ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
НАВЧАЛЬНО-НАУКОВИЙ ІНСТИТУТ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ
Кафедра Мобільних та відеоінформаційних технологій

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: «Розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування»

на здобуття освітнього ступеня магістра
зі спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка
освітньо-професійної програми Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення

Кваліфікаційна робота містить результати власних досліджень. Використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело


(підпис) Артем МАРАХОВСЬКИЙ
(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи АРДМ-62
Артем МАРАХОВСЬКИЙ

Керівник: Андрій ЛЕМЕШКО

Рецензент: Ганна Гринкевич

Київ – 2023

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Навчально-науковий інститут телекомунікацій

Кафедра	Мобільних та відеоінформаційних технологій
Ступінь вищої освіти	Магістр
Спеціальність	172 Телекомунікації та радіотехніка
Освітньо-професійна програма	Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувачка кафедрою МВТ
_____ Наталія РУДЕНКО
« » _____ 2023 року

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Мараховському Артему Юрійовичу

1. Тема кваліфікаційної роботи: «Розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування»,
керівник кваліфікаційної роботи Андрій ЛЕМЕШКО, PhD,
затверджені наказом Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій від 19.10.2023 р. №145.

2. Строк подання кваліфікаційної роботи 25.12.2023 р.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи:
   1. Технологія OFDM та OCDM;
   2. Імітаційне моделювання в MATLAB;
   3. Науково-технічна література.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
   1. Архітектура цифрових систем зв'язку;
   2. Система передачі на основі частотно-імпульсного мультиплексування;
   3. Реалізація цифрової моделі частотно-імпульсного мультиплексування;
   4. Дослідження ефективності цифрової моделі частотно-імпульсного мультиплексування для різних каналів зв'язку.

5. Перелік ілюстративного матеріалу: презентація.

6. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Підбір науково-технічної літератури	19.10.23	Викон.
2.	Архітектура цифрових систем зв'язку	31.10.23	Викон.
3.	Система передачі на основі частотно-імпульсного мультиплексування	15.11.23	Викон.
4.	Реалізація цифрової моделі частотно-імпульсного мультиплексування	29.11.23	Викон.
5.	Дослідження ефективності цифрової моделі частотно-імпульсного мультиплексування для різних каналів зв'язку	07.12.23	Викон.
6.	Висновки, вступ, реферат	11.12.23	Викон.
7.	Розробка презентації	18.12.23	Викон.

Здобувач вищої освіти Артем МАРАХОВСЬКИЙ

(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

Керівник кваліфікаційної роботи Андрій ЛЕМЕШКО

(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

РЕФЕРАТ

Текстова частина кваліфікаційної роботи на здобуття освітнього ступеня магістра: 75 стор., 42 рис., 6 табл., 30 дж.

Мета роботи – розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонально частото-імпульсного мультиплексування в програмному середовищі MatLab.

Об'єкт дослідження - процес безпроводової передачі даних.

Предмет дослідження – методи передачі даних на основі ортогонально частото-імпульсного мультиплексування.

Короткий зміст роботи: У першій частині роботи детально описано окремі основні блоки, які є частиною загальної системи цифрового зв'язку. Детально проаналізовано передавальну частину системи та канал радіопередачі.

У другому розділі пояснено основний принцип мультиплексування, а потім описано саму систему OCDM. У цьому розділі також йдеться про перетворення Френеля.

У третьому розділі у середовищі MATLAB була створена модель модулятора та демодулятора. Було проведено моделювання базової моделі системи OCDM, і таким чином перевірена її функціональність.

В останньому розділі йдеться про зв'язок між модельованою системою OCDM та звичайною системою OFDM. У розділі описано зв'язок між перетвореннями Френеля та Фур'є. Взаємозв'язок між цими перетвореннями дозволяє взяти ефективні алгоритми з системи OFDM та впровадити їх у систему OCDM. Адже алгоритм вирівнювання, реалізований у цій роботі, використовував математичну взаємозв'язок цих двох перетворень. Зроблено висновок, що у практичних вимірах система OCDM перевершує OFDM з точки зору частоти помилок. Однак необхідно усвідомлювати, що потенційне досягнення кращих результатів системи OCDM завжди супроводжуватиметься більшою обчислювальною складністю.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: БЕЗПРОВОДОВИЙ ЗВ'ЯЗОК, OCDM, OFDM, ШВИДКІСТЬ, MATLAB, ПЕРЕТВОРЕННЯ ФРЕНЕЛЯ

ABSTRACT

Text part of the master's qualification work: 75 pages, 42 pictures, 6 table, 30 sources.

The purpose of the work - development of a telecommunications model based on orthogonal frequency-pulse multiplexing in the MatLab software environment.

Object of research – the process of wireless data transmission.

Subject of research – methods of data transmission based on orthogonal frequency-pulse multiplexing.

Summary of the work: The first part of the work describes in detail the individual basic units that are part of the overall digital communication system. The transmission part of the system and the radio transmission channel were analyzed in detail.

The second chapter explains the basic principle of multiplexing and then describes the OCDM system itself. This chapter also covers the Fresnel transform.

In the third section, a modulator and demodulator model was created in the MATLAB environment. The basic model of the OCDM system was simulated, and thus its functionality was verified.

The last section deals with the relationship between the simulated OCDM system and the conventional OFDM system. The chapter describes the relationship between Fresnel and Fourier transforms. The relationship between these transformations allows us to take efficient algorithms from the OFDM system and implement them into the OCDM system. After all, the alignment algorithm implemented in this work used the mathematical relationship of these two transformations. It is concluded that in practical terms the OCDM system is superior to OFDM in terms of error rate. However, it is necessary to realize that the potential achievement of better results of the OCDM system will always be accompanied by greater computational complexity.

KEYWORDS: WIRELESS COMMUNICATION, OCDM, OFDM, SPEED, MATLAB, FRESEL TRANSFORM

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Навчально-науковий інститут телекомунікацій

ПОДАННЯ
ГОЛОВІ ЕКЗАМЕНАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ
ЩОДО ЗАХИСТУ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
на здобуття освітнього ступеня магістра

Направляється здобувач Мараховський А.Ю. до захисту кваліфікаційної роботи
(прізвище та ініціали)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка
освітньо-професійної програми Апаратура радіозв'язку, радіомовлення і телебачення

на тему: Розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування

Кваліфікаційна робота і рецензія додаються.

Директор ННІТ _____ Владислав КРАВЧЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

Висновок керівника кваліфікаційної роботи

Здобувач Мараховський Артем Юрійович показав гарну теоретичну та інженерну підготовку, уміння володіти технологіями нового покоління, вміло працювати з програмно-апаратними засобами мобільного зв'язку, довідковою і науково-технічною літературою. Працюючи над завданнями, які доручались керівником, проявив ініціативність, сумлінність та хист до інженерної роботи.

Все це дозволяє оцінити виконану кваліфікаційну роботу Мараховського Артема Юрійовича на оцінку «відмінно» та присвоїти йому кваліфікацію «Магістр з телекомунікацій та радіотехніки».

Керівник кваліфікаційної роботи _____ Андрій ЛЕМЕШКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

" " _____ 2023 року

Висновок кафедри про кваліфікаційну роботу

Кваліфікаційна робота розглянута. Здобувач Мараховський А.Ю.
(прізвище та ініціали)

допускається до захисту даної роботи в Екзаменаційній комісії.

Завідувачка кафедри
Мобільних та відеоінформаційних технологій _____ Наталія РУДЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

" " _____ 2023 року

ВІДГУК РЕЦЕНЗЕНТА

на кваліфікаційну магістерську роботу

здобувача вищої освіти Мараховського Артема Юрійовича

на тему: «Розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування»

Актуальність:

Форма хвилі ортогонально частото-імпульсного мультиплексування відіграє важливу роль у радарах і безпроводових системах зв'язку через здатність стискати імпульси та розширювати спектр. Дослідження студента направлені на дослідження нової технології OCDM, робить їх актуальними.

Позитивні сторони:

1. Зміст магістерської роботи відповідає завданню. Її автор, показала високий рівень знань і ступінь підготовленості до майбутньої роботи за фахом.
2. Текст викладений грамотно, ясно, послідовно. Графічний матеріал оформлений якісно. Широко використовується сучасна науково-технічна література, включаючи англомовні видання.

Недоліки:

1. В роботі занадто багато уваги приділено теоретичним засадам побудови технологій OCDM та OFDM.
2. В роботі варто вказати, чи можна реалізувати пілот-сигнали оцінки якості каналу зв'язку в системі OCDM подібно до систем OFDM.

Висновок: кваліфікаційна робота заслуговує оцінку «відмінно», а здобувач Мараховський Артем Юрійович заслуговує присвоєння кваліфікації: «Магістр з телекомунікацій та радіотехніки».

Рецензент: к.т.н., доцент Г. Гринкевич

(науковий ступінь, вчене звання) *(підпис)* *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ 9
ВСТУП 11
1 АРХІТЕКТУРА ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ 13
1.1 Схема цифрової системи зв'язку 13
1.2 Передавач цифрової системи зв'язку 14
1.3 Моделі каналів передачі бездротового зв'язку 24
1.4 Приймальна частина системи цифрового зв'язку 32
2 СИСТЕМА ПЕРЕДАЧІ НА ОСНОВІ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ 36
2.1 Основний принцип модуляції з кількома несучими 36
2.2 Принципи формування OCDM-систем 38
2.3 Математичні властивості дискретного перетворення Френеля 40
2.4 Математичний опис OCDM -мультиплексування 42
3 РЕАЛІЗАЦІЯ ЦИФРОВОЇ МОДЕЛІ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ 46
3.1 Базова модель модулятора та демодулятора 46
3.2 Система OCDM в каналі AWGN 53
4 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВОЇ МОДЕЛІ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ ДЛЯ РІЗНИХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ 58
4.1 Модель OCDM-системи з каналом зв'язку 58
4.2 Застосування еквалайзерів у OCDM 61
4.3 Вплив частоти помилок у каналі зв'язку 63
4.4 Пропускна здатність системи OCDM 73
4.5 Порівняння ефективності OCDM та OFDM-моделей 77
ВИСНОВКИ 84
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 87
ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ 91

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ASK - Amplitude-Shift Keying;

AWGN - Additive White Gaussian Noise;

BER - Bit Error Ratio;

C/I - Carrier to Interference;

CFR - Channel Frequency Response;

CP - Cyclic Prefix;

CS - Chirp Signal;

CSS - Chirp Spread Spectrum;

DFnT - Discrete Fresnel Transform;

DFT - Discrete Fourier Transform;

FFT - Fast Fourier Transform;

FSK - Frequency-Shift Keying;

IDFnT - Inverse Discrete Fresnel Transform;

IDFT - Inverse Discrete Fourier Transform;

IFFT - Inverse Fast Fourier Transform;

ISI - Inter Symbol Interference;

LOS - Line of Sight;

LTI - Linear Time-Invariant;

MC - Multi-Carrier;

MMSE - Minimum Mean-Squared Error;

M-QAM - M-ary Quadrature Amplitude Modulation;

NLOS - None Line of Sight;

OCDM - Orthogonal Chirp Division Multiplex;

OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplex;

P/S - Parallel to Serial;

PDF - Propability Density function;

PSK - Phase-Shift Keying;

QPSK - Quadrature Phase-Shift Keying;

RC - Raised Cosine;

RRC - Root Raised Cosine;

S/P - Serial to Parallel;

SER - Symbol Error Ratio;

SNR - Signal to Noise Ratio;

TDL - Tapped Delay Line;

ZF - Zero Forcing.

ВСТУП

Реалізація системи цифрового зв'язку з використанням ортогонального частотно-імпульсного мультиплексування (OCDM - Orthogonal Chirp Division Multiplexing) є відносно новим методом, принцип якого був вперше опублікований у статті [1]. Так званий чірп сигнал (Chirp Signal) використовується для передачі між передавачем і приймачем, який використовується в основному в радіолокаційних та гідролокаційних системах.

OCDM працює з декількома операторами зв'язку, і тому ми зарахуємо його до систем з кількома несучими (MC - Multi-carrier). Більш відомою системою MC є ортогональне частотне мультиплексування (OFDM - Orthogonal Frequency Division Multiplexing), який широко поширений головним чином завдяки можливості реалізації за допомогою швидкого перетворення Фур'є. В даний час OFDM є стандартом як для бездротових мереж, так і для систем цифрового телебачення.

Обидві системи працюють на одних і тих же принципах, але оскільки система OCDM використовує специфічні сигнали імпульсів, трансформація Френеля, зокрема її дискретна форма, застосовується для забезпечення максимальної спектральної ефективності як в модуляторі, так і в демодуляторі.

Мета роботи – теоретичне і математичне описання системи OCDM, та моделювання її в середовищі MATLAB з подальшим імітуванням передачі даних від передавача до приймача у функціональну модель з оцінкою результату з точки зору стійкості до помилок та з точки зору досяжної пропускної здатності.

Технологія OFPM має кілька переваг перед іншими цифровими системами зв'язку, наприклад, її здатність справлятися з багатопроменевими перешкодами та її стійкість до шуму та перешкод. OFPM широко використовується в різних галузях промисловості , включаючи телекомунікації, радіомовлення та військовий зв'язок.

Метою магістерської роботи є розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування в програмному

середовищі MatLab.

Об'єктом дослідження є процес безпроводової передачі даних.

Предметом дослідження є методи передачі даних на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування.

Методи дослідження. Для досягнення поставлених цілей в магістерській роботі використано: методи теорії інформації та передавання сигналів; методи теорії розповсюдження електромагнітних хвиль; методи комп'ютерного моделювання; математичної статистики.

1 АРХІТЕКТУРА ЦИФРОВИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Схема цифрової системи зв'язку

Математично-теоретичний опис окремих блоків цифрової комунікаційної системи є ключовим моментом для аналізу та проектування. Оскільки робота насамперед зосереджена на описі та впровадженні моделі системи OCDM, у цьому розділі увага приділяється детальному опису окремих основних функціональних блоків, які є невід'ємною частиною кожної такої системи цифрового зв'язку.

Основна блок-схема цифрової системи зв'язку показана на рис. 1.1. Він складається з передавача, який має завдання обробляти сигнал, що надходить від джерела, і модулювати його за допомогою цифрової модуляції на несучій. Далі йде канал передачі, який служить середовищем для передачі сигналу між передавачем і приймачем. Останнім будівельним блоком є приймач, який демодулює сигнал і доводить його до завершальної стадії.

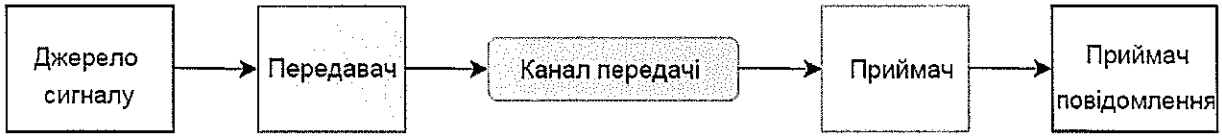


Рис. 1.1. Структурна схема цифрової системи зв'язку

Рис. 1.1 ілюструє лише основну блок-схему системи зв'язку, яка підключає джерело сигналу до кінцевого споживача (отримувача). На вході є джерело сигналу, яким може бути, наприклад, мікрофон або телевізійний передавач. Він перетворює передану інформацію, яка зазвичай може мати характер неелектричної величини, в електричний сигнал. Якщо вихідний сигнал від джерела сигналу є аналоговим, аналого-цифровий перетворювач, зазвичай, є частиною передавача на вході, який оцифровує сигнали і таким чином готує їх до наступного процесу [2].

1.2 Передавач цифрової системи зв'язку

З точки зору базової концепції, передавальну частину системи цифрового зв'язку можна розділити на дві основні частини (рис. 1.2):

• кодер (кодування джерела та каналу);

• модулятор.

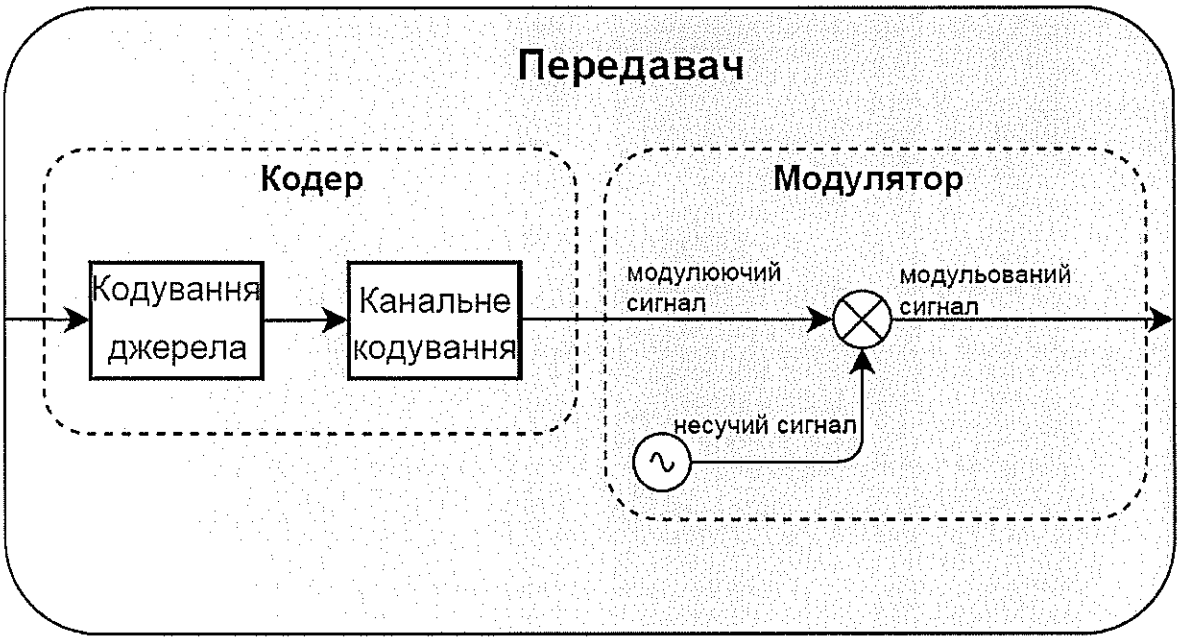


Рис. 1.2. Основна концепція передавальної частини

На вході передавача ми розглядаємо вже оцифрований сигнал. Далі йде вихідне кодування, яке має завдання зменшити бітрейт або виконати так зване стиснення даних. Таким чином, кодуючи джерело, ми зменшуємо вимоги до пропускної здатності передачі, а отже, і до пропускної здатності каналу передачі.

Зменшення бітрейту потоку даних відбувається в основному за рахунок усунення небажаної надмірності, яка є надлишковою інформацією. Усунення небажаної надмірності є оборотним процесом, оскільки на стороні прийому ця інформація відновлюється у вихідному декодері. Таким чином, цей процес зазвичай називають стисненням даних без втрат.

Іншим варіантом стиснення даних є усунення небажаної недоречності, яка є

несуттєвим компонентом інформації. Усунення недоречності, як правило, є незворотним процесом, і видалена інформація не відновлюється на стороні, що приймає. Це призводить до деякої втрати об'єктивної якості відтвореного сигналу, який приймач зазвичай не може спостерігати. Таким чином, усунення небажаної недоречності - це процес, який представляє стиснення даних з втратами.

Після кодування джерела слідує кодування каналу. Тут, з іншого боку, до дати додається певний зайвий компонент. Однак це точно контрольована надмірність, яка використовується в приймачі для виявлення та усунення перешкод, що викликають передачу помилок.

Цифровий сигнал, отриманий за допомогою зазначеного подвійного кодування, далі надходить у модулятор. Тут, залежно від схеми модуляції, сигнал модулюється на несучій хвилі, а вихід модулює сигнал. Цей сигнал триває через канал передачі до приймача.

Цифрова модуляція. Загалом, цифрова модуляція визначається як процес, за допомогою якого амплітуда, частота або фаза несучої змінюється в ритмі сигналу модуляції. Для більш складних схем модуляції сигнал модуляції може впливати на два з перерахованих параметра одночасно. Крім усього іншого, існують спеціальні схеми модуляції, які працюють з поляризацією або напрямком поширення носія.

Несучу хвилю, яка зазвичай є гармонічною, можна записати так:

$$A_c \cos(\omega_c t + \phi_c), \tag{1.1}$$

де A_c - амплітуда носія, $\omega_c t$ - кутова частота носія, помножена на одиницю часу а φ_c фази.

Якщо сигнал модуляції цифровий, ми говоримо про так звану цифрову модуляцію (ключі). Ми виділяємо три основні типи цифрової модуляції - амплітудну (ASK), фазову (PSK) та частотну (FSK). Він заснований на природі несучої хвилі, яка містить саме ці 3 параметри (див. Рівняння 1.1).

При введенні ключів несуча проходить між кількома дискретними станами

зазначеного параметра. Кількість несучих станів залежить від кількості бітів, що надходять у модулятор. Окремі стани несучої виражають сигнальні елементи або символи. Співвідношення між кількістю станів і бітом задається рівняннями 1.2 і 1.3:

$$M = 2^n, \tag{1.2}$$

$$n = \log_2(M), \tag{1.3}$$

де M - кількість станів, а n - кількість бітів модуляції (кількість бітів на символ).

Вимоги до ідеальної схеми модуляції. Завжди необхідно враховувати реальні потреби системи зв'язку та особливості середовища. Вимоги можуть бути такими [3]:

- Максимально можлива швидкість передачі даних;
- Найменша можлива передана потужності;
- Можлива мінімальна пропускна здатність;
- Мінімальна ймовірність помилки;
- Максимальна стійкість до перешкод;
- Мінімальна обчислювальна складність.

Необхідно мати на увазі, що деякі вимоги суперечать одна одній, тому пропозиція значною мірою стосується пошуку компромісу. Як правило, наприклад, формати більш високого стану забезпечують кращу спектральну ефективність системи, але менш стійкі до шуму та перешкод. Навпаки, модуляції з меншою кількістю станів мають високу енергоефективність і тому характеризуються значною стійкістю до шуму та перешкод, але вимагають відносно великої смуги пропускання.

Основні параметри цифрово-модульованого сигналу. Цифрово-модульований сигнал можна охарактеризувати рядом параметрів. У цифровій модуляції на один з трьох параметрів несучої впливає сигнал модуляції, який по суті є послідовністю елементів сигналу (бітів). Якщо це модуляція М-стану, де $M > 2$, окремі стани формуються групою бітів, і ми називаємо ці групи

символами. Якщо ми введемо тривалість символу T_s, швидкість передачі символів R_s, тривалість одного біта T_b, швидкість передачі бітів R_b і кількість бітів, що утворюють один символ n, то застосовується рівняння 1.4:

$$T_s = nT_b, \quad R_s = \frac{1}{T_s} = \frac{1}{nT_b} = \frac{R_b}{n} = \frac{R_b}{\log_2(M)}. \tag{1.4}$$

Після введення цих величин можна ефективно описати основні параметри цифрово модульованого сигналу [4]:

- Коефіцієнт бітових помилок (Bit Error Ratio, BER)

Це відношення середньої кількості помилкових бітів до загальної кількості бітів, переданих за певний проміжок часу. BER - це величина, яка зазвичай визначається шляхом вимірювання. У теоретичних виведеннях та обчисленнях використовується значення ймовірності помилки при передачі біта R_b.

- Коефіцієнт помилок символів (Symbol Error Ratio, SER)

Це відношення середньої кількості помилкових символів до загальної кількості символів, переданих за певний проміжок часу. Як і у випадку з BER, ймовірність помилки при передачі символу R_s використовується у теоретичних виведеннях та розрахунках.

- Енергоефективність (Energetic Efficiency)

Іноді цей параметр також називають ефективність виконання.

Енергоефективність η_e визначається рівнянням 1.5:

$$\eta_e = \frac{N_0}{E_b} \ [-], \quad \text{відповідно,} \quad \eta_{edB} = 10\log\frac{N_0}{E_b} \tag{1.5}$$

де E_b - середня енергія модульованого сигналу на біт, яку можна виразити за допомогою потужності одного біта P_b або амплітуди несучої A_c (див. рівняння 1.6), а N_0 - спектральну щільність потужності шуму, яку можна виразити для білого шуму за співвідношенням потужності шуму P_n і смуги ширини шуму B_n (див. рівняння 1.7).

$$E_b = P_b T_b = \frac{{A_c}^2 T_b}{2}, \tag{1.6}$$

$$N_0 = \frac{P_n}{B_n}. \tag{1.7}$$

Як правило, енергоефективність визначається для певної швидкості помилок бітів. Тобто, яка енергія на біт, що передається щодо спектральної щільності потужності шуму, нам потрібна для передачі інформації з необхідною частотою помилок.

- Спектральна ефективність (Spectral Efficiency)

Цей параметр також називається іншою назвою, а саме - діапазоном ефективності пропускної здатності. Спектральна ефективність η_s визначається рівнянням 1.8.

$$\eta_s = \frac{R_b}{B} \tag{1.8}$$

де B - пропускна здатність радіоканалу.

- Співвідношення сигнал / шум (Signal to Noise Ratio, SNR)

У згаданих вище параметрах модуляції порівнюються щодо енергії, необхідної для передачі одного біта. Однак. іноді вигідніше проводити порівняння щодо іншого розширеного параметра, а саме SNR. Спочатку необхідно визначити відношення:

$$\frac{E_s}{N_0} = \frac{E_b}{N_0} n. \tag{1.9}$$

де $\frac{E_s}{N_0}$ - енергія відноситься до одного символу, $\frac{E_b}{N_0}$ - енергія на один біт.

Дуже часто амплітуда модульованого сигналу виражається через його енергію.

За допомогою 1.6 можна написати:

$$A_c = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \tag{1.10}$$

Відношення SNR тоді можна виразити рівнянням 1.11:

$$SNR = \frac{{A_c}^2}{2}\frac{1}{N_0 B_n} = \frac{E_s}{N_0}\frac{1}{B_n T_s}. \quad (1.11)$$

Схема цифрової модуляції QPSK та M-QAM. Існує багато схем цифрової модуляції і всі вони беруть свій початок у базових маніпуляціях ASK, PSK та FSK. У системах зв'язку, зокрема, використовується модуляція ASK та PSK. Маніпуляція FSK та похідні модуляції мають відносно низьку спектральну ефективність. Тому їм потрібна дуже широка смуга частот для передачі певного обсягу даних, що сьогодні стає все більш рідкісним.

У цьому розділі йдеться про опис відповідних схем модуляції, особливо їх відображення, які можуть бути ефективно реалізовані в модемі системи OCDM, реалізація якої є змістом цієї роботи. Це, зокрема, квадратурна фазова модуляція (QPSK – Quadrature Phase-Shift Keying) та квадратурна амплітудна модуляція M-стану (M-QAM).

Відтворення та відображення станів модуляції. Завдання відтворення полягає в перетворенні бітової послідовності на основі обраної схеми модуляції в послідовність символів. Один символ містить більше бітів, і при збереженні пропускної здатності канал використовується більш ефективно.

Наприклад, при використанні двох бітів для створення одного символу ми отримуємо чотири різні стани параметра несучої, що відповідають логічним комбінаціям 00, 01, 10 і 11. Комбінації складаються з двох бітів, ми називаємо їх бітами. Якщо вибрати параметр фази як параметр модуляції, ми отримаємо вже згадану модуляцію QPSK. Модуляція M-QAM створюється комбінацією модуляції PSK та ASK [4].

Для модуляцій QPSK та M-QAM дуже часто використовується відображення станів модуляції за допомогою фазорів у складній площині, де реальна вісь позначається символом *I* (*In-phase*) і представляє синфазну складову та уявну осі символом *Q (Quadrature),* що представляє квадратурну складову. Якщо будуються окремі стани модуляції, що відповідають, наприклад, моменту дискретизації символів у приймачі, ми визначаємо так зване *Сузір'я* або *Діаграму*

стану. Цю діаграму можна розглядати як представлення модульованих сигналів у просторі сигналів. Приклад діаграм сузір'їв показаний на рис. 1.3.

Таблиця 1.1.

