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

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему: «Система цифрового телебачення на основі технології OFDM»

на здобуття освітнього ступеня магістра
зі спеціальності 172 Електронні комунікації 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) Владислав ВЕДЕНЄЄВ
(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Виконав: здобувач вищої освіти
групи АРДМ-61
Владислав ВЕДЕНЄЄВ

Керівник: Ірина БОРИСЕНКО

Рецензент: О. Варфоломеєва

Київ – 2024

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Навчально-науковий інститут телекомунікацій

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

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувачка кафедрою МВТ
_____ Наталія РУДЕНКО
« » _____ 2024 року

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

Веденєєву Владиславу Вадимовичу

1. Тема кваліфікаційної роботи: «Система цифрового телебачення на основі технології OFDM»,
керівник кваліфікаційної роботи Ірина БОРИСЕНКО, к.т.н., доцент,
затверджені наказом Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій від 15.10.2024 р. №320.

2. Строк подання кваліфікаційної роботи 25.12.2024 р.

3. Вихідні дані до кваліфікаційної роботи:
   1. Безпроводові стандарти WiFi.
   2. Телевізійні діапазони UHF і VHF.
   4. Науково-технічна література.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):
   1. Інноваційний підхід до використання телевізійного спектру на основі стандарту IEEE 802.11af
   2. Особливості фізичного рівня IEEE 802.11af
   3. Розробка програми моделі зв'язку IEEE 802.11af
   4. Результати моделювання системи зв'язку IEEE 802.11af у MATLAB

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	26.10.24	Викон.
2.	Інноваційний підхід до використання телевізійного спектру на основі стандарту IEEE 802.11af	29.10.24	Викон.
3.	Особливості фізичного рівня IEEE 802.11af	01.12.24	Викон.
4.	Розробка програми моделі зв'язку IEEE 802.11af. Результати моделювання системи зв'язку IEEE 802.11af у MATLAB	02.11.24	Викон.
5.	Висновки, вступ, реферат	11.12.24	Викон.
6.	Розробка презентації	25.12.24	Викон.

Здобувач вищої освіти _____ Владислав ВЕДЕНЄЄВ
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

Керівник кваліфікаційної роботи _____ Ірина БОРИСЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

ВІДГУК РЕЦЕНЗЕНТА
на кваліфікаційну магістерську роботу

здобувача вищої освіти Веденєєва Владислава Вадимовича

на тему: «Система цифрового телебачення на основі технології OFDM»

Актуальність:

Актуальність теми визначається зростаючим попитом на раціональне використання обмежених радіочастотних ресурсів. Стандарт IEEE 802.11af, також відомий як White-Fi, дозволяє використовувати незадіяні частоти телевізійного спектра для забезпечення високошвидкісного безпроводового зв'язку. Інноваційний підхід до використання цього спектра полягає у впровадженні когнітивного радіо для динамічного виявлення вільних частот і запобігання інтерференції з існуючими телекомунікаційними системами. Це дозволяє збільшити спектральну ефективність, розширити зону покриття безпроводових мереж і забезпечити доступ до інтернету в сільських і віддалених районах, що є важливим кроком у розвитку телекомунікаційної інфраструктури.

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. З роботи не зрозуміло чи дозволяє розроблена модель обрати всі параметри фізичного рівня стандарту 802.11af.

2. В роботі не визначено поняття відношення сигнал-шум і переносник-шум, а подано тільки їх абревіатури.

Відзначені зауваження не впливають на загальну позитивну оцінку кваліфікаційної роботи.

Висновок: кваліфікаційна робота заслуговує оцінку «відмінно», а здобувач Веденєєв Владислав Вадимович заслуговує присвоєння кваліфікації: «Магістр з електронних комунікацій та радіотехніки».

Рецензент: _____

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

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
Навчально-науковий інститут телекомунікацій

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

Направляється здобувач Веденєєв В.В. до захисту кваліфікаційної роботи
(прізвище та ініціали)

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

на тему: Система цифрового телебачення на основі технології OFDM

Кваліфікаційна робота і рецензія додаються.

В.о. директора ННІТ _____ Владислав КРАВЧЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

Висновок керівника кваліфікаційної роботи

Здобувач Веденєєв Владислав Вадимович 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 Веденєєва Владислава Вадимовича на оцінку «відмінно» та присвоїти йому кваліфікацію «Магістр з електронних комунікацій та радіотехніки».

Керівник кваліфікаційної роботи _____ Ірина БОРИСЕНКО
(підпис) *(Ім'я, ПРІЗВИЩЕ)*

“ ” _____ 2024 року

Висновок кафедри про кваліфікаційну роботу

Кваліфікаційна робота розглянута. Здобувач Веденєєв В.В.
(прізвище та ініціали)

допускається до захисту даної роботи в Екзаменаційній комісії.

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

“ ” _____ 2024 року

РЕФЕРАТ

Текстова частина кваліфікаційної роботи на здобуття освітнього ступеня магістра: 73 стор., 35 рис., 9 табл., 37 дж.

Метою роботи є розробка моделі стандарту 802.11af у середовищі MATLAB система цифрового телебачення на основі технології OFDM.

Об'єктом дослідження є процес безпроводової передачі даних стандарту IEEE 802.11af.

Предметом дослідження є методи розробки моделі на основі стандарту 802.11af у середовищі MATLAB.

Короткий зміст роботи: У першому розділі досліджено особливості стандарту IEEE 802.11af, що базується на використанні телевізійного спектра в зонах TVWS. Розглянуто ключові компоненти системи (GDB, RLSS, GDD) та механізми динамічного управління спектром, які забезпечують ефективність і гнучкість роботи. Встановлено, що частоти нижче 1 ГГц покращують зону покриття та проникнення сигналу.

У другому розділі вивчено фізичний рівень IEEE 802.11af, методи модуляції (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM) і технологію MIMO, яка збільшує пропускну здатність і покращує надійність передачі. Аналіз математичних моделей каналів (AWGN, Райса, Релея) показав вплив умов передачі на якість зв'язку.

У третьому розділі розроблено програмну модель IEEE 802.11af у MATLAB. Модель охоплює процеси модуляції, передачі сигналу через канали та адаптацію до реальних умов. Запропоновано методики оцінки впливу перешкод і втрат на якість зв'язку.

У четвертому розділі проведено моделювання системи зв'язку IEEE 802.11af. Досліджено BER до та після декодування Вітербі, показники MER, частотні спектри сигналів і діаграми сузір'їв для різних каналів. Результати підтвердили ефективність стандарту у різних умовах радіооточення, особливо при використанні MIMO 2x2.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: IEEE 802.11AF, ТЕЛЕВІЗІЙНІ ДІАПАЗОНИ, UHF, VHF, MATLAB, КАНАЛИ ЗАТУХАННЯ, ОБРОБКА СИГНАЛІВ, OFDM, РІВЕНЬ PHY.

ABSTRACT

Text part of the master's qualification work: 73 pages, 35 pictures, 9 table, 37 sources.

The purpose of the work – development of a model of the 802.11af standard in the MATLAB environment digital television system based on OFDM technology.

Object of research – the process of wireless data transmission of the IEEE 802.11af standard.

Subject of research – methods for developing a model based on the 802.11af standard in the MATLAB environment.

Summary of the work: The first section examines the features of the IEEE 802.11af standard, which is based on the use of the television spectrum in TVWS zones. The key components of the system (GDB, RLSS, GDD) and dynamic spectrum management mechanisms that ensure efficiency and flexibility of operation are considered. It is established that frequencies below 1 GHz improve the coverage area and signal penetration.

The second section studies the physical layer of IEEE 802.11af, modulation methods (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM) and MIMO technology, which increases bandwidth and improves transmission reliability. Analysis of mathematical channel models (AWGN, Rice, Rayleigh) showed the influence of transmission conditions on communication quality.

The the third section, a software model of IEEE 802.11af is developed in MATLAB. The model covers the processes of modulation, signal transmission through channels and adaptation to real conditions. Methods for assessing the impact of interference and loss on communication quality are proposed.

The the fourth section, a simulation of the IEEE 802.11af communication system is carried out. BER before and after Viterbi decoding, MER indicators, signal frequency spectra and constellation diagrams for different channels are studied. The results confirmed the effectiveness of the standard in various radio environment conditions, especially when using MIMO 2x2.

KEYWORDS: IEEE 802.11AF, TV BANDS, UHF, VHF, MATLAB, FADING CHANNELS, SIGNAL PROCESSING, OFDM, PHY LEVEL.

ЗМІСТ

ВСТУП 8
РОЗДІЛ 1. ІННОВАЦІЙНИЙ ПІДХІД ДО ВИКОРИСТАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО СПЕКТРУ НА ОСНОВІ СТАНДАРТУ IEEE 802.11AF 10
1.1 Концепція стандарту IEEE 802.11af 10
1.2 Основи архітектури 11
1.3 Основні механізми визначені стандартом IEEE 802.11af 14
РОЗДІЛ 2. ОСОБЛИВОСТІ ФІЗИЧНОГО РІВНЯ IEEE 802.11AF 17
2.1. Конфігурація каналу TVHT 17
2.2. Схема PHY 802.11af 19
2.2. OFDM-модуляція 26
2.3. MIMO 31
2.4. Моделі передачі даних в каналі зв'язку 35
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА ПРОГРАМИ МОДЕЛІ ЗВ'ЯЗКУ IEEE 802.11AF У MATLAB 39
3.1. Блок-схема моделі зв'язку IEEE 802.11af у MATLAB 39
3.2. Опис графічного інтерфейсу роботи передавача IEEE 802.11af 49
РОЗДІЛ 4. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ IEEE 802.11AF У MATLAB 52
4.1. Умови випробування 52
4.2. Моделювання в каналі AWGN 53
4.3. Моделювання в каналі Райса 59
4.4. Моделювання в каналі Релея 65
4.5. Моделювання в режимі MIMO 2 x2 71
ВИСНОВКИ 73
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ 77
ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ 81

ВСТУП

Цифрове телебачення є невід'ємною частиною сучасного інформаційного простору, яке забезпечує передачу аудіо- та відеосигналів високої якості, сприяючи інтеграції медійних технологій у життя суспільства. Перехід від аналогового до цифрового мовлення став революційним кроком, що дозволив оптимізувати використання частотного спектра, підвищити якість контенту та забезпечити доступ до інтерактивних функцій. Завдяки цифровим технологіям користувачі отримують можливість насолоджуватися широким вибором каналів, зручними програмними гідами, а також послугами на вимогу, такими як відео за запитом.

Сучасні технології цифрового телебачення, такі як DVB-T2, IPTV та інші, відкривають нові горизонти для мультимедійних послуг, інтеграції з інтернетом та розвитку "розумних" телевізійних платформ. Крім того, цифрове телебачення сприяє розширенню доступу до інформації в регіонах, які раніше були віддаленими від інформаційної інфраструктури, забезпечуючи цифрову рівність у суспільстві.

У сучасному світі цифрові технології відіграють ключову роль у забезпеченні якісного та швидкого доступу до інформації. Однією з важливих сфер застосування таких технологій є цифрове телебачення, яке дозволяє передавати аудіо- та відеодані високої якості. В основі розвитку цифрових телевізійних систем лежить прагнення до підвищення пропускної здатності, оптимізації використання частотного ресурсу та забезпечення стійкості сигналу в умовах перешкод.

Технологія мультиплексування з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM) стала фундаментом для багатьох сучасних телекомунікаційних стандартів завдяки своїм перевагам у ефективному використанні спектру та забезпеченні високої якості передачі даних. У контексті цифрового телебачення OFDM дозволяє забезпечити гнучке і надійне передавання сигналу навіть у складних умовах міського середовища.

