, що завадостійкість як когерентного методу прийому в цілому, так і некогерентного прийому з когерентним накопиченням не залежить від бази сигналу.

5 АДАПТИВНІ АНТЕННІ СИСТЕМИ

Адаптивні антенні системи (AAS) є додатковим елементом стандарту 802.16. Вони володіють властивістю формування променя, що дозволяє регулювати їх фокус у конкретних напрямках. Це означає, що під час передачі сигнал обмежується лише в потрібному напрямку (до приймача), подібно до роботи прожектора. При прийомі сигналу AAS може зосереджуватися лише на тому напрямку, з якого він надходить. Ці системи також здатні знижувати інтерференцію від сусідніх каналів. AAS вважаються перспективними для покращення повторного використання спектра і потужності в мережах WiMAX.

Ключова особливість стандарту IEEE 802.16, що відрізняє його від стандартів IEEE 802.11 a/b/g, – це наявність вбудованої підтримки адаптивних антенних систем (AAS). Хоча підтримка AAS не є обов'язковою вимогою стандарту, ці системи зазвичай використовують секторні направлені антени, тобто складаються з кількох антенних елементів. Використання AAS дозволяє значно підвищити потенційну пропускну здатність мережі, оскільки в різних секторах базових станцій можна одночасно використовувати одні й ті самі канали (як частотні, так і в форматі OFDMA). Крім того, направлені антени зменшують загальну випромінювану потужність, що знижує рівень міжканальної інтерференції. Важливим аспектом є також використання багатoelementних антенних систем для покращення сигналу в каналах з загасанням, оскільки це дозволяє застосовувати методи просторово-часового кодування (рознесення).

Підтримка AAS в специфікації IEEE 802.16 передбачає модифікацію протоколів на фізичному та MAC-рівнях, а також використання спеціальних управляючих і контрольних повідомлень для роботи з адаптивними антенами. Стандарт дозволяє передавати як неспрямований, так і спрямований трафік в одному кадрі з використанням AAS. Для розмежування зон трафіку AAS та не-AAS використовуються спеціальні повідомлення.

Принцип роботи з AAS в режимах OFDM та OFDMA, а також у SCa, схожий. У режимі AAS існують два основні методи призначення каналних ресурсів: сканування карт (Diversity-Map Scan) та пряма сигналізація (Direct Signaling).

Метод прямої сигналізації (Direct Signaling Method) передбачає послідовний розподіл носійних AMC і потребує точної просторової селекції каналів, що дозволяє підвищити ємність системи. У кожному кадрі в AAS-зоні виділяється від одного до чотирьох каналів для доступу і розподілу ресурсів BWAA (Bandwidth Allocation/Access). Кожен BWAA-канал складається з двох субканалів, розміщених симетрично відносно центральної частоти. Через цей канал передаються префікс низхідного субкадру, а також карти UL-MAP і DL-MAP для кожного з просторово розділених AC або груп AC. Завдяки точному налаштуванню AAS цей метод дозволяє передавати повідомлення одночасно кільком користувачам.

Метод прямої сигналізації включає чотири спеціальні кодові повідомлення: налаштування зворотного з'єднання (RLT, Reverse Link Training), доступ в зворотному з'єднанні (RLA, Reverse Link Initiation) та ініціацію прямого з'єднання (FLI, Forward Link Training). Перші два повідомлення використовує абонентська станція (AC), інші – базова станція (BC). Для ініціалізації або запиту смуги пропускання AC відправляє повідомлення RLA в каналі BWAA, яке передуює повідомленням запиту на смугу пропускання або початкового доступу, і використовується BC для точного налаштування своєї антенної системи на дану AC. У відповідь BC передає повідомлення FLI – унікальний код для кожної AC. AC сканує всі підканали і, виявивши повідомлення з унікальним кодом, надсилає у відповідь послідовність RLT, щоб точніше налаштувати антену BC на цей підканал.

Після виконання всіх необхідних налаштувань між BC і AC встановлюється з'єднання, що дозволяє обмінюватися даними, причому пакети даних передують настройочні послідовності FLT (від BC) і RLT (від AC).

Ще однією важливою перевагою використання багатoeлементних антенних систем є можливість застосування просторово-часового кодування (STC, Space-Time Coding) для покращення передачі радіосигналів. Суть цього методу полягає в тому, щоб рознести джерела одного і того ж сигналу в просторі та часі, змінюючи умови його проходження. Це підвищує ймовірність безпомилкового прийому сигналу.

У стандарті IEEE 802.16 використовується схема просторово-часового кодування, запропонована Аламоуті. Ідея методу полягає в тому, що вихідний потік символів розбивається на дві частини, які передаються паралельно. Для цього в передавачі використовуються два антенних канали, що працюють паралельно та синхронно, від одного тактового генератора. Це реалізує схему MISO (Multiple Input, Single Output) — з кількома входами та одним виходом, як показано на рисунку 5.1.

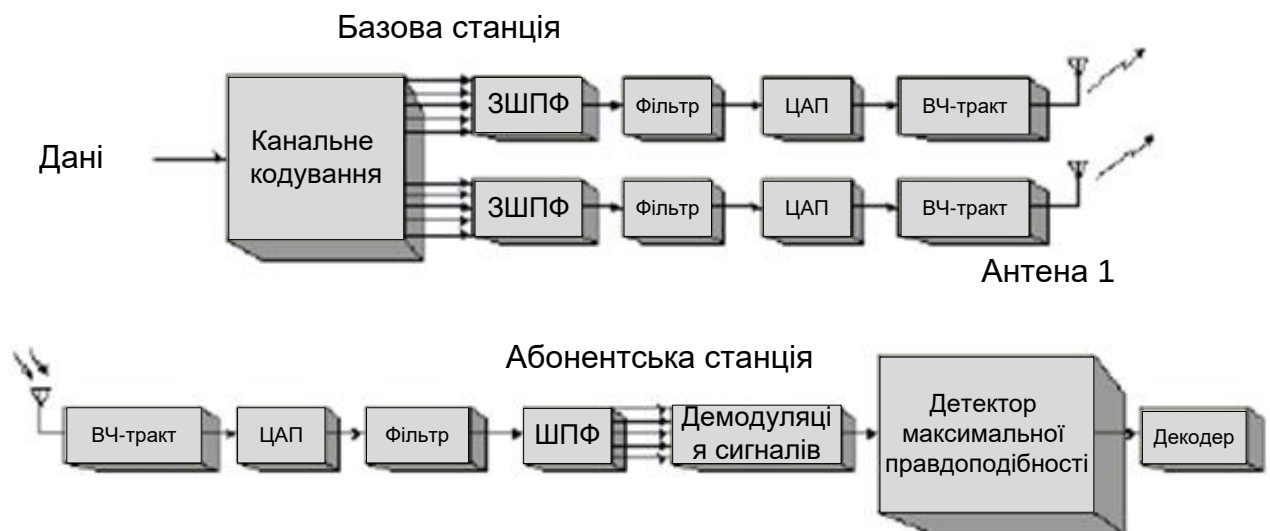


Рисунок 5.1 – Демонстрація просторово-часового кодування за схемою MISO

Робота починається з того, що антена 0 транслює символ S_0 , антена 1 — символ S_1 . В наступний символний інтервал антена 0 передає символ S_1^* , антена 1 — S_0^* (* — комплексне спряження). Приймач працює з одною антеною і в кожному символному інтервалі приймає сигнали r_0 і r_1 . Знаючи

передавальні характеристики каналів (h_0 і h_1), в приймачі можливо відновити передані сигнали S_0 і S_1 .

$$S_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^*, \quad S_1 = h_1^* r_0 + h_0 r_1^*. \quad (5.1)$$

З точки зору фізичних протоколів, просторово-часове кодування (STC) не потребує додаткових спеціальних засобів. Зона, в яку транслуються дані з використанням STC, позначається в DL-MAP кожного кадру.

У методі OFDMA реалізація STC має кілька особливостей. По-перше, при формуванні OFDMA-символів набір пілотних частот залежить від парності символу та номера антенного каналу. Крім того, в OFDMA, поряд з просторово-часовим рознесенням, використовується частотне рознесення за допомогою частотних стрибків (Frequency Hopping Diversity Coding, FHDC). Суть цього механізму полягає в тому, що, наприклад, в підканалі X носійні модуляції здійснюються сигнальним вектором S_0 , а в підканалі $X+1$ — вектором S_1 , який передає антена 0. Антена 1, в свою чергу, транслює сигнал, де носійні підканалу X модулюються вектором S_1^* , а підканалу $X+1$ — вектором S_0^* . Відновлення сигналу на приймачі відбувається за аналогією з STC, але замість характеристик двох антенно-канальних ліній використовуються характеристики підканалів X і $X+1$ (тобто набори носійних цих підканалів).

Очевидно, що цей підхід можна застосувати і до пар субканалів, тобто всі підканали OFDMA-символу розбиваються на суміжні пари $(X, X+1; Y, Y+1)$. В антені 0 ці підканали передаються без змін, а в антені 1 кожна пара підканалів піддається описаному перетворенню.

Усі ці схеми перетворення можна представити у вигляді матриці:

$$A = \begin{bmatrix} S_0 & -S_1^* \\ S_1 & S_0^* \end{bmatrix}. \quad (5.2)$$

Можлива і спрощена схема

$$B = \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix}, \quad (5.3)$$

що забезпечує двократний вииграш у швидкості. Вигляд матриці перетворення задається базовою станцією в картах відповідних каналів.

Метод OFDMA допускає застосування STC/FHDC не тільки в низхідному, а й у висхідному каналі. Крім того можливі застосування STC не тільки на базі двох, а й чотирьох антенних елементів, рис. 5.2.

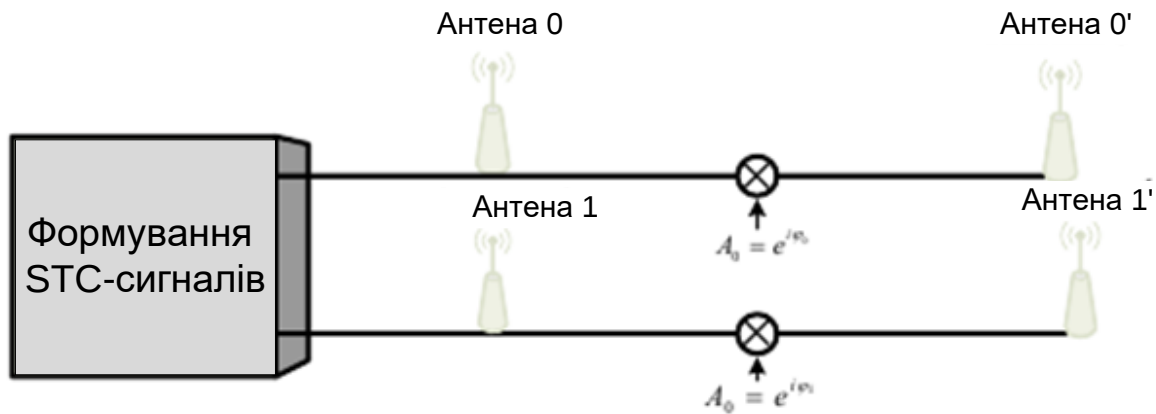


Рисунок 5.2 – Схема STC з чотирма передавальними антенами

5.1 Висновки до розділу

Спрямовані антени покращують умови передачі, збільшуючи рівень сигналу і, таким чином, знижуючи ефект згасання, що в свою чергу підвищує доступність каналу. Вони також зменшують затримку як на стороні базової станції, так і на стороні рухомої станції, оскільки антени пригнічують багатопроменеві сигнали, що приходять з неосновних напрямків. Ефективність цього підходу доведена під час успішного розгортання мережі, де послуга залишається стабільною навіть за умов значного згасання в NLOS (non-line-of-sight) умовах.