Кількість бітів, переданих протягом одного символу для схем модуляції QPSK та M-QAM

Модуляція	Кількість бітів, n
QPSK	2
16-QAM	4
32-QAM	5
64-QAM	6
128-QAM	7
256-QAM	8

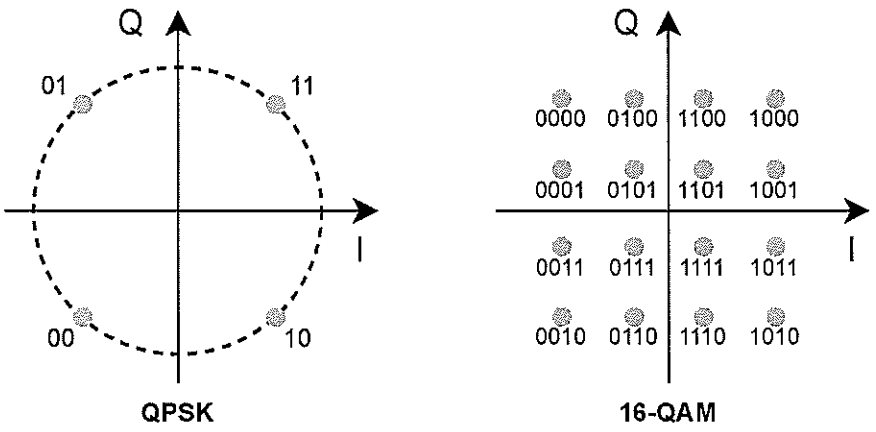


Рис. 1.3. Діаграма сузір'їв модуляції QPSK та 16-QAM

Коли сигнал проходить через радіосередовище, до стану модуляції додається шум, який зміщує елемент сигналу на випадкове значення у всіх напрямках. Щоб мінімізувати виявлення помилкового сигналу (заміна символу на приймаючій стороні), стани модуляції повинні бути максимально віддалені один від одного. Одним із способів вимірювання відстані між станами є використання відомої евклідової відстані.

Відображення бітів на символи в діаграмі сузір'я також повинно проводитися з обережністю. Дуже ймовірно, що символ зміщується на приймаючій стороні до області, де з'являється сусідній символ, через адитивний шум. Тому доцільно, щоб значення відображення сусідніх символів відрізнялися лише в одному біті. Тоді такий зсув прийнятої вибірки на сусідню область спричинить лише одну бітову помилку, що є позитивним для результуючої частоти помилок BER. Такий підхід називається кодуванням Грея. Цей метод модуляції можна чітко побачити на схемі модуляції 16-QAM на рис. 1.3. Для таких модуляцій, як 128-QAM або 256-QAM, більше не можна гарантувати, що сусідні символи відрізняються лише в одному біті. Однак, якщо використовується оптимізоване рішення у вигляді кодування Грея, то частина сусідніх символів буде відрізнятися на 1 біт, а частина на 2 біти [4], [5].

Формування модуляційних імпульсів. Форма імпульсу модуляції є важливим елементом, який має фундаментальний вплив на спектральні властивості модульованого сигналу, особливо для придушення бічних імпульсів [5]. На практиці використовується порівняно вузький клас формуючих імпульсів. Найпростіший - це прямокутний імпульс типу REC.

На практиці формування модуляційних імпульсів за допомогою так званого фільтра з підвищеним косинусом (RC) дуже поширене. Це фільтри низьких частот, які визначаються властивостями в області спектра. RC -фільтри зазвичай є частиною модулятора та демодулятора і призначені як для обмеження спектру сигналу, так і для придушення міжсимвольних перешкод (міжсимвольні перешкоди, ISI). Для передавальної функції цих фільтрів використовується рівняння 1.12 [6]:

$$H_{\mathrm{RC}}(f)=\begin{cases} T_s & ,0\le |f|<\frac{1-\beta}{2T_s} \\ \frac{T_s}{2}\left[1-\sin\frac{\pi T_s}{\beta}\left(|f|-\frac{1}{2T_s}\right)\right] & ,\frac{1-\beta}{2T_s}\le |f|<\frac{1+\beta}{2T_s} \\ 0 & ,\frac{1+\beta}{2T_s}\le |f| \end{cases}, \qquad (1.12)$$

де коефіцієнт форми β - це так званий поворот коефіцієнта, приймає значення в інтервалі (0, 1) і визначає розширення передавальної функції фільтра.

Зі збільшенням β пропускна здатність збільшується, і імпульсна характеристика фільтра зменшується швидше. Значення β-подібного фактора очевидно, особливо з рисунка 1.4.

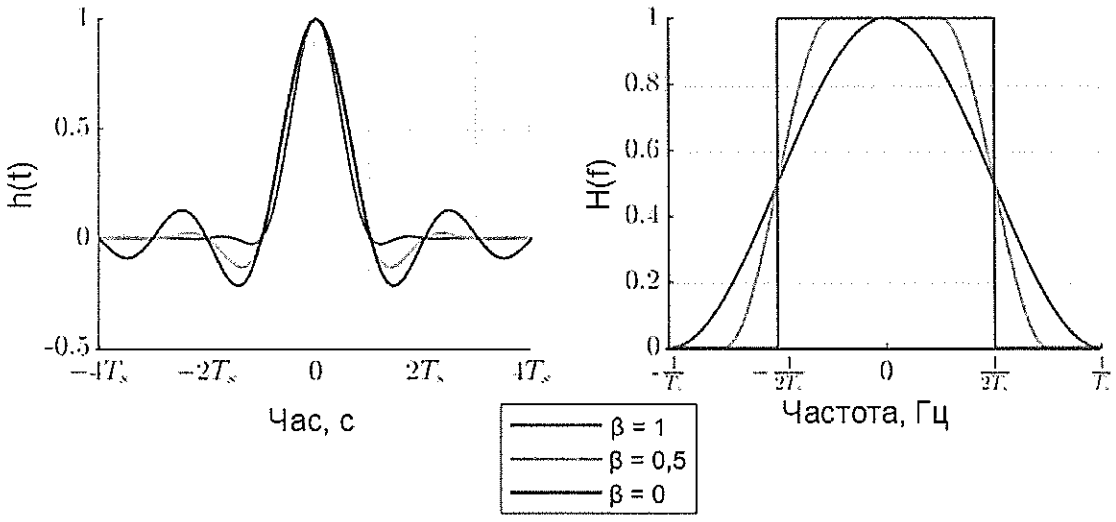


Рис. 1.4. Передача та імпульсна характеристика RC-фільтра для різних значень β

На додаток до передачі RC-фільтра, на рис. 1.4 також показана його імпульсна характеристика у вигляді функції $\sin c$, для якої застосовується рівняння 1.13 [6]:

$$h_{\mathrm{RC}}(t) = \operatorname{sinc}\left(\frac{\pi t}{T_s}\right) \frac{\cos\left(\frac{\pi\beta t}{T_s}\right)}{1 - \frac{4\beta^2 t^2}{T^2}} \tag{1.13}$$

Застосування RC-фільтра. У реальній системі зв'язку RC-фільтр реалізований за допомогою двох окремих фільтрів косинусу з підняттям кореня (RRC). Амплітудно-частотна характеристика фільтра RRC - це квадратний корінь характеристики фільтра RC:

$$H_{\mathrm{RRC}}(f) = \sqrt{H_{RC}(f)}. \tag{1.14}$$

Якщо використати цю просту залежність, отримані характеристики типу RC можна досягти, включивши фільтр типу RRC як у передавач, так і в приймач [3]:

$$\sqrt{H_{\mathrm{RC}}(f)} \cdot \sqrt{H_{\mathrm{RC}}(f)} = H_{\mathrm{RC}}(f). \tag{1.15}$$

Таке рішення гарантує максимізацію співвідношення SNR та мінімізацію ISI, і тому його дуже часто використовують. Схематично реалізація RC-фільтра за допомогою пари фільтрів RRC показана на рис. 1.5.

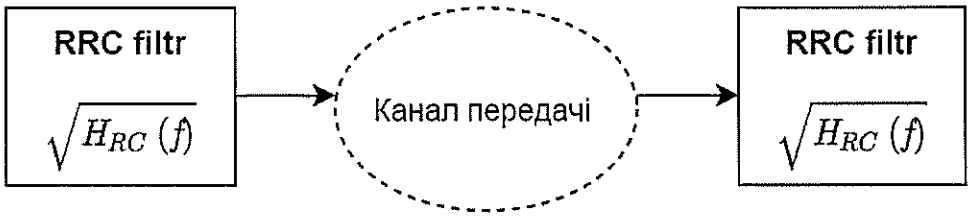


Рис. 1.5. Формування модуляційних імпульсів за допомогою пари фільтрів RRC

Фільтр RRC знову має нескінченну характеристику імпульсу, але в практичних випадках необхідно обмежити його розділом з кількох символьних періодів. Прийнятна довжина фільтра залежить від параметра β, і зі збільшенням його значення фільтр може бути коротшим. Реалізація RRC -фільтра в частині модуляції та демодуляції забезпечує оптимальну форму сигналу перед самою демодуляцією. Ці фільтри є стандартними для застосування лінійних модуляцій і використовуються переважною більшістю систем зв'язку.

Крім згаданих фільтрів для формування імпульсів модуляції, існують також так звані фільтри Гаусса [7], які зазвичай використовуються для модуляцій типу FSK.

1.3 Моделі каналів передачі бездротового зв'язку

Канал передачі - це засіб передачі інформації між передавачем і приймачем. Канал передачі може бути дротовим або бездротовим. У нашому випадку ми будемо розглядати лише бездротову передачу інформації, тобто канал радіопередачі.

Обов'язковою умовою безперебійної передачі інформації є загальне знання характеристик каналу. Таким чином, радіоканали моделюються за допомогою кількох математичних моделей. Ці моделі розглядають небажані аспекти, що впливають на канал зв'язку. Найпростішою моделлю радіоканалу є так званий канал адитивного білого гаусівського шуму - AWGN (Additive white Gaussian noise).

Канал AWGN. Основними характеристиками кожного радіоканалу є загасання сигналу та тепловий шум, який дуже добре математично можна описати за допомогою адитивного білого шуму Гаусового шуму (AWGN). У цьому типі радіоканалу до переданого сигналу додається лише адитивний гауссівський білий шум. Такий шум не корелює з переданим сигналом (адитивним), має постійну спектральну щільність потужності у всій розглянутій смузі частот (білий) і має нормальний амплітудний розподіл із нульовим середнім (гауссівський).

Таким чином, канал AWGN є математичною моделлю радіоканалу, для якого прийнятий сигнал $r(t)$ після проходження через канал AWGN застосовується рівняння 1.16:

$$r(t) = \alpha_{\text{ch}} s(t) + n(t), \tag{1.16}$$

де α_{ch} - константа, що представляє загасання сигналу, $s(t)$ корисний переданий сигнал, і $n(t)$ - додатковий шум.

Канал AWGN моделює ситуацію, коли ми отримуємо лише ослаблену пряму хвилю без будь-яких відображень від можливих перешкод. Тому це модель каналу, яка вказує на умови передачі прямої хвилі з прямою оптичною видимістю

(Лінія прицілу, LOS). Модельна діаграма такого каналу показана на рис. 1.6.

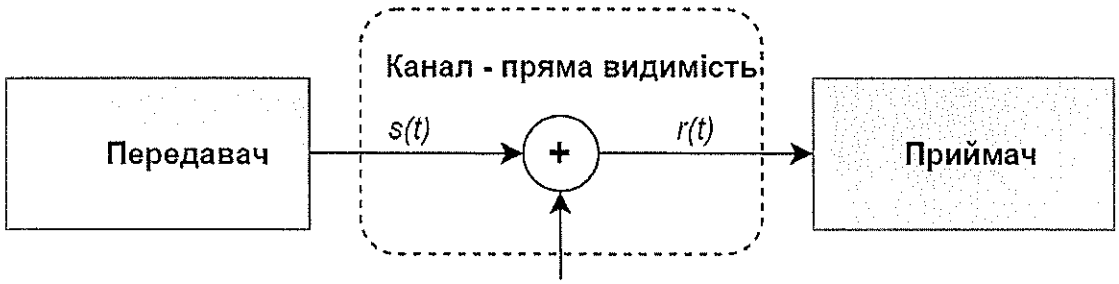


Рис. 1.6. Канал AWGN з прямою оптичною видимістю (LOS)

Іншою моделлю радіоканалу є фільтр лінійної інваріантності часу (LTI). Ця модель більше використовується в середовищі з постійними параметрами, тобто зв'язку по кабелю. Однак, якщо розглядати імпульсну характеристику каналу як змінну, можна використовувати модель лінійного фільтра, що змінює час, для якого застосовується наступне [8]:

$$r(t) = s(t) * h(\tau,t) + n(t), \quad (1.17)$$

де $h(\tau,t)$ - реакція каналу в момент часу t на імпульс, який був надісланий у момент часу $t-\tau$. Така модель каналу передбачає, що параметри змінюються з часом. Тому його можна використовувати для радіоканалу.

Витік сигналу в каналі. У випадку моделі каналу AWGN ми розглянули лише постійне загасання. Інший випадок трапляється, коли ми працюємо з мобільною станцією або коли використовуємо ненаправлені антени і приймаємо не тільки прямі хвилі, а й хвилі, відбиті від різних перешкод, що виникають поблизу тракту передачі. У цьому випадку виникають витоки сигналу, які викликають коливання рівня потужності сигналу на приймачі. Параметри вихідного каналу є випадковими величинами, оскільки характер такого каналу з часом змінюється випадковим чином. Основними явищами, що викликають витік сигналу в радіоканалі, є ефект Доплера та багатопроменеве поширення.

Ефект Доплера. У радіосередовищі на сигнал впливають багато небажаних ефектів, які можуть спричинити погіршення сигналу та витік сигналу. До них відноситься ефект Доплера, який описує зміну частоти хвиль, коли джерело рухається відносно спостерігача або навпаки. Це явище поширене, особливо в мобільному середовищі, де передавач і приймач рухаються один з одним. Загалом, застосовується наступне співвідношення [9]:

$$f_P = \frac{c \pm u}{c \pm v} f_Z \quad [\text{Hz}], \tag{1.18}$$

де f_p - частота хвиль у місці розташування спостерігача, $c = 3 \cdot 10^8 m \cdot s^{-1}$ швидкість світла, υ - швидкість джерела хвилі, u - швидкість спостерігача, а f_Z - частота хвилі біля джерела. Необхідно розрізняти, чи рухається джерело у бік спостерігача, чи навпаки [9].

Основним параметром ефекту Доплера є доплерівський зсув, який характеризує відхилення частоти між спостерігачем та джерелом. Враховуючи ситуацію, коли джерело знаходиться в стані спокою і спостерігач знаходиться в русі, рівняння 1.18 можна змінити до такої форми:

$$f_P = \frac{c \pm u}{c} f_Z = f_Z + \frac{u}{c} f_Z \tag{1.19}$$

Починаючи з рівняння 1.19, для доплерівського зсуву виконується таке співвідношення:

$$|f_P - f_Z| = |\Delta f| = \frac{u}{c} f_Z \tag{1.20}$$

Розповсюдження багатоступеневого сигналу. Ще одне явище, що викликає витік сигналу в радіоканалі - це поширення багатопроменевого сигналу. Це той випадок, коли сигнал між передавачем і приймачем рухається до приймача різною довжиною через відображення, вигин або розсіювання. Кожен окремий шлях вводить у сигнал певну затримку, загасання та зсув фаз. На приймальній антені всі складові сигналу підсумовуються за вектором і виникають перешкоди.

Властивості каналу динамічно змінюються з навколишнім середовищем. Розглянемо гармонічний сигнал, що надходить на радіоканал (див. рівняння 1.21), Рівняння 1.22 можна записати для прийнятого сигналу $r(t)$, на який впливає багатопроменеве поширення. Шум розглядається для спрощення, і за цим припущенням застосовуються такі співвідношення [3]:

$$s(t) = A\cos(2\pi f_c t), \tag{1.21}$$

$$r(t) = A\sum_n \alpha_n(t)\cos\left[2\pi f_c\left(t-\tau_n(t)\right)\right], \tag{1.22}$$

де $\alpha_n(t)$ і $\tau_n(t)$ - загасання та затримка n-го шляху передачі, що змінюється у часі. Канал зв'язку можна повністю описати складним сигналом:

$$z(t) = \sum_n \alpha_n(t)\, e^{(-j2\pi f_c \tau_n(t))} = \sum_n \alpha_n(t)\, e^{(-j\phi_n(t))}. \tag{1.23}$$

Тому комплексні коефіцієнти шляхів передачі можна записати відповідно до рівняння 1.24, а їх модуль і фаза відповідають рівнянню 1.25:

$$c_n(t) = \alpha(t)e^{(j\phi(t))} = c_{\mathrm{Re}}(t) + j\,c_{\mathrm{Im}}(t), \tag{1.24}$$

$$\alpha(t) = \sqrt{c_{\mathrm{Re}}^2(t) + c_{\mathrm{Im}}^2(t)}, \qquad \phi(t) = \arctan\left(\frac{c_{\mathrm{Re}}^2(t)}{c_{\mathrm{Im}}^2(t)}\right), \tag{1.25}$$

де модуль $\alpha(t)$і фаза $\phi(t)$є випадковими величинами. З цієї причини необхідно описати їх за допомогою функції щільності ймовірності (PDF - Propability Density function).

Канали Райса та Рейлі. Витік сигналу є невід'ємною частиною радіоканалу. Це призводить до того, що стандартне співвідношення сигнал / шум на вході демодулятора в приймачі не є постійним, а має певну функцію щільності ймовірності (PDF) з відповідним розподілом. PDF для типових радіоканалів може мати розподіл Рейлі або Райса.

Модель райсового каналу.

Ця модель каналу використовується для каналу LOS з однією значною прямою складовою та багатьма слабкими відбитими компонентами. Як правило, таку модель каналу можна моделювати в мікроелементах або пікосотах. Схематично канал Райсу показаний на рис. 1.7.

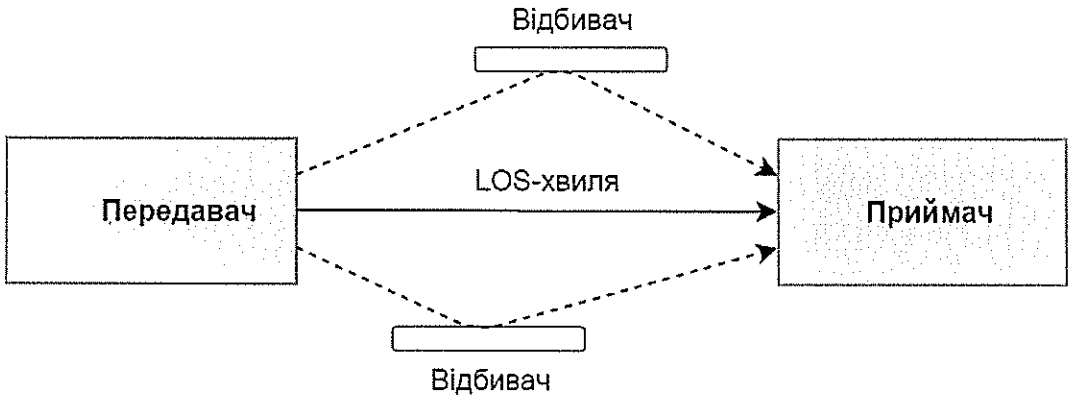


Рис. 1.7. Схема райсового каналу (LOS)

Якщо між передавачем і приймачем існує прямий шлях, то реальне значення $c_{\mathrm{Re}}(t)$ та уявна складова $c_{\mathrm{Im}}(t)$ мають ненульове середнє значення. Амплітуди мають розподіл щільності ймовірності Райса, а функцію PDF можна записати так [10]:

$$f(\alpha) = \frac{\alpha^2}{\sigma} \mathrm{e}^{\frac{-\left(\alpha^2+S^2\right)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{S\alpha}{\sigma^2}\right) \qquad a \geq 0, \tag{1.26}$$

де σ - стандартне відхилення і характеризує модуль сигналу (тобто амплітуду) відбитої хвилі, S - амплітуду прийнятої прямої хвилі, I_0 - модифіковану функцію Бесселя уявного аргументу. Якщо $\alpha < 0$, то $f(\alpha) = 0$. Потужність у каналі Райса відповідає таким співвідношенням:

$$p_{\mathrm{d}} = \frac{\mathrm{S}^2}{2}, \qquad p = p_{\mathrm{d}} + \overline{p}_{\mathrm{s}}, \tag{1.27}$$

де p_d - потужність компонента прямого сигналу, p - миттєва потужність прийнятого сигналу, а $\overline{p}_s$ - загальна потужність компонентів розсіяного сигналу ($\overline{p}_s = \sigma^2$).

Для розподілу Райса також визначається співвідношення між потужністю сигналу прямої складової та сумою відбитої потужності сигналу [11]. Це співвідношення називається К-коефіцієнтом Райса і задається рівнянням 1.29

$$K = \frac{p_d}{\overline{p}_s} = \frac{p_d}{\sigma^2}. \qquad (1.29)$$

Модель каналу Релея.

Ця модель каналу описує випадок, коли пряма хвиля не бере участі у передачі сигналу, і лише відбиті хвилі надходять у приймач. Тому між приймачем і передавачем немає прямої оптичної видимості (Non-Line of Might, NLOS). Канал Релея схематично показаний на рис. 1.8.

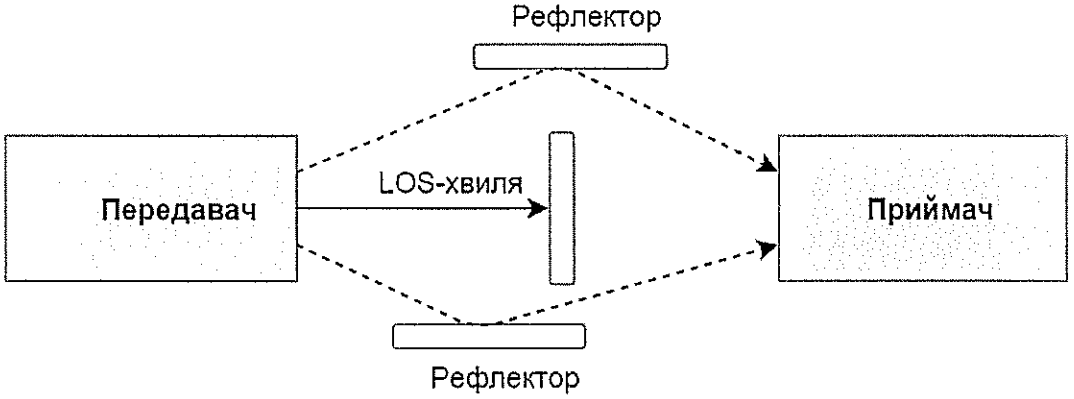


Рис. 1.8. Схема каналів Релея (NLOS)

Реальні компоненти $c_{\mathrm{Re}}(t)$ та уявна $c_{\mathrm{Im}}(t)$ мають нульове середнє, а фазовий розподіл рівномірний у діапазоні $\langle 0, 2\pi \rangle$

$$f(\alpha) = \frac{\alpha^2}{\sigma} e^{\left(-a^2/2\sigma^2\right)} \qquad a \geq 0. \qquad (1.30)$$

Якщо $\alpha < 0$, то застосовується та ж умова, що і для моделі каналу Райса та

функції $f(\alpha)=0$.

Функції щільності ймовірності каналів Райса і Релея

Функція PDF Райса, математично описана рівнянням 1.26, показана на рис. 1.9 для вибраних значень S , а $\alpha=0,5$. Функція PDF для каналу Релея, яка базується на рівнянні 1.30, показана на рис. 1.10.

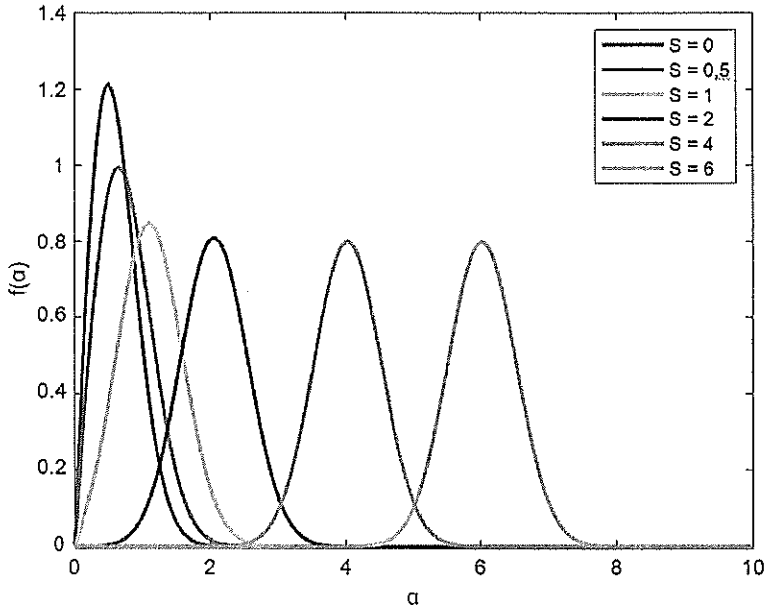


Рис. 1.9. Райсовий канал PDF для $\alpha=0,5$ та різних значень S

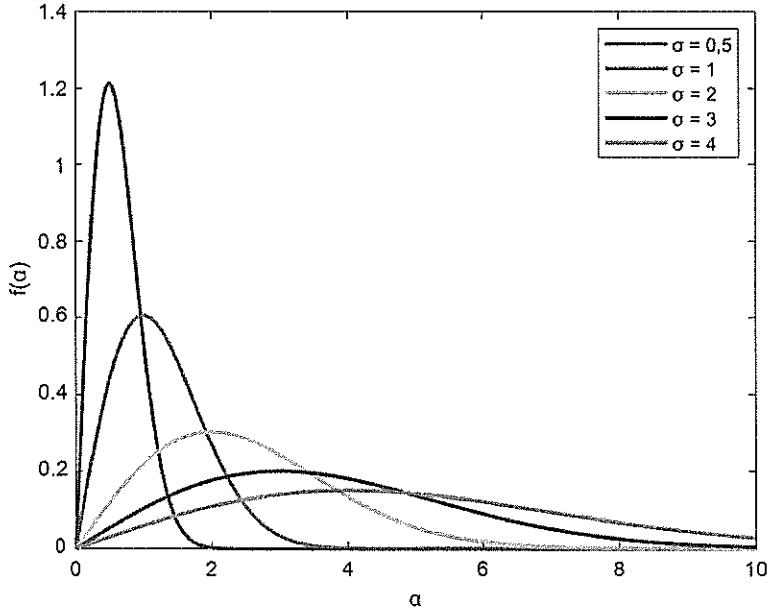


Рис. 1.10. PDF каналу Релея для різних значень α

Модель радіоканалу. Так звана модель каналу TDL (Tapped Delay Line - лінія затримки з відводами) часто використовується для моделювання загального радіоканалу [10]. Така модель каналу може імітувати вихід з каналу, включаючи фоновий шум. Діаграма каналів TDL показана на рис. 1.11.

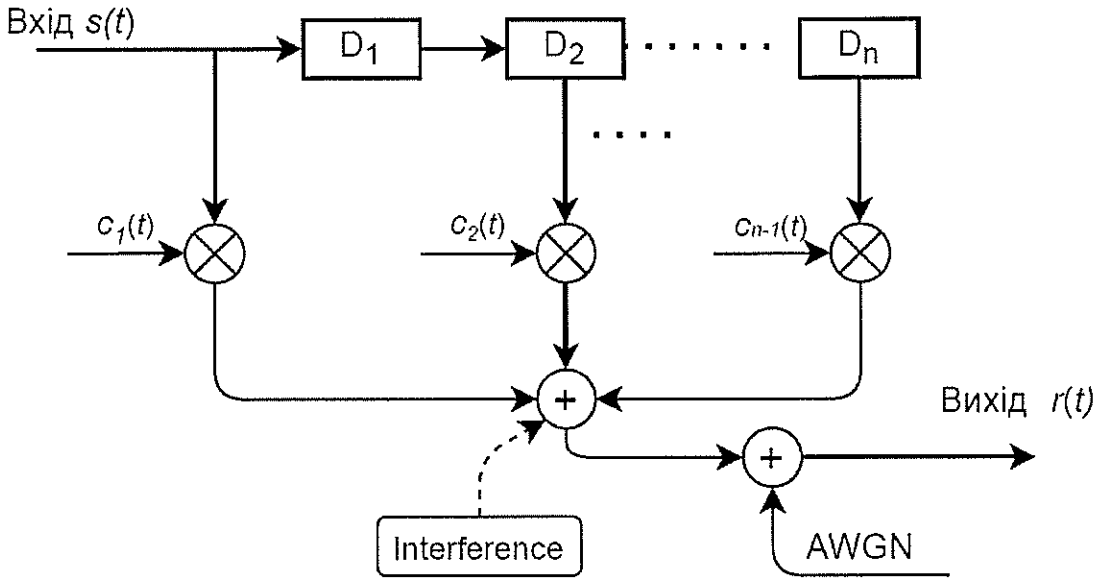


Рис. 1.11. Модель каналу TDL

Вхідним сигналом такої моделі є складні вибірки модульованого сигналу. На виході на ці значення потім впливає витік та шум AWGN.