Стандарт IEEE 802.11af, відомий як "White-Fi" або "Super Wi-Fi," відкриває нові можливості для використання телевізійних "білих плям" – незайнятих частот у діапазоні УВЧ. Ця технологія дозволяє ефективно інтегрувати інфраструктуру

цифрового телебачення з існуючими безпроводовими мережами, сприяючи розвитку гібридних систем зв'язку, які відповідають сучасним вимогам до мобільності та якості обслуговування.

Дана робота присвячена аналізу особливостей побудови системи цифрового телебачення на основі технологій OFDM та IEEE 802.11af. Метою дослідження є розробка методів оптимального використання цих технологій для забезпечення високої ефективності, надійності та гнучкості передачі телевізійного сигналу.

Мета роботи – розробка моделі стандарту 802.11af у середовищі MATLAB система цифрового телебачення на основі технології OFDM.

Об'єкт дослідження – процес безпроводової передачі даних стандарту IEEE 802.11af.

Предмет дослідження – методи розробки моделі на основі стандарту 802.11af у середовищі MATLAB.

РОЗДІЛ 1. ІННОВАЦІЙНИЙ ПІДХІД ДО ВИКОРИСТАННЯ ТЕЛЕВІЗІЙНОГО СПЕКТРУ НА ОСНОВІ СТАНДАРТУ IEEE 802.11AF

1.1 Концепція стандарту IEEE 802.11af

Щоб уникнути перешкод між потужними станціями, має бути достатня площа між їх покриттям. Такі зони можна використовувати для малопотужних точок доступу Wi-Fi, які можуть безпечно працювати без перешкод. Дослідження щодо використання радіочастотного спектру таким чином тривають давно. Органи регулювання намагаються впровадити це рішення головним чином завдяки використанню ефективності спектру [4].

Концепція стандарту IEEE 802.11af спирається на здатність точки доступу передавати малопотужний Wi-Fi-сигнал у зоні, яка розташована між основними передавальними передавачами, що працюють на одному і тому ж радіоканалі [4].

Система мовлення спроектована таким чином, щоб мати достатній розрив між покриттями передавачів телевізійного мовлення. Крім того, в разі тропосферних умов для передачі на далекі відстані. У місцях між такими передавачами можуть використовуватися малопотужні невеликі передавачі [4].

Оскільки використання каналів різне, точка доступу повинна знати, який канал вона може використовувати. Для досягнення цієї мети можуть бути використані різні техніки. Незалежно від того, яка техніка використовується, точка доступу IEEE 802.11af повинна бути автоматично переналаштована [4].

До точок доступу, для яких вимагається низьке енергоспоживання, може застосовуватися невикористаний радіочастотний спектр між зонами покриття телевізійних передавачів [4].

Там є багато переваг для IEEE 802.11af системи, починаючи від використання TVWS спектра і враховуючи, що IEEE 802.11af система використовує частоту на 1 ГГц нижче, ніж дозволяє сигналам отримувати велику відстань при передачі. Сучасні системи Wi-Fi використовують частоту в діапазоні промислового, наукового та медичного діапазону (ISM), де сигнали легко поглинаються

перешкодами [4].

Однією з переваг є доступ до невикористаного телевізійного спектра. Для цього можна використати існуючі технології та правила. Однією з цих технологій є когнітивне радіо [5]. Це дозволяє системі IEEE 802.11af виявляти передачі та перемикатися на доступні канали [5]. Наступна технологія – географічне сканування. Завдяки географічній базі даних та знанню про наявність каналів система дасть можливість уникнути використання зайнятих каналів [4].

1.2 Основи архітектури

Далі описані системні архітектури, що використовуються для стандарту IEEE 802.11af, та його ключові компоненти [1].

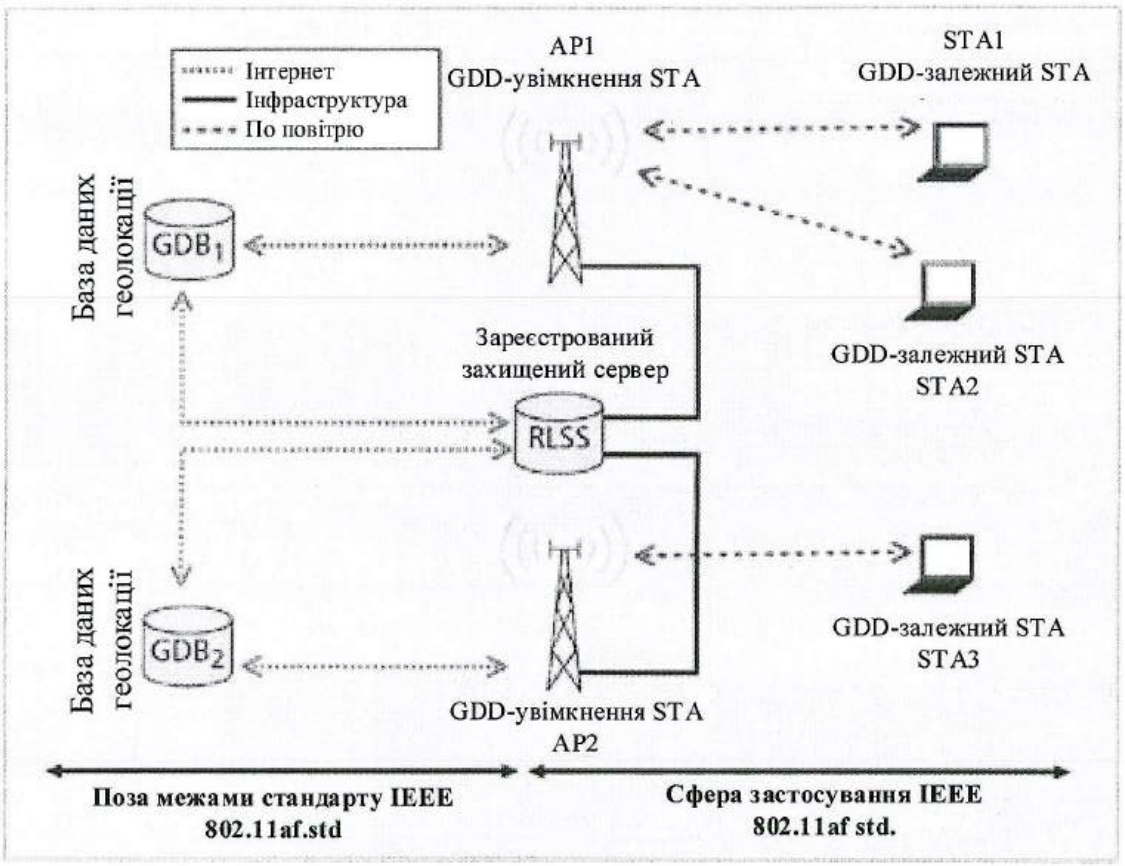


Рис. 1.1. Архітектура системи, що включає всі компоненти стандарту IEEE 802.11af [1]

Відповідно до рис. 1.1 GDB (База даних геолокації) є основним компонентом

системи IEEE 802.11af. Цей компонент головним чином відрізняється від інших стандартів IEEE 802.11. GDB є базою даних, яка містить Дозволений Frequen Сьеси і операційні параметри для WSDs (White Space Device) для виконання нормативних вимог в залежності від географічного розташування. GDB уповноважений та контролюється контролюючими органами. Діяльність GDB залежить від вимог безпеки та часу у фактичній регуляторній області [1], [6].

RLSS (Registered Location Secure Server) – це наступний компонент мережевої архітектури, що використовується в стандарті IEEE 802.11af. Така організація працює як локальна база даних, що складається з географічного розташування та робочих параметрів для невеликої кількості базових служб, які називаються BSS (Basic Service Set). RLSS розподіляє дозволені параметри експлуатації між точками доступу (точка доступу) та станціями STA (станція) в BSS під контролем RLSS. Роль RLSS може змінюватися залежно від використовуваного підходу в системі [1].

Сутності GDD (Geolocation-Database-Dependent) залишаються компонентами архітектури IEEE 802.11af. Діяльність GDD контролюється уповноваженою GDB для виконання нормативних вимог. В архітектурі IEEE 802.11af під GDD визначено два типи сутностей [1].

Перший називається STA, що дозволяє GDD, який є еквівалентом сутності відомого AP. Другий називається GDD-залежним STA, що в основному означає STA. У стандарті IEEE 802.11af об'єкт STA із підтримкою GDD контролює роботу STA, що залежать від GDD, у своїй службі BSS. GDD A-Enabling STA дозволяє забезпечити безпечний доступ до GDB отримати передавальну частоту та дозволені параметри в зоні покриття. Така інформація дозволяє STA, що дозволяє GDD, бути повноваженням для ввімкнення та управління операцією STA, що залежить від GDD, під її службою. Параметри, які STA, що дозволяє GDD, отримує з GDB, представлені через WSM (White Space Map). Зміст і розподіл дійсного WSM забезпечуються в GDD-сприятливих STA. Окрім того, STA, що дозволяє GDD, передає CVS (сигнал перевірки контакту) для GDD-залежних STA для перевірки дійсності WSM. Кожен GDD-залежний STA міг би отримувати дозволені частоти та робочі параметри у вигляді WSM двома способами: від увімкнення GDD або

STA безпосередньо від RLSS. Дійсність WSM підтверджується за допомогою CVS, переданого STA, що підтримує GDD. Зв'язок між STA, що підтримує GDD, і STA, що залежить від GDD, реалізується через RLQP (Registered Location Query Protocol), що дозволяє працювати основним механізмам, що використовуються у стандарті IEEE 802.11af. Цей протокол дозволяє спільно використовувати WSM та використання каналів для STA [1].

Важливо зазначити, що GDB надає інформацію у вигляді WSM для WSD. Кожен WSM містить визначені доступні канали TWVS та відповідні обмеження потужності. Перш ніж розпочати передачу STA з підтримкою GDD, потрібно отримати WSM від GDB. Крім того, STA, що підтримує GDD, генерує WSM, який передається GDD-залежним STA, що відносяться до операційної області. WSM передається STA, що підтримує GDD, у всіх кадрах, які пов'язані з механізмами IEEE 802.11af. Більше того, коли пропускна здатність каналу складається з декількох каналів TVWS, потужності передачі та обмежень у WSM, визначених як мінімальний рівень потужності каналів. Що стосується передачі каналу. Крім того, WSM може бути оновлений GDB через зміни доступності каналу. У такому випадку GDD-залежний STA отримує оновлений WSM від GDD, що підтримує STA, і коригує свій робочий канал завдяки оновленому WSM. Крім того, стандарт 802.11af описує загальний формат WSM, який можна застосувати до будь-якого регуляторного домену [1].

Відповідно до рис. 1.1 між об'єктами GDB і RLSS є незалежний від стандартного протоколу IEEE 802.11af і вирішений протоколом регулятора над інфраструктурою Інтернету. Зв'язок між STA, що підтримують GDD, і STA, що залежать від GDD, є двонаправленим бездротовим зв'язком у TVWS або інших діапазонах ISM [1].

1.3 Основні механізми визначені стандартом IEEE 802.11af

Далі описані механізми, визначені стандартом IEEE 802.11af [1].