6 КЕРУВАННЯ ПОТУЖНІСТЮ

Керування потужністю дозволяє динамічно регулювати рівень передавального сигналу в радіоканалі відповідно до змінної відстані між передавачем і приймачем. Це здійснюється шляхом коригування рівня сигналу, наприклад, на мобільній станції, в межах певного діапазону, так, щоб для поточної довжини з'єднання та рівня спотворень каналу сигнал мав найменшу потужність, необхідну для забезпечення належної якості зв'язку. Основною метою цієї процедури є зменшення інтерференції між фізичними каналами, що працюють на тій самій частоті в сусідніх комірках, а також на сусідніх частотах, а також подовження часу роботи батареї мобільної станції.

У обох напрямках передачі регулювання рівня потужності відбувається покроково, з максимальною швидкістю змін до 2 dB за 60 мс. Таким чином, відповідь на різкі зміни вимог до рівня потужності, наприклад, при переході мобільної станції з комірки малого радіусу в комірку великого радіусу або при переміщенні в зону сильного затухання сигналу, займає кілька сотень мілісекунд. Регулювання потужності, що пов'язане зі змінами величини згасання вільного простору (що є наслідком зміни відстані між передавачем і приймачем), відбувається відносно повільно і постійно.

Класичний алгоритм управління потужністю визначає рівень потужності мобільних станцій (МС) так, щоб енергія сигналу від кожної станції в приймачі базової станції відповідала певному пороговому значенню відношення сигнал/шум. У цьому випадку сигнал є достатньо сильним для розпізнавання і не спричиняє перешкод для інших мобільних станцій.

Розглянемо класичний алгоритм на прикладі стільникової мережі з CDMA, яка використовує спільний спектр для передачі потоків сигналів від усіх МС мережі. При цьому припускається, що фоновий шум в зоні покриття залишається стабільним. Сигнали мобільних станцій потрапляють до приймача базової станції з різними випадковими часовими затримками, тому вони некогерентні. У результаті сигнали від інших мобільних станцій сприймаються

як перешкоди. Такі перешкоди називаються внутрішньосистемними. Сумарний сигнал, який надходить від мобільних станцій на вхід базової станції, є широкосмуговим квазішумовим сигналом, спектр якого показано на рисунку 6.1, а.

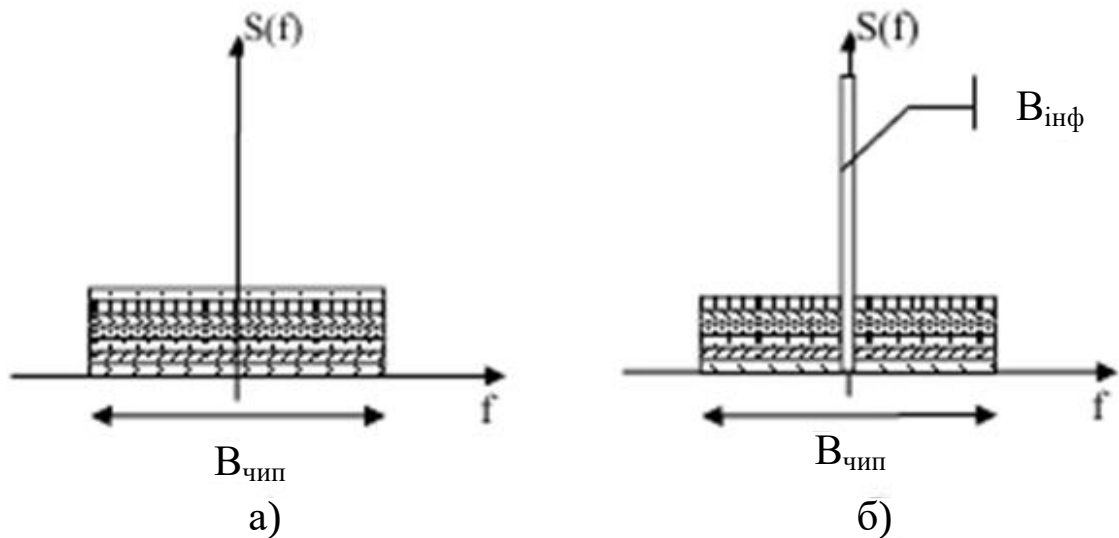


Рисунок 6.1 – Спектри сигналу на вході (а) та виході (б) приймача базової станції при декількох активних абонентах

Завданням приймача базової станції є виділення з сумарного сигналу та обробка сигналу окремої мобільної станції (МС). Припустимо, що всі МС передають з однаковою швидкістю, і тому потужність сигналів від кожної МС на вході приймача базової станції є рівною. Таким чином, спектр сигналів на рисунку 6, а складається з суми спектрів сигналів однакової потужності. Когерентна обробка сигналу в приймачі базової станції дозволяє зосередити потужність прийнятого сигналу в вузькій смузі, як показано на рисунку 6, б.

Для CDMA ширина спектра сигналу обернено пропорційна тривалості біта інформації. Якщо біт кодується 64 чіпами, то спектр сигналу звужується в 64 рази, при цьому енергія спектральних складових збільшується в 64 рази, відповідно до закону збереження енергії. Сигнали інших мобільних станцій в такому випадку виступають як завади.

Якщо швидкість передачі у МС висока (наприклад, передається не мовний потік, а мультимедіа), потужність випромінювання мобільної станції також буде високою, щоб забезпечити необхідне для розпізнавання інформації співвідношення сигнал/шум (див. рис. 6.2).

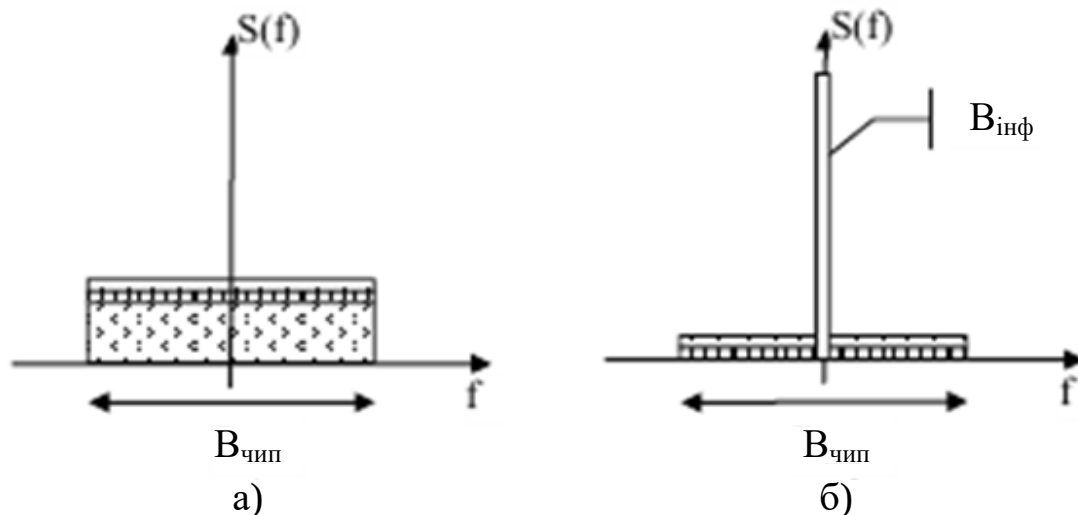


Рисунок 6.2 – Спектри сигналу на вході (а) та виході (б) приймача базової станції при збільшенні швидкості передачі інформації

У обох випадках ситуація з інтерференцією в стільнику значно погіршується через завади від інших мобільних станцій (МС). Отже, чим більше активних МС та чим вища швидкість їх передачі, тим більша повинна бути потужність їх випромінювання. Однак потужність МС обмежена максимальним рівнем випромінювання, і коли цей ліміт досягається, дальність зв'язку зменшується.

Зміни в дальності зв'язку, а отже, й розмірі стільника, залежать від кількості активних абонентів у стільнику та швидкості їх передачі інформації. Ці зміни відбуваються динамічно та випадковим чином, оскільки активність абонентів і їх переміщення не можна передбачити. Така динаміка зміни розміру (топології) стільника отримала назву «дихання» стільника.

Модифікований алгоритм управління потужністю базується на врахуванні положення МС у межах стільника, тобто на відстані МС від базової

станції. Чим ближче МС до базової станції, тим більша енергія сигналу може досягти приймача на базовій станції. У безпосередній близькості від базової станції МС може передавати сигнал з вищим співвідношенням сигнал/шум, що дозволяє використовувати більш високу швидкість кодування та модуляції. Цей підхід в управлінні потужністю отримав назву часткове управління потужністю.

Однак є обмеження, пов'язані з рівнем сигналу, що досягає сусідньої базової станції та може спричиняти завади. Для вирішення цієї проблеми базові станції постійно вимірюють рівень завад від сусідніх стільників для кожного ресурсного блоку і формують індикатори перевантаження. Згідно з отриманими даними, регулюється потужність випромінюваного сигналу. Якщо для певного ресурсного блоку індикатор перевантаження перевищує поріг, базова станція передає мобільній станції команду на зниження потужності сигналу в цьому ресурсному блоці. Точність регулювання становить 1-2 дБ.

6.1 Висновки до розділу

Алгоритми управління потужністю застосовуються для покращення загальної ефективності системи. Це досягається тим, що базова станція надсилає команду контролю потужності кожному СРЕ для регулювання рівня потужності передачі так, щоб на базовій станції отримуваний сигнал знаходився на заданому рівні. У разі динамічних змін загасання в навколишньому середовищі, цей рівень означає, що СРЕ передає лише ту потужність, яка необхідна для забезпечення надійного прийому. Контроль потужності дозволяє зменшити загальне енергоспоживання СРЕ та знизити перешкоди для інших базових станцій. У випадку прямої видимості (LOS) потужність передачі СРЕ пропорційна відстані до базової станції, тоді як у випадку відсутності прямої видимості (NLOS) вона значною мірою залежить від щільності та кількості перешкод на шляху сигналу.