Модель розглядає загалом n шляхів передачі. Часові затримки D_n являють собою затримки на окремих шляхах сигналу від передавача до приймача. Загальна затримка моделі дорівнює сумі всіх окремих затримок і зазвичай називається максимальним розширенням часу каналу T_m . Перший шлях не враховує жодної затримки, оскільки характеризує пряму хвилю. Коефіцієнти $c_n(t)$ є складними символами і характеризують змінне послаблення окремих шляхів.

За підсумовуючим елементом моделі TDL є блок AWGN, який додає до сигналу фоновий шум. У цей момент також можна додати сигнал перешкод. Частота такого сигналу вибирається такою ж, як несуча частота. Сигнал перешкод дає можливість оцінювати BER залежно від відношення несучої до перешкод

(Carrier to Interference, C/I).

Модель каналу TDL часто моделюється з доплерівським розширенням спектру, де складні коефіцієнти Доплера генеруються за допомогою так званого доплерівського фільтра [3]. Такий фільтр являє собою доплерівську характеристику розкидання, за допомогою якої максимальний доплерівський зсув може бути визначений окремо для кожного шляху або може бути однаковим для всіх шляхів.

1.4 Приймальна частина системи цифрового зв'язку

З точки зору базової концепції, приймальна частина системи цифрового зв'язку може бути поділена на дві основні частини (рис. 1.12).

- демодулятор
- декодер (декодування каналу та джерела)

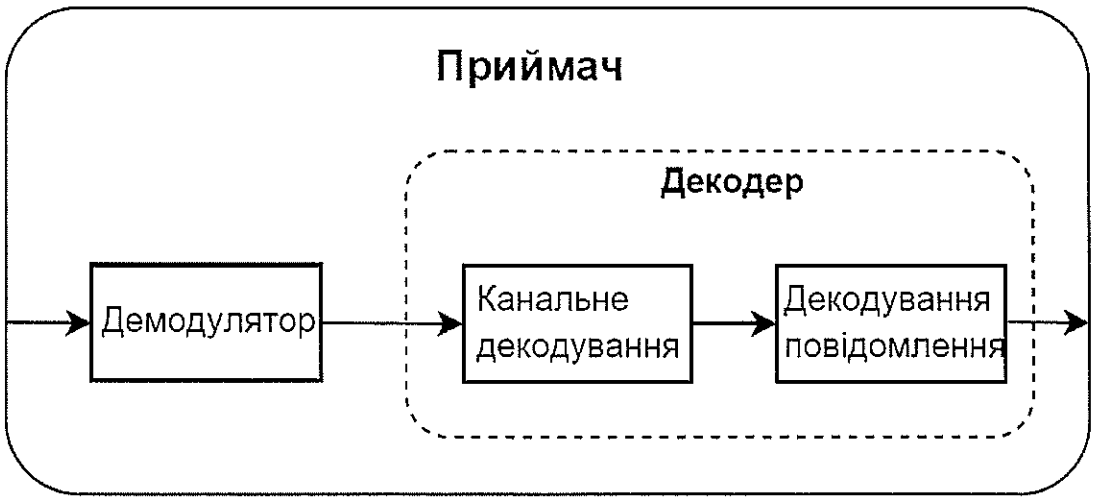


Рис. 1.12: Основна концепція приймаючої частини

До входу приймаючої частини діаграми підключається демодулятор, який перетворює прийнятий сигнал в сигнал модуляції. Якщо розглядати безперебійну передачу через радіооточення, то сигнал на виході демодулятора дорівнює

сигналу, розташованому на вході модулятора у передавальній частині.

Після демодуляції сигналу проходить декодування. Спочатку виконується декодування каналу, де на основі знань алгоритму кодування каналів у передавачі та з використанням захисної надлишкової інформації, що міститься у прийнятому сигналі, відтворюється вихідна послідовність розрядів. Декодування каналу виконується джерелом.

Вихідний декодер виконує зворотні операції з вихідним кодером. Надлишкова інформація, яка пригнічується в кодері джерела передавача, має передбачуваний характер і поповнюється потоком бітів за допомогою декодування джерела. З іншого боку, недоречність, яка видаляється у частині мовлення, втрачається і не може бути відновлена. У реальних комунікаційних системах така втрата нерелевантної інформації цілком нормальна, оскільки вона не є важливою для одержувача і навіть не помічає такої втрати.

Демодульований і декодований сигнал при необхідності перетворюється в аналоговий вигляд і слідує до кінцевого етапу, де він перетворюється на вихідну неелектричну величину.

Вирівнювання. У цифрових системах вирівнювання означає виправлення амплітудних і фазових спотворень, спричинених радіоканалом, але кінцевим бажаним ефектом тут є мінімізація ISI і, таким чином, зменшення похибки передачі BER. Вирівнювання може бути реалізовано у передавачі за допомогою каналу зворотного зв'язку, але зазвичай процес вирівнювання виконується на приймаючій стороні системи, і ми розглянемо лише цей варіант.

Адаптивні еквалайзери часто використовуються для радіоканалів, які дозволяють вирівнювати канал по часу зміни параметрів каналу. Крім того, еквалайзери Ize поділяються на лінійні та нелінійні. Існує цілий ряд структур та алгоритмів, відповідно до яких еквалайзери встановлені належним чином. Теоретично цей розділ описує еквалайзери з нульовим форсуванням (ZF - Zero Forcing) та мінімальною середньоквадратичною помилкою (MMSE - Minimum Mean-Squared Error), оскільки вони додатково реалізовані в системі OCDM. Ці еквалайзери можуть бути ефективно реалізовані в системі, яка використовує

декілька несучих.

Еквалайзер з нульовим форсуванням

ZF - це лінійний еквалайзер, а передавальна функція такого еквалайзера $G(f)$ необхідна для ідеальної компенсації лінійного спотворення каналу, дорівнює зворотному значенню передавальної функції каналу $\mathrm{H}_m(f)$.

Щоб отримати та пояснити операцію, можна почати з блок -схеми 1.13, яка показує ланцюг зв'язку, що складається з передавального фільтра $\mathrm{H}_T(f)$,каналу $\mathrm{H}_m(f)$,приймального фільтра $\mathrm{H}_R(f)$та еквалайзера $G(f)$. На діаграмі також зображено адитивний шум n(t), але він не враховується при отриманні передавальної функції еквалайзера ZF.

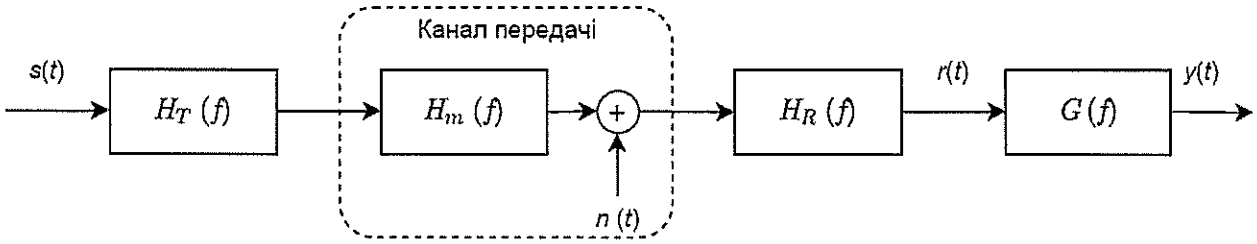


Рис. 1.13. Ланцюг зв'язку з еквалайзером

Якщо ми вважаємо, що фільтр передачі та прийому реалізований за допомогою фільтра дистанційного керування, то для ідеального каналу передачі гарантується нульове значення ISI. Згідно з цими припущеннями, рівняння 1.31 застосовується до передавальних функцій цих фільтрів, а умова нульових ISI для всього ланцюжка зв'язку може бути записана рівнянням 1.32 [3]:

$$H_{\mathrm{RC}}(f) = H_{\mathrm{T}}(f)\, H_{\mathrm{R}}(f),\ H_{\mathrm{RC}}(f) = H_{\mathrm{T}}(f)\, H_{\mathrm{m}}(f)\, H_{\mathrm{R}}(f)\, G(f). \qquad (1.32)$$

Після підстановки отримуємо остаточне співвідношення 1,33 для передавальної функції еквалайзера:

$$G(f) = \frac{1}{H_{\text{m}}(f)}. \tag{1.33}$$

Недоліком еквалайзера ZF є те, що на деяких частотах прийнятий сигнал може бути слабким, а потім ефект шуму може посилюватися. Цей ефект очевидний із рівняння 1.33, де чим менше значення передавальної функції $\text{H}_m(f)$,, тим вище значення $G(f)$.

Рішенням може бути еквалайзер MMSE, який не нехтує адитивним шумом у своїй функції передачі.

Еквалайзер MMSE.

Цей тип еквалайзера заснований на мінімізації середньої квадратичної помилки (MSE – Mean Square Error) між відомим навчальним сигналом і виходом ланцюга зв'язку. Це мінімізує ISI та адитивні шумові ефекти n(t). Функцію передачі еквалайзера MMSE можна записати рівнянням 1.34 [12]:

$$G(f) = \frac{H_{\text{m}}^{*}(f)}{|H_{\text{m}}(f)|\ \frac{1}{SNR}}. \tag{1.34}$$

Якщо значення SNR вище, то додатковий шум істотно не впливає на дані, які передаються по каналу. У цій ситуації еквалайзер MMSE працює так само, як еквалайзер ZF, оскільки коефіцієнт $\frac{1}{SNR}$ близький до нуля. Додана вартість цього еквалайзера відображається, коли значення SNR нижчі. Додатковий шум більшою мірою впливає на дані в каналі, але завдяки співвідношенню $\frac{1}{SNR}$, MMSE ефективно реагує на це, в цьому випадку він також показує значно меншу частоту помилок, ніж еквалайзер ZF.

2 СИСТЕМАПЕРЕДАЧІ НА ОСНОВІ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ

2.1 Основний принцип модуляції з кількома несучими

Починаючи з цього розділу, робота буде зосереджена на моделі системи використанням Ортогонального Частотно-Імпульсного Мультиплексування Orthogonal Chirp Division Multiplexing (OCDM). У цьому розділі розглядається опис питання модуляційних схем з кількома несучими (Multi-Carrier, MC) з акцентом на математичний та теоретичний опис системи OCDM.

OCDM - це широкосмугова система зв'язку, яка використовує декілька несучих для передачі сигналу, і тому вважається системою модуляції MC.

Принцип багатонесучої модуляції відомий з другої половини 20 століття. Найвідомішою та найбільш широко використовуваною системою, яка використовує для передачі декілька несучих, є система Ортогонального Частотного Мультиплексування (OFDM).

Основна концепція багатонесучої модуляції полягає в поділі потоку даних на кілька паралельних гілок. Потім кожна гілка модулюється незалежно від різної несучої частоти. Як правило, вже модульовані несучі ортогональні один одному і не заважають один одному. Такий підхід забезпечує більшу стійкість до вибіркової частоти та вузькосмугових перешкод. Система MC також може бути сконструйована таким чином, щоб частотна характеристика каналу $H_m(f)$ була майже постійною в околицях однієї несучої. За цього припущення вирівнювання каналу значно спрощується.

Основна загальна структура багатонесучого модулятора показана на рис. 2.1.

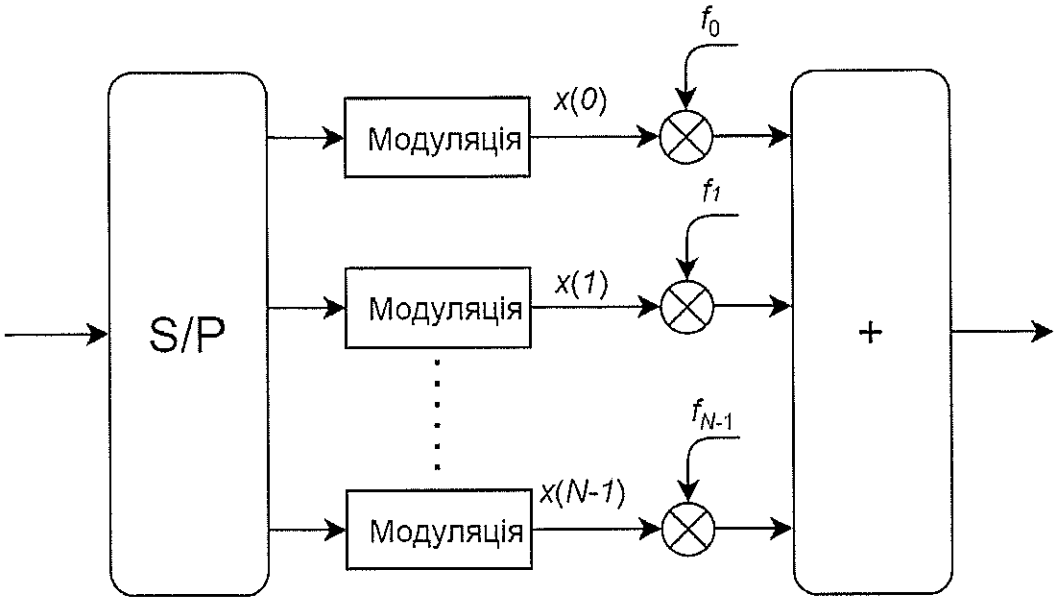


Рис. 2.1. Структура багатонесучого модулятора

На вході такого модулятора ми розглядаємо послідовно відсортовані двійкові дані. Ці дані поділяються на N паралельних гілок за допомогою послідовного / паралельного (S / P) перетворювача. Двійкові дані далі відображаються у гілках за допомогою обраної схеми модуляції на символи $x_0, x_1, ..., x_{N-1}$. Як правило, в системах використовуються схеми цифрової модуляції QPSK та M-QAM. Після відображення слідує модуляція на N піднесучих з частотами $f_0, f_1, ..., f_{N-1}$. Потім результати всіх паралельних гілок підсумовуються.

Вхідний послідовний потік бітів має відносно високу швидкість f_b , тоді як паралельні компоненти значно повільніші, оскільки тривалість символу T_S значно більша за тривалість одного біта T_b. Застосовуються такі прості відносини:

$$f_b = \frac{1}{T_b}, \tag{2.1}$$

$$T_s = N T_b. \tag{2.2}$$

2.2 Принципи формування OCDM-систем

OCDM мультиплексує групи лінійних частотно-імпульсних (ЛЧМ-сигналів (Chirp-сиганал)) на стороні передачі і застосовує зворотні кроки на стороні приймача для досягнення вихідного сигналу [1]. Система OCDM працює за тими ж принципами, що і система OFDM, але оскільки використовується ЛЧМ-сигнал, застосовуються математично різні процедури.

Система OCDM використовує модуляцію з розширеним спектром або її варіант (Chirp Spread Spectrum - CSS). Для забезпечення максимальної спектральної ефективності, перетворення Френеля застосовується як в модуляторі, так і в демодуляторі [13], зокрема в його дискретній формі.

Звуковий сигнал. При використанні CSS-модуляції генерується так званий лінійно-частотний сигнал. Такий сигнал з часом лінійно збільшується (Chirp – висхідний) з часом або лінійно зменшується (Chirp – низхідний). Тому частота сигналу змінюється з плином часу. Коли верхня межа досягнута, частота повертається до нижньої межі, і процес повторюється. Інформація, що передається, модулюється до цього сигналу шляхом наступного переривання сигналу.

Припускаючи лінійний ЛЧМ-сигнал, різниця частот між передавачем і приймачем такі ж, як і часові. Тому модуляція CSS дуже стійка до витоку сигналу в радіоканалі, особливо проти ефекту Доплера. Завдяки своїй надійності та енергоефективності, звукові сигнали використовуються переважно в радіолокаційних системах [14].

Лінійний ЛЧМ-сигнал показаний на рис. 2.2, де ілюструються як ЛЧМ-сигнал, так і звучання. З ілюстрації видно, що Chirp-сигнал має постійну амплітуду поза змінною фазою з плином часу.

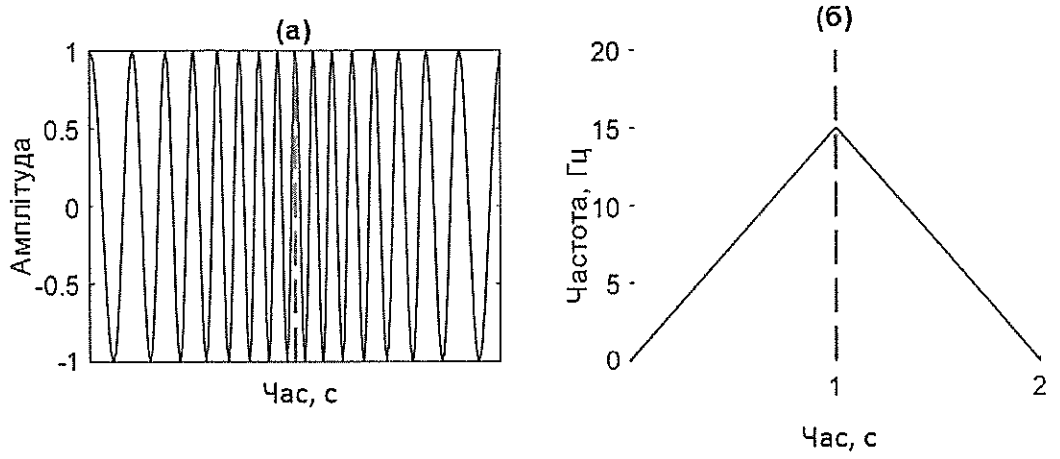


Рис. 2.2. Chirp-висхідний (від 0 до 1 с) і chirp-низхідний (від 1 до 2 с) (а) лінійний ЛЧМ-сигнал CS в часовій області; (б) спектр ЛЧМ-сигналу CS

Система OCDM працює в модуляторі з групою лінійних CS з тією ж пропускною здатністю B і періодом T, що показано на рис. 2.3. Група таких CS перекривається у часовій та частотній областях.

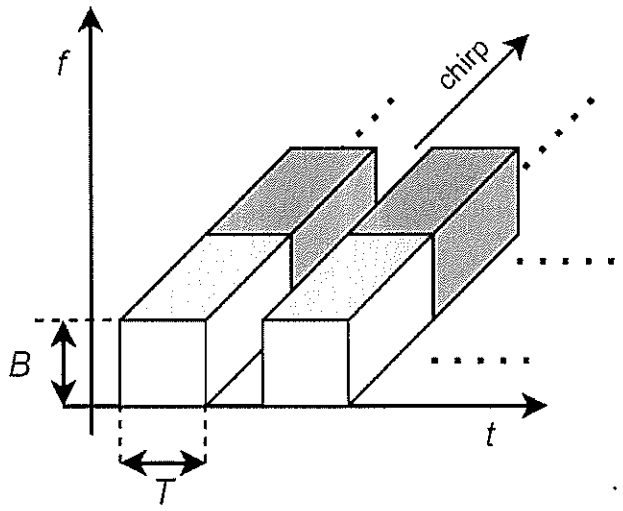


Рис. 2.3. OCDM-мультиплексування CS

Амплітуда і фаза кожного окремого CS модулюються незалежно. Модуляція QPSK або M-QAM зазвичай використовується в системі OCDM. Модульовані Chirp-сигнали є ортогональними і тому не впливають один на одного. Щоб

математично описати Chirp-сигнал, який використовується в системі OCDM, спочатку необхідно ввести перетворення Френеля.

2.3 Математичні властивості дискретного перетворення Френеля

Перетворення Френеля є ядром системи OCDM. Зокрема, завдяки математичним властивостям дискретного перетворення Френеля, нам вдається перетворити блоки вже модульованих Chirp-сигналів у складну послідовну послідовність вибірки. Потім послідовний потік даних може бути переданий по радіоканалу передачі до приймача. Після прийому сигналу на приймаючій стороні трансформація знову використовується через необхідну реконструкцію сигналу до первісної форми.

Спочатку це цілісна трансформація, що походить від класичної оптики [15]. По суті, перетворення Френеля описує поведінку оптичної дифракції ближнього поля. Якщо розглядати монохроматичну плоску хвилю з довжиною хвилі A, яка попадає в щілину, величина якої порівнянна з довжиною хвилі, то дифракційна картина на так званій відстані Тальбота z задається рівнянням 2.3 [15]:

$$\hat{s}(\tau) = \mathcal{F}_a\{s(t)\}(\tau) = \frac{e^{-j\frac{\pi}{4}}}{\sqrt{a}} \int s(t)\, e^{j\frac{\pi}{a}(\tau-t)^2}\, \mathrm{d}t, \tag{2.3}$$

де F_a позначає перетворення Френеля, параметр $a = \lambda z$ характеризує нормалізовану відстань Тальбота, а s(t) - комплексний сигнал, що веде від щілини. Таким чином, символ $\hat{s}$ у рівнянні 2.3 позначає перетворення Френеля сигналу s(t). Еквівалентно, перетворення Френеля можна виразити за допомогою лінійної згортки як:

$$\hat{s}(\tau) = s(\tau) * \varphi_a(\tau), \tag{2.4}$$

де

$$\varphi_a(t) = e^{-j\frac{\pi}{4}}\ e^{j\frac{\pi}{a}t^2}. \tag{2.5}$$

Дуже важливою властивістю перетворення Френеля, як уже зазначалося, є його лінійна згортка. Якщо застосувати перетворення Френеля до лінійної згортки двох залежних від часу сигналів, то виконується наступне:

$$\hat{r}(\tau) = \mathcal{F}_a\{h(t) * s(t)\}(\tau) = \hat{h}(\tau) * s(\tau) = h(\tau) * \hat{s}(\tau). \qquad (2.6)$$

З рівняння 2.6 видно, що перетворення Френеля лінійної згортки дорівнює одному сигналу, що згортається з перетворенням Френеля іншого. Це відрізняється від теореми згортки перетворення Фур'є, де результатом є пряма згортка двох сигналів без подальшого перетворення.

Дискретне перетворення Френеля. Зворотне дискретне перетворення Френеля (ЗДПФ) використовується в системі OCDM в модуляторі, а дискретне перетворення Френеля (ДПФ) в демодуляторі.

ДПФ дуже важливий для кількісної кількісної оцінки дифракції Френеля. Властивості дискретної форми перетворення Френеля можна застосувати до різних оптичних або голографічних систем. У класичній оптиці ДПФ описує коефіцієнти оптичного поля в області дифракційної картини (картини Тальбота) [15], [16]. Значення дискретних коефіцієнтів Талбота можна виразити за допомогою матриці ДПФ за умови, що рівняння 2.7 застосовується до відстані Тальбота z:

$$z = \frac{d^2}{N\lambda}, \qquad (2.7)$$

де N визначає розмір матриці ДФП, а d характеризує відстань між періодично повторюваними слотами, якщо використовується більше одного. У своєму базовому вигляді матриця ДПФ змінює свій розмір, а отже, і свою потужність залежно від N, тому необхідно вивести ДПФ [17]. Похідна форма більше не проявляє характер математично виродженого об'єкта і може бути використана як математичний інструмент у всіх галузях промисловості.

Зокрема, для цифрової реалізації системи OCDM можна використовувати опис за допомогою матриці ДПФ Ф порядку $N \times N$ з елементами (m,n) Для такої

матриці застосовуються співвідношення 2.8 і 2.9 [17]:

$$\Phi(m,n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{N}(m-n)^2} \quad \text{парне N,} \qquad (2.8)$$

$$\Phi(m,n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{-j\frac{\pi}{4}} e^{j\frac{\pi}{N}\left(m+\frac{1}{2}-n\right)^2} \quad \text{непарне N.} \qquad (2.9)$$

Властивості матриці ДПФ. З рівнянь 2.8 та 2.9 видно, що матриця Ф має дещо іншу форму для парного та непарного N, але має ті ж властивості.

Матриця ДПФ є унітарною, тому вона є квадратною складною матрицею, ермітова асоційована матриця якої одночасно є оберненою матрицею. Іншою цікавою особливістю є те, що матрицю ДПФ можна розкласти на власні вектори за допомогою нормалізованого дискретного перетворення Фур'є.

Матриця також проявляє властивості кругової згортки. Для кругової згортки двох векторів $h(n)$ і $s(n)$ довжини N, $r(n) = h(n) \otimes s(n)$ Якщо ДПФ застосовано до такої згортки, то має місце рівняння 2.10 [17]:

$$\hat{r}(n) = \mathcal{F}_a\{h(n) \circledast s(n)\} = h(n) \circledast \hat{s}(n) = \hat{h}(n) \circledast s(n), \qquad (2.10)$$

де $\otimes$ - оператор кругової згортки і $n = 0,1,...,N-1$. Ця властивість може бути ефективно використана, особливо у математичних операціях з круговими матрицями.

2.4 Математичний опис OCDM -мультиплексування

У попередньому розділі трансформація Френеля була математично визначена. На основі отриманих знань математично можна описати CSS -сигнали та ортогональні дзвінкі сигнали в певній системі OCDM.

Більшість програм CSS розглядають частотно-модульований сигнал (дзвінок), де частота змінюється лінійно або квадратично з часом. Якщо

припустити, що рівняння 2.11 застосовується до миттєвої частоти $f(t)$ лінійного Chirp-сигналу, то ми можемо описати рівняння 2.12 [1] для загального Chirp-сигналу $\psi(t)$:

$$f(t) = \alpha t, \tag{2.11}$$

$$\psi(t) = e^{j\left(\pi\alpha t^2+\varphi_0\right)}, \tag{2.12}$$

де α - швидкість CS, φ_0 - початкова фаза сигналу.

У системі OCDM ЛЧС-сигнал обмежений у часі періодом T, а його смуга пропускання B прямо пропорційна швидкості CS та періоду T. Продукт $BT >> 1$ визначає, скільки разів пригнічується потужність сигналу, що заважає, це називається посиленням обробки. У системах із розширеним спектром це значення набагато більше 1, що небажано. Зі збільшенням коефіцієнта посилення обробки спектральна ефективність зменшується.

Для того, щоб запровадити перетворення Френеля в OCDM, необхідно враховувати певні обмеження. Через обмеження часу CS до одного періоду вводиться так звана часова відстань Талбота Z_T, для якої застосовується рівняння:

$$Z_T = \frac{T^2}{\lambda}. \tag{2.13}$$

Якщо припустити, що N - Chirp-сигнал, то загальна відстань Талбота $z = Z_T / N$ і замість нормалізованої відстані Тальбота введемо час періоду Талбота $a = T^2 / N$. Виходячи з цих фактів, рівняння 2.14 застосовується до швидкості Chirp-сигналу, а рівняння 2.15 - до специфічного Chirp-сигналу, що виникає в OCDM [18]:

$$\alpha = \frac{1}{a} = \frac{N}{T^2}, \tag{2.14}$$

$$\psi_k(t) = \frac{1}{\sqrt{T}} e^{j\frac{\pi}{4}} e^{-j\pi\frac{N}{T^2}\left(t-k\frac{T}{N}\right)^2} \quad \cdots \cdot \; 0 \le t < T, \tag{2.15}$$

де індекс $k = 0,1,...,N-1$ позначає індекс Chirp-сигналу.

Часові сигнали, обмежені у часі, визначені у рівнянні 2.15, ортогональні один одному. Ілюстрація мультиплексування цих сигналів у передавачі та їх демультиплексування у приймальній частині показана на рис. 2.4.