CAQ (Channel Availability Query - запит про доступність каналу) - це механізм, який дозволяє ДПА отримувати доступні радіочастоти для роботи в їх зоні покриття у форматі WSM. Під час процедури CAQ RLSS надає WSM запитуючій ДПА. У деяких регуляторних доменах RLSS просить GDB спочатку отримати WSM. Є три різні випадки, коли GDD-залежний STA обробляє запит CAQ до GA, що підтримує GDD. По-перше, залишатися в стані ввімкнення GDD після закінчення часу очікування. По-друге, коли зміна доступності каналу ініціюється за допомогою CVS STA, що дозволяє GDD. По-третє, коли GDD-залежний STA перемістився з дозволеної нормативної відстані [1].

Наступним механізмом є CSM (Channel Schedule Management - Керування розкладом каналів), який дозволяє GDD, що підтримують STA, запитувати інші STA, що дозволяють GDD, або RLSS для отримання інформації про розклад каналів пробілів. Така інформація містить час початку та закінчення запитуваних каналів. Важливо зазначити, що STA, що підтримують GDD, можуть передавати запит CSM іншим STA, що надають GDD, або RLSS, за винятком GDD-залежних STA [1].

Для розпізнавання, які GDD-залежні STA знаходяться в зоні прийому від STA, що підтримує GDD, використовується CVS (сигнал перевірки контакту). Крім того, цей сигнал допомагає гарантувати, що станції STA, що залежать від GDD, працюють під діючим WSM. Залежні від GDD STA отримують кадри CVS із полем ідентифікатора карти. У випадку отриманого значення ідентифікатора карти дорівнює значенню ідентифікатора карти з існуючого WSM, GDD-залежний STA зараховує працюючий WSM як дійсний і таймер перевірки активації скидає. У тому випадку, якщо отримане значення ідентифікатора карти відрізняється від існуючого значення ідентифікатора карти, STA, що залежить від GDD, передає запит CAQ для отримання дійсного WSM. Якщо GDD-залежний STA не отримує дійсний WSM, він припиняє передачу після закінчення терміну дії перевірки активації [1].

Для формування мережі відповідно до нормативних вимог під контролем

GDB на всьому рівні, що підтримує GDD, STA використовував механізм увімкнення GDD. STA, що підтримує GDB, передає сигнал маяка GDD на доступні канали в діапазоні TVWS, щоб запропонувати послугу увімкнення GDD. Коли GDD-залежний

STA приймає сигнал маяка GDD, він може спробувати ввімкнути за допомогою кадру відповіді розширення GDD. Для GDD-залежних STA визначено три стани ввімкнення GDD: GDD Enabled, Attempting GDD Enablement і unnabled. Після того, як STA, що залежить від GDD, отримує успішну відповідь увімкнення GDD, активується стан GDD Enabled. Коли GDD-залежний STA отримує сигнал, що вмикає GDD, що дозволяє йому лише передавати кадр відповіді, що дозволяє GDD, після автентифікації GDB, він активує стан спроб включення GDD. Якщо GDD-залежний STA не може передавати будь-які кадри, крім пасивного сканування каналів для отримання сигналу, що дозволяє від STA, що підтримує GDD, то він має неактивований стан [1].

Крім того, можна знайти дві основні причини, коли стан STA, залежний від GDD, змінюється з GDD Enabled на неактивований. По-перше, процедури WSM, CVS та CAQ виконують модифікацію таймера дії дозволу GDD. Тому термін дії таймера GDD закінчується, а GDD-залежний STA переходить у невключений стан. По-друге, передача STA, що залежить від GDD, переривається STA з підтримкою GDD [1].

Для контролю використання частоти в діапазоні TVWS використовується процедура двох повідомлень, яка називається NCC (Network Channel Control). Ця процедура зазвичай використовується між ДПА наступним чином. Залежний від GDD STA виконує роль NCC, що запитує STA, а STA, що підтримує GDD, виконує роль NCC, що відповідає STA. В основному, маска спектра, пов'язана з WSM, надається NCC, що просить STA перевірити використання вибраних частот. Коли кадр відповіді NCC містить дійсні мережеві канали та відповідні обмеження потужності передачі, STA, що відповідає NCC, дозволить працювати на запитуваних частотах. Крім того, новий запит NCC може виконуватися щоразу, коли змінюється WSM [1].

Як результат, система IEEE 802.11af забезпечує переваги використання частотних каналів у діапазоні TVWS. Крім того, використання частоти менше 1 ГГц забезпечує краще проникнення через перешкоди та кращу зону покриття, ніж це можливо в діапазоні ISM. Однак система IEEE 802.11af вимагає витонченої архітектури, що містить сутності GDB, RLSS та GDD. Зв'язок між його сутностями реалізується за допомогою п'яти основних механізмів CAQ, CSM, CVS, увімкнення GDD та NCC. Інформація щодо діапазону TVWS, передана у форматі WSM [1].

РОЗДІЛ 2. ОСОБЛИВОСТІ ФІЗИЧНОГО РІВНЯ IEEE 802.11AF

2.1. Конфігурація каналу TVHT

Фізичний рівень системи TVHT (Телевізійна над висока пропускна здатність – Television Very High Throughput) визначається стандартом IEEE 802.11af [7]. Система TVHT походить від системи OFDM (мультиплексування з ортогональним розподілом частоти). Основні компоненти системи зв'язку IEEE 802.11af будуть описані та засновані на системі OFDM. У порівнянні з попередніми стандартами IEEE 802.11, стандарт IEEE 802.11af використовує WSD, що працюють в діапазоні TVWS. Відповідно до регулюючого органу дозволяється використовувати базовий канальний блок (BCU) з пропускною здатністю 6, 7 або 8 МГц для обладнання TVHT. Крім того, підтримуються зв'язані (2 Вт або 4 Вт) та несуміжні (W + W або 2 Вт + 2 Вт) смуги пропускання відповідно до рис. 2.1, де W (Ширина - Width) означає одноканальну пропускну здатність. Конфігурація каналу TVHT визначається режимами W, 2W, W + W, 2W + 2W [7].

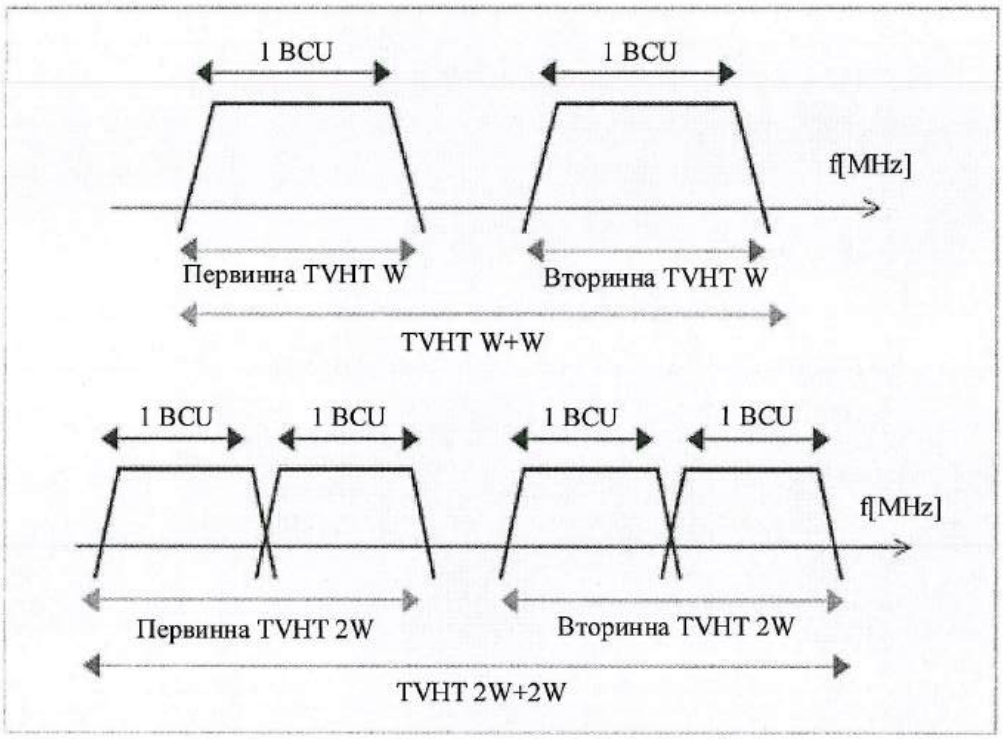


Рис. 2.1. Конфігурація каналу TVHT для режимів W, 2W, W + W та 2W + 2W [7]

Тільки одноканальна пропускна здатність та єдиний просторовий потік є

обов'язковими. В основному підтримується передача MIMO (Multiple-Input-Multiple-Output) для конфігурації системи 4x4 із використанням чотирьох блоків STBC (Space-Time Block Coding). Більше того, підтримується різноманітність 4x MU (багатокористувацька) [7].

Формат передачі TVHT схожий на передачу VHT (дуже висока пропускна здатність) 40 МГц. Він визначає 144 піднесучі OFDM для каналів 6 і 8 МГц і 168 піднесучі OFDM для каналу 7 МГц. Передачі для каналів 6 і 7 МГц спектрально ідентичні. Для кожного W дані передаються за індексами піднесучих від -58 до -2 і від 2 до 58. За індексами піднесучих + -11, + -25 і + -53 виділено 6 пілотів. Індекс піднесучої 0 утворює частину постійного (постійного струму) частину сигналу TVHT. У випадку більшої кількості частотних сегментів (2W, W + W, 2W + 2W) піднесучі, як описано у вище, дублюються [7].

TVHT STA має підтримувати наступні функції [7]:

• TVHT_MODE_1 (1x BCU)

• Прості просторові потокові MCS (схема модуляції та кодування) від 0 до 7 (для передачі та прийому)

• Бінарне згорткове кодування

• Нормальний та короткий інтервал охорони (для передачі та прийому)

TVHT STA може підтримувати наступні функції [7]:

• TVHT_MODE_2C, TVHT_MODE_2N, TVHT_MODE_4C або TVHT_MODE_4N (2x або 4x BCU)

• Два або більше просторових потоків (для передачі та прийому)

• Зондування променевої форми (шляхом передачі кадру VHT NDP (Null Data Packet))

• Відповідь на передачу зондування, що формує промінь (забезпечення зворотного зв'язку)

• STBC (для передачі та прийому)

• LDPC (перевірка парності низької щільності) для передачі та прийому

• VHT MU PPDU (одиниця даних протоколу фізичного рівня) (для передачі та прийому)

• MCS 8 і 9 (для передачі та прийому)

2.2. Схема PHY 802.11af

Основна модель блок-схеми передавача показана на рис. 2.2. У першому блоці генеруються вхідні дані з визначеною довжиною. Такі сформовані вхідні дані структуровані у фрейм PPDU відповідно до стандарту IEEE 802.11af. Наступний блок - це скремблер даних. На виході скремблера введення даних має псевдовипадковий характер. Крім того, кодер FEC (виправлення помилок вперед) виконує кодування даних. Для досягнення необхідної швидкості кодування використовується згортковий кодер з проколюванням. У наступному блоці кодовані дані чергуються, щоб мінімізувати помилку символу під час передачі. Далі, демультиплексований послідовний бітовий потік даних модулюється модуляцією піднесучих, визначеною в IEEE

Стандарт 802.11af. Також виконується картографування пілотних піднесучих. Після відображення піднесучих виконується перетворення IFFT (зворотне швидке перетворення Фур'є) у часову область. У перетворений сигнал вставляється циклічний префікс. В результаті сигнал готується до обробки радіочастот (радіочастот) до наступної передачі в каналі зв'язку [2, 7].