7 МОДЕЛЮВАННЯ КОМПЕНСАЦІЇ СПОТВОРЕНЬ В РАДІОКАНАЛАХ З ЗАВМИРАННЯМИ

7.1 Опис схеми імітаційної моделі

Для моделювання було використано програмне забезпечення MATLAB. Створена модель імітує формування OFDM-сигналів, радіоканал з завмираннями Релея та демодуляцію. Передача даних здійснюється через OFDM-модуляцію, а для забезпечення стабільної роботи в умовах NLOS застосовується технологія еквалізації. Вагові коефіцієнти для лінійного адаптивного еквалайзера обчислюються за алгоритмом найменших квадратів.

Імітаційну модель умовно можна поділити на сім основних блоків: «Initial Data», «OFDM Symbol», «Frequency Selective Channel», «SNR of Channel», «Transmit through Channel», «Receiver», «Plot the BER».

1. **Блок "Initial Data"**: задаються початкові параметри моделювання, такі як кількість підносійних, довжина циклічного префікса, період вибірки каналу, максимальне доплерівське зрушення частоти, кількість пілотних символів, кількість символів для PSK модуляції та кількість OFDM кадрів (фреймів).
2. **Блок "OFDM Symbol"**: здійснюється формування OFDM-сигналів та додавання циклічного префікса (захисного інтервалу) на початок кожного OFDM символу.
3. **Блок "Frequency Selective Channel"**: створюється частотно-селективний канал. Задаються значення затримки променів і середнє значення потужності в дБ. Для формування каналу використовується вбудована функція MATLAB "chan = rayleighchan(ts,fd,tau,pdb)", яка моделює частотно-вибіркоковий канал із завмираннями Релея, де «tau» — це вектор затримок шляхів, а «pdb» — вектор середніх значень коефіцієнтів підсилення в дБ. Крім того, використовуються параметри функції, такі як

StoreHistory (зберігання історії стану каналу) та *StorePathGains* (збереження комплексного вектора підсилення шляху).

4. Блок **"SNR of Channel"**: задається співвідношення сигнал/шум в дБ для каналу.
5. Блок **"Transmit through Channel"**: передача даних через сформований канал з урахуванням заданих характеристик.
6. Блок **"Receiver"**: прийом і обробка отриманих даних. Дані демодуються та обробляються через адаптивний еквалайзер, використовуючи алгоритм найменших квадратів (LS) для корекції спотворень каналу.
7. Блок **"Plot the BER"**: на цьому етапі будуються графіки коефіцієнта бітових помилок (BER), що визначається як відношення кількості помилково прийнятих біт до загальної кількості біт, що передавалися, протягом певного часу.

Ця модель дозволяє вивчати ефективність системи при різних умовах каналу і методах корекції, таких як адаптивна еквалізація та OFDM модуляція.

Структурна схема імітаційної моделі представлена рисунку 7.1.

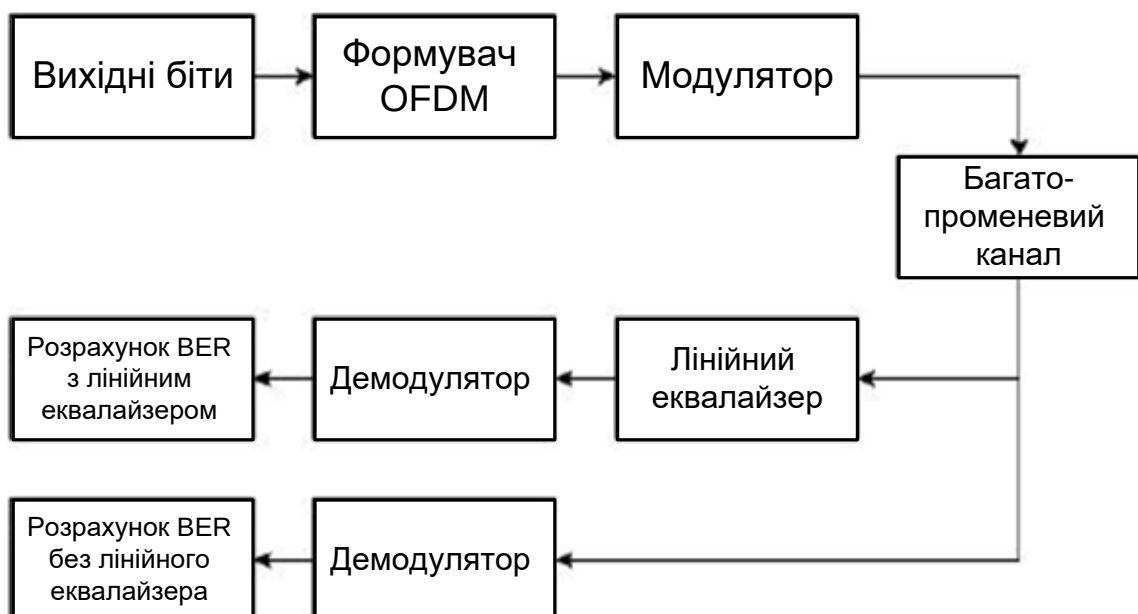


Рисунок 7.1 – Структурна схема імітаційної моделі

7.2 Результати моделювання

Для виконання експерименту було обрано такі параметри: релеївський багатопроменевий канал; сигнал OFDM; кількість підносійних дорівнює 256; підносійні промодульовані QPSK; кількість фреймів OFDM дорівнює 122880; тривалість циклічного префікса дорівнює 3.2 мкс; кількість пілот - символів дорівнює 4; тривалість кадру OFDM дорівнює 12.8 мкс; кількість променів у каналі становить 4; співвідношення сигнал/шум дорівнює 0, 5, 10, 15, 20, 25; значення середньої затримки $\Delta\tau = 1,6 \cdot 10^{-6}$, $\Delta\tau = 3,2 \cdot 10^{-6}$ і $\Delta\tau = 6,4 \cdot 10^{-6}$, кількість вагових коефіцієнтів еквалайзера дорівнює 5, 15, 25, 35.

Для оцінки ефективності компенсації спотворень використовується коефіцієнт бітової помилки (BER):

$$BER = \frac{N_{\text{пом}}}{N_{\text{пб}}}, \quad (7.1)$$

де $N_{\text{пом}}$ – кількість помилок; $N_{\text{пб}}$ – кількість переданих біт.

Суть експерименту полягає в наступному: сигнал передається через багатопроменевий релеївський канал, де він відбивається кілька разів, в результаті чого на приймач надходить чотири копії одного й того ж сигналу з різними затримками τ . Оскільки значення τ впливає на характер замирань, воно може спричиняти як швидкі, так і повільні зміни. В рамках експерименту змінюється величина τ для моделювання різних типів завмирань (див. рисунок 7.2). Після обробки отриманих сигналів формуються три графіки, які демонструють ефективність роботи еквалайзера при різній кількості коефіцієнтів у порівнянні з використанням OFDM-префікса та відсутністю фільтрації за різних значень затримки τ .

У процесі досліджень були отримані графіки залежності BER від співвідношення сигнал/шум, які показані на рисунках 7.3 – 7.5.

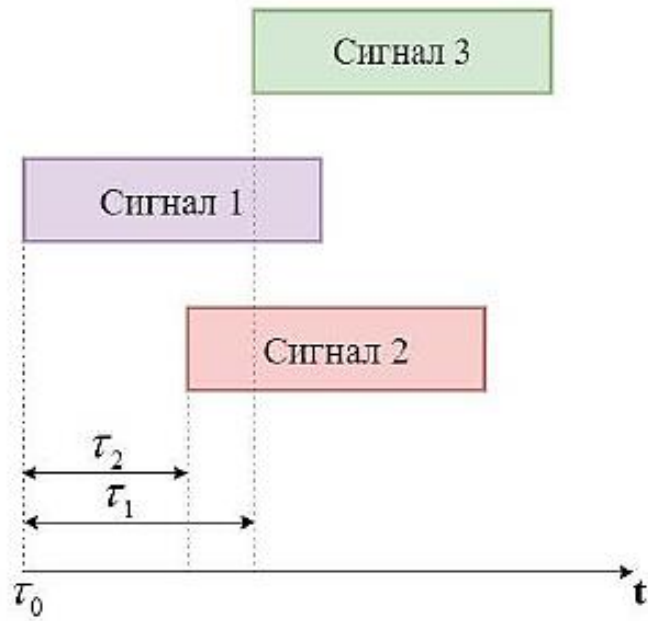


Рисунок 7.2 - Імітація завмирань шляхом зміни затримки τ сигналів:

τ_0 – нульова затримка першого сигналу, τ_1 , τ_2 – затримка сигналів, вісь t – час надходження сигналу на приймач