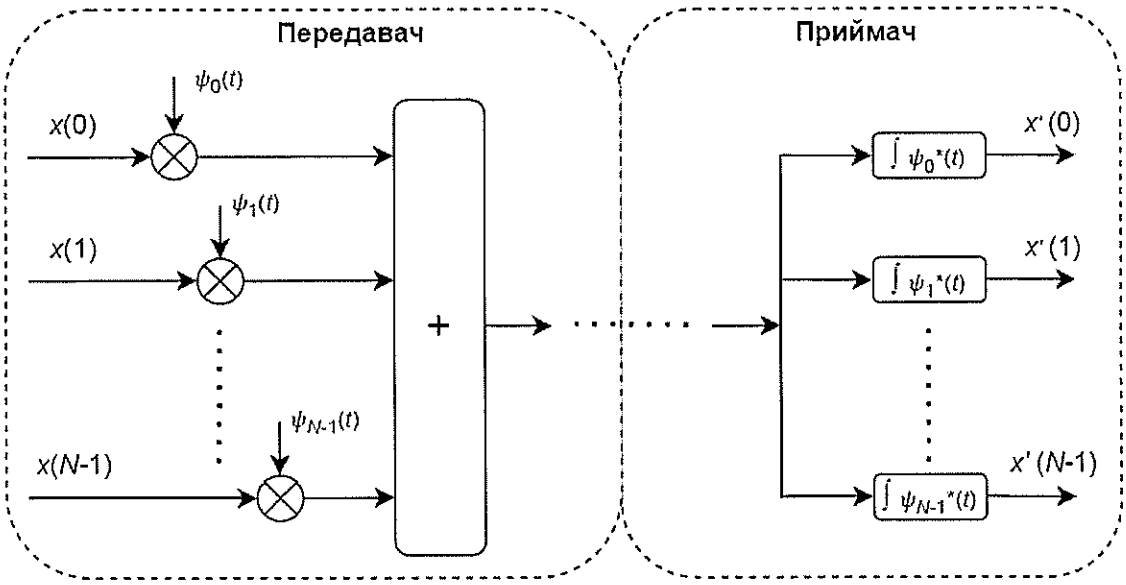


Рис. 2.4. Мультиплексування та демультиплексування Chirp-сигналу в OCDM

На передавальній стороні в системі OCDM кількість символів $x(k)$ та Chirp-сигнал $\psi_k(t)$ співпадають. Окремі сигнали спочатку модулюються за допомогою відповідної схеми модуляції, а потім окремі паралельні гілки мультиплексуються [18]. Результатом є модульований сигнал, який можна записати так:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)\psi_k(t) \quad \cdots \cdot \quad 0 \leq t < T. \tag{2.16}$$

У приймачі потік даних знову розділяється на $N-1$ паралельні гілки, і окремі символи реконструюються. Для наочності він використовується на приймальній стороні індексу m для окремих символів та Chirp-сигналів. Рівняння

2.17 застосовується до відновленого символу $x'(m)$ у приймачі:

$$x'(m) = \int_0^T \psi_m^*(t)\, s(t)\ \mathrm{d}t, \tag{2.17}$$

де ψ_m^* характеризує комплексний асоційований ЛЧС-сигнал.

Усі відношення, які використані в цьому розділі, описують математично аналогічну модель OCDM, та їх визначення дозволяє зрозуміти основні принципи системи OCDM. Далі буде розглянуто опис, впровадження, моделювання та реалізація чисто цифрової моделі OCDM.

3 РЕАЛІЗАЦІЯ ЦИФРОВОЇ МОДЕЛІ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ

3.1 Базова модель модулятора та демодулятора

Моделювання системи OCDM було виконано за допомогою програми MATLAB, версія 2020b для Windows, також у наступних розділах.

Створення та реалізація основної математичної моделі модулятора та демодулятора OCDM у MATLAB описано у цьому розділі. Одночасно перевіряється його функціональність та аналізуються результати імітаційного моделювання сигналу OCDM. Крім того, виконується імітація передачі інформації від передавача до приймача, зокрема в моделі AWGN каналу (адативного білого гаусівського шуму). Результати оцінюються з точки зору стійкості до помилок.

Цифрова модель системи OCDM складається з передавальної частини (модулятора), каналу передачі та приймальної частини (демодулятора). Схематично показано на рис. 3.1.

Послідовні тиснені двійкові дані надходять у передавальну частину системи OCDM. За допомогою перетворювача S/P двійкова послідовність даних перетворюється в паралельні послідовності, які відображаються в окремих гілках за допомогою схеми модуляції QPSK або M-QAM. Потім ЗДПФ застосовується до відображених символів $x(k)$ і отримується дискретний сигнал $s(n)$. Потім потік даних перетворюється в наступний послідовний символ і надходить у канал передачі.

У приймальній частині цифрові послідовні дані перетворюються назад у вихідні паралельні гілки за допомогою S/P перетворювача, сигнал, що виникає в цей момент, позначається $\mathrm{r}(n)$. Потім використовується ДПФ, і після перетворення ми отримуємо паралельні символи $x'(m)$, які далі розкладаються і перетворюються у вихідну послідовність бітів за допомогою паралельного/ послідовного (P/S) перетворювача.

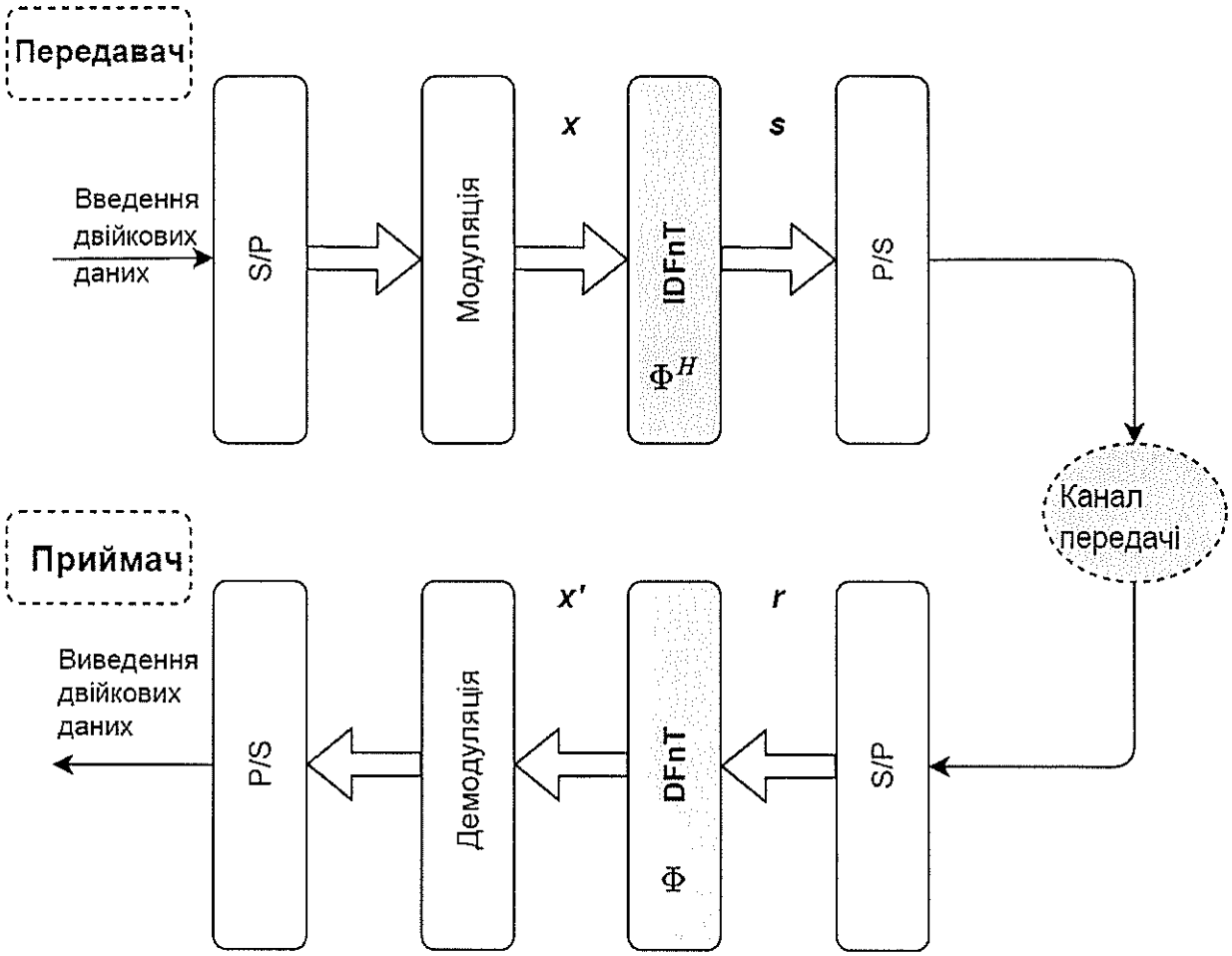


Рис. 3.1. Основна цифрова модель системи OCDM

На рис. 3.1 вплив каналу передачі не враховується, а оскільки немає шуму переданих символів, то в цьому ідеалізованому випадку $x(k) = x'(m)$. Відповідно до цього припущення, послідовність вхідних бітів на передавачі повинна бути рівною послідовності на виході приймача.

Математична реалізація ЗДПФ та ДПФ. Ядром системи OCDM є дискретна форма перетворення Френеля, за допомогою якої символи відповідним чином трансформуються для подальшої обробки та передачі. Існує два способи здійснення цієї трансформації.

Перший варіант - впровадити ЗДПФ та ДПФ у систему OCDM за допомогою підсумовування, тобто вибірки за вибіркою. Другий варіант - це матрична реалізація, яка працює не з окремими вибірками, а з усім набором

зразків одночасно.

Приклад впровадження за зразком. Математична реалізація ЗДПФ та ДПФ, яка включена до системи OCDM, може бути здійснена шляхом підсумовування окремих вибірок. Таким чином, перетворення відбувається за зразком.

ЗДПФ виконується в передавальній частині OCDM. Дискретний сигнал $s(n)$ базується на безперервному сигналі у рівнянні 2.16, і отримується шляхом дискретизації з плином часу. Математично сигнал $s(n)$ описується рівняннями 3.1 та 3.2. Зокрема, для парних N застосовуються [1], [18]:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)\,\psi_k(t)\left(n\frac{T}{N}\right) = e^{j\frac{\pi}{4}}\,\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1} x(k)\,\mathrm{e}^{-j\frac{\pi}{N}(n-k)^2}, \tag{3.2a}$$

а для непарних N виконується:

$$s(n) = \sum_{k=0}^{N-1} x(k)\,\psi_k(t)\left(n+\frac{1}{2}\right)\frac{T}{N} = e^{j\frac{\pi}{4}}\,\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{k=0}^{N-1} x(k)\,\mathrm{e}^{-j\frac{\pi}{N}\left(n+\frac{1}{2}-k\right)^2}. \tag{3.2б}$$

ДПФ виконується в приймальній частині OCDM. Після виконання перетворення ми отримуємо відновлені символи $x'(m)$, для яких у цифровій моделі застосовуються рівняння 3.3 та 3.4. Зокрема, для парних N застосовуються [1], [18]:

$$\mathrm{x}'(m) = e^{-j\frac{\pi}{4}}\,\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1} s(n)\,\mathrm{e}^{j\frac{\pi}{N}(m-n)^2}, \tag{3.3}$$

а для непарних N виконується:

$$\mathrm{x}'(m) = e^{-j\frac{\pi}{4}}\,\frac{1}{\sqrt{N}}\sum_{n=0}^{N-1} s(n)\,\mathrm{e}^{j\frac{\pi}{N}\left(m+\frac{1}{2}-n\right)^2}. \tag{3.4}$$

З наведених вище співвідношень стає зрозумілим, що така реалізація потребує великих обчислювальних ресурсів, особливо завдяки підсумовуванню. Тому впровадження в середовище програмування MATLAB займає багато часу.

Реалізація матриці. Другою можливістю впровадження ЗДПФ та ДПФ у систему OCDM є використання матриць [1]. Зокрема, матрицю ДПФ Ф , яку вже математично аналізували у рівняннях 2.8 та 2.9, можна ефективно використовувати. Такий підхід є значно швидшим та ефективнішим. У передавачі OCDM сигнал у матричній формі можна записати так:

$$s = \Phi^H x, \tag{3.5}$$

де $s = \left[s(0), S(1), ..., \mathrm{s(N-1)}\right]^T$ є OCDM вектор, $x = \left[\mathrm{x(0)}, \mathrm{x(1)}, ..., \mathrm{x(N-1)}\right]^T$ є символьним вектором, а символ Φ^H характеризує матрицю ДПФ розміром $N \times N$, до якої застосовується комплексно поєднане транспонування.

Якщо ми не враховуємо шуми та витоки символів через передачу, то до відновлених символів x' на приймаючій стороні застосовується рівність $r = s$:

$$x' = \Phi s = x. \tag{3.6}$$

Для кращої орієнтації можна скористатися попереднім переглядом на рис. 3.1, на якому окремі розділи системи OCDM також описуються матричними символами.

Порівняння способу реалізації. Матрична форма є набагато більш швидким методом реалізації. Недоліком є те, що матриця працює з матрицею Ф , яка має бути квадратною. На практиці це означає, що кількість символів в одному кадрі OCDM дорівнює загальній кількості кадрів. Матричне позначення в MATLAB також вимагає більшої пам'яті. Якщо ми розглянемо 8 ГБ оперативної пам'яті в поєднанні з 64-розрядною версією MATLAB, то можна працювати з матрицею Ф з максимальним розміром 4000 x 4000.

На відміну від цього, вибіркову реалізацію можна використовувати «зразок за зразком», якщо нам потрібно працювати з різною кількістю кадрів і символів OCDM у них. Тому можна працювати з прямокутною схемою вибіркових матриць.

У MATLAB для порівняння часу було виконано моделювання базової

моделі системи, зображеної на рис. 3.1, з обома реалізаціями. Результати записані в табл. 3.1.

Таблиця 3.1

Порівняння тривалої реалізації ЗДПФ та ДПФ

Кількість символів x	Час моделювання, с	
	Приклад реалізації за зразком	Реалізація матриці
1 024	11,359	5,731
10 000	55,533	6,129
102 400	4 638,280	6,364

Незважаючи на згадані недоліки, виконання матриці в цифровій реалізації є вибором номер один, оскільки вона показує в рази менше часу, що також видно з таблиці 3.1. Значна різниця у часі моделювання була зафіксована для кількості символів 102 400, де для реалізації вибірки ми говоримо про 1 годину і 17 хвилин, на відміну від реалізації матриці, де час моделювання в секундах.

Обидві форми математичної реалізації були випробувані в середовищі програмування MATLAB, але починаючи з реалізації моделі, включаючи канал передачі, реалізація ДПФ та ЗДПФ є суто матричною, оскільки для надійного виведення потрібна достатня кількість символів.

Моделювання основного сигналу OCDM. Базова модель системи OCDM (див. рис. 3.1), яка не враховує реакцію каналу передачі, була змодельована в середовищі MATLAB, і цей розділ досліджує її властивості за допомогою відображених графічних даних.

Було використано 1000 несучих (символів) та 1000 кадрів OCDM, тобто матриці розміром 1000 x 1000. Символи відображаються за допомогою схеми модуляції 4-QAM.

Перший графічний вивід - це спектр отриманого результату OCDM -сигналу після ЗДПФ P/S перетворення. Спектр такого сигналу показаний на рис. 3.2.

Крім того, на рис. 3.3 наведені гістограми значень дійсної частини та абсолютних значень сигналу OCDM.

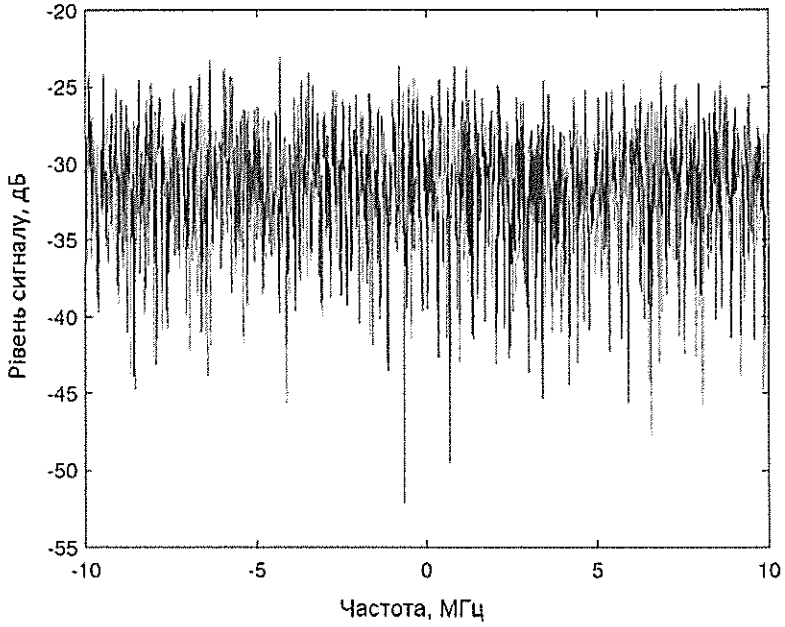


Рис. 3.2. Необмежений спектр переданого сигналу OCDM

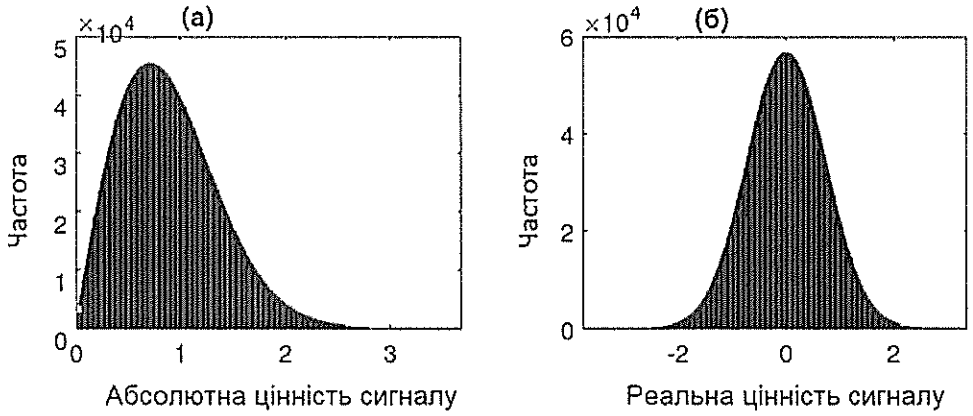


Рис. 3.3. Гістограми значень символів 4-QAM в OCDM (а) абсолютне значення сигналу; (б) реальна частина сигналу

Оскільки в основній моделі характеристика каналу передачі не розглядається, спектр жодним чином не обмежується, а лише належно відбирається так, щоб смуга пропускання відповідала 20 МГц.

З рисунка 3.3 видно, що ліва гістограма абсолютного значення сигналу

OCDM має характер розподілу Релея. На відміну від цього, гістограма реальної частини сигналу відповідає так званому нормальному або гауссовому розподілу.

Інший вихід, який можна відобразити за допомогою гістограми - це фаза сигналу OCDM (рис. 3.4).

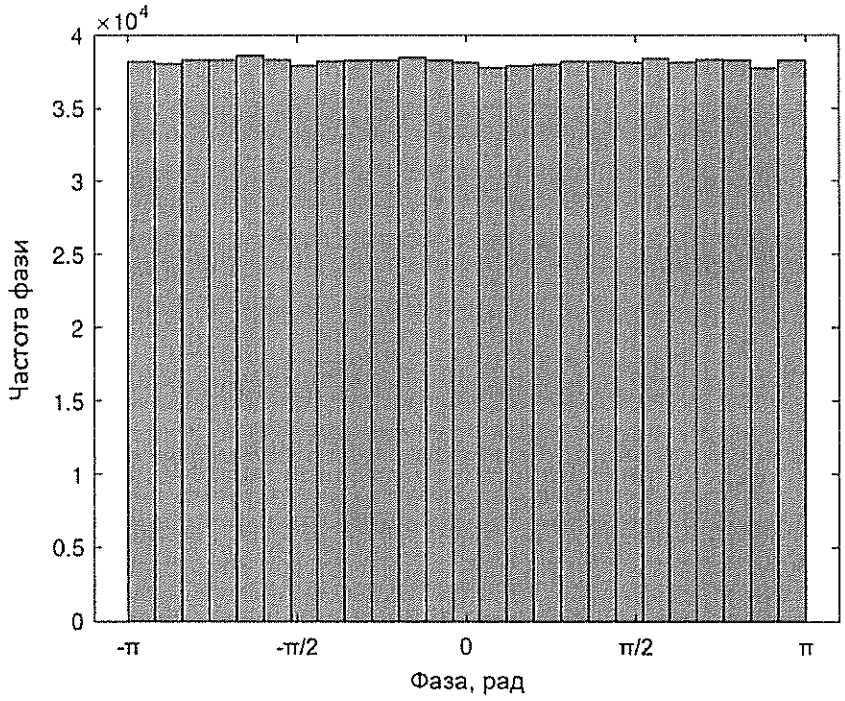


Рис. 3.4. Фази переданого сигналу OCDM-OCDM

Фаза сигналу OCDM має рівномірний розподіл, оскільки він призначає однакову ймовірність усім значенням випадкової величини. Це рівномірна фаза.

Потім сигнал OCDM надходить до демодулятора, де сигнал демодулюється до початкової форми. Оскільки ми не розглядаємо наслідки каналу передачі в базовій моделі, ми повинні отримати такі ж символи на приймачі, що і ті, які були відображені на передавальній стороні. Таким чином, їх діаграми сузір'я рівні. Символи можуть бути відображені в системі OCDM як додаток до використовуваної схеми модуляції 4-QAM, також за допомогою багаторівневої модуляції для QAM або за допомогою QPSK.

Діаграми безшумних сузір'їв для вибраних схем модуляції, які можна реалізувати в базовій моделі, показані на рис. 3.5.

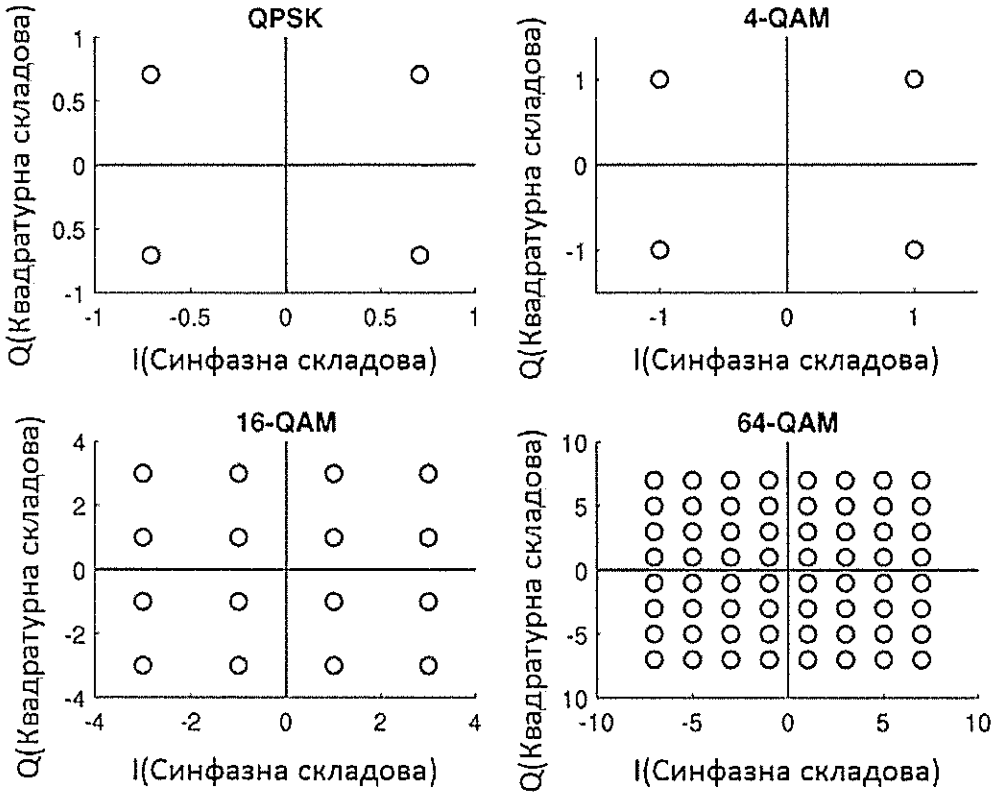


Рис. 3.5. Діаграми сузір'я з шумом для демодуляції

3.2 Система OCDM в каналі AWGN

На відміну від базової моделі, ми вже розглядаємо канал передачі та його вплив на дані. У цьому розділі виконується моделювання передачі інформації від передавача до приймача у моделі каналу AWGN. Тому необхідно враховувати додатковий шум, який впливає на передані символи.

Сигнал після проходження через канал AWGN містить шум. Тому необхідно розглянути рівняння 3.7 для сигналу після проходження через канал:

$$r = s + n, \tag{3.7}$$

де n - вектор AWGN.

У середовищі MATLAB для визначення шуму AWGN використовуються вже визначені функції:

```
awgn(in,snr,'measured');
```

Характеризуючи сигнал, що надходить від модулятора в канал передачі, *snr* являє собою відношення сигнал/шум на вибірку, а виміряний 'measured' параметр регулює потужність шуму відповідно до рівня потужності сигналу.

Оскільки ми вже розглядаємо канал передачі, необхідно обмежити спектр сигналу, тому використовується RC -фільтр. Це реалізується за допомогою двох окремих фільтрів RRC, один з яких розташований у передавачі, а інший - у приймачі. Схематично канал AWGN разом з фільтрами RRC показаний на рис. 3.6.

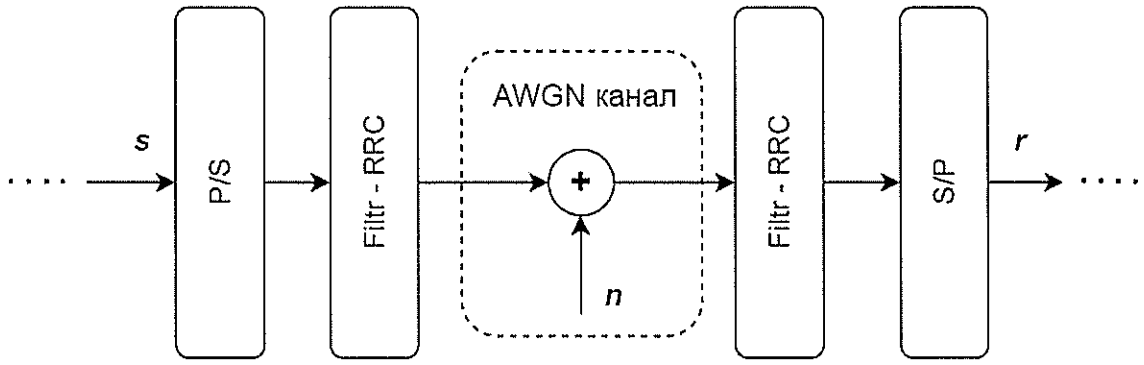


Рис. 3.6. Канал AWGN в OCDM

Решта схематичних блоків позначені трьома крапками і є такими ж, як на схемі 3.1, яка показує базову модель OCDM. Використовувані фільтри RRC, які є частиною блок-схеми, повинні бути належним чином налаштовані. Зазвичай налаштування фільтра здійснено таким чином, що, особливо при менших значеннях коефіцієнта форми β, немає значного коефіцієнт помилок. Вибір окремих параметрів фільтра міститься в таблиці 3.2.

Довжина імпульсної характеристики становить 50 символів, і при повторній дискретизації для кожного символу є 2 вибірки. Порядок фільтра є добутком цих значень, і зазвичай вибирається парне число. Енергія такого фільтра становить 1. Загалом, чим довша імпульсна характеристика, тим краще наближення

необхідних характеристик фільтра, але складність зростає разом із цим фільтром. Тому вибір цього значення на практиці є відносно складним завданням, особливо якщо фільтр повинен працювати з більшим діапазоном значень β [19].

Таблиця 3.2

Вибір параметрів для RRC-фільтра

Параметр фільтра	Значення
Фактор форми β	0,3
Зразок символу	2
Довжина імпульсної характеристики	50

Обмежений спектр з використанням фільтра RRC, розташований у передавачі та встановлений відповідно до таблиці 3.2., показаний на рис. 3.7.

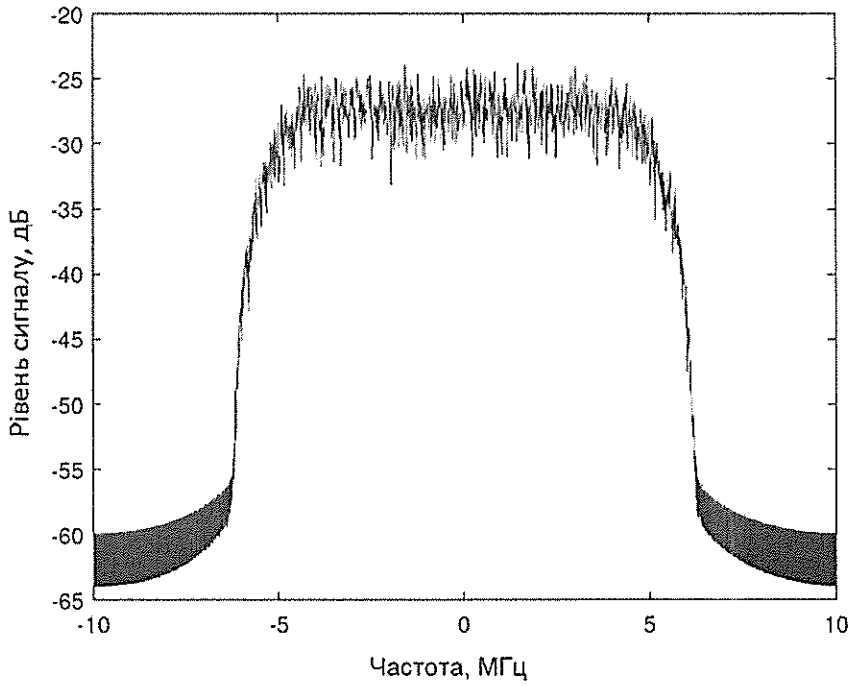


Рис. 3.7. Обмежений спектр сигналу OCDM за допомогою фільтра RRC

Частота помилок OCDM в каналі AWGN. Через шум у моделі каналу AWGN частота помилок виникає на приймальній стороні. Чим вище значення

SNR, тим нижче коефіцієнт помилок BER і SER.