Режим SISO (Single-Input Single-Output) описує конфігурацію системи зв'язку, яка містить одну антену для кожного передавача і приймача. Така система зв'язку не вимагає різноманітності простору. Однією з головних переваг цієї системи є проста реалізація [9].

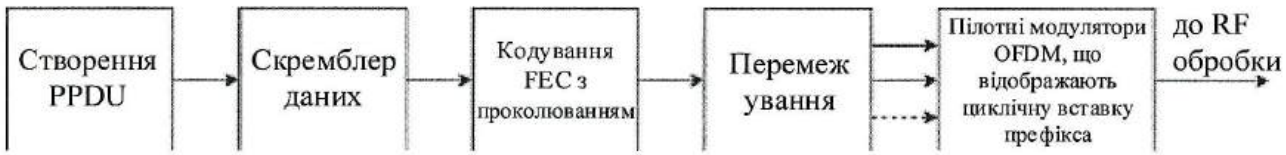


Рис. 2.2. Блок-схема передавача

У наступному описі моделі передавача розглядається не-HT (Non High Throughput) дублікат режиму. Крім того, наступний опис охоплює різні режими, що не повторюються, і режими VHT. Для цього опису я використовував режим SISO з одним просторовим потоком. Основна система TVHT використовує ортогональний мультиплекс з розподілом частоти. Швидкість передачі даних для кожного PSDU (одиниці даних фізичного рівня) в системі може досягати 6, 9, 12,

18, 24, 36, 48 та 54 Мбіт/с, поділена на X. Змінна X є константою, визначеною регулюючим органом. Для пропускної здатності каналу змінна 6 МГц та 7 МГц X дорівнює 7,5. В іншому випадку для каналу 8 МГц змінна X дорівнює 5.625. Наприклад, максимальна швидкість передачі даних для каналів 6 МГц і 7 МГц, розрахована як -54 = 7,2 Мбіт/с, а для каналу 8 МГц, - 5545 = 9,6 Мбіт/с [7].

Система містить 104 піднесучі, включаючи пілотів на один BCU. Кожен суб - носій може бути модулювати з BP SK, QPSK, 16QAM, 64QAM і модуляціями. Параметри системи в залежності від обраної модуляції представлені в табл. 2.1. У канальному кодуванні використовуються швидкості кодування R = 1/2, R = 2/3 або R = 3/4. Наприклад, для досягнення максимальної швидкості передачі даних відповідно до табл. 2.2 необхідно вибрати модуляцію 64QAM, R = 3/4, N BPSC = 6 і N CBPS = 288 [7].

Таблиця 2.1.

Залежні від модуляції параметри для режиму, що не повторюється HT

Модуляція	Швидкість кодування (R)	Кодовані біти на піднесучу (N_{BPSC})	Кодовані біти на символ OFDM (N_{CBPS})	Біти даних на символ OFDM (N_{DBPS})	Швидкість передачі даних (Мбіт / с) (діапазон TVWS)
BPSK	1/2	1	48	24	6 / X
BPSK	3/4	1	48	36	9 / X
QPSK	1/2	2	96	48	12 / X
QPSK	3/4	2	96	72	18 / X
16QAM	1/2	4	192	96	24 / X
16QAM	3/4	4	192	144	36 / X
64QAM	2/3	6	288	192	48 / X
64QAM	3/4	6	288	216	54 / X

Параметри часу для PDDU, що не є HT, згадані в табл. 2.2. Він містить два типи циклічних префіксів: звичайний і короткий. Звичайний циклічний префікс у два рази довший за короткий. Більше того, префікс циклу залежить від використовуваної смуги пропускання каналу. Префікс вставляється в блок модуляції OFDM згідно з рис. 2.2. Частотний інтервал піднесучих обчислюється як відношення смуги пропускання каналу до кількості піднесучих. Наприклад, коли використовується канал 8 МГц, кількість піднесучих дорівнює 144. Отже, інтервал

частот піднесучих обчислюється як 8 МГц/144 = 55 (5/9) кГц [7].

Таблиця 2.2.

Константи, пов'язані з синхронізацією, у PPDU, що не є HT

Параметр	6 МГц	7 МГц	8 МГц	Опис
N_{SD}	96	96	96	Кількість складних номерів даних на BCU
N_{SP}	8	8	8	Кількість пілота значення на BCU
N_{ST}	104	104	104	Загальна кількість піднесучих на BCU
N_{SR}	58	58	58	Найвищий індекс піднесучих даних для BCU
Δf	41 кГц	41 кГц	55 кГц	Інтервал частоти піднесучої
T_{DFT}	24 мкс	24 мкс	18мкс	IDFT / DFT період
T_{GI}	6 мкс = $T_{DFT}/4$	6 мкс = $T_{DFT}/4$	4,5 мкс = $T_{DFT}/4$	Тривалість охоронного інтервалу
T_{GIS}	3 мкс = $T_{DFT}/8$	3 мкс = $T_{DFT}/8$	2,25 мкс = $T_{DFT}/8$	Тривалість короткого інтервалу охорони

Для режиму VHT кількість складних даних на BCU N_{SD} = 108 і кількість пілотних значень на BCU N_{SP} = 6. Як результат, загальна кількість піднесучих на BCU N_{ST} = 114. Усі відмінності у часових константах для VHT PPDU наведені в нижче. Більше того, режим VHT розширений для використання модуляції 256-QAM і швидкості кодування 5/6.

Формат PDDU згідно з рис. 2.3 містить преамбулу OFDM PHY, заголовок OFDM PHY, PSDU, хвостові біти та біти колодки. Заголовок PHY складається з LENGTH, RATE, зарезервованого біта, непарного біта парності та поля SERVICE. У частині модуляції один символ OFDM, що складається з полів LENGTH, RATE, зарезервований біт і біт парності, разом із шістьма бітними хвостами утворює поле SIGNAL. Це поле передається з більш надійною комбінацією модуляції BPSK і швидкості кодування R = 1/2 [7].

Поля SERVICE, PSDU, шість бітових бітів і бітові колодки вважаються полем DATA. Такі поля DATA передаються зі швидкістю кодування, описаною в полі RATE, і воно може представляти кілька символів OFDM. На закінчення PPDU містить три поля: преамбулу PHY, СИГНАЛ та ДАНІ [7].

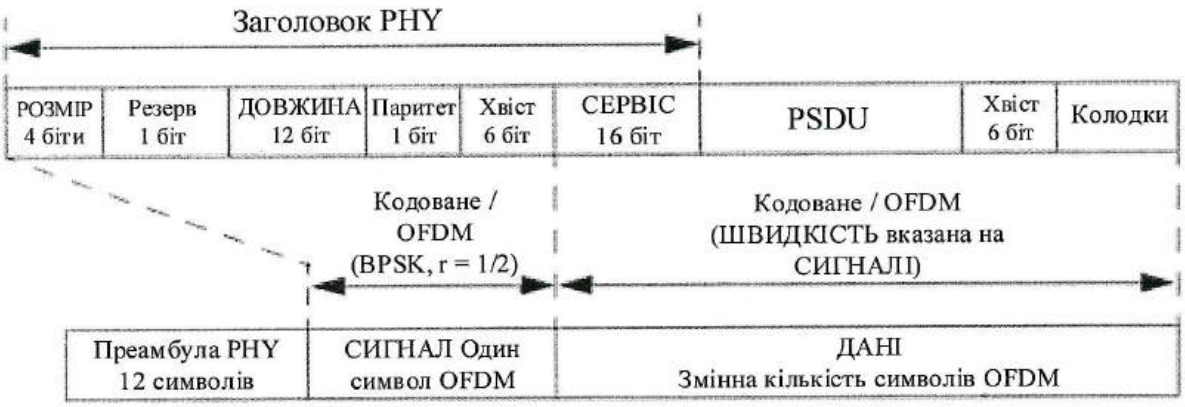


Рис. 2.3. Формат PPDU

Поле преамбули PHY використовується для синхронізації. Він складається з 10 коротких та двох довгих символів. У випадку з каналом 20 МГц, повна тривалість навчання складає 16 мкс [7].

Відповідно до рис. 2.4, поле СИГНАЛ складається з поля RATE, зарезервованого біта, LENGTH, біта парності, бітів TAIL, які разом приймають довжину 24 біта. Частина SIGNAL має одну довжину символу OFDM, і вона завжди модулюється BPSK зі швидкістю кодування R = 1/2. Більше того, частина SIGNAL не розшифрована. Поле RATE визначається 4 бітами від R1 до R4, яке передає інформацію про тип модуляції та швидкість кодування, що використовується в решті пакету. Біт 4 вважається зарезервованим. Біти від 5 до 16 визначають 12-бітове беззнакове число. Це число вказує на кількість октетів, переданих в PSDU. Перший передається бітом 5 LSB. Останній - це переданий біт 16 MSB. Біт 17 парності повинен мати позитивне співвідношення для бітів від 0 до 16. Біти від 18 до 23 встановлюються на значення "0" [7].

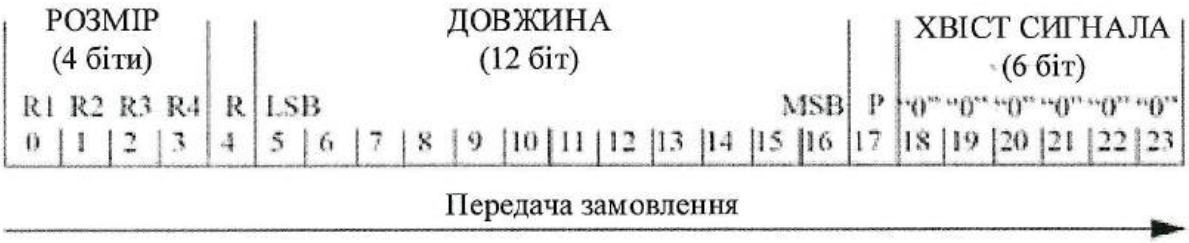


Рис. 2.4. Призначення біта поля SIGNAL [7]

Для дублюючого формату PPDU, що не є HT, дозволено максимальну довжину PSDU 4095 байт. Для формату VHT PPDU розглядається лише DATA частина PPDU. У такому форматі PPDU допускається максимальна довжина PSDU 1 065 600 байт. [7].

По суті, скремблер - це блок для виконання скремблювання даних, коли дані перетворюються без зміни швидкості. Послідовність має псевдовипадкові властивості після застосованого скремблювання даних. Довгі послідовності з нулями та одиницями розподілені [7].

Для частини даних кадру IEEE 802.11 слід застосувати синхронний скремблер PPDU довжиною 127 біт. Поліном-генератор S(x) відповідно до рівняння 2.1 використовується в синхронному скремблері PDDU [7]. Скремблер даних схематично може мати вигляд щодо рис. 2.5 [7].