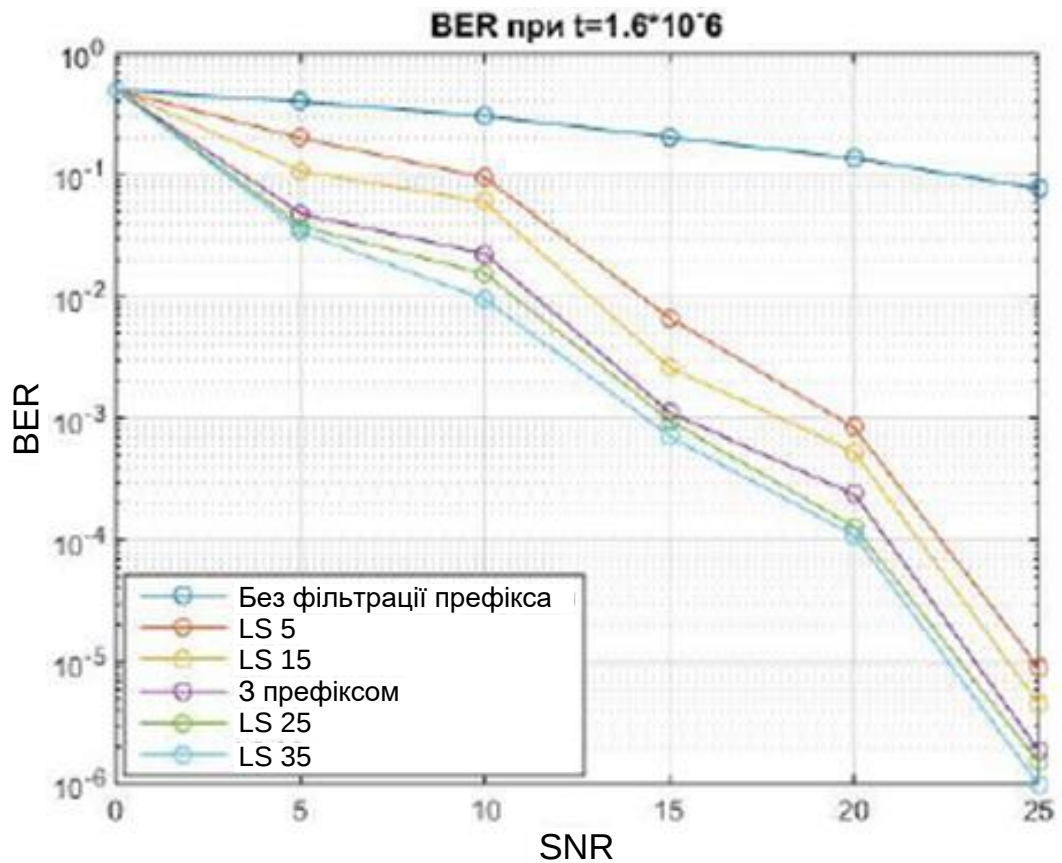


Рисунок 7.3 – Криві завадостійкості при $\Delta\tau = 1,6 \cdot 10^{-6}$

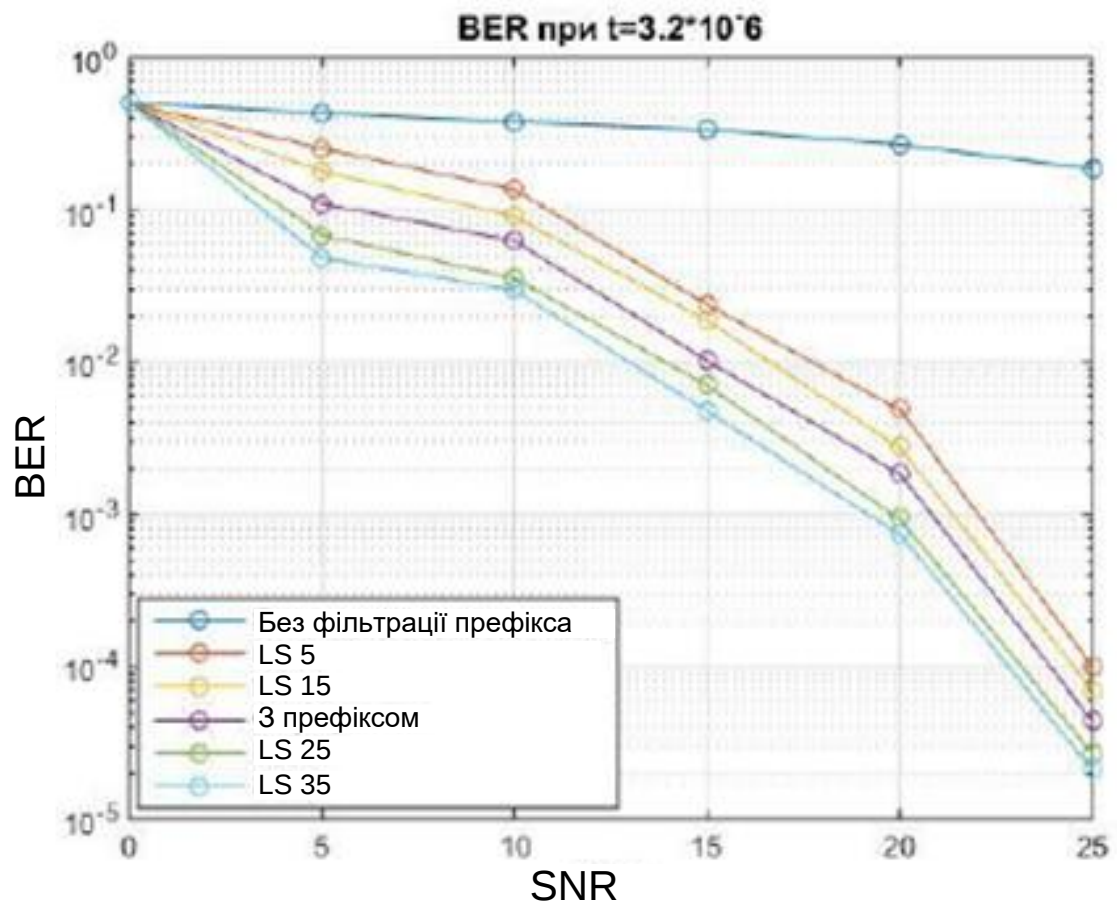


Рисунок 7.4 – Криві завадостійкості при $\Delta\tau = 3,2 \cdot 10^{-6}$

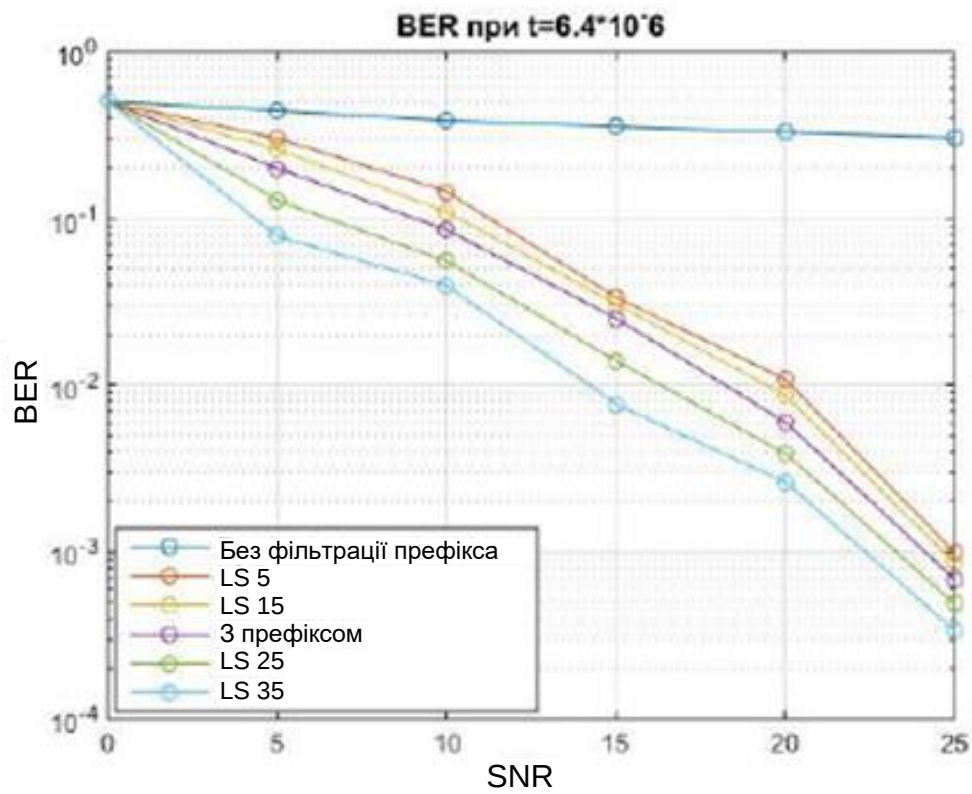


Рисунок 7.5 – Криві завадостійкості при $\Delta\tau = 6,4 \cdot 10^{-6}$

Аналізуючи отримані графіки, можна зробити такі висновки: при завмираннях з $\Delta\tau = 1,6 \cdot 10^{-6}$ коефіцієнт бітових помилок коливається на рівні 10^{-5} та 10^{-6} , що є відмінним результатом, оскільки без фільтрації та OFDM-префікса BER становить 10^{-1} . Також, лінійні еквалайзери з 5 і 15 коефіцієнтами показують гірші результати порівняно з OFDM-префіксом (на рівні 10^{-5} BER), але зростання кількості коефіцієнтів до 25 і 35 покращує ефективність роботи еквалайзерів, перевищуючи ефект OFDM-префікса. Водночас, різниця між еквалайзерами з 25 та 35 коефіцієнтами є незначною, оскільки обидва досягають рівня BER 10^{-6} .

При завмираннях з $\Delta\tau = 3,2 \cdot 10^{-6}$ коефіцієнт бітових помилок коливається на рівні 10^{-4} та 10^{-5} , що також є хорошим результатом, оскільки без фільтрації та OFDM-префікса BER складає понад 10^{-1} . Лінійні еквалайзери з 5 і 15 коефіцієнтами працюють на рівні 10^{-4} , при цьому ефективність OFDM-префікса також знижується до трохи більше 10^{-4} . Еквалайзери з 25 і 35 коефіцієнтами досягають BER на рівні 10^{-5} , але виправляють помилки на практично однаковому рівні.

При завмираннях з $\Delta\tau = 6,4 \cdot 10^{-6}$ коефіцієнт бітових помилок коливається на рівні 10^{-3} та 10^{-4} , що є прийнятним результатом, оскільки без фільтрації та OFDM-префікса BER становить понад 0,6. В цьому випадку ефективність лінійних еквалайзерів з 5 і 15 коефіцієнтами значно знижується, досягаючи BER 10^{-3} , тоді як ефективність OFDM-префікса також погіршується, зберігаючи BER близько 10^{-3} . Різниця в роботі еквалайзерів з 25 і 35 коефіцієнтами стає більш помітною.

З урахуванням наведених результатів можна зробити висновок, що лінійні еквалайзери ефективно компенсують спотворення сигналів у радіоканалах із завмираннями. Однак ефективність компенсації залежить від кількості коефіцієнтів еквалайзера: при малому числі коефіцієнтів еквалайзер компенсує спотворення гірше, ніж OFDM-префікс, але варто зазначити, що OFDM-префікс знижує швидкість передачі сигналу. Тому, якщо затримка $\Delta\tau = 1,6 \cdot 10^{-6}$ еквалайзери з малою кількістю коефіцієнтів (5 і 15) ефективно

компенсують завмирання сигналу з $BER = 10^{-5}$. При затримці $\Delta\tau = 3,2 \cdot 10^{-6}$ лінійні еквалайзери з малим числом коефіцієнтів все ще можуть виправляти завмирання, але з більшим BER (10^{-4}). При затримці $\Delta\tau = 6,4 \cdot 10^{-6}$ робота еквалайзерів з низькою кількістю коефіцієнтів значно погіршується до $BER = 10^{-3}$. Тому доцільно використовувати лінійні еквалайзери з великою кількістю коефіцієнтів (25 або 35) при тривалих затримках, оскільки з ними можна ефективно компенсувати спотворення, які неможливо виправити за допомогою еквалайзерів з меншою кількістю коефіцієнтів.

7.3 Висновки до розділу

Було проведено комп'ютерне моделювання компенсації спотворень у радіоканалах з завмираннями, в результаті чого отримано графіки залежності BER від співвідношення сигнал/шум для різних затримок сигналів та кількості коефіцієнтів еквалайзерів. Результати показали доцільність використання лінійних еквалайзерів з великою кількістю коефіцієнтів (25 та 35) при тривалих затримках, оскільки в таких випадках BER досягає значень 10^{-3} і менше. Також було проведено порівняння ефективності роботи еквалайзерів та OFDM-префікса.