Вплив каналу AWGN на демодульовані символи в приймачі можна відобразити за допомогою діаграм сузір'я (рис. 3.8). Діаграми сузір'їв були створені для відображених символів за допомогою схеми модуляції 4-QAM. Однак більш ефективною метрикою для опису відмовостійкості системи OCDM є залежність BER від співвідношення $\frac{E_b}{N_0}$. Ця залежність була створена для схем модуляції 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM та 256-QAM, (рис. 3.9).

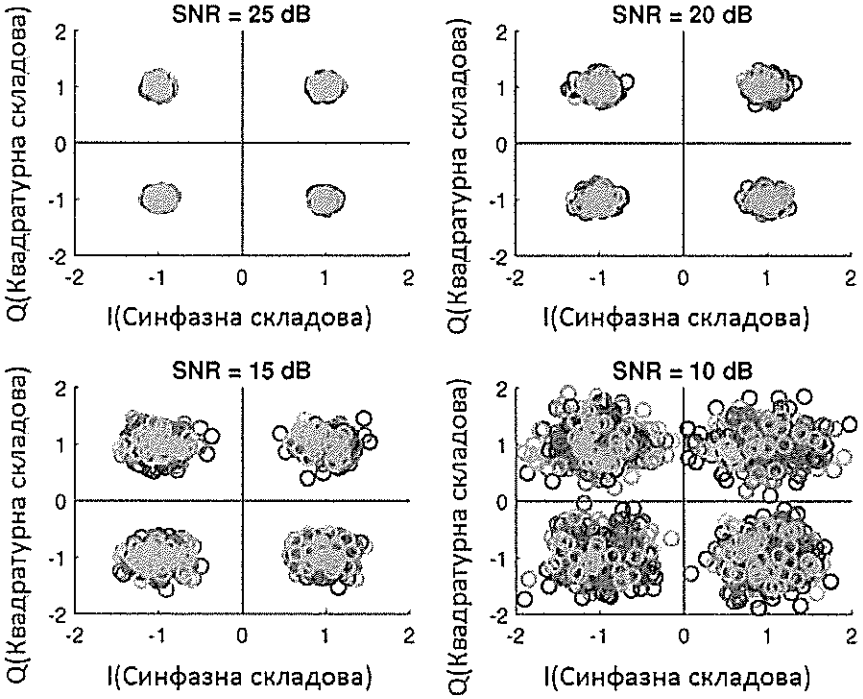


Рис. 3.8. Діаграми сузір'я 4-QAM після проходження через канал AWGN

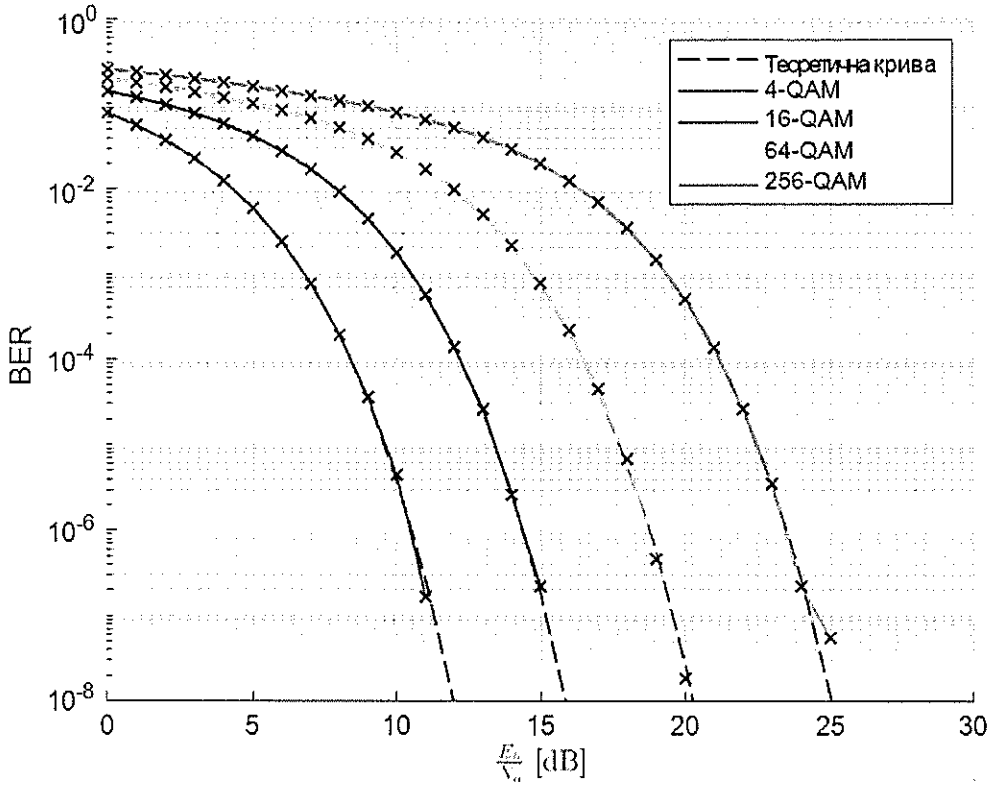


Рис. 3.9. Частота помилок BER в системі OCDM для каналу AWGN

Отримання кривих з графіку 3.9 вимагає великої кількості вибірок, щоб зробити розрахунок максимально точним. У цьому випадку була створена матриця 3000 x 3000. Налаштування фільтра RRC відповідає параметрам, зазначеним у таблиці 3.2. На графіку також наведені теоретичні криві для відповідних модуляцій M-QAM в каналі AWGN, які були створені за допомогою графічного інтерфейсу користувача BERtool, що є частиною програми MATLAB.

З нанесеної графічної залежності видно, що вибір параметра фільтра RRC правильний, оскільки він не спричинив збільшення частоти помилок BER. Відповідні криві M-QAM відповідають теоретичним.

4 ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВОЇ МОДЕЛІ ЧАСТОТНО-ІМПУЛЬСНОГО МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ ДЛЯ РІЗНИХ КАНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ

4.1 Модель OCDM-системи з каналом зв'язку

Попередній розділ присвячений створенню базового модулятора та демодулятора системи OCDM. Розглядаючи витік сигналу в каналі передачі, необхідно розширити модель системи. У цьому розділі спочатку математично визначається та описується більш складна модель системи OCDM. Потім моделювання передачі інформації від передавача до приймача виконується в моделі виходу каналу

Щоб покращити коефіцієнт помилок BER в системі OCDM, реалізується кодування каналів, а також система перевіряється з точки зору досяжної пропускної здатності для конкретних системних параметрів модуляції OCDM.

В блок-схему системи OCDM (рис. 4.1) додано блоки циклічного префікса та еквалайзера порівняно з попередніми розділами.

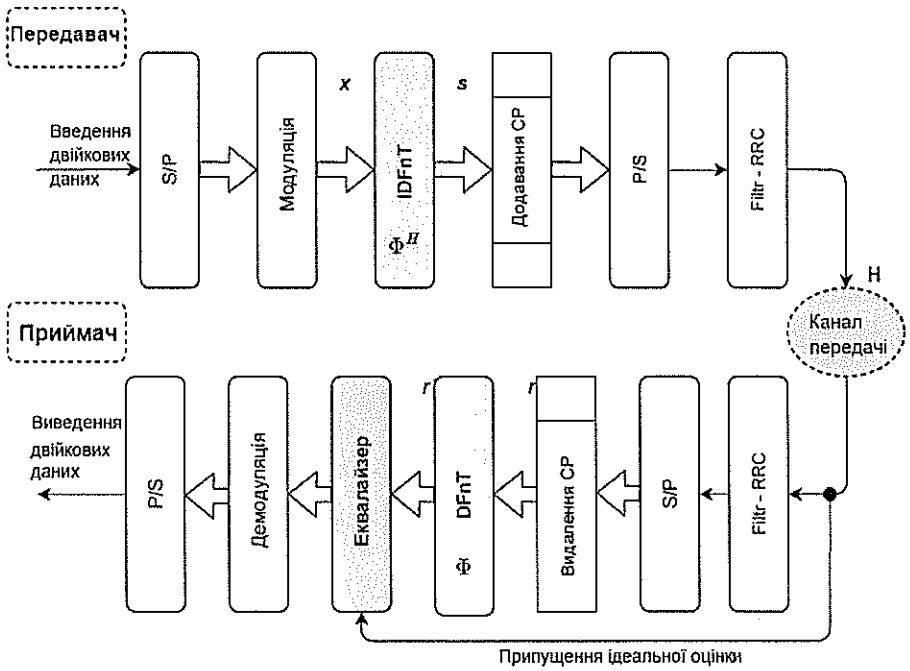


Рис. 4.1. Комплексна цифрова модель системи OCDM

ISI виникає в вихідному каналі, і їх необхідно придушити. Можливим рішенням є реалізація так званого охоронного інтервалу (Guard Interval), де перед кожним символом OCDM розміщується нульовий сигнал. Це запобігає впливу будь-яких сигналів із попереднім символом на поточний символ.

Іншим можливим рішенням і водночас обраним варіантом для системи OCDM є використання так званої циклічної префіксації (Cyclic Prefix, CP). У цьому випадку кінцева частина сигналу, що відповідає поточному символу, циклічно повторюється і додається перед початком корисного символу. Загальна тривалість символу T_{total} складається з тривалості корисного символу T_s та тривалості CP T_{cp} , що відповідає рівнянню 4.1:

$$T_{total} = T_s + T_{cp}. \tag{4.1}$$

Довжина CP вибирається відповідно до параметра каналу передачі. Чим довше CP, тим більш стійкою є передача до багатопроменевого розповсюдження, але в той же час менша частина символу OCDM може бути використана для передачі корисних даних.

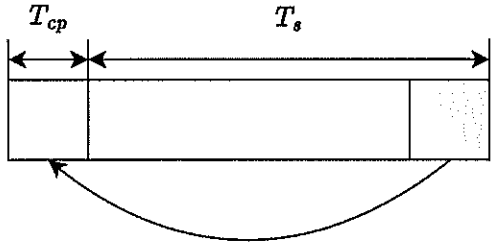


Рис. 4.2. Принцип створення циклічного префікса

Реалізація системи виконується в матриці, а в окремих математичних операціях працюємо з імпульсною характеристикою каналу, яка змінюється з часом. Отже, математичні співвідношення стосуються моделі LTI каналу.

Якщо вважати, що максимальна затримка каналу T_m менша за довжину циклічного префікса, то рівняння 4.3 [1] застосовується до прийнятого сигналу r :

$$r = \mathbf{H}s + n = \mathbf{H}\Phi^H x + n, \tag{4.2}$$

де **H** - кругова матриця, яка формується з вектора імпульсної характеристики каналу $h = \left[h(0), h(1), ..., \mathrm{h}(l-1), 0, ..., 0\right]^T$, де l позначає довжину імпульсної характеристики. Кругова матриця H повинна мати той самий розмір, що і матриця ДПФ Ф тобто квадратний розмір $N \times N$. Розмір матриці підтримується шляхом додавання відповідної кількості нулів. Уявити це наводиться показовий приклад, де ми розглянемо l = 3 і розмір матриці DFnT 5 x 5. За цих припущень кругова матриця H має такий вигляд:

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h(0) & 0 & 0 & h(2) & h(1) \\ h(1) & h(0) & 0 & 0 & h(2) \\ h(2) & h(1) & h(0) & 0 & 0 \\ 0 & h(2) & h(1) & h(0) & 0 \\ 0 & 0 & h(2) & h(1) & h(0) \end{bmatrix}. \tag{4.3}$$

ДПФ також застосовується для відновлення переданих символівx . Отриманий сигнал r' записуємо до рівняння 4.4.

$$r' = \Phi r. \tag{4.4}$$

Після застосування ДПФ необхідно компенсувати канал передачі на приймальній стороні, який моделюється матрицею H. Для цього необхідно здійснити вирівнювання в системі. Це може бути реалізовано в частотній або часовій області. Послідовність окремих подій показана на рис. 4.1.

Для реалізованої системи OCDM було вибрано вирівнювання в частотній області. У цьому методі необхідно використовувати операції перетворення Фур'є через попереднє перетворення сигналу в частотну область. Зокрема, було реалізовано так зване вирівнювання з одним дотиком, алгоритм якого представлений у статті [1]. На стороні приймача програма ДПФ повністю виключається, а відновлення початкових символів здійснюється за допомогою дискретного перетворення Фур'є (DFT) та оберненого дискретного перетворення

Фур'є (IDFT).

Зокрема, реалізовано два типи еквалайзерів, а саме ZF і MMSE. Більш детально цей метод вирівнювання описаний у наступному розділі. У реалізованій моделі системи OCDM передбачається досконале знання каналу. Вважається ідеальна анімація та синхронізація каналів.

4.2 Застосування еквалайзерів у OCDM

У цьому розділі описано ефективний алгоритм вирівнювання (еквалайзер), який використовується та впроваджується в систему OCDM. Цей алгоритм повністю опускає ДПФ на стороні прийому системи OCDM і використовує взаємозв'язок перетворень Френеля та Фур'є [1]. На стороні одержувача математичні операції DFT та IDFT використовуються після видалення CP. У самій реалізації для обчислення DFT та IDFT використовується ефективний алгоритм швидкого перетворення Фур'є (FFT) [20].

Схема такого вирівнювання показана на рис. 4.3.

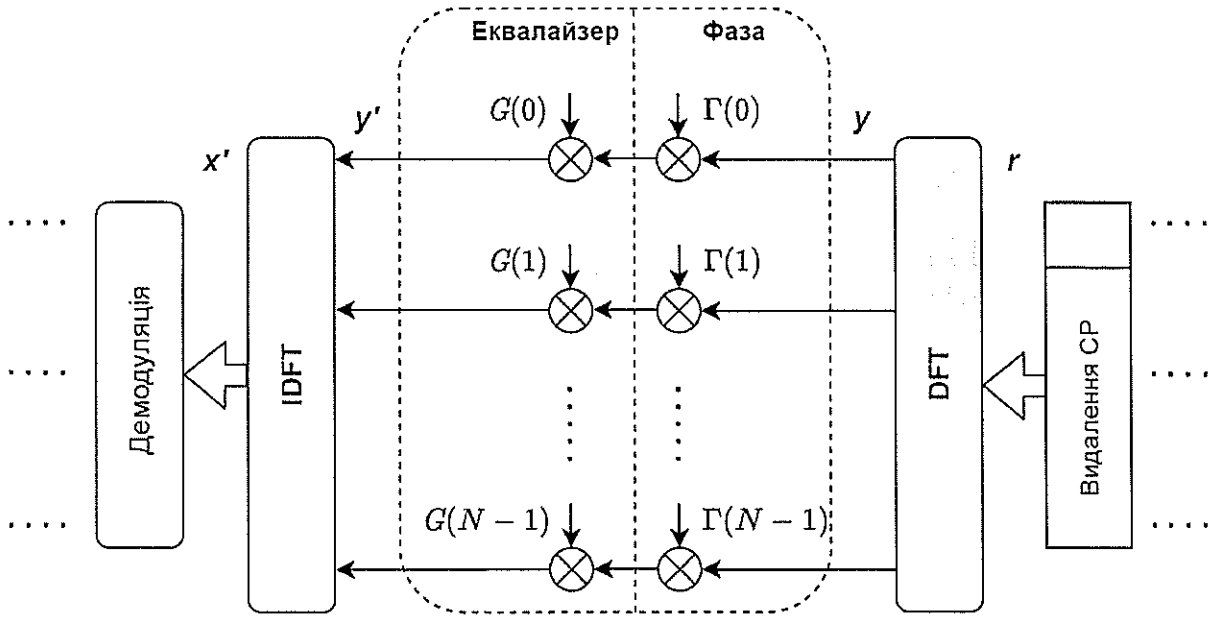


Рис. 4.3. Вирівнювання (еквалайзер) OCDM у частотній області

Прийнятий сигнал r, показаний у рівнянні 4.3, перетворюється DFT в частотну область, див. рівняння 4.5:

$$y = \mathbf{F}r = \mathbf{FH\Phi}^{H}x + \mathbf{F}n, \tag{4.5}$$

де F характеризує DFT, а y - матриця, що характеризує сигнал у частотній області. Після перетворення сигналу в частотну область необхідно працювати з Частотною характеристикою каналу (CFR - Channel Frequency Response,), яка може бути виражена рівнянням 4.6 [1]:

$$\Delta = \mathbf{FHF}^{H}, \tag{4.6}$$

де Δ - матриця CFR, а символ F^{H} характеризує IDFT. Для правильного відновлення символу на приймаючій стороні необхідно нормалізувати фази окремих символів перед фактичним застосуванням еквалайзера. Для цього використовується матриця Г, яка є діагональною матрицею розміру $N \times N$. Діагональні входи цієї матриці є власними значеннями ДПФ матриці Φ, а для матриці Г застосовуються співвідношення 4.7 та 4.8 [17]:

$$\mathbf{\Gamma}(n,n) = e^{-j\frac{\pi}{N}(n)^2} \quad \text{парні N,} \tag{4.7}$$

$$\Gamma(n,n) = e^{-j\frac{\pi}{N}n(n-1)} \quad \text{непарні N.} \tag{4.8}$$

З рисунка 4.3 видно, що необхідно спочатку компенсувати фазу, а потім застосувати відповідний еквалайзер, компенсуючи таким чином функцію передачі вихідного каналу. Рівняння 4.9 застосовується до вирівняного сигналу y' :

$$y' = \mathbf{G\Gamma}y, \tag{4.9}$$

де G - матриця, що відповідає передавальній функції вибраного еквалайзера. У роботі було впроваджено еквалайзер ZF та MMSE. Рівняння 4.10 застосовується до ZF та рівняння 4.11 [1], [21] для MMSE:

$$G_{(ZF)} = \Delta^{-1}, \tag{4.10}$$

$$G_{(MMSE)} = \Delta^{H}\left(\Delta^{H}\Delta + \sigma^{2}\,\mathbf{I}\right)^{-1}, \tag{4.11}$$

де σ^2 - розсіювання шуму AWGN, що діє на символи в каналі передачі, а I - одинична матриця розміру $N \times N$.

Після застосування одного з вибраних еквалайзерів необхідно застосувати IDFT до вирівняного сигналу y', див. рівняння 4.12:

$$x' = \mathbf{F}^{H} y', \tag{4.12}$$

де x' позначає вихідний сигнал після перетворення назад з частотної області. Цей сигнал необхідно додатково розкрити та перетворити у вихідні двійкові дані за допомогою P/ S перетворювача.

4.3 Вплив частоти помилок у каналі зв'язку

У розділі розглядається модель системи OCDM, яка зображена на рис. 4.1, з точки зору частоти помилок. Ця система тестується з ідеальним каналом, імпульсна характеристика ідеального каналу (1) дорівнює $h = [1, 0, ..., 0]^T$.

Після цього проводиться тестування системи з двома різними вихідними каналами. Імпульсні характеристики h цих каналів різняться як за значеннями, так і за довжиною відгуку l і показані на рис. 4.4. Були обрані такі відповіді каналу:

• Канал (2): h = [0,888, 0,442, 0,238, 0,152, 0,182, 0,446, 0,113, 0,336, 0,049, 0,028, 0, ..., 0]^{T}.

• Канал (3): h = [0,268, 0,305, 0,692, 0,305, 0,268, 0, ..., 0] ^{T}.

Компенсація каналу виконується за допомогою алгоритму вирівнювання, детально описаного в попередньому розділі.

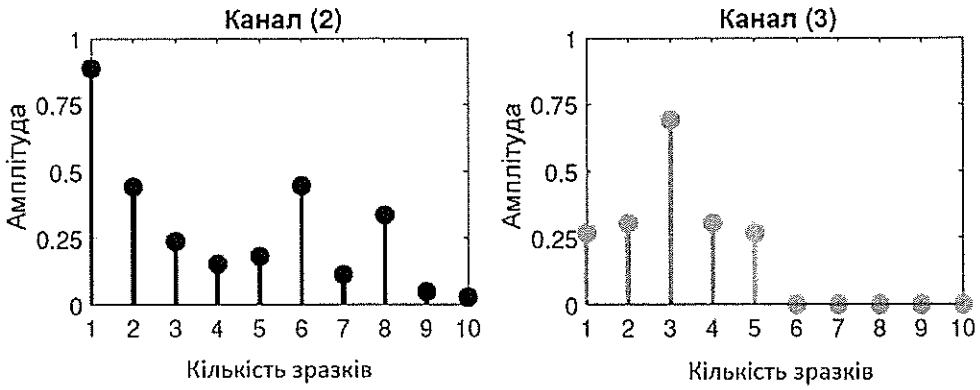


Рис. 4.4. Імпульсна характеристика h для модельованих вихідних каналів

Для каналу (2) довжина імпульсної характеристики становить $l=10$, а для каналу (3) $l=5$. Більш показовою метрикою для побудови окремих визначених каналів є частотна характеристика, і це сформовано на рис. 4.5. Для відображення було використано 120 несучих і 120 кадрів OCDM, тобто матриці Ф розміром 120 x 120.

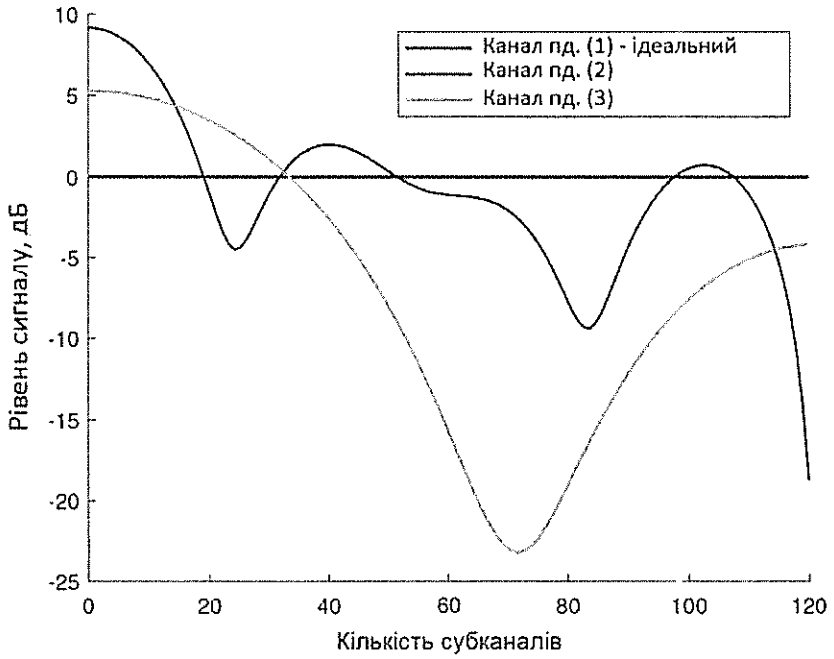


Рис. 4.5. Частотні характеристики визначених каналів

З частотних характеристик окремих модельованих каналів видно, що більш

глибоке зниження рівня сигналу демонструється модельованим каналом (3), навпаки, модельований канал (2) більш виборчим по чистоті, оскільки рівень сигналу показує більше змін.

Для наступного моделювання ми розглянемо фіксовану установку фільтра RRC, яка вже була протестована і відповідним чином налаштована (описано раніше). Крім того, довжина CP є фіксованою, що відповідає 1/8 довжини загальної кількості символів в 1 кадрі OCDM.

Залежність частоти помилок BER від співвідношення $\frac{E_b}{N_0}$ була побудована для окремих каналів передачі, що вимагає більшої кількості вибірок для точності. З цієї причини для всіх виходів була використана матриця Ф з розміром 2000 x 2000. Сформовано залежності для схем модуляції 4-QAM та 16-QAM.

Можна припустити отримання ненав'язливої реакції каналу, тобто ідеальне вирівнювання та оцінку каналу. За таких умов MMSE досягає тієї ж частоти помилок, що і вирівнювання ZF. Залежність формується на графіку 4.6.

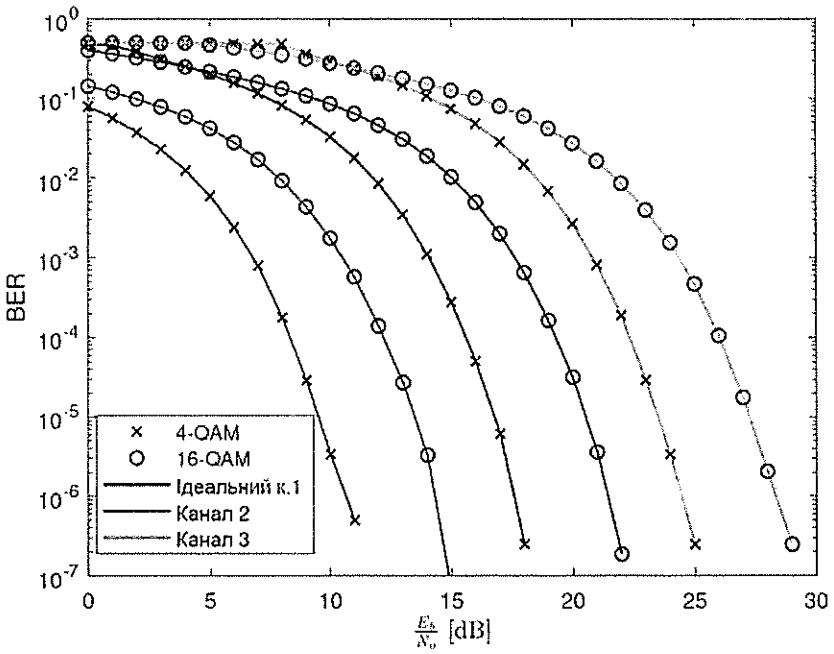


Рис. 4.6. Коефіцієнт помилок BER в системі OCDM для ідеальних і вихідних каналів передачі

З кривих, отриманих на графіку 4.1, видно, що ідеальний канал (1) показує найкращі значення з точки зору похибки. Вихідні канали (2) і (3) досягають більш високого коефіцієнта помилок BER, що відповідає теоретичним припущенням. Змодельований канал передачі (3) має значно найвищий коефіцієнт помилок, що вже можна було припустити на основі частоти відповіді цього каналу, див. 4.5.

Порівняння алгоритмів вирівнювання. Наступне моделювання більш детально розглядає канал передачі (2) та (3). У моделюванні проводиться порівняння впровадженого вирівнювання ZF та MMSE.

У попередньому випадку було припущено, що буде отримано незаповнену відповідь каналу. У реальній системі, однак, неможливо припустити повністю досконалу оцінку. Таким чином, щоб зрозуміти різницю між ефективністю еквалайзерів ZF і MMSE, ми моделюємо помилку оцінки каналу, використовуючи шум AWGN, доданий до матриці H. Якщо розглядати невелику шумову характеристику, що відповідає вищим значенням SNR, ZF і MMSE показують таку ж ефективність. Однак із вищою шумовою реакцією еквалайзер MMSE у багато разів ефективніший, що видно з наступних виходів.

Для каналу (2) і (3) створюється шум при $SNR_H = 18$дБ. Відповідна частота помилок системи OCDM в каналі передачі (2) показана на графіку 4.7, а в каналі передачі (3) на графіку 4.8.

З графіків 4.7 та 4.8 видно, що вирівнювання MMSE показує меншу частоту помилок BER у системі OCDM, ніж вирівнювання ZF. Звичайно, значення $SNR_H = 18$дБ більше вплинуло на вирівнювання в вихідному каналі (3), оскільки цей канал, як правило, має більшу частоту помилок BER через великий витік. При такому шумі матриці H вирівнювання ZF у такому вихідному каналі абсолютно непридатне та неефективне, що також видно з графіку 4.8. Канал передачі (2) значно менше схильний до витоку сигналу, і тому вирівнювання ZF досягає кращих результатів з точки зору частоти помилок BER.

При розгляді значень $SNR_H > 30$дБ, вирівнювання ZF в вихідному каналі (2) настільки ж ефективне, як і вирівнювання MMSE. Для того, щоб у каналі передачі (3) стався такий випадок, необхідно враховувати вищі значення, а саме

$SNR_H > 36$дБ. Ці значення емпірично перевірялися в окремих моделях, але для наочності графіків 4.7 та 4.8 ці криві не будуються.