У скремблері даних визначаються послідовності ініціалізації на семи перших бітах з одиницями. Послідовність бітів обробляється від LSB праворуч до MSB ліворуч [7].

$$S(x) = x_7 + x_4 + 1 \qquad (2.1)$$

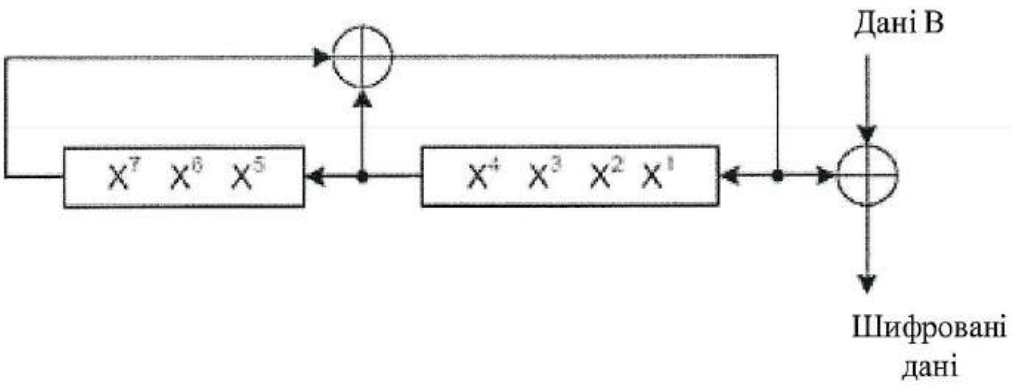


Рис. 2.5. Скремблер даних

У стандарті IEEE 802.11 для канального кодування кадру даних використовується згортковий кодер зі швидкістю кодування R = 1/2, 2/3 або 3/4. Згортковий кодер використовує коефіцієнти полінома генератора G0 = 133 і G1 = 171 в восьмеричній системі числення зі швидкістю R = 1/2. Бітовий потік формується у двох вихідних гілок згідно з рис. 2.6. Він обробляється послідовно як біт A і біт B. Решта швидкості кодування виводяться з процедури, яка називається пробиванням. Виколювання пропускає деякі біти кодування в передавачі Отже, на

згортковому декодері вставляються вигадані нулі замість таких пропущених біти. Приклад проколювання в згортковому кодері даних та декодері для швидкості кодування R = 3/4 наведено на рис. 2,7 [10].

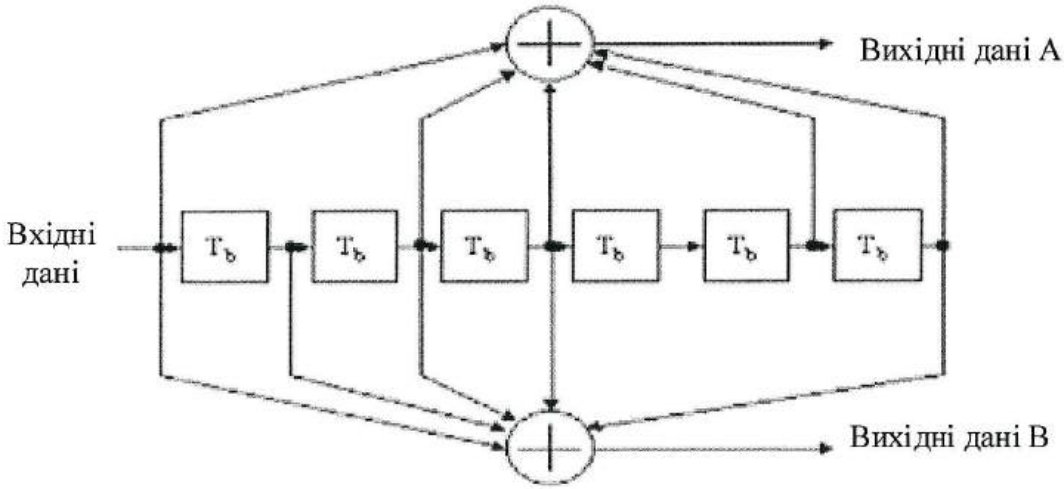


Рис. 2.6. Згортковий кодер [7]

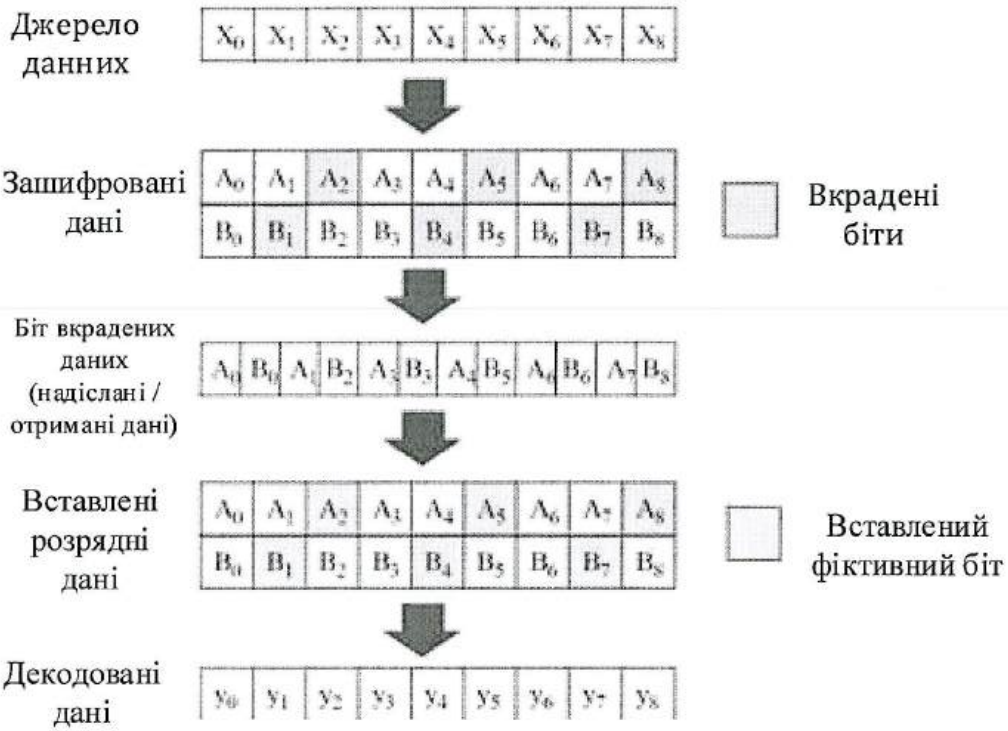


Рис. 2.7. Приклад процедури викрадення бітів та вставки бітів для швидкості кодування R = 3/4

Для формату VHT використовується той самий згортковий кодер. Більше того, в такому форматі допускається пунктурування зі швидкістю кодування R = 5/6 [7].

У цій магістерській роботі розглядається двійковий згортковий кодер, який описаний у частині 2.4. Також у стандарті IEEE 802.11af не заборонено використовувати кодер LDPC. Таке розширення забезпечує кращу корекцію помилок у порівнянні із використанням згорткового кодера. Кодер LDPC пов'язаний з блоковим кодером, який відрізняється від згорткового кодера. Вибір блочного кодера LDPC пов'язаний зі швидкістю кодування такого кодера. Довжина інформаційного блоку та блоку кодування LDPC-кодів фіксована [12].

Всі кодовані біти даних перемежовуються з розміром блоку, що відповідає кількості бітів на один символ OFDM NCBPS. Перемежування визначається двоступеневою перестановкою. Перша перестановка зосереджена на відображенні скоригованих бітів кодування в сусідні піднесучі. Друга перестановка зосереджена на відображенні відрегульованих бітів кодування, які повинні бути почергово відображені в найменший і найбільш значущий біт сузір'я. Як результат, постійні послідовності з бітами LSB (Least Significant Bit - Найменший значущий біт) запобігаються [7].

Індекс кодуючих бітів перед першою перестановкою визначається як k. Індекс для першої та другої перестановок визначається як i. Індекс після другої перестановки визначається як j [7].

Перша перестановка визначена згідно з правилом у рівнянні 2.2 [7]. Друга перестановка визначена за правилом у рівнянні 2.3 [7]. Значення s визначається кількістю бітів кодування на піднесучу NBP SC згідно з рівнянням 2.4 [7].

$$i - (N_{CBPS}/16) \times 2(k \bmod 16) + \lfloor k/16 \rfloor, k - 0, 1, ..., N_{CBPS} - 1 \tag{2.2}$$

$$i = s \times \left\lfloor \frac{i}{s} \right\rfloor + \left(i + N_{CBPS} - \left\lfloor \frac{16 \times i}{N_{CBPS}} \right\rfloor \right) \bmod s, i = 0, 1, ..., N_{CBPS} - 1 \tag{2.3}$$

$$s \quad \max(\frac{N_{BPSC}}{2}, 1) \tag{2.4}$$

2.2. OFDM-модуляція

У стандарті IEEE 802.11af використовується модуляція OFDM для створення символів OFDM в передавальному каналі. OFDM є формою з частотним поділом декількох plexing, в якій один канал використовує безліч піднесуть на прилеглих Frequen Cies. Піднесучі в системі OF DM точно ортогональні одна одній. Це дозволяє накладати піднесучі без перешкод. Ортогональність OFDM-системи обумовлена поглинаючими імпульсами, що подаються в частотній області кожного каналу, як показано на рис. 2.8 [21].

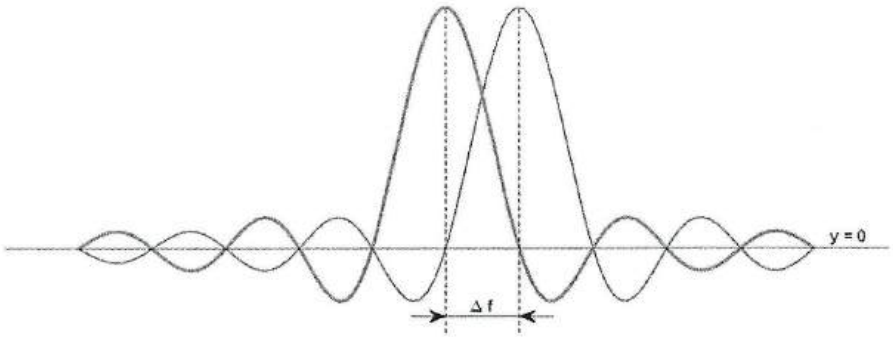


Рис. 2.8. Ортогональність символів OFDM (на основі [21])

Частотний інтервал піднесучої визначається як Δf між кожною піднесучою на один канал [21].

Наступні блоки в передавачі зосереджені на створенні символів OFDM згідно з рис. 2.9.

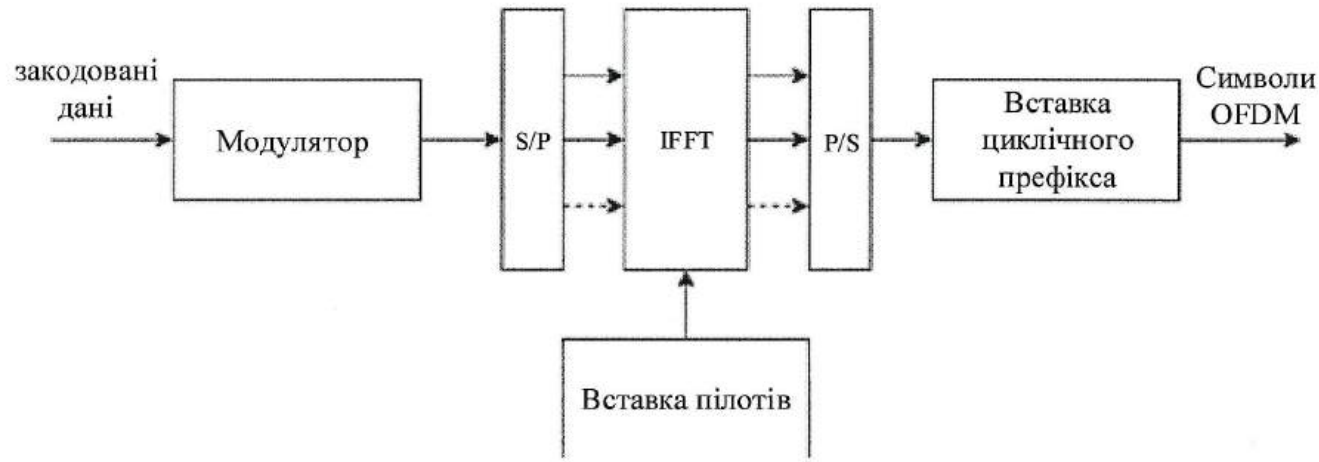


Рис. 2.9. Модулятор OFDM

На початку в блоці модулятора виконується модуляція PSK (Phase Key Shifting) або QAM (Quadrature Amplitude Modulation). Далі модульовані символи поділяються на паралельні потоки за допомогою перетворювача S/P (послідовний перетворювач паралельних сигналів). Такі розділені потоки відображаються на входах блоку IFFT. У наступному блоці IFFT виконується перетворення символів з частоти в часову область. Більш того, в частотну область вставляються пілотні піднесучі. Після цього паралельні потоки перетворюються в послідовність символів за допомогою P/S (паралельний послідовний перетворювач). До кожного символу в часовій області додається циклічний префікс для придушення ISI (Inter-Symbol Interference). В результаті, символ OFDM отримують на виході, які готуються до наступної обробки в каналі передачі [11].