8 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

8.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення комерційного та технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу дослідження структури трактів формування та обробки сигналів для надійної роботи в умовах NLOS,

Для проведення технологічного аудиту було залучено 3-х незалежних експертів Вінницького національного технічного університету кафедри інфокомунікаційних систем і технологій: проф Бортник Г.Г, к.т.н., доц. Стальченко О.В., к.т.н., доц. Васильківський М.В. Для проведення технологічного аудиту було використано таблицю 4.1 в якій за п'ятибальною шкалою використовуючи 12 критеріїв здійснено оцінку комерційного потенціалу.

Таблиця 8.1 – Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів

Продовження таблиці 8.1

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Кри- терій	0	1	2	3	4
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Таблиця 8.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0-10	Низький
11-20	Ниже середнього
21-30	Середній
31-40	Вище середнього
41-48	Високий

В таблиці 8.3 наведено результати оцінювання експертами комерційного потенціалу розробки.

Таблиця 8.3 – Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Бортник Г.Г	Стальченко О.В.	Васильківський М.В.
	Бали, виставлені експертами:		
1	3	2	1
2	3	2	2
3	2	4	4
4	3	5	2
5	3	4	4
6	4	2	3
7	4	3	4
8	3	4	3
9	4	4	2
10	3	3	3
11	4	3	4
12	2	4	4
Сума балів	СБ ₁ =38	СБ ₂ =37	СБ ₃ =36
Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_1^3 СБ_i}{3} = \frac{38 + 37 + 36}{3} = 37$		

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів склала 37 бали, що згідно таблиці 8.2 вважається, що рівень комерційного потенціалу проведених досліджень є вище середнього.

І дослідження структури трактів формування та обробки сигналів для надійної роботи в умовах NLOS. Дане дослідження буде цікаве різним організаціям та компаніям в яких цільовий ринок направлений закордон.

8.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи групуються за такими статтями: витрати на оплату праці, витрати на соціальні заходи, матеріали, паливо та енергія для науково-виробничих цілей, витрати на службові відрядження, програмне забезпечення для наукових робіт, інші витрати, накладні витрати.

1. Основна заробітна плата кожного із дослідників Z_0 , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери визначається за формулою:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} * t \text{ (грн)}, \quad (8.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.;

T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p \approx 21...23$ дні;

t – число робочих днів роботи дослідника.

Для розробки програмні засоби необхідно залучити програміста з посадовим окладом 19000 грн. Кількість робочих днів у місяці складає 22, а кількість робочих днів програміста складає 40. Зведемо сумарні розрахунки до таблиця 4.4.

Таблиця 8.4 – Заробітна плата дослідника в науковій установі бюджетної сфери

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату грн.
Керівник	25000	1136,36	5	5681,82
Програмний інженер	19000	863,64	40	34545,45
Всього				40227,27

2. Розрахунок додаткової заробітної плати робітників

Додаткова заробітна плата $З_d$ всіх розробників та робітників, які приймали участь в розробці нового технічного рішення розраховується як 10 - 12 % від основної заробітної плати робітників.

На даному підприємстві додаткова заробітна плата начисляється в розмірі 10% від основної заробітної плати.

$$З_d = (З_o + З_p) * \frac{Н_{дод}}{100\%} \quad (8.2)$$

$$З_d = 0,1 * 40227,27 = 4022,7 \text{ (грн).}$$

3. Нарахування на заробітну плату $Н_{зп}$ дослідників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$Н_{зп} = (З_o + З_d) * \frac{\beta}{100}, \quad (8.3)$$

де $З_o$ – основна заробітна плата розробників, грн.;

$З_d$ – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;

β – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % .

Дана діяльність відноситься до бюджетної сфери, тому ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування буде складати 22%, тоді:

$$Н_{зп} = (40227,27 + 4022,7) * \frac{22}{100} = 9734,9 \text{ (грн).}$$

4. Витрати на комплектуючі вироби, які використовують при виготовленні одиниці продукції, розраховуються, згідно їх номенклатури, за формулою:

$$K = \sum_{i=1}^n H_i * C_i * K_i , \quad (8.5)$$

де H_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i – покупна ціна комплектуючих i -го найменування, грн.;

K_i – коефіцієнт транспортних витрат (1,1...1,15).

Таблиця 8.5 – Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір	180	1	180
Ручка	30	1	30
CD-диск	40	1	40
Флешка	400	1	400
Всього			350
З врахуванням коефіцієнта транспортування			650

5. Програмне забезпечення для наукової роботи включає витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення необхідного для проведення дослідження.

6. Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень, які використовувались під час виконання даного етапу роботи

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

$$A = \frac{C * T}{T_{\text{кор}} * 12} , \quad (8.6)$$

де C – балансова вартість даного виду обладнання (приміщень), грн.;

$T_{\text{кор}}$ – час користування;

T – термін використання обладнання (приміщень), цілі місяці.

Згідно пункта 137.3.3 Податкового кодекса амортизація нараховується на основні засоби вартістю понад 2500 грн. В нашому випадку для написання магістерської роботи використовувався персональний комп'ютер вартістю 50000 грн.

$$A = \frac{50000 \cdot 1}{2 \cdot 12} = 2083 \text{ (грн)}.$$

7. До статті «Паливо та енергія для науково-виробничих цілей» відносяться витрати на всі види палива й енергії, що безпосередньо використовуються з технологічною метою на проведення досліджень.

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yt} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{впi}}{\eta_i}, \quad (8.7)$$

де W_{yt} – встановлена потужність обладнання на певному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн;

$K_{впi}$ – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{впi} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

Для написання магістерської роботи використовується персональний комп'ютер для якого розрахуємо витрати на електроенергію.

$$B_e = \frac{0,3 \cdot 200 \cdot 7,50 \cdot 0,5}{0,8} = 281,25 \text{ (грн)}.$$

Витрати на службові відрядження, витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи, організації та інші витрати в нашому дослідженні не враховуються оскільки їх не було.

Накладні (загальновиробничі) витрати $B_{нзв}$ охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення,

водопостачання, охорону праці тощо. Накладні (загальновиробничі) витрати Внзв можна прийняти як (100...150)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які виконували дану МКНР, тобто:

$$B_{\text{нзв}} = (3_o + 3_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (8.8)$$

де $H_{\text{нзв}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати».

$$B_{\text{нзв}} = 40227,27 \cdot \frac{100}{100\%} = 40227,27(\text{грн}).$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, які безпосередньо стосуються даного розділу МКНР

$$B = 40227,27 + 4022 + 9734,9 + 650 + 2083 + 281,25 + 40227,27 = 97225,69(\text{грн}).$$

Прогнозування загальних втрат ЗВ на виконання та впровадження результатів виконаної МКНР здійснюється за формулою:

$$ЗВ = \frac{B}{\eta}, \quad (8.9)$$

де η – коефіцієнт, який характеризує стадію виконання даної НДР.

Оскільки, робота знаходиться на стадії науково-дослідних робіт, то коефіцієнт $\beta = 0,9$.

Звідси:

$$ЗВ = \frac{96808,69}{0,9} = 108028,54(\text{грн}).$$

8.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки

У даному підрозділі кількісно спрогнозуємо, яку вигоду, зиск можна отримати у майбутньому від впровадження результатів виконаної наукової роботи. Розрахуємо збільшення чистого прибутку підприємства $\Delta\Pi_i$, для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, за формулою

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_0 * N * \Pi_0 * \Delta N)_i * \lambda * \rho * \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (8.10)$$

де $\Delta\Pi_0$ – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році.

N – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;

ΔN – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки:

Π_0 – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки:

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. Ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$.

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. $\rho = 0,25$;

v – ставка податку на прибуток. У 2024 році – 18%.

Припустимо, що ціна за програмний продукт зросте на 500 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року на 45 шт., протягом другого року – на 35 шт., протягом третього року на 25 шт. Реалізація продукції до впровадження розробки складала 1 шт., а її ціна до складає 11000 грн. Розрахуємо прибуток, яке отримає підприємство протягом трьох років.

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_1 &= [500 \cdot 1 + (11000 + 500) \cdot 45] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 127290,33 \text{ (грн)}.\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_2 &= [500 \cdot 1 + (11000 + 500) \cdot (45 + 35)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 226199,06 \text{ (грн)}.\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta\Pi_3 &= [500 \cdot 1 + (11000 + 500) \cdot (45 + 35 + 25)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 296847,88 \text{ (грн)}.\end{aligned}$$

8.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Розрахуємо основні показники, які визначають доцільність фінансування наукової розробки певним інвестором, є абсолютна і відносна ефективність вкладених інвестицій та термін їх окупності.

Розрахуємо величину початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки.

$$PV = k_{\text{інв}} \cdot 3B, \quad (8.11)$$

де $k_{\text{інв}}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію. Це можуть бути витрати на підготовку приміщень, розробку технологій, навчання персоналу, маркетингові заходи тощо ($k_{\text{інв}} = 2 \dots 5$).

$$PV = 2 \cdot 108028,54 = 216057,08 \text{ (грн)}.$$

Розрахуємо абсолютну ефективність вкладених інвестицій E_{abc} згідно наступної формули:

$$E_{abc} = (ПП - PV), \quad (8.12)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство від реалізації результатів наукової розробки, грн.;

$$ПП = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t}, \quad (8.13)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДЦКР, грн.;

T – період часу, протягом якою виявляються результати впровадженої НДЦКР, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,2;

t – період часу (в роках).

$$ПП = \frac{127290,33}{(1 + 0,2)^1} + \frac{226199,06}{(1 + 0,2)^2} + \frac{296847,88}{(1 + 0,2)^3} = 635814,23(\text{грн}).$$

$$E_{abc} = (635814,23 - 216057,08) = 419757,15 (\text{грн}).$$

Оскільки $E_{abc} > 0$, то вкладання коштів на виконання та впровадження результатів НДЦКР може бути доцільним.

Розрахуємо відносну (щорічну) ефективність вкладених в наукову розробку інвестицій E_v . Для цього користуються формулою:

$$E_v = \sqrt[T_{ж}]{1 + \frac{E_{abc}}{PV}} - 1, \quad (8.14)$$

де $T_{\text{ж}}$ – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_{\text{в}} = \sqrt[3]{1 + \frac{419757,15}{216057,08}} - 1 = 0,43 = 43\%.$$

Визначимо мінімальну ставку дисконтування, яка у загальному вигляді визначається за формулою:

$$\tau = d + f, \quad (8.15)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = (0,14 \dots 0,2)$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина $f = (0,05 \dots 0,1)$.

$$\tau_{\text{min}} = 0,16 + 0,05 = 0,21.$$

Так як $E_{\text{в}} > \tau_{\text{min}}$ то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

Розрахуємо термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій за формулою:

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{E_{\text{в}}}. \quad (8.16)$$

$$T_{\text{ок}} = \frac{1}{0,43} = 2,3 \text{ (роки)}.$$

Так як $T_{\text{ок}} \leq 3 \dots 5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки в принципі є доцільним.