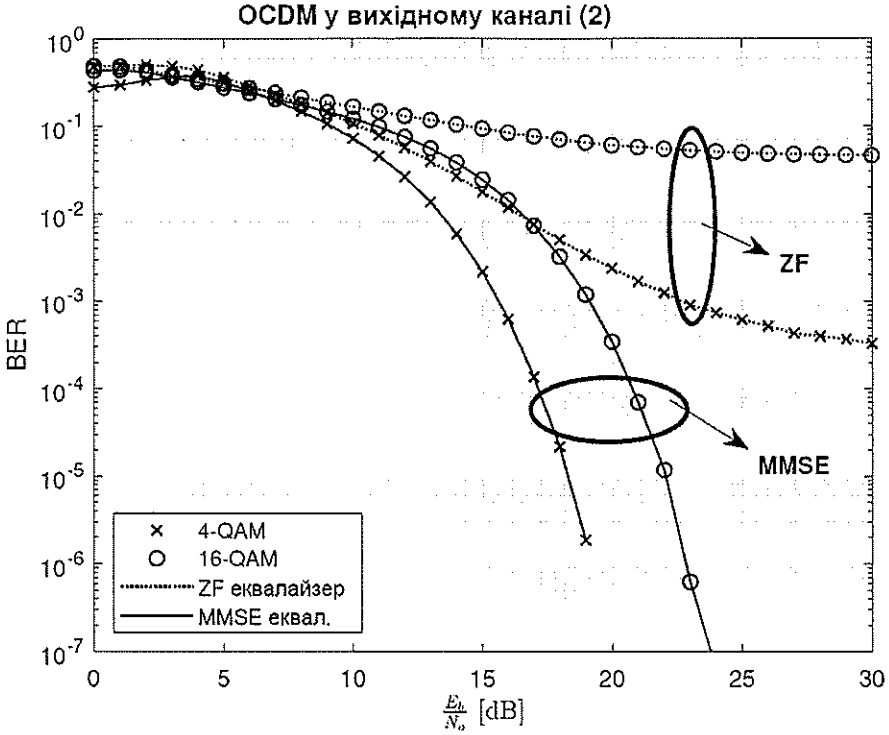


Рис. 4.7. Вирівнювання MMSE та ZF в вихідному каналі (2)

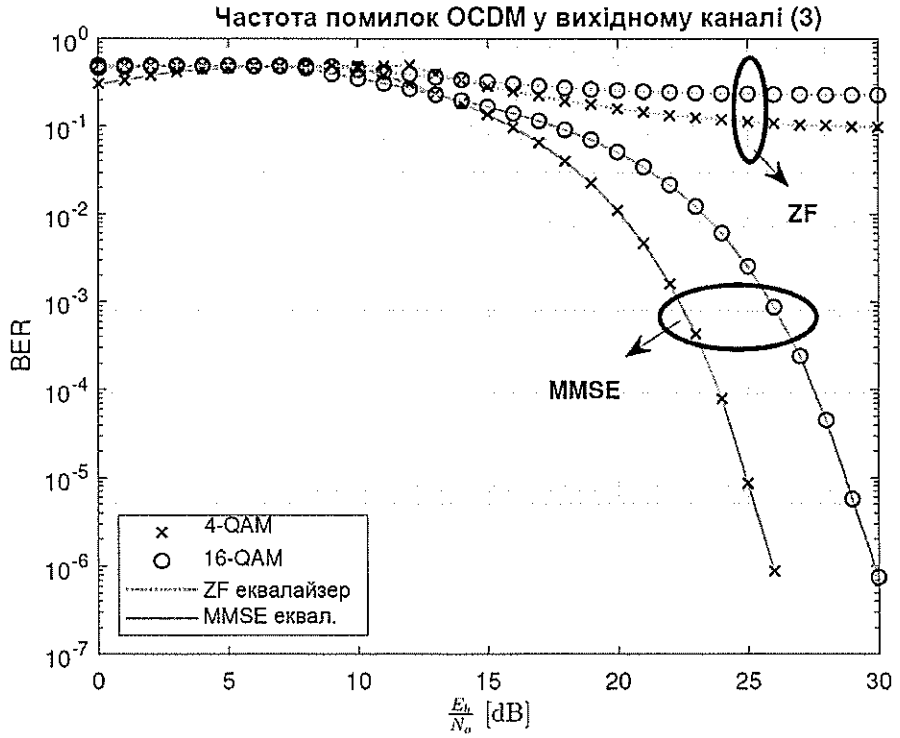


Рис. 4.8. Вирівнювання MMSE та ZF в вихідному каналі (3)

Кодування каналів. Поки що в системі було зосередження лише на впровадженні цифрового модулятора та демодулятора, але для зменшення частоти помилок BER необхідно впровадити кодування каналів. У цьому розділі у систему OCDM додано згортковий блок кодера на передавальній стороні та блоком декодера Вітербі на приймаючій стороні. Система OCDM також доповнена блоками простого матричного перемежовувача. Схематично така система показана на рис. 4.9.

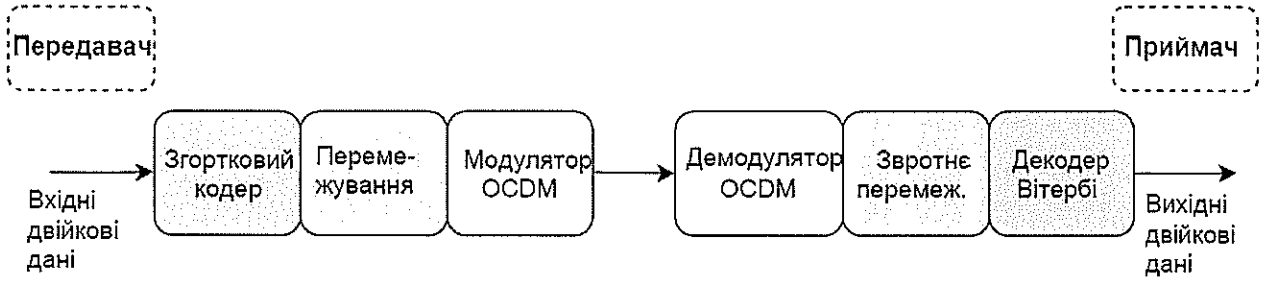


Рис. 4.9. Система OCDM розширена за допомогою кодування каналів

Згорткове кодування відбувається за принципом послідовної обробки, оскільки тут дані в реєстрі йдуть один за одним. Серцем кодера є один або кілька регістрів зсуву. До основних параметрів згортальних кодеров відноситься кодове відношення R_c , для якого застосовується рівняння 4.13:

$$R_c = \frac{k_{(\text{out})}}{n_{(\text{in})}}, \tag{4.13}$$

де $k_{(out)}$ - кількість бітів на виході, а $n_{(in)}$ - кількість бітів на вході кодера. Іншим параметром згорткового кодера є довжина кодового обмеження K, що відповідає кількості зсувів, для яких один вхідний біт впливає на вихід кодера. Будь-який згортковий кодер додатково характеризується генеруванням поліномів, які визначають зв'язок самого кодера.

Для декодування закодованих даних на приймаючій стороні реалізовано декодер Вітербі, який порівнює прийняті послідовності розрядів з усіма

послідовностями, які можуть бути передані. Це порівняння базується на визначенні коефіцієнта вірогідності та його максимізації (Maximal Likelihood Decoding- декодування максимальної ймовірності). Виходячи з відстаней Haming, декодер зберігає в певному розділі лише ті шляхи, які виглядають найбільш перспективними [22].

У середовищі MATLAB функція [23] використовується для визначення згорткового кодера:

```
poly2trellis(ConstraintLength,CodeGenerator);
```

Тут ConstraintLength відповідає довжині кодового обмеження K, а генератор коду Codegenerator - відповідному породжуючому поліному, записаному у вісімковій системі.

У даній роботі OCDM тестується за допомогою 3 типів згорткових кодерів. Окремі налаштування цих кодерів були розроблені на основі [23] і наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1

Вибрані згорткові кодери та їх параметри

Позначення кодера	Коефіцієнт коду R_C	Довжина кодового обмеження - K	Генерація поліномів (введені у вісімковій формі)
Згортковий кодер (1)	1/2	3	G1 = 6 ; G2 = 7
Згортковий кодер (2)	2/3	5; 4	G1 = 25 ; G2 = 35 G3 = 5 ; G4 = 13
Згортковий кодер (3) (HIPERLAN II)	1/2	7	G1 = 133 ; G2 = 171

Найпростіший кодер - це явно згортковий кодер (1). Зворотні кодери (2) і (3) містять більшу кількість регістрів зсуву і можуть бути описані як більш складні.

Згортковий кодер (3) також використовується в системі HIPERLAN II [24].

Для кращого уявлення окремі згорткові кодери також показані схематично. Поліноми, що утворюються, в окремих схемах записуються у двійкову систему і після перетворення у вісімкову систему вони відповідають значенням у таблиці 4.1. Згорткові кодери (1) та (2) показані на рис. 4.10, а згортковий кодер (3) на рис. 4.11.

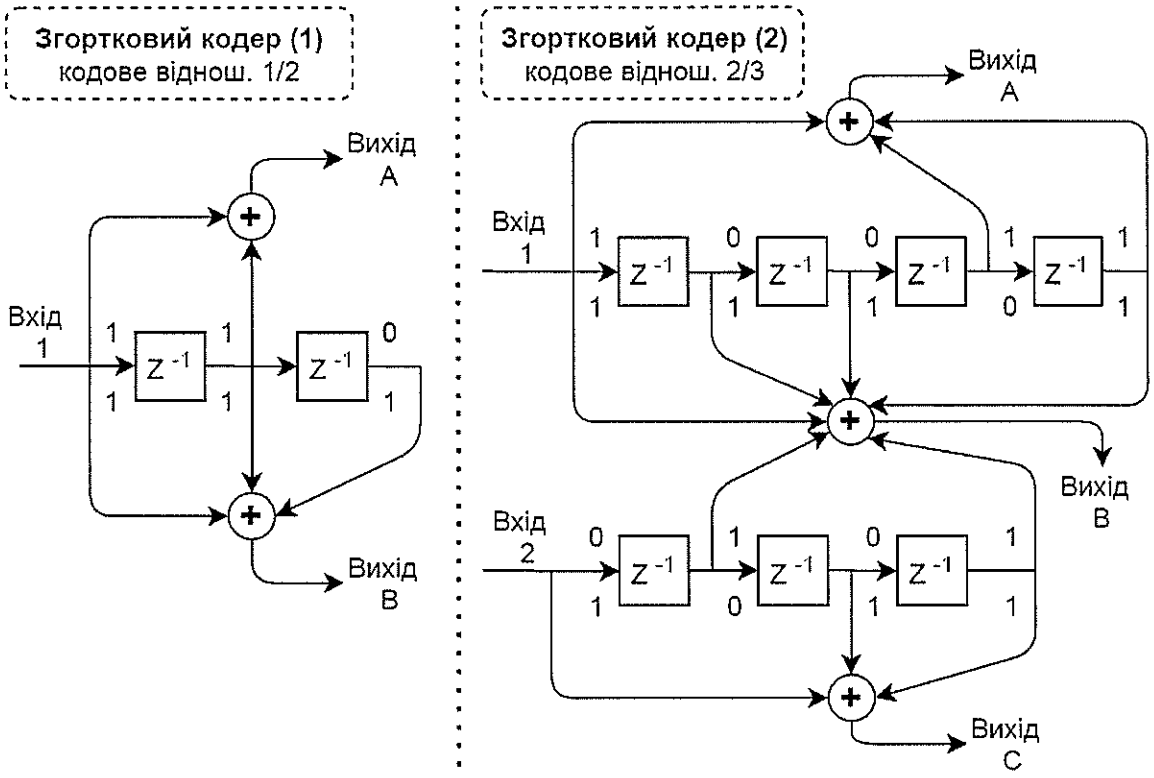


Рис. 4.10. Схематичне зображення згорткового кодера (1) та (2)

Як уже повідомлялося, декодер Вітербі використовується в системі OCDM для декодування даних, що визначається в MATLAB за допомогою функції [23]:

```
vitdec(codedin,trellis,tbdepth,opmode,dectype);
```

Тут codedin - відповідає кодованій послідовності бітів, що надходить до декодера, trellis - відповідає обраному згортковому кодеру, tbdepth - характеризує глибину кодування декодера Вітербі, opmode - це режим роботи декодера і

dectype - тип рішення. Для декодування всіх використовуваних кодерів декодер Вітербі встановлюється як код 'term' «робочий режим», використовується 'hard' «жорстке рішення», а глибина кодування відповідає 34.

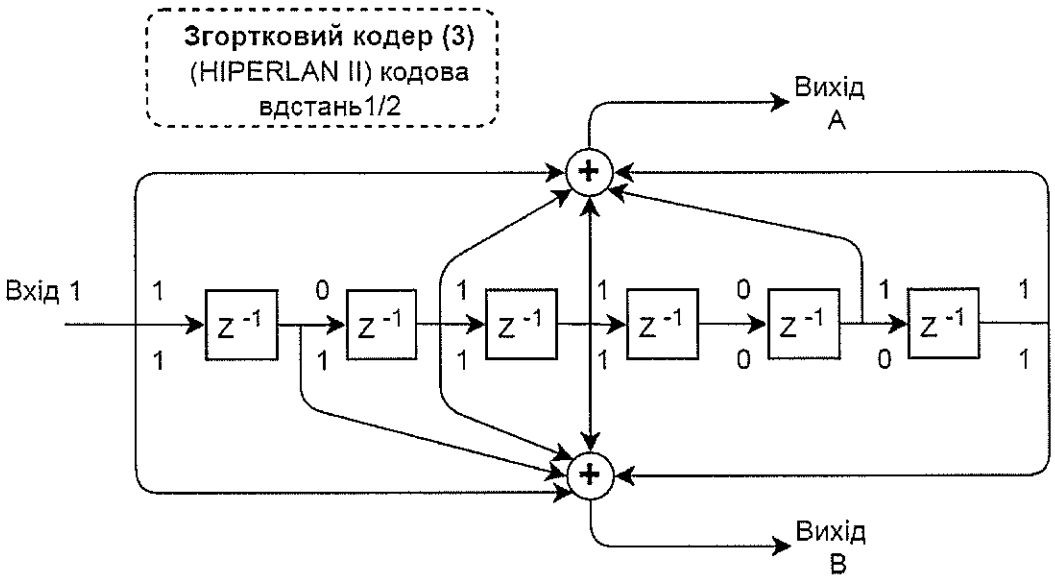


Рис. 4.11. Згортковий кодер (3) (HIPERLAN II)

Визначені згорткові кодери, матричний переміжувач та декодер Вітербі були реалізовані в системі OCDM. Переміжувач матриці реалізується шляхом запису даних у N рядків та подальшого зчитування у N стовпців. Зокрема, моделювання були проведені в моделях каналу, характеристики яких більш детально описані в попередньому розділі 4.3. Зокрема, це канал (2) і (3).

Для порівняння ефективності окремих згорткових кодерів у каналі виходу була обрана залежність коефіцієнта помилки BER від коефіцієнта $\frac{E_b}{N_0}$. Для результатів моделювання була обрана матриця Ф розміром 2 000 х 2 000. Сформовано залежності для схем модуляції 4-QAM та 16-QAM. Для наступного моделювання знову розглядається фіксоване налаштування фільтра RRC, що відповідає таблиці 3.2. Довжина CP знову фіксується і відповідає 1/8 довжини загальної кількості символів в 1 кадрі OCDM.

Спочатку згорткові кодери були визначені в вихідному каналі передачі (2), (рис. 4.12), а потім у вихідному каналі (3), (рис. 4.13). Порівняння окремих кодерів здійснюється за допомогою вирівнювання MMSE.

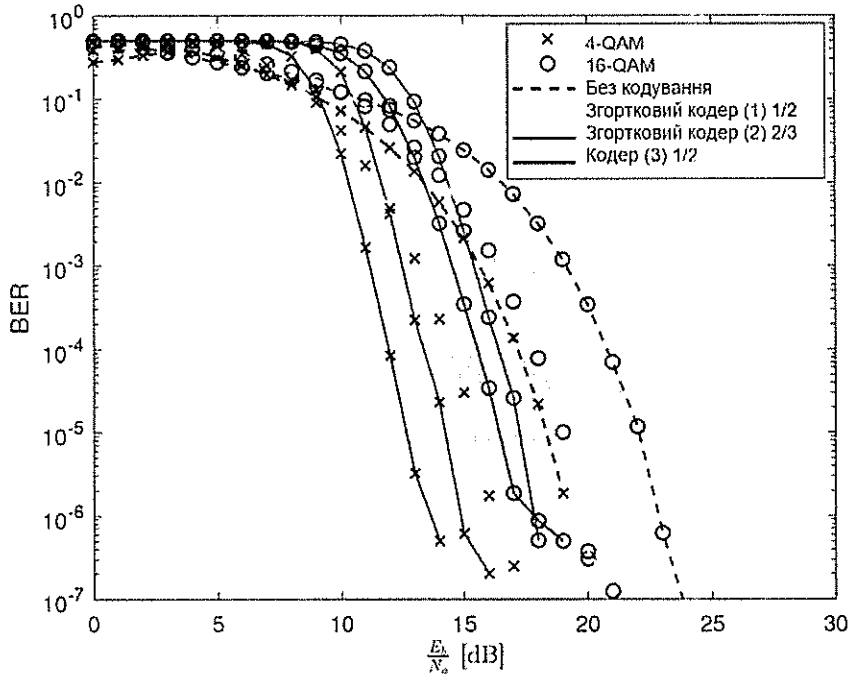


Рис. 4.12. Порівняння згорткових кодерів у системі OCDM - вихідний канал (2)

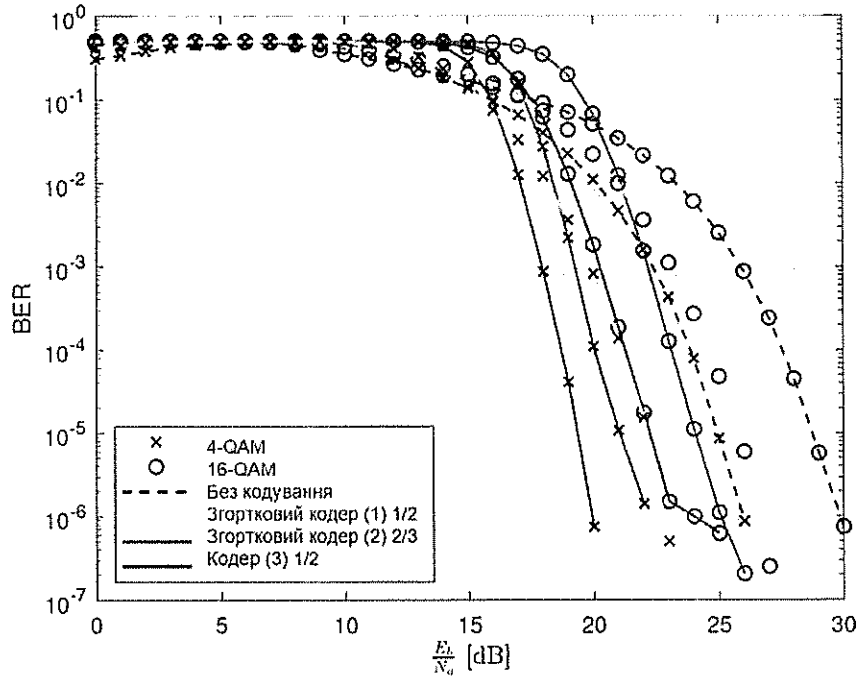


Рис. 4.13. Порівняння згорткових кодерів у системі OCDM - вихідний канал (3)

Як і очікувалося, використання згорткових кодерів зменшило коефіцієнт помилок системи OCDM, особливо при більш високих значеннях $\frac{E_b}{N_0}$, де найкраща частота помилок досягається згортковим кодером (3) (HIPERLAN II), потім згортковим кодером (2) і більшість кодувачів помилок у кодері (1). Це стосується вихідного каналу (2) та (3).

Крім того, з результатів видно, що використання згорткового кодування для низьких значень $\frac{E_b}{N_0}$ призводить до збільшення частоти помилок BER. При таких значеннях декодер Вітербі вибирає кодові слова з високою невизначеністю, що призводить до BER = 0, 5. У цьому нижньому діапазоні значень згортковий кодер (1) виявляє найкращі властивості помилок.

Дивлячись на графіки 4.12 та 4.13, згортковий кодер (3) (HIPERLAN II) видається найкращим з точки зору частоти помилок системи OCDM. Хоча він не має найнижчого коефіцієнта помилок при нижчих значеннях $\frac{E_b}{N_0}$, він значно перевершує інші кодери з точки зору частоти помилок при більш високих значеннях $\frac{E_b}{N_0}$.

4.4 Пропускна здатність системи OCDM

Пропускна здатність є ключовим показником якості в системах передачі. Далі розглянемо моделювання системи OCDM при розгляді конкретних параметрів системи. Продуктивність системи залежить від кількох факторів і тісно пов'язана з коефіцієнтом помилок системи BER, про який зазначалося раніше.

Щоб розрахувати конкретні значення в області досяжної пропускної здатності системи OCDM, спочатку необхідно визначити конкретні параметри.

Перелік встановлених системних параметрів для OCDM міститься в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2.

Системні параметри відповідно до стандарту IEEE 802.11a [25]

Символ	Назва параметра	Значення параметра
N	Загальна кількість носіїв	52
N_{data}	Кількість носіїв даних	48
T_s	Тривалість символу OCDM	3,2”
T_{cp}	Тривалість CP	0,8” (1/4)
T_{total}	Тривалість символу, включаючи CP	4”
Δf_N	Відстань між 2 носіями	312,5 кГц
Δf_{total}	Відстань між крайніми носіями	16,25 МГц
R_c	Коефіцієнт коду	½ або 2/3
M	Кількість станів модуляції M-QAM	4, 16, 64 або 256
-	Тип фільтрації	RRC
-	Метод вирівнювання	MMSE

Деякі системні параметри, наведені в табл. 4.2, відповідають стандарту IEEE 802.11a. На основі значень, визначених у таблиці, ми можемо обчислити теоретичну швидкість передачі бітів R_b - рівняння 4.14 [25]:

$$R_b = \frac{N_{data} \log_2 (M) \, \mathrm{R}_c}{T_{total}} . \tag{4.14}$$

Після визначення теоретичної швидкості передачі даних необхідно визначити кількість правильно прийнятих бітів після проходження через канал передачі, щоб оцінити пропускну здатність системи. Така оцінка залежить від значення коефіцієнта помилок BER, і рівняння [21] застосовується до отриманої швидкості передачі даних:

$$R_{total} = (1 - \text{BER})\, R_b \,. \tag{4.15}$$

Система OCDM використовувала визначений згортковий кодер (2) з кодовим відношенням R_c = 2/3 та кодер (3) з кодовим відношенням R_c = 1/2, був обраний метод вирівнювання MMSE. Відображення окремих символів виконувалося за допомогою схем модуляції 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM або 256-QAM. Конкретні параметри модуляції та кодування для системи OCDM наведені в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3.

Налаштування модуляції та кодування в системі OCDM

Модуляція	Кодове співвідношення R_c	Швидкість передачі даних R_b Мбіт/с
4-QAM	1/2	12
4-QAM	2/3	16
16-QAM	**1/2**	**24**
16-QAM	2/3	32
64-QAM	1/2	36
64-QAM	2/3	48
256-QAM	1/2	48
256-QAM	2/3	64

Налаштування, яке відповідає рядку, позначеному жирним шрифтом і розділеним, також використовується в самому стандарті навіть із тим самим згортковим кодером [25]. Згорнутий кодер (3) реалізований не тільки в системі HIPERLAN II, але і в стандарті IEEE 802.11a. Інші вибрані комбінації параметрів модуляції та кодування є експериментальними та не відповідають тим, що використовуються стандартом. Питома пропускна здатність системи OCDM, налаштування якої відповідає таблиці 4.2 у поєднанні з таблицею 4.3, нанесена на

графіки 4.14 та 4.15. Досяжна пропускна здатність показана залежністю результуючої швидкості передачі біту R усього від співвідношення ENb. Моделювання проникності системи OCDM виконується у раніше визначених каналах виходу (2) та (3).

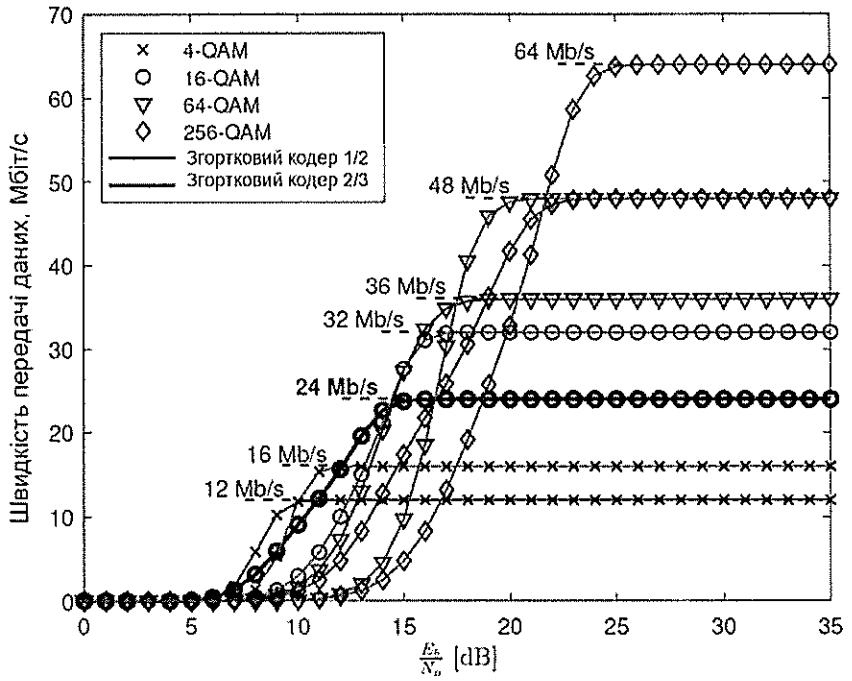


Рис. 4.14. Досяжна проникність системи OCDM - вихідний канал (2)

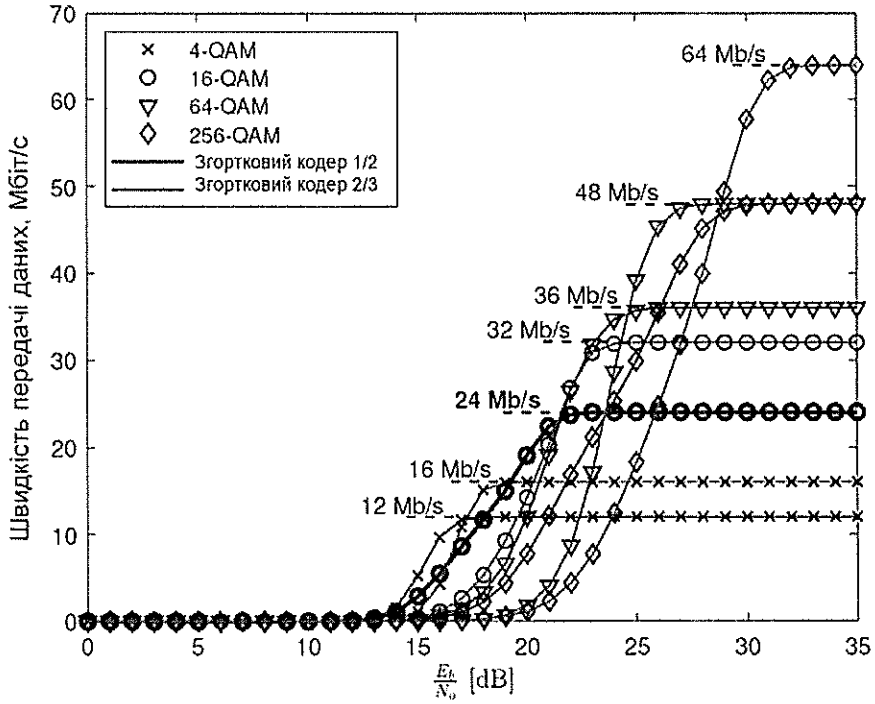


Рис. 4.15. Пропускна здатність системи OCDM - вихідний канал (3)

На графіках 4.14 та 4.15 формується пропускна здатність системи для 2 різних вихідних каналів. Крива модуляції 16-QAM у поєднанні з згортковим кодером виділена жирним шрифтом, оскільки стандарт IEEE 802.11a використовує те саме налаштування з тим же типом кодера.