Модуляція піднесучої

У стандарті IEEE 802.11 символи OFDM модулюються BPSK, QPSK, 16QAM або 64QAM залежно від обраної конфігурації системи. Кодовані та перемежовані двійкові послідовні вхідні дані поділяються на групи бітів SC NBP (1, 2, 4 або 6) і перетворюються на символи, задані сузір'ям модуляції BPSK, QPSK, 16QAM або 64QAM [7]. Перетворення в символи виконується на основі кодування Грея згідно з рис. 2.10. Вихідні значення "d" формуються за осями фази (I) і квадратури (Q). Отримані (I + jQ) символи множаться на коефіцієнт нормалізації K_{MOD} згідно з рівнянням 2.5 [7].

$$d = (I + JQ) \times K_{MOD} \tag{2.5}$$

Значення коефіцієнта нормалізації KMOD базується на типі модуляції, що використовується щодо таблиці в табл. 2.3. Важливо зазначити, що коефіцієнт нормалізації K_{MOD} дає можливість отримати однакову середню потужність для кожного відображення. У практичній реалізації приблизне значення коефіцієнта нормалізації може бути використано, коли обладнання відповідає вимогам щодо точної модуляції [7].

Таблиця. 2.3.

Залежний від модуляції коефіцієнт нормалізації K_{MOD} [7]

Модуляція	K_{MOD}
BPSK	1
QPSK	1/2
16QAM	1/10
64QAM	1/42

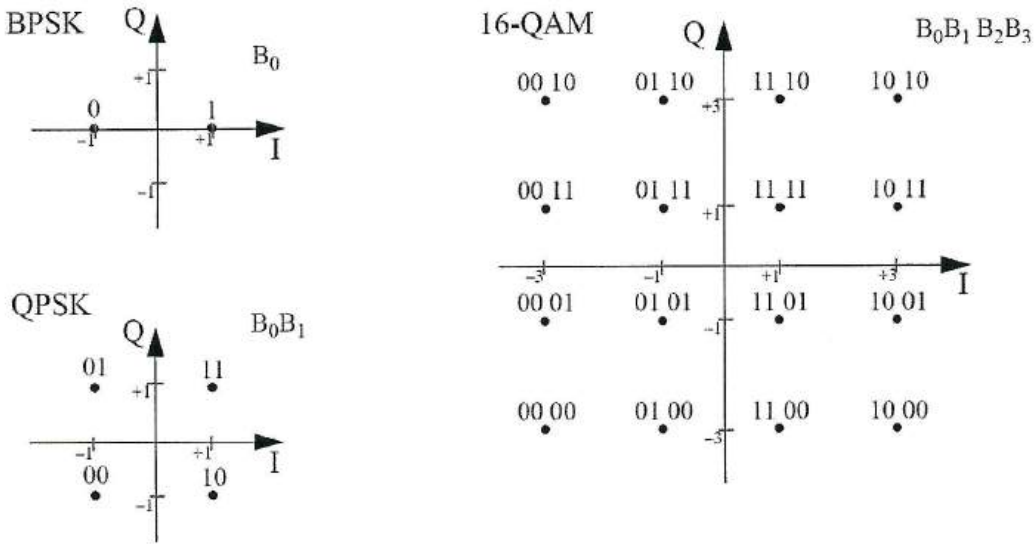


Рис. 2.10. Кодування розрядів сузір'я BPSK, QPSK та 16-QAM

У форматі VHT PPDU також може бути використана модуляція 256-QAM, де кількість кодованих бітів на піднесучу N BPSC = 8. У цьому випадку коефіцієнт нормалізації KMOD = 7170 [7].

Пілотні піднесучі

У кожному OFDM-символі є піднесучі, пов'язані з пілот-сигналами. Пілотні сигнали модулюються BPSK. Він використовується для виявлення стійкості когезійної ренти проти зсувів частоти та фазових шумів. Для дублюючого формату PPDU, що не є HT, виділено 8 таких пілотів на індексах піднесучих -53, -39, -25, -11, 11, 25, 39, 53 в обов'язковій конфігурації TVHT_MODE_1. Для кожної конфігурації каналу у форматі, що не повторюється HT, з BCU 6 і 8 МГц описані пілотні карти, що відображаються у таблиці 2.4. Для кожної конфігурації каналу в одному форматі з BCU 7 МГц описані пілоти, що додані у таблиці 2.5. Знак пілотних значень визначається відповідно до вихідної послідовності скремблера, яка описана в таблиці 2.3 [7].

У форматі VHT PPDU виділено 6 пілотів на індексах піднесучих -53, -25, -11, 11, 25, 53 в обов'язковій конфігурації TVHT_MODE_1. Для кожної конфігурації каналу у форматі VHT з BCU 6 і 8 МГц описані пілотні схеми. Для кожної конфігурації каналу в одному форматі з BCU 7 МГц описано пілотне відображення.

Крім того, піднесуча з індексом 0 називається DC, яка не несе корисних даних.

Таблиця 2.4.

Перетворення пілот-сигналів для BCU 6 і 8 МГц

Конфігурація каналу	Пілотні індекси
TVHT_MODE_1	{-53, -39, -25, -11,11,25,39,53}
TVHT_MODE_2C	{-125, -111, -97, -83, -61, -47, -33, -19,19,33,47,61,83,97,111,125}
TVHT_MODE_2N	{-53, -39, -25, -11,11,25,39,53} для кожного BCU
TVHT_MODE_4C	{-269, -255, -241, -227, -205, -191, -177, -163, -125, -111, -97, -83, -61, -47, -33, -19,19,33,47,61,83,97,111, 125,163,177,191,205,227,241,255,269}
TVHT_MODE_4N	{-125, -111, -97, -83, -61, -47, -33, -19,19,33,47,61,83,97,111,125} для кожного BCU

Таблиця 2.5.

Перетворення пілотів-сигналів для BCU 7 МГц

Конфігурація каналу	Пілотні індекси
TVHT_MODE_1	{-53, -39, -25, -11,11,25,39,53}
TVHT_MODE_2C	{-137, -123, -109, -95, -73, -59, -45, -31,31,45,59,73,95,109,123,137}
TVHT_MODE_2N	{-53, -39, -25, -11,11,25,39,53} для кожного BCU
TVHT_MODE_4C	{-305, -291, -277, -263, -241, -227, -213, -199, -137, -123, -109, -95, -73, -59, -45, -31,31 , 45,59,73,95,109,123, 137,199,213,227,241,263,277,291,305}
TVHT_MODE_4N	{-137, -123, -109, -95, -73, -59, -45, -31,31,45,59,73,95,109,123,137} для кожного BCU

Створення символів OFDM

Процес модуляції OFDM показаний на рис. 2.9. Потік модульованих піднесучих розділений на групи піднесучих даних NSD, визначених згідно з табл. 2.6 [7].

Для прикладу буде розглянуто створення символу OFDM у базовій

конфігурації каналу TVHT_MODE_1 для всіх BCU, визначених стандартом IEEE 802.11af. Кількість піднесучих даних NSD = 96. Відображення даних для кожної конфігурації каналу визначено в табл. 2.6 для BCU 6 та 8 МГц та таблиця 2.7 для BCU 7 МГц. Для конфігурації каналу TVHT_MODE_1 розподіл частоти піднесучої блоку ШПФ показано на рис. 2.11. Піднесучі даних розподіляються за індексами від -58 до -33, -31 до -6, 6 до 31 та 33 до 58, як показано на рис. 2.11. Вісім із цих піднесучих відносяться до пілотів, позначених червоним на рис. 2.11. Мінімальний розмір блоку ШПФ для такої конфігурації каналу вибирається як 128 піднесучих. Як результат, залишковими піднесучими є нулі, які позначені сірим на рис. 2.11 та їх кількість обчислюється як FFT_size - NST, що дає 128 - 104 = 24 нулі. [7].

Таблиця 2.6.

Перетворення даних для BCU 6 і 8 МГц

Конфігурація каналу	Індекси даних
TVHT_MODE_1	-58: -33, -31: -6, 6: 31, 33: 58
TVHT_MODE_2C	-130: -105, -103: -78, -66: -41, -39: -14, 14: 39, 41: 66, 78: 103, 105: 130
TVHT_MODE_2N	-58: -33, -31: -6, 6: 31, 33: 58 для кожного BCU
TVHT_MODE_4C	-274: -249, -247: -222, -210: -185, -183: -158, -130: -105, -103: -78, -66: -41, -39: -14, 14: 39, 41: 66, 78: 103, 105: 130, 158: 183, 185: 210, 222: 247, 249: 274
TVHT_MODE_4N	-130: -105, -103: -78, -66: -41, -39: -14, 14: 39, 41: 66, 78: 103, 105: 130 для кожного BCU

Таблиця. 2.7.

Перетворення даних для BCU 7 МГц

Конфігурація каналу	Індекси даних
TVHT_MODE_1	-58: -33, -31: -6, 6: 31, 33: 58
TVHT_MODE_2C	-142: -117, -115: -90, -78: -53, -51: -26, 26: 51, 53: 78, 90: 115, 117: 142
TVHT_MODE_2N	-58: -33, -31: -6, 6: 31, 33: 58 для кожного BCU
TVHT_MODE_4C	-310 : -285, -283: -258, -246: -221, -219: -194, -142: -117, -115: -90, -78: -53, -51: -26, 26: 51, 53: 78, 90: 115, 117: 142, 194: 219, 221: 246, 258: 283, 285: 310
TVHT_MODE_4N	-142: -117, -115: -90, -78: -53, -51: -26, 26: 51, 53: 78, 90: 115, 117: 142 для кожного BCU

Частотний інтервал для описаного раніше прикладу становить 55 кГц для BCU 8 МГц і 41 кГц для BCU 6 і 7 МГц. У часовій області тривалість створеного БПФ-блоку становить 18 мкс для BCU 8 МГц і 24 мкс для BCU 6 і 7 МГц. До такого блоку ШПФ додається звичайний циклічний префікс тривалістю 4,5 / для BCU 8 МГц і 6 мкс для BCU 6 і 7 МГц. В результаті тривалість створеного OFDM-символу обчислюється як TDFT + TGI, що дає 22,5 мкс для BCU 8 МГц і 30 мкс для BCU 6 і 7 МГц [7].