8.5 Висновки до розділу

Проведено оцінку комерційного потенціалу інформаційної веб-системи аналізу динаміки географічної структури зовнішньої торгівлі товарами України, а саме програми, яка аналізує дані, проводить моніторинг та будує комплексні порівняльні графіки статистики закордонного ринку України.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по кожній з статей витрат складе 97225,69 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 108028,54 грн.

Вкладені інвестиції в даний проект окупляться через 2,3 роки, приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство від реалізації результатів наукової розробки склала 635814,23 грн.

ВИСНОВКИ

Виконано аналіз завмирань сигналу в умовах багатопроменевого поширення, зокрема для випадків, коли між передавачем і приймачем відсутній прямий сигнал (NLOS) або такий сигнал присутній (LOS). У разі NLOS амплітудне розподілення підпорядковується розподілу Релея, тоді як при LOS використовується розподіл Райса. Це означає, що при релєївських завмираннях відсутній прямий промінь з нульовою затримкою, на відміну від завмирань Райса, де присутній прямий промінь.

Описано принцип визначення багатопроменевого розсіювання та когерентності каналу, що має велике значення для систем зв'язку. Розглянуто канали з повільними та швидкими завмираннями в залежності від змінності їх статистики. Вивчені методи моделювання поширення радіохвиль у різних умовах: вільний простір, міська забудова, сільська місцевість.

Досліджено принцип роботи технології OFDM, яка виявилася ефективною для боротьби з наслідками багатопроменевого поширення, дозволяючи зберігати високу продуктивність радіозв'язку. Для зменшення міжсимвольної інтерференції в OFDM використовується захисний часовий інтервал, а для усунення міжканальної інтерференції забезпечується ортогональність підносійних. Вивчені можливості OFDM в умовах селективних завмирань (NLOS), зокрема інтерлівінг (частотне перемежування) і використання виправляючих CRC-кодів, що знижує вплив селективних завмирань. Також розглянуто технологію OFDMA, яка оптимізована для багатокористувацького доступу і дозволяє зменшити ефекти придушення радіохвиль через багатопроменеве поширення завдяки використанню частотних стрибків.

Розглянуто використання еквалайзерів для компенсації міжсимвольних спотворень у багатопроменевих каналах, де вони налаштовуються для максимально ефективного очищення сигналу від спотворень, викликаних різницею ходу компонентних променів. Досліджено, що в системах

ширококутний доступ екваляція не є оптимальним методом боротьби з багатопроменевими спотвореннями, проте вона підвищує ймовірність правильного прийому символів.

Також вивчені технології рознесеного прийому, такі як просторове, частотне, часове та багатопроменеве рознесення, які використовуються для підвищення надійності безпроводних систем в умовах багатопроменевого поширення сигналів. Визначено методи когерентного та некогерентного прийому складених сигналів та проаналізовано їх ймовірності помилок при різних методах прийому в умовах флуктуаційних завад.

Ефективність адаптивних антенних систем в умовах NLOS та LOS також була проаналізована, де спрямовані антени значно підвищують доступність каналу і зменшують затримку, пригнічуючи багатопроменеві сигнали з неосновних напрямків.

Показано, що алгоритми контролю потужності дозволяють зменшити енергоспоживання CPE та знижувати завади для інших базових станцій. У випадку LOS потужність CPE пропорційна відстані до базової станції, в той час як для NLOS вона залежить від щільності та кількості перешкод.

Нарешті, виконано комп'ютерне моделювання компенсації спотворень у радіоканалах з завмираннями. Результати показали, що лінійні еквайзери з великою кількістю коефіцієнтів (25 та 35) є ефективними для випадків тривалої затримки, знижуючи BER до значення 10^{-5} і менше. Також порівняно ефективність еквайзерів та OFDM-префікса.

Виконана економічна частина, яка підтверджує ефективність проведених досліджень.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бойко М.П. Системи стільникового зв'язку: Конспект лекцій. – Одеса: ОНАЗ, 2004. – 76с.
2. Кравчук С.О., Наритник Т.М. Телекомунікаційні системи терагерцового діапазону. Монографія. – Житомир: ФОП «Євєнюк О.О.», 2015. – 208 с.
3. Ільченко М.Ю. Основи теорії телекомунікацій; навч. посібник; за заг. ред. М. Ю. Ільченка. – К.: ІСЗЗІ НТУУ «КПІ», 2010. – 788 с.
4. Ільченко М.Ю., Кравчук С.О. Сучасні телекомунікаційні системи. – К.: Наук. думка, 2008. – 328 с.
5. Тенденції в телекомунікаціях 2015 [Електронний ресурс] = Special issue: ten trends tell where communication technologies are headed // ComSoc. – Режим доступу: <http://www.comsoc.org/ctn/ieee-comsoc-ctn-special-issue-ten-trends-tell-where-communication-technologies-are-headed-2015>.
6. Т.М. Наритник, С.О. Осипчук, Л.О. Уривський Особливості формування сигнально-кодових конструкцій на основі технології Wi-Fi для побудови телекомунікаційних систем терагерцового діапазону // Електронне наукове фахове видання «Проблеми телекомунікацій». №2 (17). 2015.
7. Costas.J.P.”Synchronous communications proceedings of the IRE”, Vol.47, p.p.2058-2068, 1959.
8. Marc Stebber J. PSK Demodulation (Part 1), WJ Communications, Inc,2001.
9. Kikkert C.J. Digitally demodulating binary phase shift keyed data signals, In Practice, Canberra, 1999.
10. Поширення земних радіохвиль та мобільний зв'язок [текст] / Л. М. Логачова, Т. І. Бугрова / Навчальний посібник. –Запоріжжя: ЗНТУ, 2019. –236 с.
11. Зюбіна Р. В. Ширококутові бездротові технології / Р. В. Зюбіна, Ю. П. Бойко // Наукоємні технології: науково-технічна конференція студентів та молодих учених, 11–15 листопада 2013 р. — К. : НАУ, 2013. — С. 29.

12. Чернихівський Є.М. Математичне моделювання телекомунікаційних систем та мереж: навчальний посібник / Є.М. Чернихівський. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2011. – 272 с.

13. Одарченко Р.С., Ткаліч О.П., Полігенько О.О. Експериментальні дослідження пропускної здатності мереж стандарту IEEE 802.11n //Наукоємні технології. – 2013. – № 4 (20). – С.377-383.

14 Багатоканальний електрозв'язок та телекомунікаційні технології : підручник Частина 2, за загальною редакцією проф. В.В. Поповського - Х:ТОВ “Компанія СМІТ”, (Ч.2).–.2010. – 470 с.

15. Маньшін І.С., Хачіров Е.Ф. Методи застосування програмноконфігурованого радіо у системах мобільного зв'язку / І.С.Маньшін, Е.І. Хачіров // Матеріали шостої Міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми електромагнітної сумісності перспективних безпроводових мереж зв'язку EMC2020». – Харків, ХНУРЕ. Том 4. – 2020. – с. 72-74

16. Системи і технології цифрового телебачення: навчальний посібник / В.А. Лошаков, Т.М. Наритник, С.О. Сабурова та ін. ; за заг. ред. проф. В.А. Лошакова. — К.: Талком, 2022. — 285 с.

17. В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман. Телекомунікаційні мережі. Київ, Техніка, 2001р. – 526 с.

18. Беркман Л. Н. Методы когерентного приема многопозиционных АФМ сигналов многоканальных модемов / Л. Н. Беркман // Сб. научных трудов (Центральный научно-исследовательский институт связи). – 1987. – С. 44-50.

19. Варакин Л. Е. Интеллектуальная сеть: эволюция сетей и услуг связи / Л. Е. Варакин // Электросвязь. – 1992. – № 1. – С. 22-24.

20. Варфоломеева О. Г. Методика розрахунку пропускної спроможності каналів системи управління телекомунікаційними мережами / О. Г. Варфоломеева, С. І. Мніщенко, О. І. Чумак // Достижения в телекоммуникациях за 10 лет независимости Украины : сборник докладов V международной

научно-практической конференции (Часть 1), Одесса, 21-22 августа 2001 г. – С. 79-80.

21. Поповський В. В. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В. В. Поповський, В. Ф. Олійник та ін.]. – Харків : СМІТ, 2006. – 564 с.

22. Стеклов В. К. Оптимізація параметрів багатоканальних модемів / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман, О. І. Чумак // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. – 2002. – №2. – С. 124-131.

23. Стеклов В. К. Проектування телекомунікаційних мереж / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман. – Київ : Техніка, 2002. – 792 с.

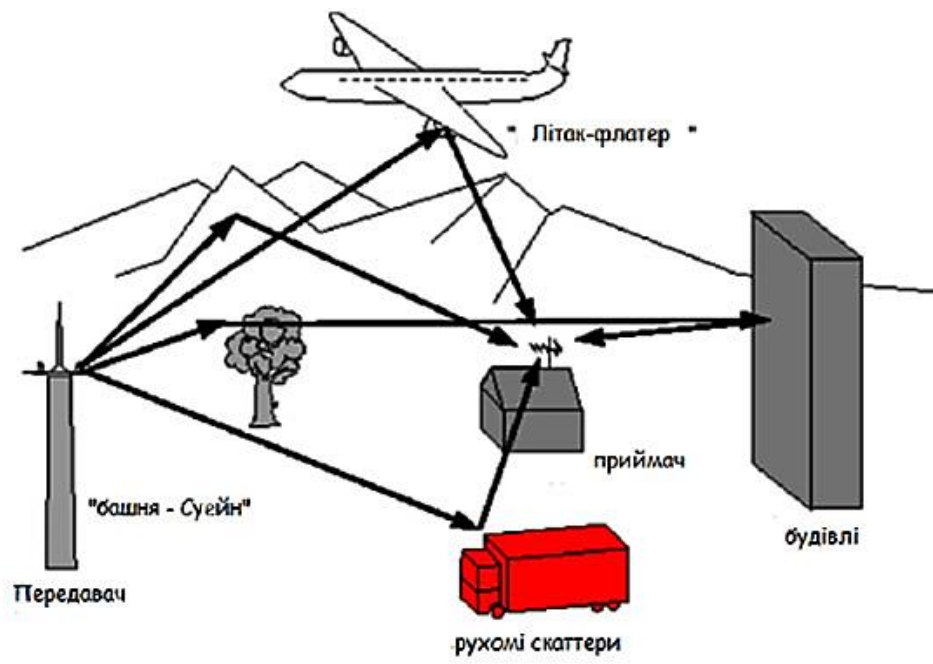
24. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

25. Кавецький В. В. Економічне обґрунтування інноваційних рішень: практикум / В. В. Кавецький, В. О. Козловський, І. В. Причепа — Вінниця : ВНТУ, 2016. — 113 с.