З обох графіків видно, що чим менша модуляція QAM, тим нижча швидкість передачі бітів досягається системою OCDM. Однак ці модуляції мають меншу частоту помилок BER, і тому певна швидкість передачі даних системи досяжна навіть при меншому значенні $\frac{E_b}{N_0}$. Тому це, як правило, вибір компромісу, оскільки модуляції з більшою кількістю станів забезпечують більш високу швидкість передачі бітів, але також мають більшу частоту помилок. Вихідний канал передачі (2) має менший коефіцієнт помилок BER, а отже, є більш досяжна пропускна здатність порівняно з вихідним каналом (3). У вихідному каналі (2) задані швидкості передачі даних досягаються при нижньому $\frac{E_b}{N_0}$.

Розглянута пропускна здатність системи застосовується лише до фізичного рівня. Тому розраховані швидкості передачі даних є теоретичними. У реальному середовищі на пропускну здатність системи також впливають більш високі рівні.

4.5 Порівняння ефективності OCDM та OFDM-моделей

Взаємозв'язок між перетворенням Френеля та Фур'є. OFDM на сьогоднішній день є найбільш широко використовуваною системою мультиплексування. Вона використовується як системами бездротової мережі, так і системами цифрового телебачення. Вона також буде використовуватися в майбутньому стандарті телекомунікацій для мобільних мереж - 5G. Система OFDM використовує ефективний алгоритм IFFT (Inverse Fast Fourier Transform - обернене швидке перетворення Фур'є) у передавачі та FFT (Fast Fourier Transform швидке перетворення Фур'є) на приймальній стороні. Таким чином, він

ефективно застосовує дискретне перетворення Фур'є.

У цьому розділі описано математичні подібності між перетвореннями, які використовуються системами OFDM та OCDM. Тому це перетворення Фур'є та Френеля. Крім того, розглядається сумісність цих систем та відмінності окремих систем.

Перетворення Френеля та Фур'є мають взаємний математичний зв'язок, який уже використовувався при реалізації моделі системи OCDM.

Наступні рівняння описують перетворення Фур'є та Френеля [1]. Якщо розглядати сигнал безперервний у часі, то до ядра перетворення Фур'є застосовується таке рівняння 4.16:

$$\omega_{\mathrm{F}}(f,t) = e^{-j\,2\pi ft}\,, \tag{4.16}$$

і в цьому ж випадку рівняння 4.17 застосовується до перетворення Френеля:

$$\varphi_a(f,t) = e^{-j\frac{\pi}{4}}\; e^{j\frac{\pi}{a}\left(f^2-2ft+t^2\right)}\,. \tag{4.17}$$

У дискретному випадку DFT можна записати за допомогою матриці W, див. Наступне рівняння 4.18:

$$\mathbf{W}(m,n) = \frac{1}{\sqrt{N}} e^{j\frac{2\pi}{N}mn}\,, \tag{4.18}$$

а ДПФ (Дискретне Перетворення Френеля) описується матрицею Ф. Його форма відрізняється для парного та непарного N (рівняння 4.19 та 4.20):

$$\Phi(m,n) = \frac{1}{\sqrt{N}}\, e^{-j\frac{\pi}{4}}\; e^{j\frac{\pi}{N}\left(m^2-2mn+n\right)} \quad \text{для парного N,} \tag{4.19}$$

$$\Phi(m,n) = \frac{1}{\sqrt{N}}\, e^{-j\frac{\pi}{4}}\; e^{-j\frac{\pi}{4N}}\; e^{j\frac{\pi}{N}\left(m^2+m-2mn+n^2-n\right)} \quad \text{для непарного N.} \tag{4.20}$$

Перетворення Френеля математично визначає систему OCDM, а перетворення Фур'є - систему OFDM. І перетворення Френеля, і Фур'є є лінійними канонічними перетвореннями, але перетворення Френеля також є тригонометричним перетворенням квадратичної фази [26].

З таким позначенням вищезазначених рівнянь можна помітити, що рівняння 4.17 4.19 та 4.20, які стосуються перетворення Френеля, а отже, і його дискретної форми, збагачені згаданими адитивними квадратичними фазовими виразами порівняно з перетворенням Фур'є.

Додаткова квадратична фаза повинна бути описана для обох вхідних елементів матриці ДПФ Ф, тобто для елемента *m* і *n*. У дискретній формі можливо записати ці квадратичні фази з матрицями, де рівняння 4.21 і 4.22 мають вигляд:

$$\Theta_1(m,m) = e^{-j\frac{\pi}{4}}\, e^{j\frac{\pi}{N}m^2} \text{ для парного N,} \tag{4.21}$$

$$\Theta_1(m,m) = e^{-j\frac{\pi}{4}}\, e^{-j\frac{\pi}{4N}}\, e^{j\frac{\pi}{N}(m^2+m)} \text{ для непарного N,} \tag{4.22}$$

а для іншого випадку, коли ми розглянемо вхідний елемент *n*, застосовуються рівняння 4.23 і 4.24:

$$\Theta_2(n,n) = e^{j\frac{\pi}{N}n^2} \text{ для парного N,} \tag{4.23}$$

$$\Theta_2(n,n) = e^{j\frac{\pi}{N}(n^2-n)} \text{ для непарного N,} \tag{4.24}$$

де Θ_1 і Θ_2 - діагональні матриці розміром $N \times N$, а діагональні входи матриць - відповідні значення, що характеризують адитивну квадратичну фазу.

Завдяки математичному вираженню квадратичних фаз, ДПФ тепер можна реалізувати лише за допомогою матричного позначення цих фаз у поєднанні з DFT. Реалізацію ДПФ можна виконати наступним чином:

• Множення відображених символів матриці Θ_1;

• Застосування DFT до множеної матриці;

• Множення перетворених символів на матрицю Θ_2.

Сумісність OCDM з OFDM. В останньому розділі було виведено взаємний математичний зв'язок між перетвореннями Фур'є та Френеля. Взаємозв'язок цих двох перетворень може бути використаний у реалізації самої системи OCDM, де перетворення Френеля може бути повністю опущене, як на стороні прийому, так і на стороні передачі [1].

Конкретна реалізація системи OCDM, яка повністю опускає операцію ДПФ,

показана на блок-схемі 4.16.

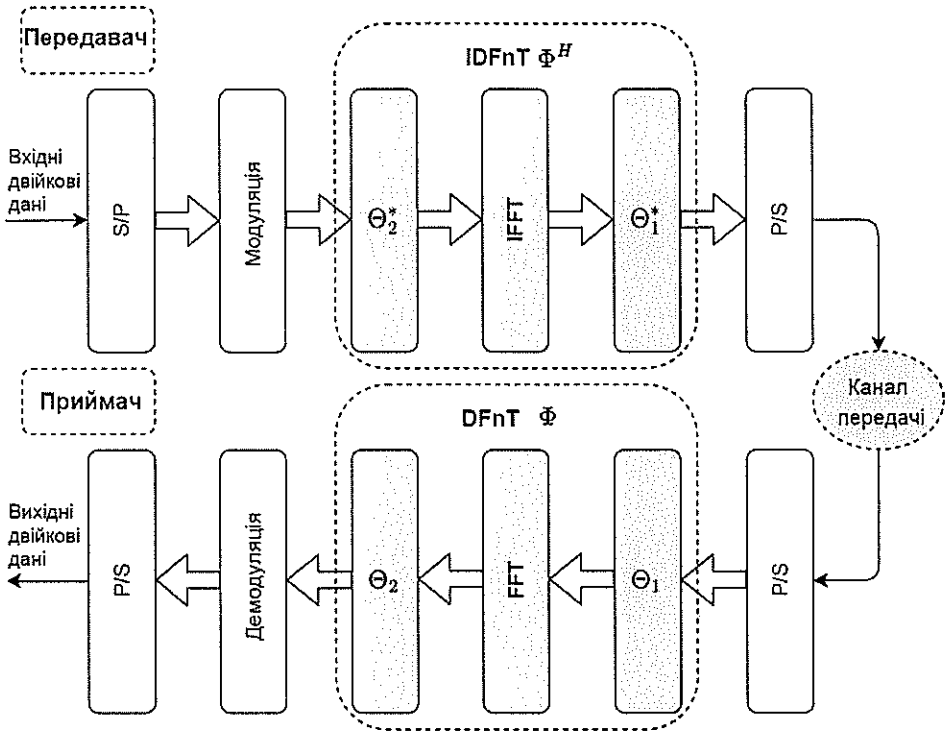


Рис. 4.16. Заміна ЗДПФ та ДПФ у системі OCDM з використанням фазових матриць у поєднанні з алгоритмами IFFT та FFT

У самій реалізації алгоритм FFT та IFFT використовується для обчислення ДПФ (Дискретне Перетворення Френеля) та ЗДПФ (Зворотне Дискретне Перетворення Френеля), що також видно з рис. 4.16. Тому блок-діаграма надає нам іншу форму можливої реалізації моделі системи OCDM. Однак у такій системі необхідно працювати з двома матрицями Θ_1 і Θ_2, що вимагає додаткових математичних операцій. Зокрема, існує чотири адитивних фазових обертання, і це 4 надлишкові множення на символ. Таким чином, з точки зору часу такий спосіб реалізації є більш повільним, ніж використання ДПФ матриці Ф на приймачі та її інверсія у передавачі. Функціональність такої моделі системи OCDM була перевірена в MATLAB.

Тому таке рішення здається неефективним, але вказує на одну фундаментальну річ. Ефективні схеми вирівнювання, оцінки або синхронізації, які

використовуються звичайною системою OFDM, також можуть бути реалізовані в системі OCDM завдяки математичному взаємозв'язку. Зрештою, раніше в роботі було реалізовано ефективний еквалайзер, який використовує математичний зв'язок між перетвореннями Фур'є та Френеля.

Взаємне порівняння між OCDM та OFDM. В результаті генерування та відновлення сигналу OCDM може бути виконано за допомогою існуючої системи OFDM. Досить розширити систему OFDM матричними операціями з поворотом фази.

Однак існують і відмінності, наприклад у спектрах окремих систем. У системі OFDM сигнал можна передискретизувати і одночасно обмежити спектр, встановивши піднесучі на краю спектра нульовими, це так званий Нульова прокладка. Цей метод не може бути використаний в системі OCDM, і необхідно використовувати фільтр для формування імпульсів модуляції. У цій роботі в системі OCDM реалізовано фільтр типу RRC.

OCDM та OFDM у моделі каналу AWGN

Для конкретного порівняння системи OCDM з системою OFDM використовується модель каналу AWGN, і обидві системи тут розглядаються з точки зору частоти помилок та досяжної пропускної здатності.

Модель системи OCDM реалізована в поєднанні із ЗДПФ матриці Φ^H у передавачі та ДПФ матриці Φ у приймачі. Модель системи OFDM реалізована алгоритмом IFFT у передавачі та алгоритмом FFT у приймачі.

У наступних моделюваннях для обох систем розглядаються однакові параметри. Довжина CP відповідає 1/8 довжини OCDM, тобто символу OFDM. Для обмеження спектру використовується RRC-фільтр з аналогічним налаштуванням. Визначений раніше згортковий кодер (3) (HIPERLAN II) з коефіцієнтом коду 1/2 реалізований в обох системах.

Для передачі використовується матриця символів 2000 x 2000, оскільки для точного неупередженого порівняння системи необхідно працювати з більшою кількістю вибірок.

Для опису опору системи OCDM та OFDM до помилок була обрана

залежність BER від співвідношення E_b/N_0 як і в попередніх випадках. Конкретні швидкості передачі даних використовувалися не для опису пропускної здатності систем OCDM та OFDM, а у відсотках. Ці залежності були створені для схем модуляції 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM та 256-QAM.

Результати моделювання системної помилки наведені на графіку 4.17. Графік досяжної пропускної здатності систем OCDM та OFDM показаний на рис. 4.18.

З графіків 4.17 та 4.18 видно, що якщо розглядати модель каналу AWGN і мати абсолютно однакові налаштування системи OFDM та OCDM, вони показують точно таку ж частоту помилок та досяжну пропускну здатність. Реалізація дискретного перетворення Френеля однаково ефективна в порівнянні з алгоритмом FFT, тобто з точки зору частоти помилок і досяжної пропускної здатності. Система OFDM по суті описує криві системи OCDM. Тому з обох виходів зрозуміло, що перетворення як таке не впливає на частоту помилок або пропускну здатність системи.

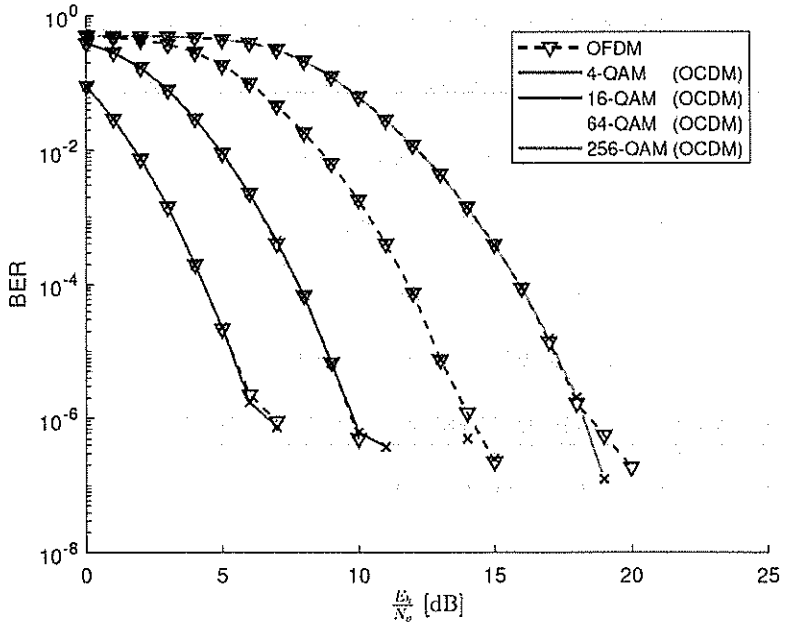


Рис. 4.17. Порівняння частоти помилок між OCDM та OFDM (канал AWGN)

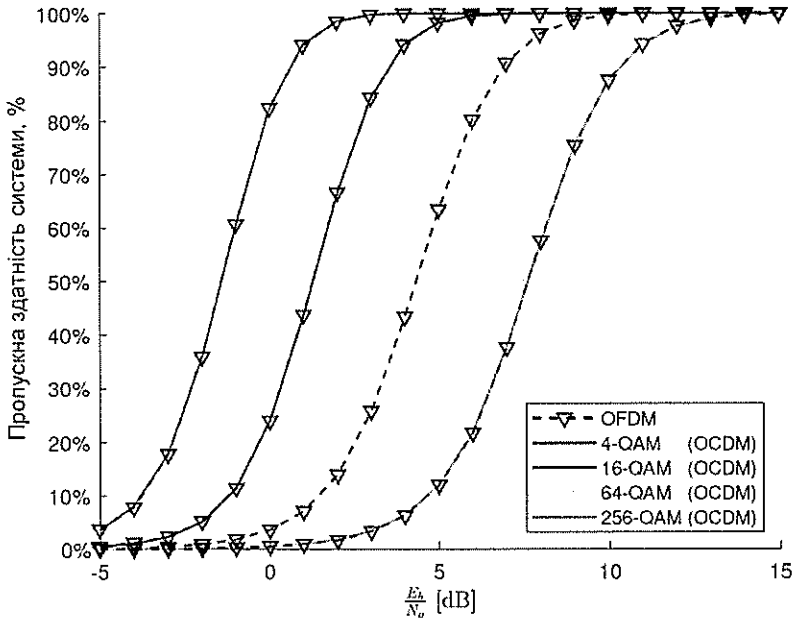


Рис. 4.18. Порівняння досяжної пропускної здатності між OCDM та OFDM (канал AWGN)

ВИСНОВКИ

Метою магістерської роботи було вивчення питання схем модуляції з кількома несучими з акцентом на систему OCDM. Отримана інформація надалі використовується для моделювання системи в MATLAB, а створена модель перевіряється з точки зору базової функціональності. Створена цифрова модель системи OCDM була вперше змодельована в моделі AWGN каналу. Більш складну модель системи OCDM, збагачену переважно вирівнюванням та кодуванням каналів, потім моделювали у моделях каналів. Впроваджена система OCDM була випробувана в цих індивідуальних умовах з точки зору частоти помилок та досяжної пропускної здатності. Нарешті, робота стосується взаємозв'язку між системою OCDM та звичайною системою OFDM.

У першій частині роботи були детально описані окремі основні блоки, які є частиною загальної системи цифрового зв'язку. Детально проаналізовано передавальну частину системи та канал радіопередачі. Акцент був зроблений на описі цифрової модуляції, формуванні імпульсів модуляції, каналу AWGN та каналів виходу. Перша частина дипломної роботи є суто теоретичною, але необхідною для подальшого впровадження системи OCDM.

У наступному розділі під назвою система OCDM було пояснено основний принцип модуляції MC, а потім описано саму систему OCDM. У цьому розділі також йдеться про перетворення Френеля, особливо про математичні властивості дискретного перетворення Френеля, завдяки якому ми можемо перетворити паралельні гілки вже модульованих символів у складну послідовність послідовностей. Після отримання переданих символів на приймачі виконуються зворотні операції для відновлення символів до їх початкової форми. Зокрема, ЗДПФ в модуляторі та ДПФ в демодуляторі використовуються в системі OCDM.

У середовищі MATLAB була створена модель модулятора та демодулятора. Було проведено моделювання базової моделі системи OCDM, і таким чином перевірена її функціональність. Було випробувано дві можливі математичні реалізації дискретного перетворення Френеля. Перший варіант-це реалізація

вибірки за зразком, яка виконується шляхом підсумовування окремих вибірок. Це рішення виявилося непридатним, головним чином через його трудомісткість. Другий варіант - це матрична реалізація, яка висуває більші вимоги до пам'яті, але її витрата часу значно менша. Виходячи з отриманих знань, матрична реалізація для цифрової реалізації та інших моделювань у системі MATLAB була кращою, і всі наступні моделювання використовують цю реалізацію.

Крім того, було виконано моделювання передачі інформації від передавача до приймача в моделі каналу AWGN. Для формування модуляційних імпульсів був застосований фільтр RRC, завдяки чому спектр переданого сигналу OCDM був обмежений. Вплив каналу AWGN відображався за допомогою діаграм сузір'їв і одночасно оцінювалася частота помилок

Система OCDM. На основі оцінки частоти помилок було перевірено правильне налаштування пари фільтрів RRC, яке також було збережено для подальшого моделювання.

При розгляді моделі втечі каналу модель системи OCDM була розширена циклічними префіксами та блоками вирівнювання. В системі впроваджено алгоритм вирівнювання, який повністю опускає DFnT у приймачі та реалізується за допомогою алгоритмів FFT та IFFT. Зокрема, було реалізовано вирівнювання типу ZF та MMSE. Результати були оцінені з точки зору стійкості до помилок, де MMSE, як і очікувалося, перевищило вирівнювання ZF.

Щоб зменшити частоту помилок, в моделі системи OCDM було реалізовано канальне кодування, а саме згорткове кодування в поєднанні з матричним переміжувачем. На приймаючій стороні для відновлення вихідних даних використовувалися деінтерлейвер та декодер Вітербі. Зокрема, було реалізовано 3 типи згорткового кодера та порівняно їх вплив на частоту помилок передачі сигналу.

Досяжна пропускна здатність системи OCDM також була досліджена в моделях вихідних каналів, де встановлення параметрів системи проводилося у відповідності із стандартом IEEE 802.11a. Пропускну здатність оцінювали для різних налаштувань модуляції та кодування M-QAM.

В останньому розділі йдеться про зв'язок між модельованою системою OCDM та звичайною системою OFDM. У главі описано зв'язок між перетвореннями Френеля та Фур'є. Взаємозв'язок між цими перетвореннями дозволяє взяти ефективні алгоритми з системи OFDM та впровадити їх у систему OCDM. Адже алгоритм вирівнювання, реалізований у цій роботі, використовував математичну взаємозв'язок цих двох перетворень. Нарешті, модельовану систему OCDM порівнюють із системою OFDM, зокрема в моделі AWGN каналу. Результат показує, що програма ДПФ однаково ефективна з точки зору частоти помилок та пропускної здатності порівняно з алгоритмом FFT. Однак у деяких реалізаціях система OCDM може навіть перевершити систему OFDM, особливо в області частоти помилок, як показано, наприклад, у статтях [27] та [28].

Стаття [29], що стосується систем радіолокаційного зв'язку, чітко показує, що при моделюванні в моделі каналу AWGN системи OCDM та OFDM показують однакову частоту помилок. Це повністю узгоджується з результатами, досягнутими в цій роботі. Однак це також показує, що в практичних вимірах система OCDM перевершує OFDM з точки зору частоти помилок.

Тому система OCDM видається привабливою альтернативою для систем зв'язку. Виходячи зі статей [29] та [30], потенціал одночасного використання для радіолокації та зв'язку особливо очевидний. Однак необхідно усвідомлювати, що потенційне досягнення кращих результатів системи OCDM завжди супроводжуватиметься більшою обчислювальною складністю.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Ouyang, Xing a Jian Zhao. Orthogonal Chirp Division Multiplexing. IEEE Transactions on Communications. 2016, 64(9), 3946 - 3957. ISSN 00906778. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: http://ieeexplore.ieee.org/document/7523229/ (дата звернення 05.10.2023).

2. Руденко Н.В. Основи цифрової обробки сигналів в системах цифрового радіозв'язку / Н.В. Руденко, А.О. Макаренко // Навчальний посібник. - Київ.: ДУТ. - 2021. – 107 с.

3. 3GPP, "LTE (Long Term Evolution) and LTE-Advanced," 3GPP, [Електронний ресурс]. Available: https://www.3gpp.org/technologies/keywords-acronyms/98-lte. (дата звернення 15.10.2023)

4. B. Farhang-Boroujeny, A. Majid and H. Moradiz, "CP-DSSS: An OFDM compatible variable rate modulation for 5G and beyond", Proc. IEEE 3rd 5G World Forum (5GWF), pp. 578-583, Sep. 2020.

5. 3GPP TS 36.101 E-UTRA: User Equipment (UE) radio transmission and reception [Електронний ресурс] – Режим доступу: http://www.3gpp.org/DynaReport/36101.htm. (дата звернення 05.10.2023)

6. The Evolution of Mobile Technologies: 1G 2G 3G 4G LTE [Електронний ресурс] – Режим доступу: https://www.qualcomm.com/media/documents/files/the-evolution-of-mobile-technologies-1g-to-2g-to-3g-to-4g-lte.pdf. (дата звернення 05.10.2023)

7. Scott Rappaport, Theodore. Wirel les communications: principles and practice. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2015. ISBN 0-13-042232-0.

8. 5G - Fifth generation of mobile technologies [Електронний ресурс] // ITU – Режим доступу: https://www.itu.int/en/mediacentre/backgrounders/Pages/5G-fifth-generation-of-mobile-technologies.aspx (дата звернення 05.10.2023)

9. Технічні, нормативно-правові та економічні аспекти впровадження технологій мобільного зв'язку 4-го (4G) та 5-го (5G) поколінь [Електронний ресурс] О.П. Проживальський // ITU – Режим доступу: https://www.itu.int/en/ITU-

D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2016/11_Kiev/Oleg%20Prozhivalsky.pdf (дата звернення: 05.10.2023).

10. G. Proakis, John a Masoud Salehi. Communication systems engineering. 2. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002. ISBN 0-13-095007-6.

11. F. Molisch, Andreas. Wirelles communications. 2. vydání. University of Southern California: John Wiley, 2011. ISBN 978-0-470-74187-0.

12. Chiueh, Tzi-Dar a Pei-Yun TSAI. OFDM Baseband Receiver Design for Wireless Communications. Asia: John Wiley, 2007. ISBN 978-0-470-82234-0.

13. F. V. James, Daniel a Girish S. Agarwal. The generalized Fresnel transform and its application to optics. Optics Communications. 1996, 126(46). [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.sciencedirect.com/ science/article/pii/0030401895007083 (дата звернення 17.09.2023).

14. Emery, William a Adriano Camps. Introduction to Satel lite Remote Sensing: Chapter 5 - Radar (291-453). Elsevier, 2017. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/ B9780128092545000051 (дата звернення 17.09.2023).

15. T. Winthrop, John a C. R. Worthington. Theory of Fresnel Images. I. Plane Periodic Objects in Monochromatic Light. J. Opt. Soc. Am. 1965, 55 (373381). [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.osapublishing.org/josa/abstract.cfm?uri=josa-55-4-373 (17.09.2023).

16. Szwaykowski, Piotra Victor Arrizon. Talbot array illuminator with multilevel phase gratings. Applied Optics, Optical Society of America. 1993. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.osapublishing.org/ao/abstract.cfm?uri= ao-32-7-1109 (10.10.2023).

17. Ouyang, Xing, Cleitus Antony, Fatima Gunning a Hongyu ZHANG. Discrete Fresnel Transform and Its Circular Convolution. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://arxiv.org/abs/1510.00574 (10.10.2023).

18. Ouyang, Xing a Jian Zhao. Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Coherent Optical Fiber Communications. Journal of Lightwave Technology. 2016, 34(18), 4376 - 4386. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://ieeexplore.

ieee.org/document/7536125 (дата звернення 19.10.2023).

19. Gentile, Ken. Digital Pulse-Shaping Filter Basics. Analog Devices. One technology way, 2017, AN-922, 12. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.analog.com/media/en/technical-documentation/application-notes/AN-922.pdf (дата звернення 21.10.2023).

20. Arndt, Jorg. Matters Computational: Ideas, Algorithms, Source Code. Berlin: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2011. ISBN 978-3-642-14763-0. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.researchgate.net/publication/267072412 (дата звернення 05.11.2023).

21. Bouvet, Pierre-Jean a Yiqi Bai. Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Underwater Acoustic Communication. Sensors. 2018, 18(11), 13. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.researchgate.net/publication/ 328789984 (дата звернення 05.11.2023).

22. Lee, L.H. Charles. Convolutional Coding: Fundamentals and Applications. Boston: Artech House Publishers, 1997. ISBN 0-89006-914-X.

23. Communications Toolbox User's Guide. R2021a. Massachusetts: The MathWorks, 2021. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://www.mathworks.com/help/pdf_ doc/comm/comm_tbx.pdf (11.11.2023).

24. Etsi TS 101 475 v.1.2.2 (2001-02), Broadband Radio Access Networks (BRAN) Hiperlan type 2, Physical (PHY) layer - Technical specification.

25. IEEE Std 802.11a-1999(R2003), Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications High-speed Physical Layer in the 5 GHz Band

26. PEI, Soo-Chang a Jian-Jiun DING. Eigenfunctions of linear canonical transform. IEEE Transactions on Signal Processing. IEEE, 2002, 50(1), 11-26. ISSN 1941-0476. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://ieeexplore. ieee.org/document/972478 (дата звернення 11.11.2023).

27. BOMFIN, Roberto, Marwa CHAFII a Gerhard FETTWEIS. A Novel Iterative Receiver Design for CP-Free Transmission Under Frequency-Selective Channels. IEEE Communications Letters. IEEE, 2020, 24(3), 525-529. ISSN 1558-2558. [Електронний

ресурс] // - Режим доступу: https: //ieeexplore.ieee.org/document/8933115 (дата звернення 19.11.2023).

28. DIB, Leonardo de M. B. A., Guilherme R. Colen, Mateus de L. Filomeno a Moisés V. Ribeiro. Orthogonal Chirp Division Multiplexing for Baseband Data Communication Systems. IEEE Systems Journal. IEEE, 2020, 14(2), 2164 - 2174. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://ieeexplore.ieee.org/document/8779675 (19.11.2023).

29. Oliveira, Lucas Giroto de, Mohamad Basim Alabd, Benjamin Nuss a Thomas Zwick. An OCDM Radar-Communication System. 14th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2020, 1-5. ISBN 97888-31299-00-8. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://ieeexplore.ieee.org/document/9135217 (дата звернення 19.11.2023).

30. Oliveira, Lucas Giroto de, Mohamad Basim ALABD, Benjamin NUSS, Thomas Zwick, Yueheng LI a Liquan YU. MIMO-OCDM-based Joint Radar Sensing and Communication. 15th European Conference on Antennas and Propagation (EuCAP). 2021, 1-5, ISBN 978-88-31299-02-2. [Електронний ресурс] // - Режим доступу: https://ieeexplore.ieee.org/document/9411302 (дата звернення 19.11.2023).

ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ

Презентація по магістерській роботі на тему:

Розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування

Студента Мараховського Артема Юрійовича

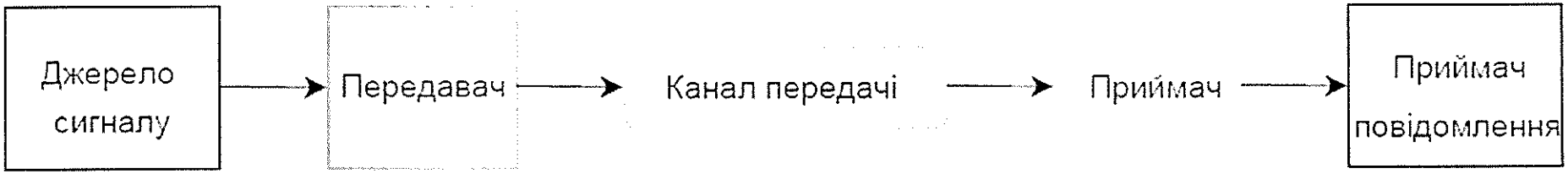
Мета роботи

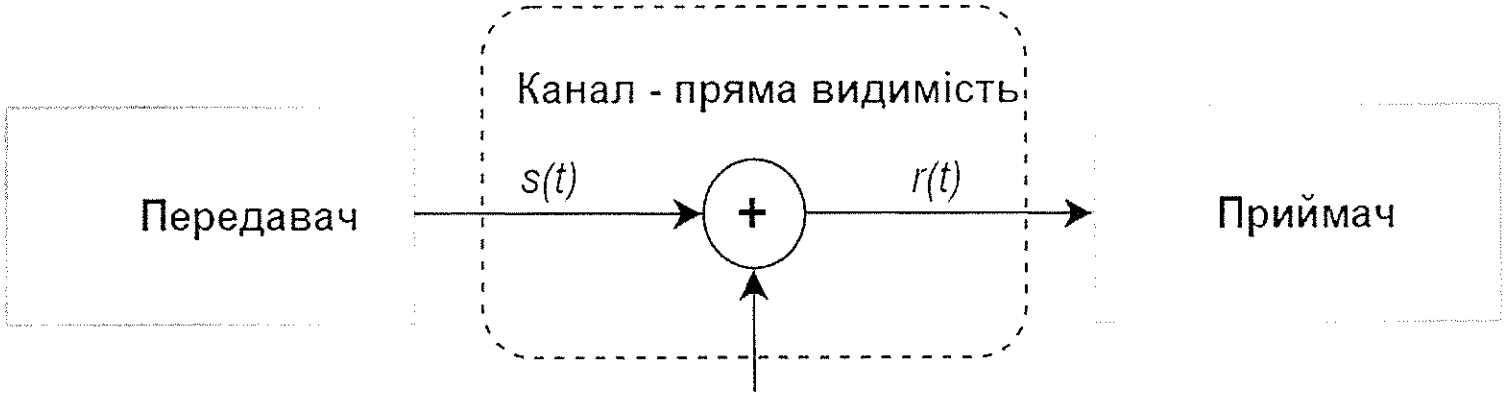
Об'єкт дослідження – процес безпроводової передачі даних.

Предмет дослідження – методи передачі даних на основі ортогонально частото-імпульсного мультиплексування.

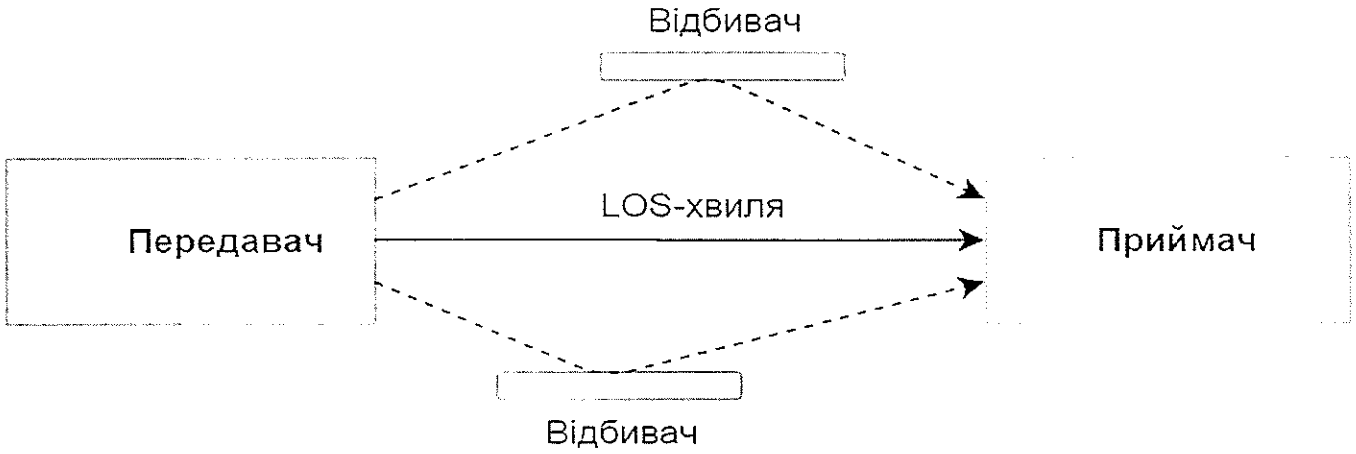
Мета роботи – розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонально частото-імпульсного мультиплексування в програмному середовищі MatLab.

СТРУКТУРНА СХЕМА ЦИФРОВОЇ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ

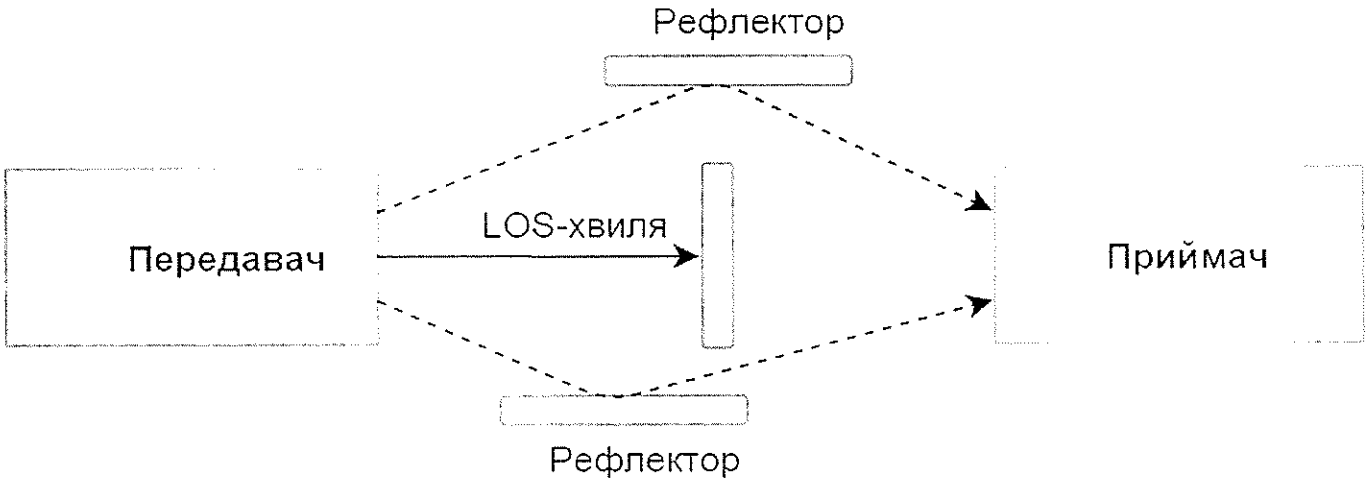




Розповсюдження багатопроменевого сигналу

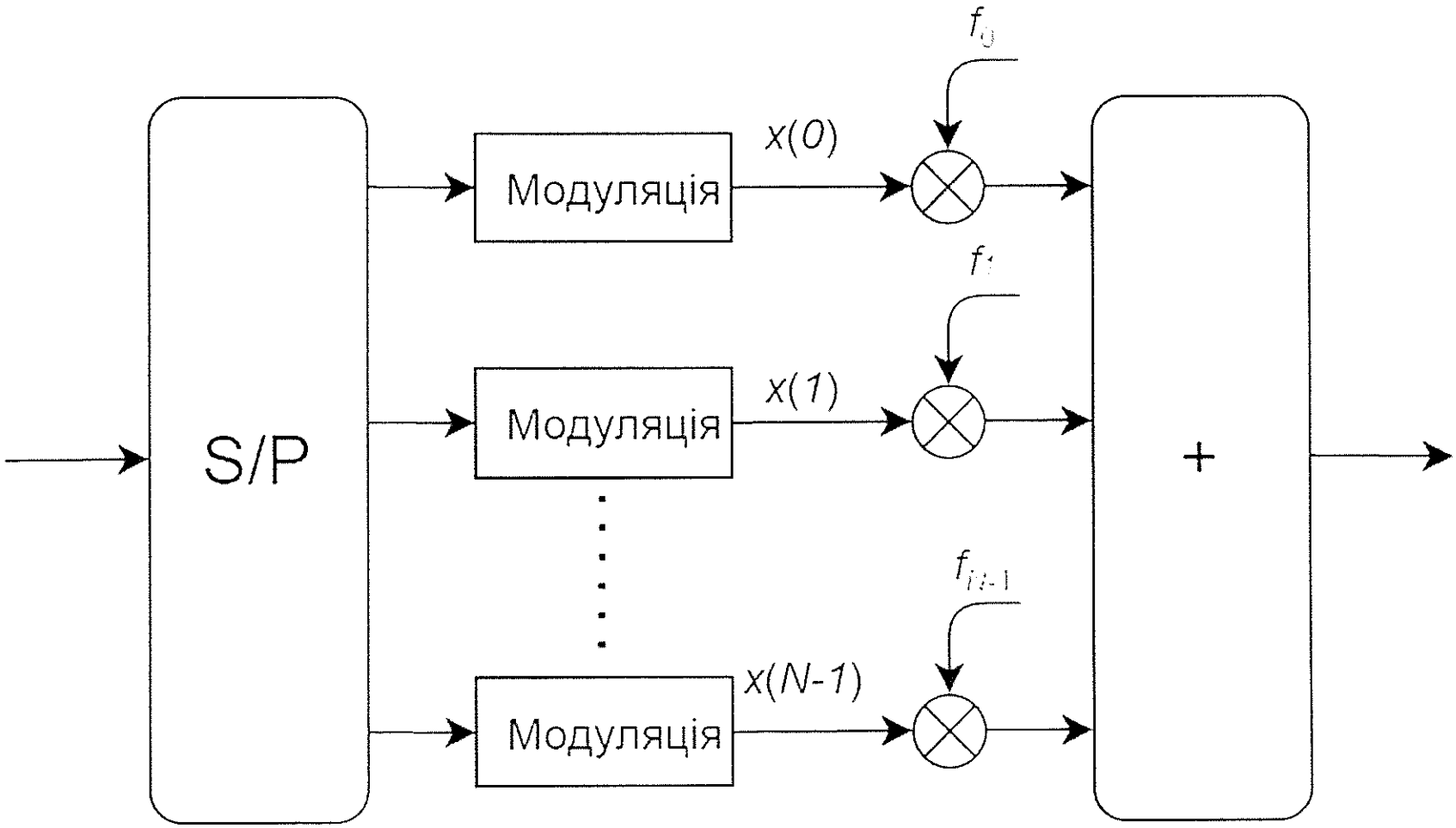


Канал Райса (пряма видимість)

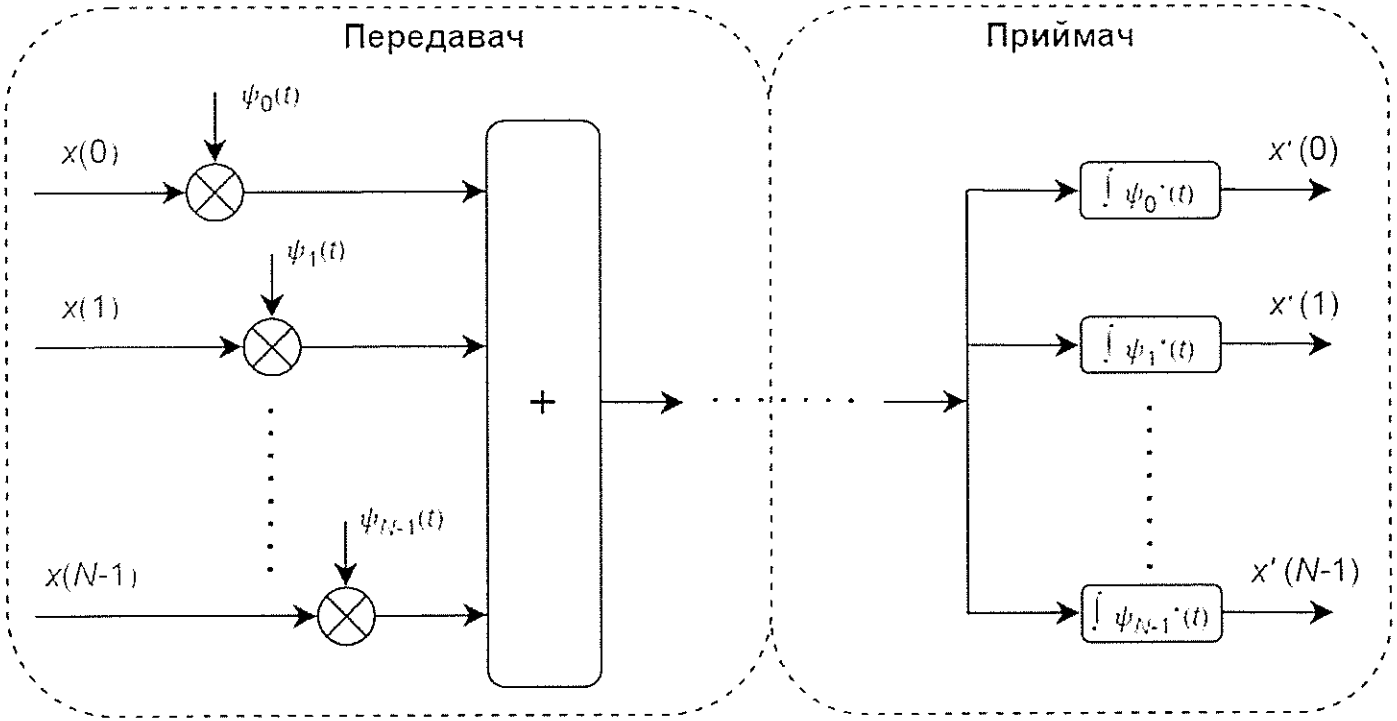


Канал Релея (**не** пряма видимість)

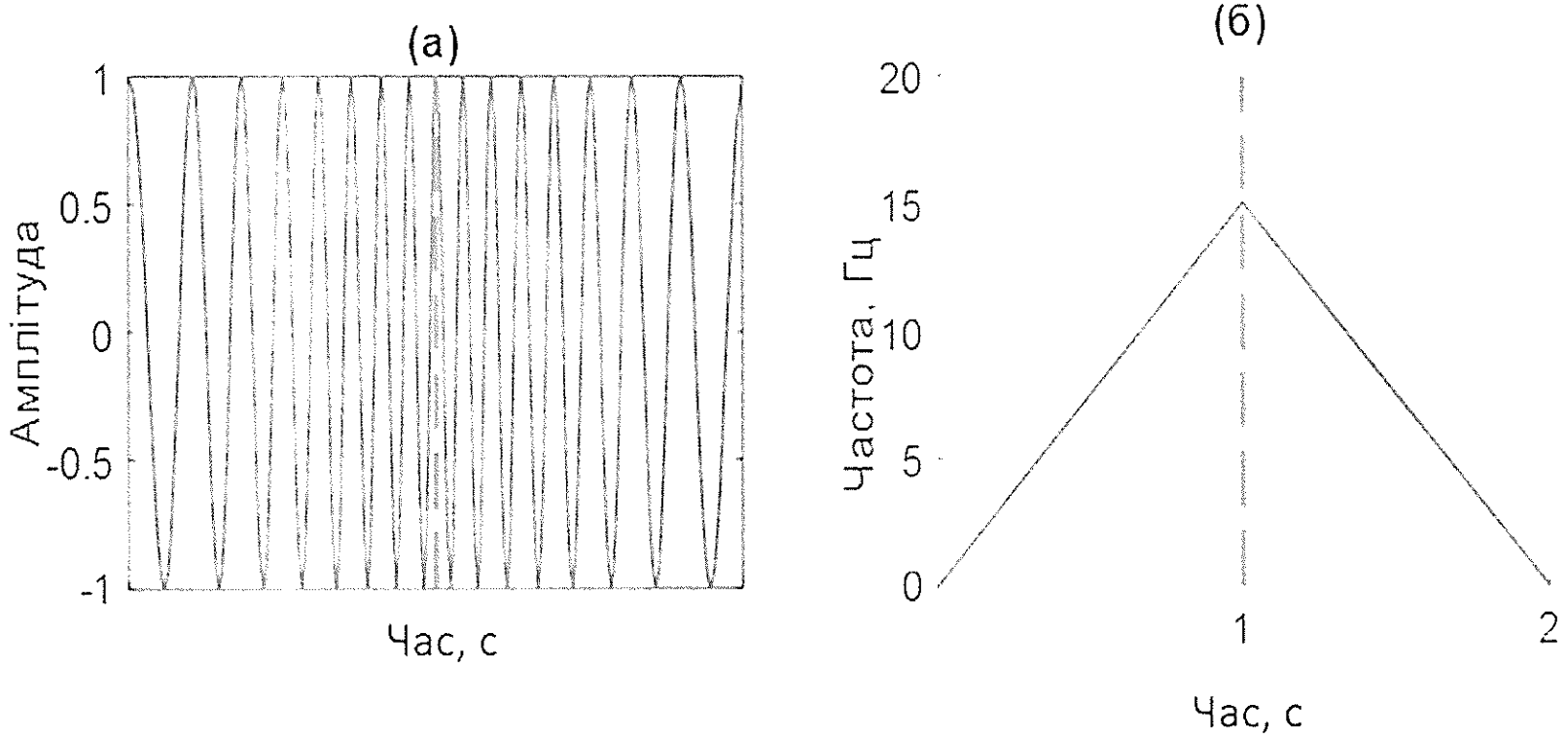
Основний принцип модуляції з кількома несучими



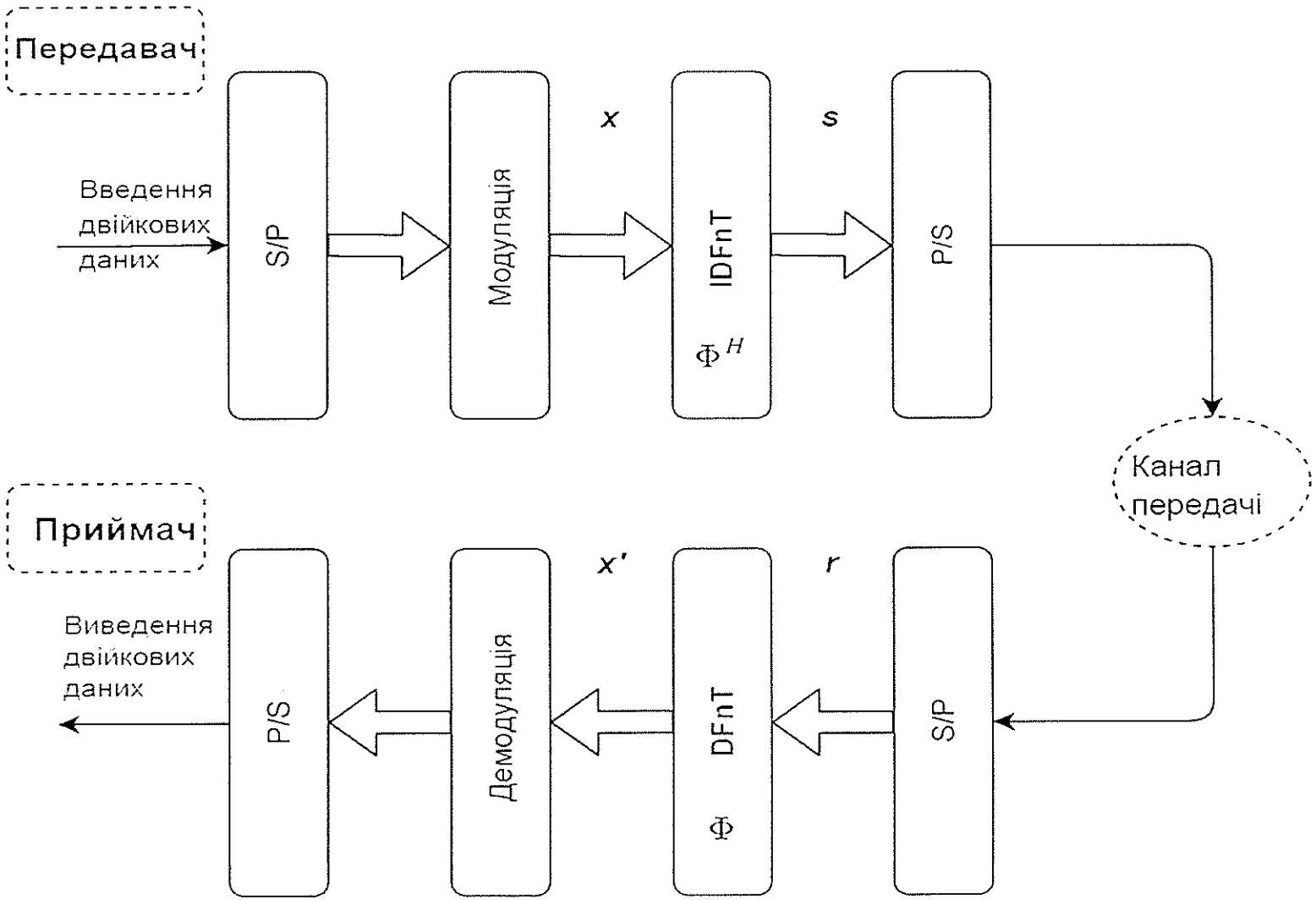
Мультиплексування та демультиплексування в OCDM



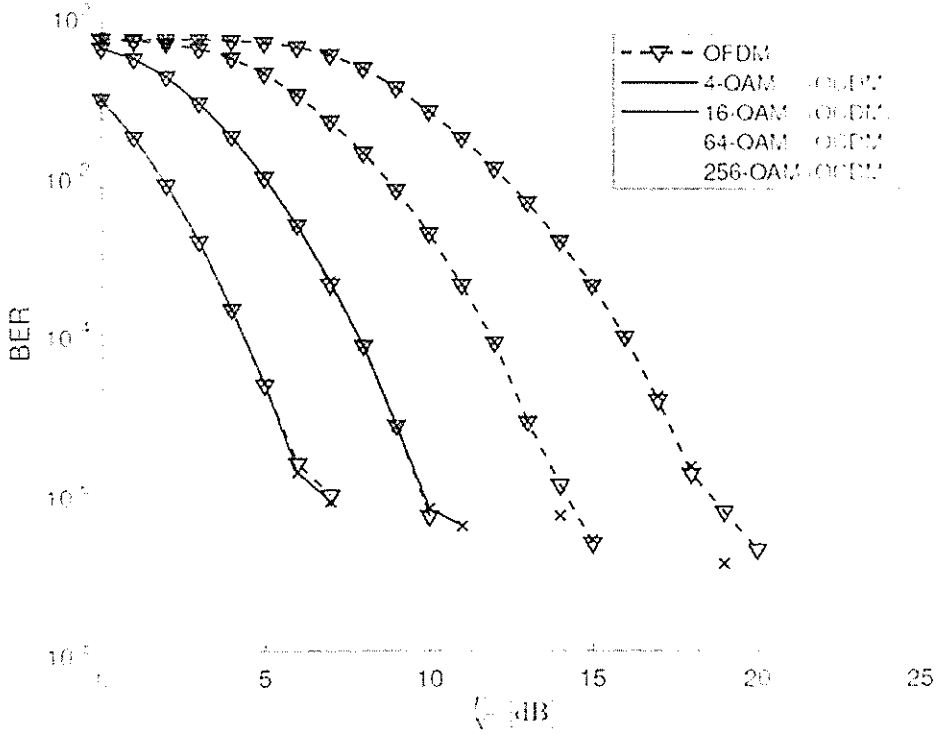
Принципи формування OCDM-систем



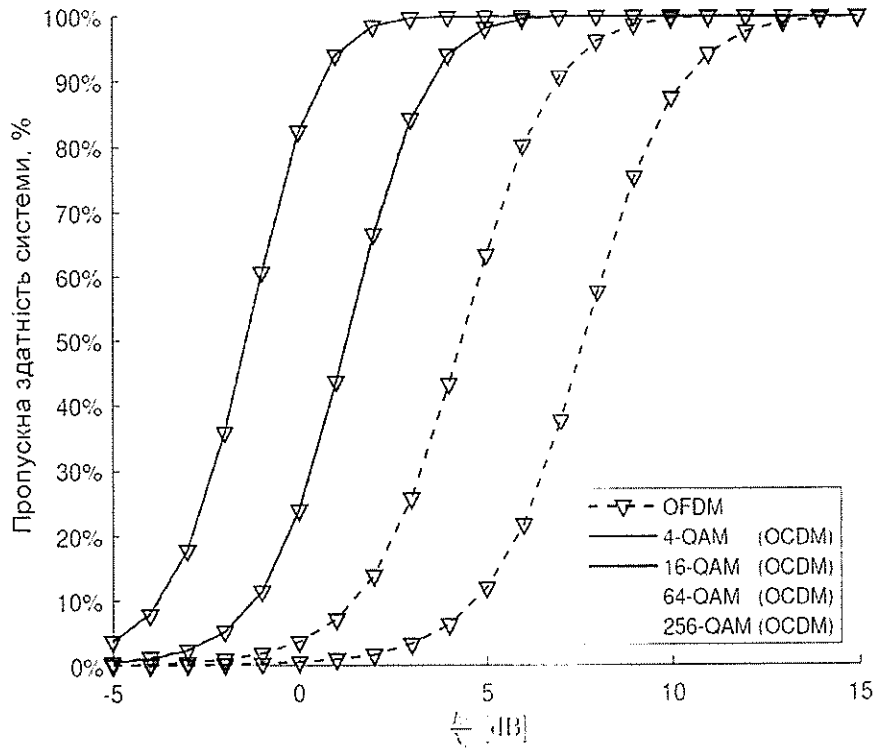
Цифрова модель OCDM-системи



Порівняння ефективності OCDM та OFDM-моделей



Порівняння частоти помилок між OCDM та OFDM (канал АБШГ)



Порівняння пропускної здатності між OCDM та OFDM (канал АБШГ)

Висновки

У першій частині роботи детально описано окремі основні блоки, які є частиною загальної системи цифрового зв'язку. Детально проаналізовано передавальну частину системи та канал радіопередачі.

У другому розділі пояснено основний принцип мультиплексування, а потім описано саму систему OCDM. У цьому розділі також йдеться про перетворення Френеля.

У третьому розділі у середовищі MATLAB була створена модель модулятора та демодулятора. Було проведено моделювання базової моделі системи OCDM, і таким чином перевірена її функціональність.

В останньому розділі виконано прівняння ефективності модельованої системи OCDM та звичайної системою OFDM. Зроблено висновок, що у практичних вимірах система OCDM перевершує OFDM з точки зору частоти помилок. Однак необхідно усвідомлювати, що потенційне досягнення кращих результатів системи OCDM завжди супроводжуватиметься більшою обчислювальною складністю.

Апробація результатів магістерської роботи

Основні результати магістерської роботи доповідалися на Всеукраїнській науково-практичній конференції «Telecommunication: problems and innovation», Київ: ДУІКТ, 20 грудня 2023 р.

Основні наукові результати магістерської роботи опубліковано в науковому журналі “Наукові записки ДУІКТ, – 2023, – №2”.

Протокол аналізу звіту подібності науковим керівником

Заявляю, що я ознайомився (-лась) з Повним звітом подібності, який був згенерований Системою виявлення і запобігання плагіату щодо роботи:

Автор: Артем МАРАХОВСЬКИЙ

Назва: Розробка телекомунікаційної моделі на основі ортогонального частото-імпульсного мультиплексування

Координатор: Андрій ЛЕМЕШКО

Підрозділ: ННІТ

Коефіцієнт подібності 1 :10.0

Коефіцієнт подібності 2 :5.7

Тривога: 5

Після аналізу Звіту подібності констатую наступне:

☑ виявлені в роботі запозичення є сумлінними і не мають ознак плагіату. Тому робота визнається самостійною і допускається до захисту;

☐ виявлені в роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання;

☐ виявлені в роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень. У зв'язку з чим, робота не допускається до захисту.

…… ……

Дата *Підпис Наукового керівника*