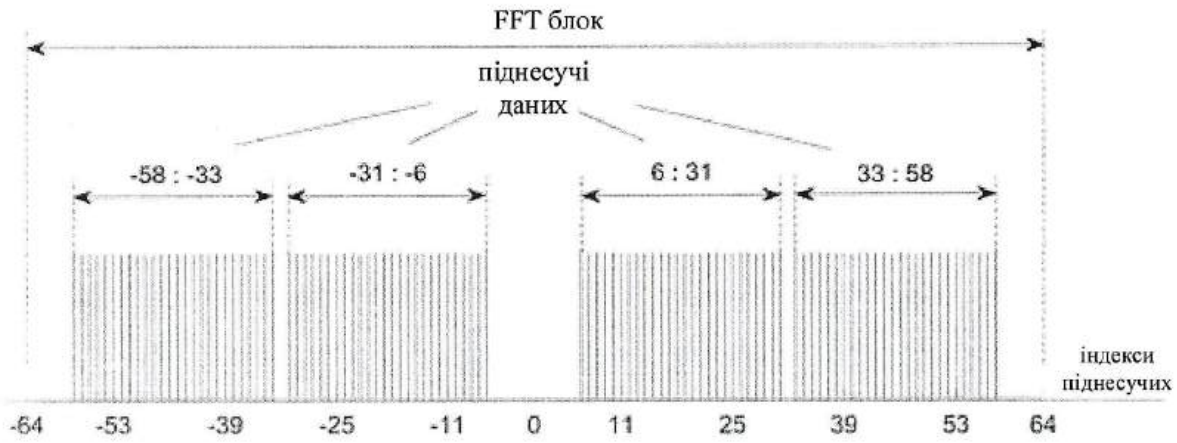


Рис. 2.11. Розподіл частоти піднесучої

Для кожної конфігурації каналу у форматі VHT з BCU 6 і 8 МГц описано відображення піднесучих даних. Для кожної конфігурації каналу в одному форматі з BCU 7 МГц описано пілотне відображення.

2.3. MIMO

Описані раніше частини каналу зв'язку, що містять передавач і приймач, визначені для режиму SISO. У такому режимі розглядаються одна передавальна та одна приймальна антени. Більше того, стандарт IEEE 802.11af дозволяє використовувати інший режим, який називається режимом MIMO. Це загальновживаний режим, який використовує більше однієї антени як з боку передавача, так і з боку приймача [13].

Для досягнення більш надійного радіозв'язку використовуються різні типи різноманітності. Перший – це рознесення часу, яке використовує різні часові інтервали та кодування каналів. Другий – це рознесення частот, яке використовує

різні канали, як у випадку OFDM. Останнє – просторове розмаїття, що вимагає використання декількох антен у передавачі та приймачі [13]. Насправді в режимі MIMO використовується багатопроменеве поширення сигналу у вільному просторі. Як результат, використання декількох антен підвищує швидкість передачі даних. Більше того, частота помилок під час передачі зменшується [13].

В основному, система MIMO складається з Nt передавальної та Nr приймальної антен згідно з рис. 2.12. Кожна антена, що використовує один канал, може приймати сигнали від декількох антен. Пряма передача між першою передавальною та другою приймальними антенами визначається коефіцієнтом каналу h1,1. Наприклад, непряма передача між першою передавальною та другою приймальними антенами визначається h2,1. Вся передача системи MIMO описується матрицею відповідно до рівняння 2.6 [13].

$$H = \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_t} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1} & h_{N_r,2} & \cdots & h_{N_r,N_t} \end{pmatrix} \tag{2.6}$$

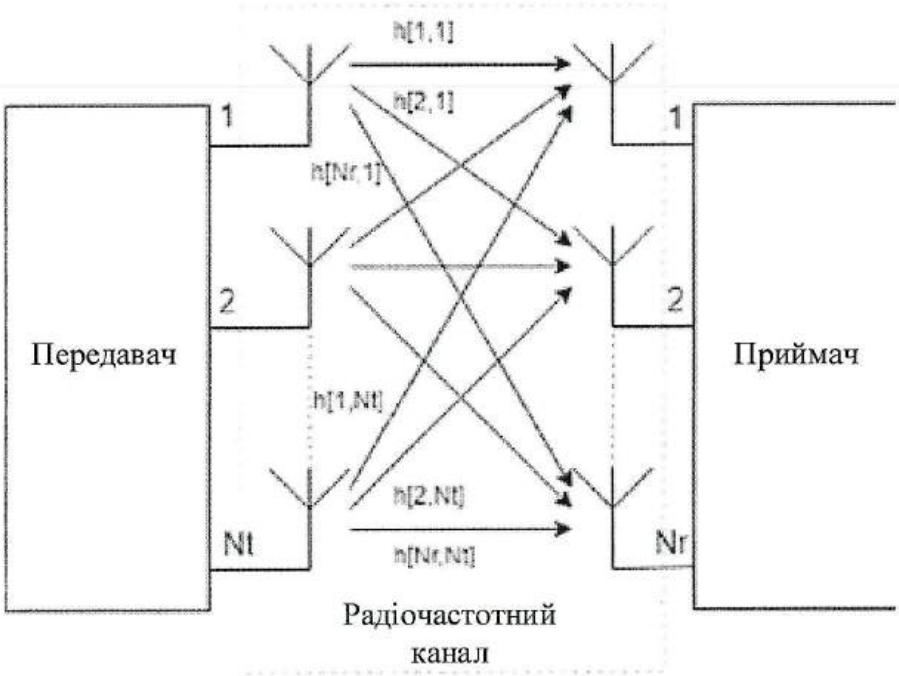


Рис. 2.12. Схема системи MIMO

У стандарті IEEE 802.11af підтримується конфігурація системи MIMO з до 4

передавальними та 4 приймаючими антенами. У поточній роботі буде розглянуто базову конфігурацію системи MIMO 2x2. У такій конфігурації розмаїття простору формується за допомогою 2 передавальної та 2 приймаючих антен згідно з рис. 2.13. Матриця каналу для такої конфігурації визначається рівнянням 2.7. Однією з переваг такої конфігурації є подвійна пропускна здатність даних у порівнянні з SISO. Більше того, це допомагає досягти зменшення BER передачі, а також мінімізує ефект згасання при поширенні багатопроменевого шляху. [13]

$$II - \begin{pmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} \\ h_{2,1} & h_{2,2} \end{pmatrix} \tag{2.7}$$

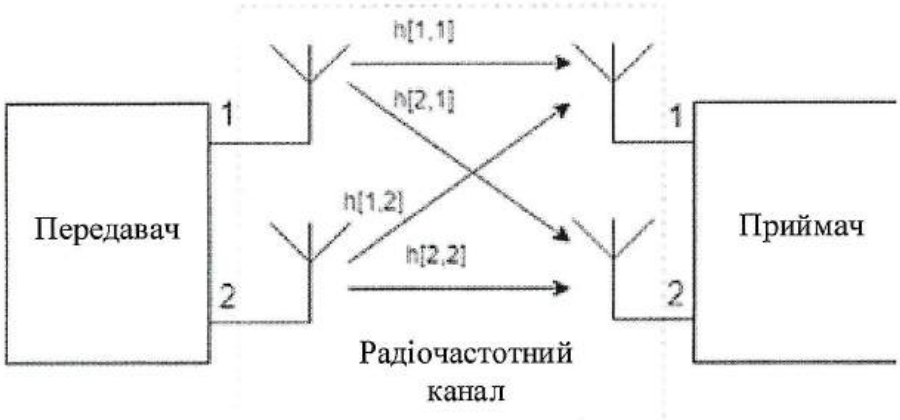


Рис. 2.13. Схема системи MIMO 2x2

У системі MIMO стосуються режимів SU-MIMO (однокористувацький багаторазовий вхід-багаторазовий вихід) та MU-MIMO (багатокористувацький багаторазовий вхід-багаторазовий вихід). У випадку SU-MIMO зв'язок обробляється з кожним користувачем. В основному він використовується для отримання швидкості передачі даних для обраного приймача. У разі зв'язку MU-MIMO кожен потік даних присвоюється декільком користувачам. Такий режим спеціально використовується для висхідної лінії зв'язку з однією передавальною антеною. Складність приймача мінімальна для цієї конфігурації [13].

Ємність системи MIMO визначається кількістю потоків даних M рівнянням 2.8. Значення M відноситься до мінімальної або меншої кількості мінімальної кількості антен в системі MIMO. Наприклад, у системі MIMO 4x4 дані можуть передаватися чотирма або менше M потоками даних. У разі системи MIMO 3x2 дані можуть передаватися двома або менше M потоками даних [13].

$$C = M * B * \log2 (1 + S) \quad (2.8)$$

де M - кількість потоків даних, B - пропускна здатність каналу, S - рівень бажаного сигналу, а N - рівень шуму в каналі [13].

Просторово-часові блокові коди (STBC)

У системі MIMO потік даних в основному ділиться, кодується та модулюється. Після модуляції використовується блок кодування STBC, як на стороні передавача та приймача [14].

Коди STBC є ортогональними і утворюють просторове та часове розмаїття, що визначається кількістю передавальних антен. Однією з реалізацій кодів STBC є схема Аламуті. Схеми кодування та декодування Аламуті однакові на приймачі та передавачі. Дані створюються за допомогою матриці. Стовпці такої матриці пов'язані з кількістю передавальних антен. Рядки такої матриці пов'язані з кількістю часових інтервалів нулів для передачі даних. Отримані сигнали в приймачі об'єднуються, а потім передаються на детектор максимальної ймовірності, обробляється процес прийняття рішень. STBC призначений для отримання максимального порядку розмаїття для визначеної кількості передавальних та приймальних антен. Що стосується прийому, STBC є досить популярним і широко використовується через низьку обчислювальну складність. Такий блок необхідний для систем MIMO і може бути частиною системи, визначеної стандартом IEEE 802.11af [14].

STBC дозволяє передавати декілька копій потоку даних через безліч антен. В результаті отримується кілька версій потоку даних. Такий підхід підвищує надійність передачі даних. Кодування STBC оптимально поєднує кожну копію прийнятого сигналу, щоб отримати максимум корисної інформації з кожного сигналу. Проблема з каналом, оскільки загасання та тепловий шум компенсується передачею декількох копій потоку даних. Завдяки надмірності потоку даних покращується якість прийому [14].

В основному, блок STBC визначається матрицею S. Як описано раніше, кожен рядок представляє часовий інтервал, а кожен стовпець – передачу однією антеною на часовий інтервал. Кожен модульований символ матриці Sijj передається у часовий інтервал і від антени j. Повинні бути T-часові інтервали, nT-

передавальні антени та n-приймальні антени. Такий блок зазвичай визначається довжиною T [14].

Матриця передачі S для двох передавальних антен, реалізована за схемою Аламуті, визначається рівнянням 2.9. Однією з переваг є те, що кодування STBC не вимагає знання характеристик каналу [14].

$$S - \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \tag{2.9}$$

Різноманітність циклічного зсуву (CSD - Cyclic Shift Diversity*)*

У стандарті IEEE 802.11af модулятор OFDM для високопродуктивного каналу розширений блоком CSD. Основна функція такого блоку орієнтована на запобігання ненавмисному створенню передавального променя. У випадку CSD, сигнали передаються повторно окремими антенами із затримкою часу. Отже, збільшується вибірковість частоти на приймачі. Крім того, CSD вводить наступний компонент розмаїття, особливо він корисний як компонент для просторового мультиплексування. В основному блок CSD призначається в передавач після процесу зворотного перетворення Фур'є. Різний розподіл блоку CSD може бути після блоку STBC [12].