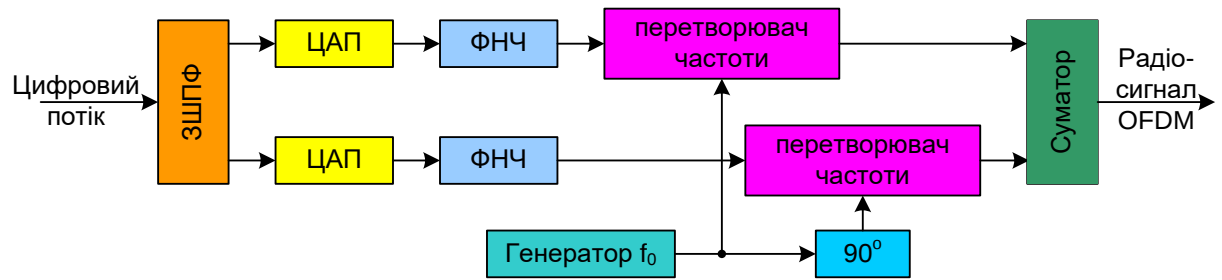
26. Стеценко, М.С. Основи науково-дослідної роботи: конкурентоспроможне подання результатів наукової та творчої діяльності: навч.-практ. посіб./ М.С. Стеценко, Ю.І. Палеха; ред.- К. : Ліра-К, 2018. -208 с.

Додаток А
(обов'язковий)

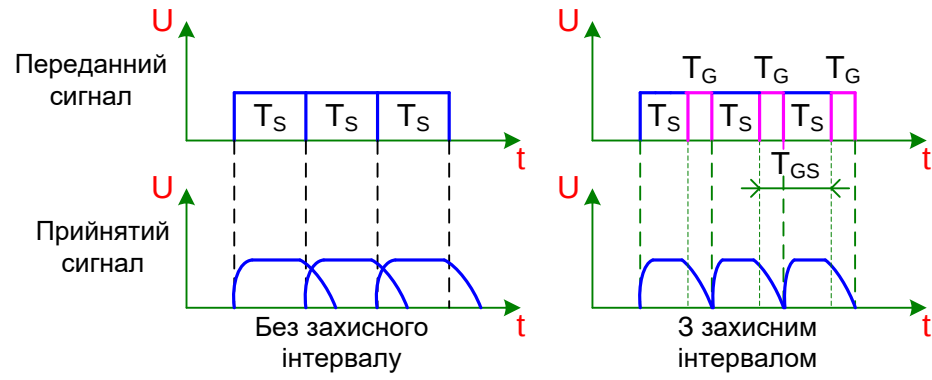
ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
СТРУКТУРА ТРАКТІВ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ
ДЛЯ НАДІЙНОЇ РОБОТИ В УМОВАХ NLOS
назва магістерської кваліфікаційної роботи



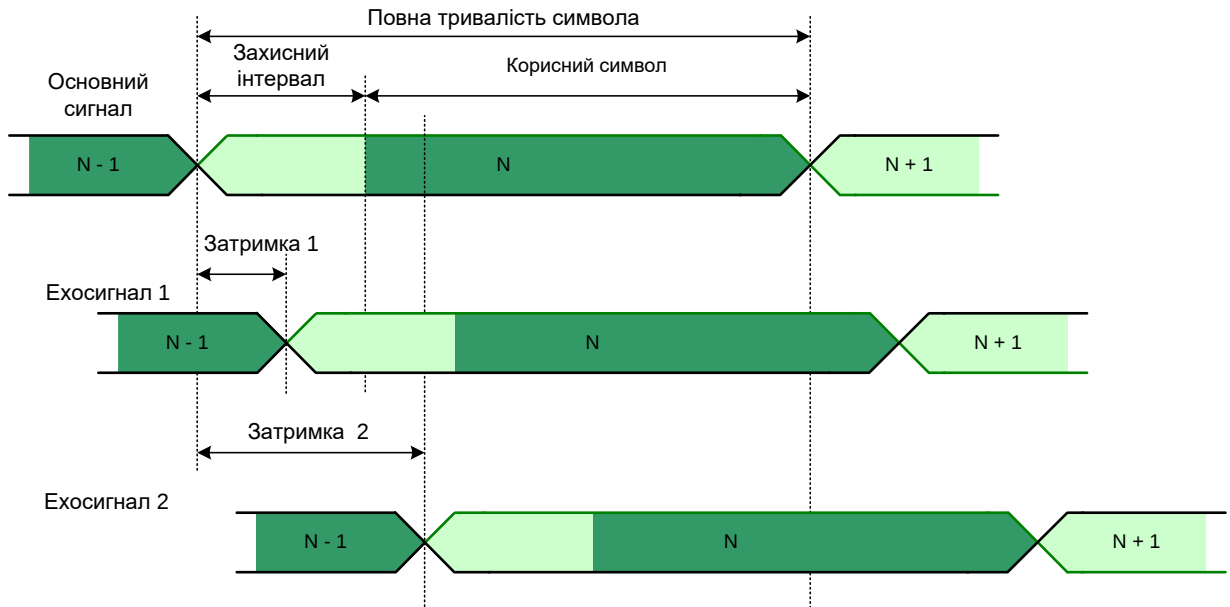
Багатопроменеве поширення сигналу



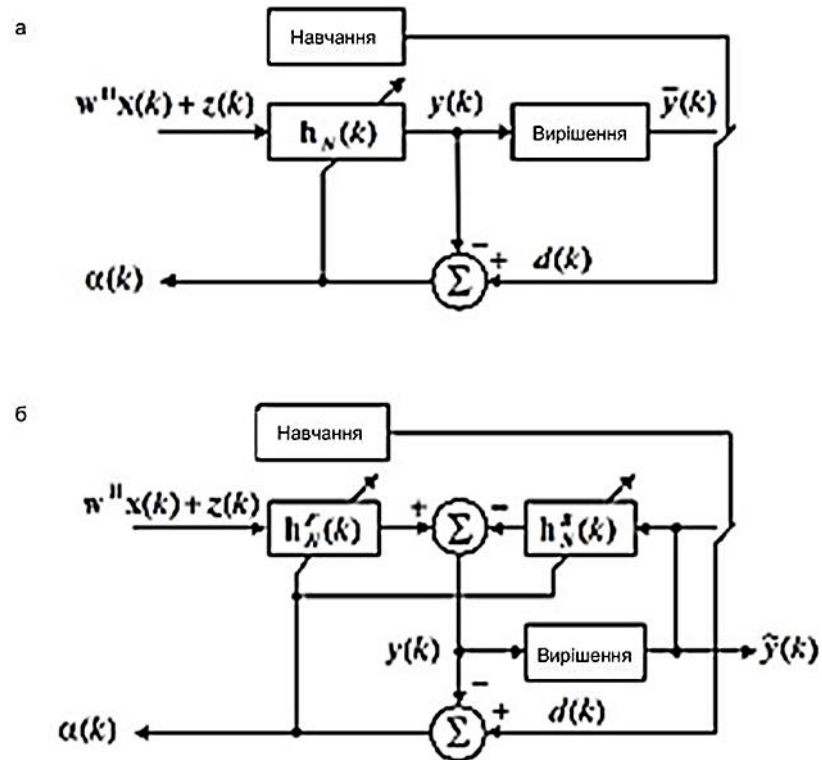
Структурна схема формувача OFDM-радіосигналу за допомогою зворотного швидкого перетворення Фур'є



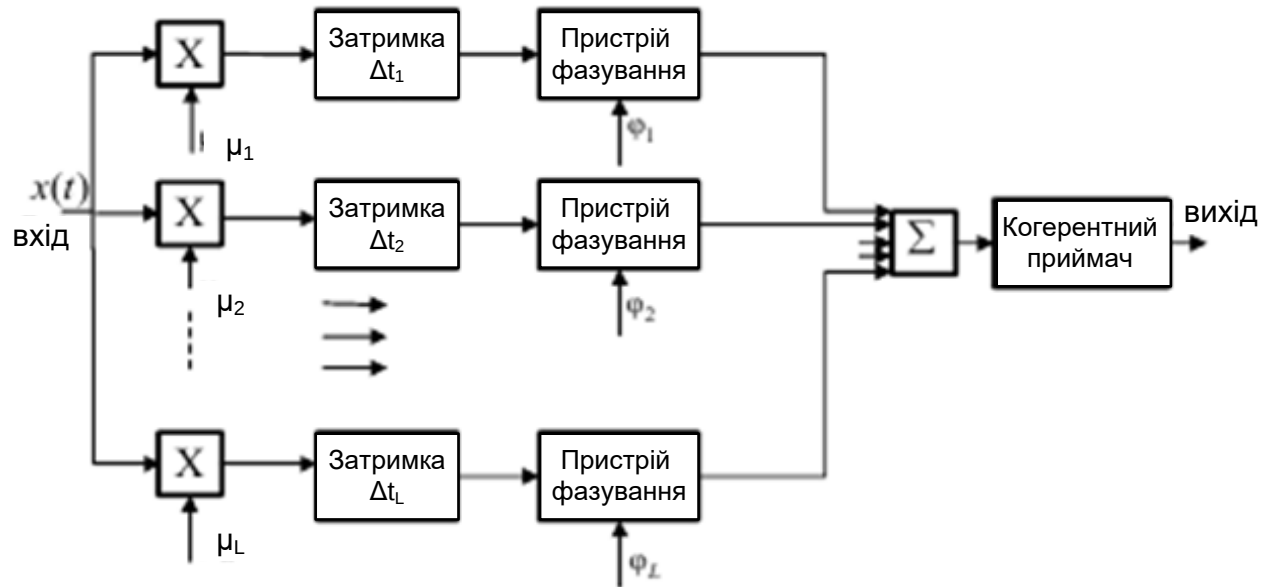
Призначення захисного інтервалу при модуляції OFDM



Ілюстрація міжсимвольної інтерференції

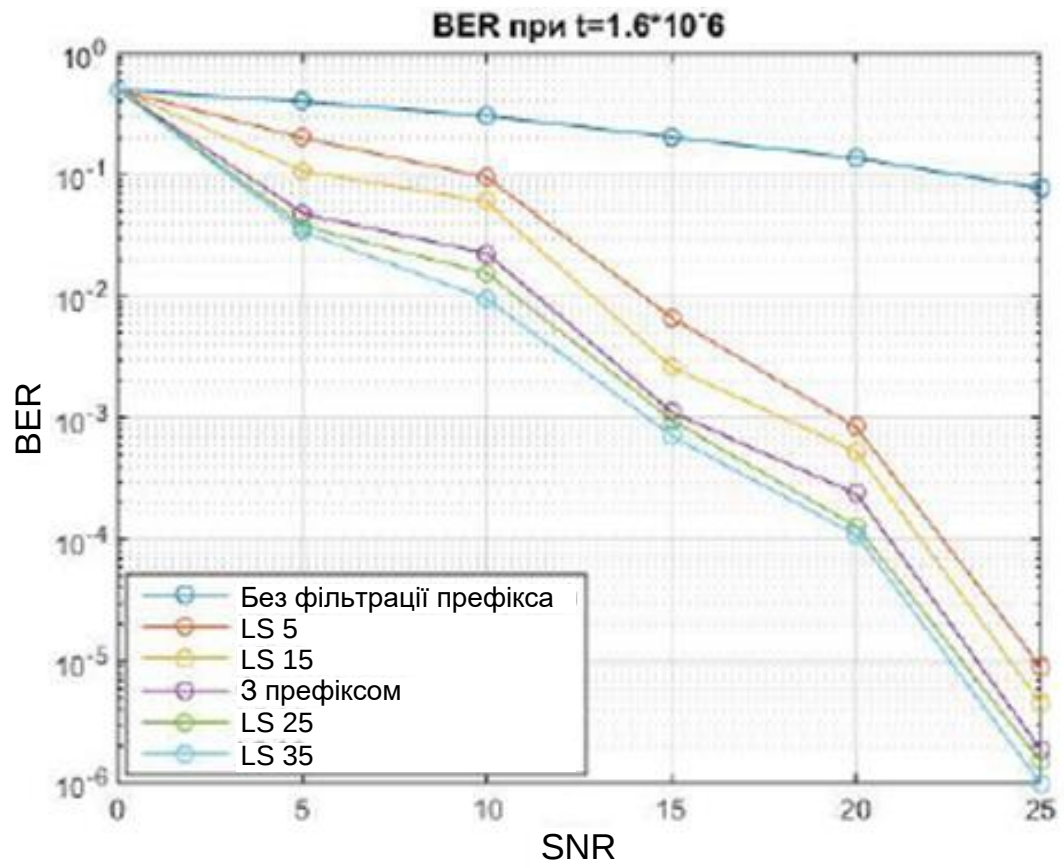


Адаптивні еквалайзери: а – без зворотного зв'язку;
 б – зі зворотним зв'язком



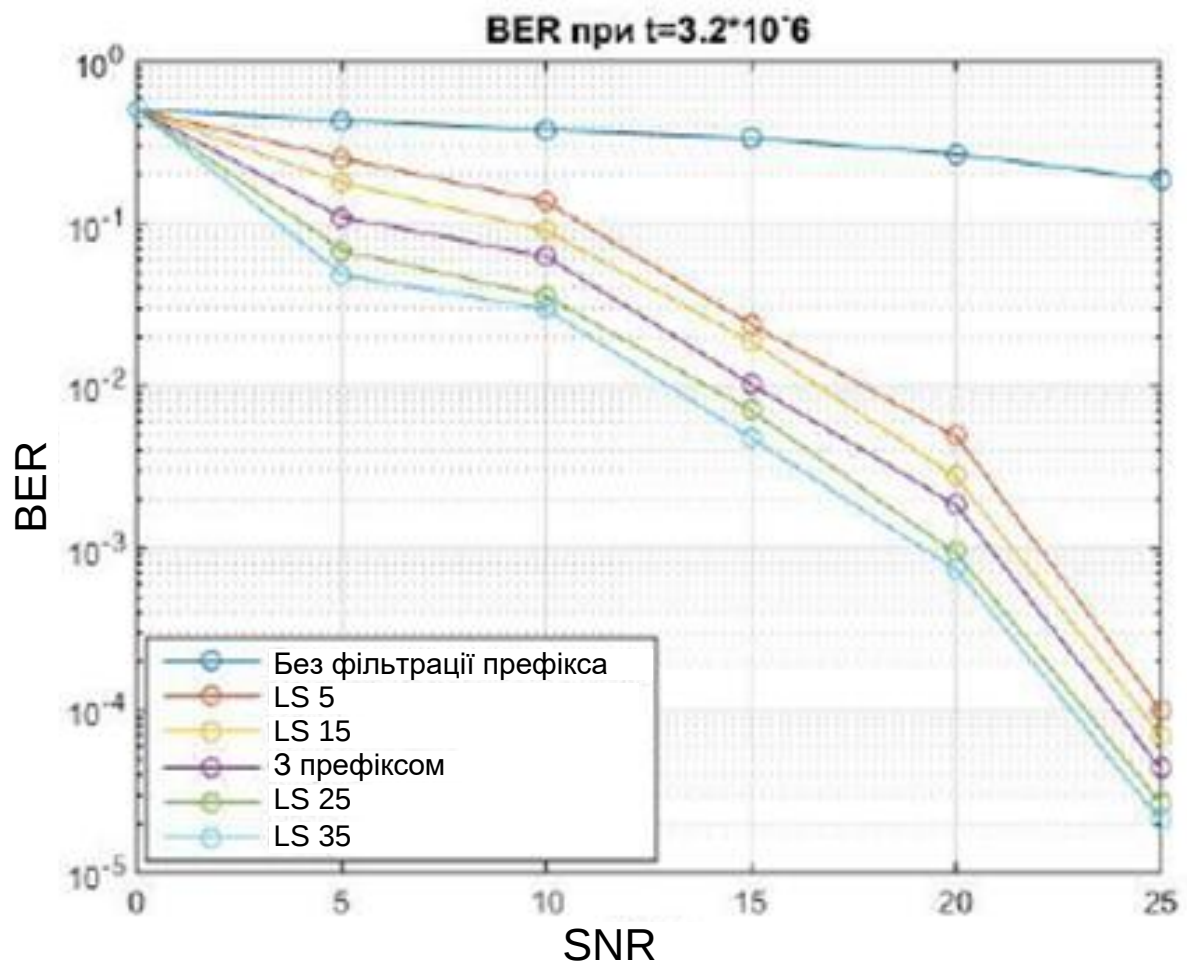
Структурна схема когерентного приймача при додаванні променів на його вході

Результати моделювання



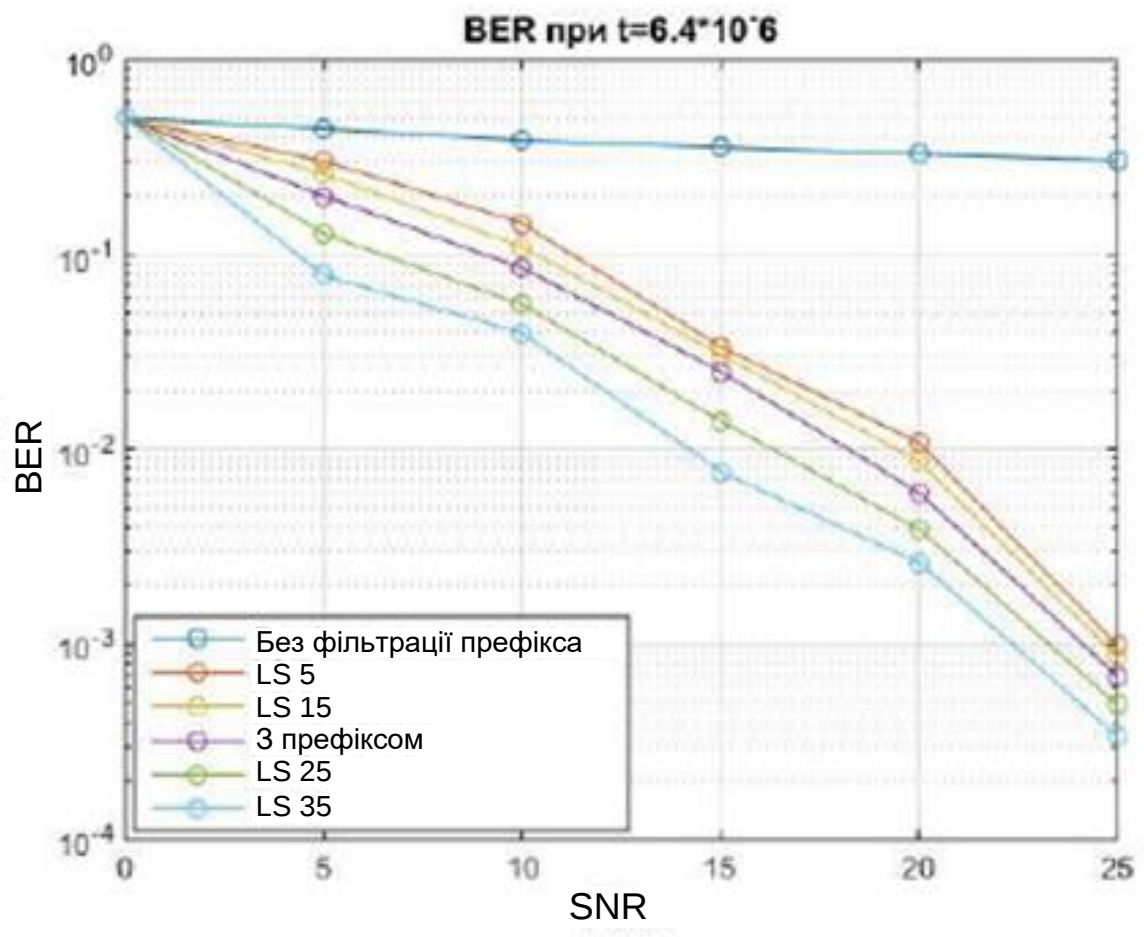
Криві завадостійкості при $\Delta\tau = 1,6 \cdot 10^{-6}$

Результати моделювання



Криві завадостійкості при $\Delta\tau = 3,2 \cdot 10^{-6}$

Результати моделювання



Криві завадостійкості при $\Delta\tau = 6,4 \cdot 10^{-6}$

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Структура трактів формування та обробки сигналів для надійної роботи в умовах NLOS

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС

Керівник Барась С. Т., к.т.н., професор

Показники звіту подібності

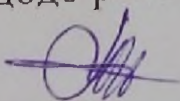
Turnitin	
Оригінальність	85 %
Загальна схожість	15 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання.
- Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Заявляю, що ознайомлений (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (додається)

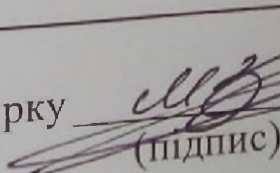
Автор _____
(підпис)



Танадайчук А. Г.
(прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку _____



Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

Експерт _____
(за потреби) (підпис)

(прізвище, ініціали, посада)