2.4. Моделі передачі даних в каналі зв'язку

Система зв'язку IEEE 802.11af базується на бездротовій передачі даних. Між передавачем і приймачем знаходиться канал зв'язку, що складається із вільного простору та перешкод. Через такий канал передаються дані, створені передавальною частиною. У реальній передачі антени виникають такі явища, як втрати вільного простору, заломлення, дифракція, відбиття, поглинання перешкодами. Всі подібні явища впливають на втрати передаваного сигналу каналом зв'язку. Далі описані математичні моделі каналів зв'язку, які базуються на таких явищах. Такі моделі також називають каналами затухання [15].

Адитивний канал білого гауссового шуму (AWGN - Additive White Gaussian Noise).

Канал AWGN - найпростіша модель каналу. Такий канал заснований на адитивному білому гауссовому шумі. Цей шум в основному є тепловим. У

бездротовому зв'язку такий шум створюється коливаннями атомів в електроніці на приймачі. Ця модель представлена сумою передавального сигналу та шуму AWGN згідно рівняння 2.10 та рис. 2.14. Це означає, що на приймачі відбувається така сума. Спектральна потужність такого шуму однакова на всій смузі частот. У часовій області вірогідність появи шуму визначається розподілом Гауса. Таким чином, ймовірність появи шуму, близького до нуля, є найбільшою [16].

$$y|k| = x|k| + n|k| \tag{2.10}$$

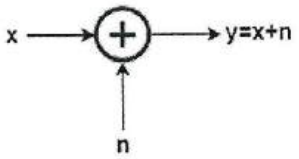


Рис. 2.14. Канал AWGN

Канал Райса

Реальний канал зв'язку набагато складніший за типу витоків. У попередній моделі розглядався лише шум AWGN. Часто сигнал або сигнали між передавачем і приймачем поширюються багатопроменево. Це означає, що існує висока ймовірність відбиття сигналу від перешкод. Для кожного розташування сигналу відбиття максимум відрізняється. Це виявилося в затримці та фазових змінах кожного сигналу. Те саме стосується амплітуди прийнятих сигналів. Більше того, у мобільному зв'язку часто приймач переміщується в часі. Це призводить до доплерівського зсуву. Такі відображення включені до моделі передачі Райса. У такій моделі прийняті сигнали в зоні видимості переважають над окремими відбиттями перешкодами. Вихідний сигнал y (t) у моделі Райса визначається рівнянням 2.11 [15].

$$y(l) = \frac{\rho_0 * x(t) + \sum_i^{N_e} \rho_i * e^{-j2\pi\theta_i} * x(t - t_i)}{\sqrt{\sum_{i=0}^{N_e} \rho_i^2}} \tag{2.11}$$

де p0 i - ослаблення в прямій видимості, Ne - кількість відбитих сигналів, pi - ослаблення на шляху відбиття, Oi - обертання фази на шляху відбиття i, t i - відносна затримка на шлях відбиття i. Коефіцієнт Райса K де визначає сигнал у прямій видимості до суми всіх коефіцієнтів відбитих сигналів згідно рівняння 2.12

[15].

$$K - \frac{\rho_0^2}{\sum_{i=0}^{N_c} \rho_i^2} \tag{2.12}$$

Параметри моделей каналів RC та RA визначені у вкладці. 2.8, де p - ослаблення шляху i, T - відносна затримка шляху i, а O - зсув фази від розсіювання шляху i.

Таблиця 2.8.

Параметри затухання для моделей каналів RC12 і RA12

шлях i	P [-]	T [Ps]	0 [рад]
1	0,407163	0,518650	5,864470
2	0,303585	2,751772	2.215894
3	0,258782	0,602895	3,758058
4	0,185074	3.324866	5,775198
5	0,400967	1,935570	0,154459
6	0,295723	0,429948	5.928383
7	0,350825	3,228872	3.053023
8	0,262909	0,848831	0,628578
9	0,225894	0,073883	2.128544
10	0,240140	0,924450	3,664773
11	0,221155	0,640512	3.334290
12	0,259730	1,366767	0,393889

Релеєвський канал

У разі розсіювання сигналу між передавачем і приймачем використовується модель Релея. Така модель є більш застосовною, якщо не подано жодного домінуючого сигналу. У випадку коефіцієнта Райса K = 0 дБ, сигнал у прямій частині зору виключається. В результаті весь канал Рейлея визначається рівнянням 2.13 [15, 17].

$$y(t) - \frac{\sum_{i=1}^{N_c} \rho_i * e^{-j2\pi 0_i} * x(t - t_i)}{\sqrt{\sum_{i-0}^{N_c} \rho_i^2}} \tag{2.13}$$

Pedestrian Indoor канал

Для імітації повільно рухається для внутрішнього прийому (швидкість 3 км/год) використовується модель каналу PI (Pedestrian Indoor). Модель каналу складається з 12 незалежних шляхів, де перший шлях є прямим. Перший шлях має доплерівський спектр з частотно-селективним багатопроменевим каналом

затухання Рісіа. Залишкові шляхи мають доплерівський спектр з частотно-селективними багатопроменевими каналами затухання Релея.

Параметри для моделі каналу PI визначені у вкладці. 2.9, де p - ослаблення шляху i, а T - відносна затримка шляху i.

Таблиця 2.9.

Параметри затухання для 12-канальної моделі PI

Шлях i	P [-]	T [Ps]
1	1.000000	0,000000
2	0,478630	0,100000
3	0,301995	0,0200000
4	0,223872	0.400000
5	0,216272	0.600000
6	0,206538	0.800000
7	0,154882	1.000000
8	0,173780	1.600000
9	0,179887	8.100000
10	0,154882	8 800 000
11	0,278612	9,000000
12	0,275423	9.200000

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА ПРОГРАМИ МОДЕЛІ ЗВ'ЯЗКУ IEEE 802.11AF У MATLAB

3.1. Блок-схема моделі зв'язку IEEE 802.11af у MATLAB

Компоненти системи, визначені стандартом IEEE 802.11af на фізичному рівні, описані в розділі 2. На підставі опису цих компонентів блок - схема призначена для передавальної і приймальні частин від стандарту IEEE 802.11AF каналу зв'язку, показаної на рис. 3.1. Ця модель реалізована як графічний інтерфейс, використовуючи середовище програмування MATLAB згідно з рис. 3.2 [18]. У цій розділі описано реалізацію кожного компонента та самого додатка. Більше того, також визначено процедури обробки моделювання та налаштування параметрів вхідної моделі.

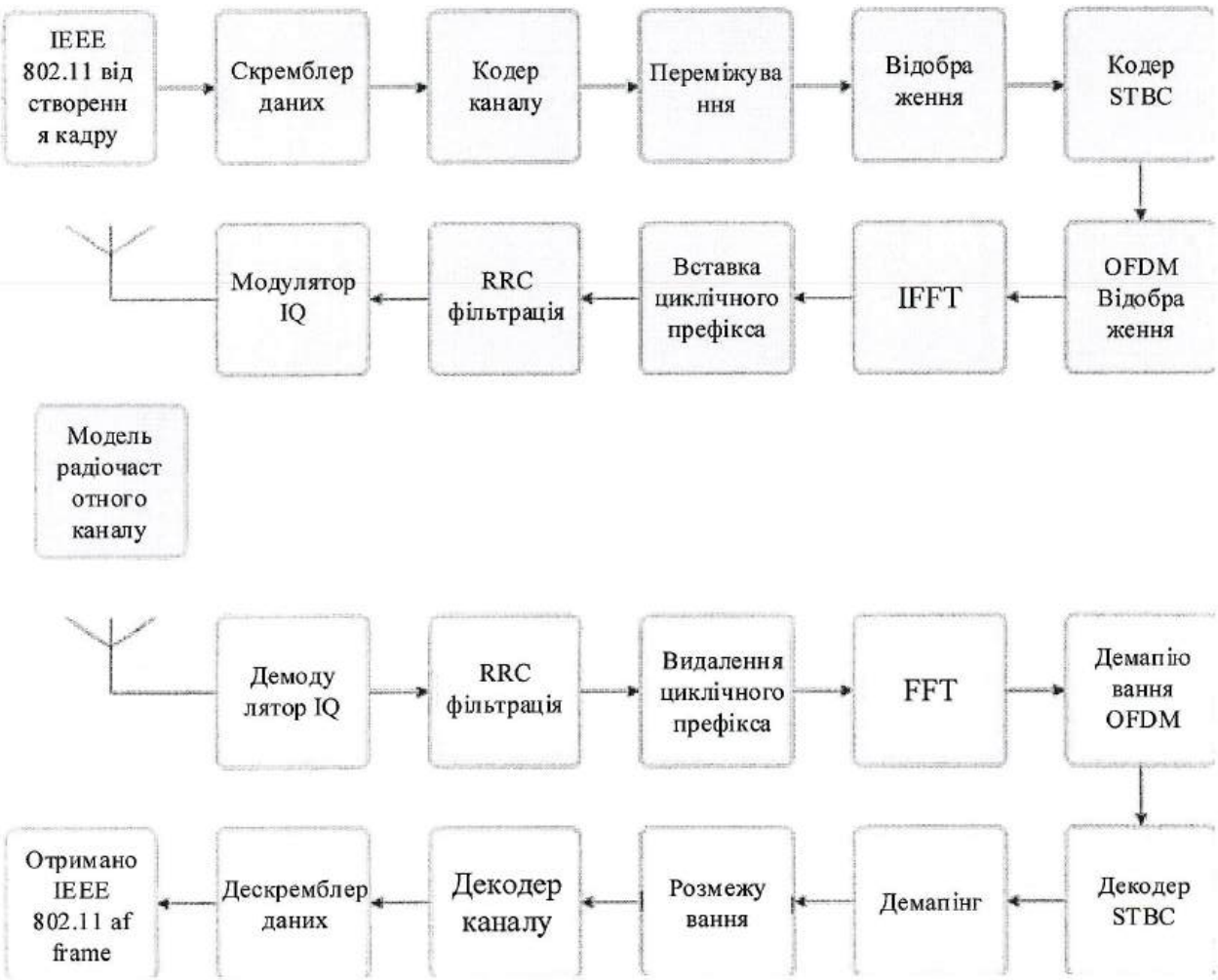


Рис. 3.1. Блок-схема моделі зв'язку IEEE 802.11af у MATLAB

На представленій блок-схемі, зображеній на рис. 3.1, окремі блоки позначені різними кольорами. По-перше, блоки s, що відносяться до передавача, позначені синім кольором. По-друге, блоки, пов'язані з приймачем, позначаються помаранчевим кольором. Нарешті, модель передавального каналу між синім та оранжевим блоками позначена зеленим кольором.

Створення структури кадру IEEE 802.11af e

У передавачі перший блок пов'язаний з генерацією кадру, визначеним стандартом IEEE 802.11af. Такий кадр підпадає під передачу, яка не стосується HT, що підтримується стандартом IEEE 802.11af. Кадр Non-HT містить PDDU, який складається з полів SIGNAL та DATA згідно з 2.2. Для кожного кадру PSDU вимірюється в октетах і може досягати максимального розміру 4095 байт. Важливо зазначити, що кадр повинен бути сформований відповідно до стандарту IEEE 802.11af, щоб досягти успіху обробки протягом кожного блоку зв'язку [19].

Далі терміном внутрішньої функції буде згадана функція, яка є частиною середовища програми MATLAB. Для створення першої частини кадру використовується функція PPDU_SIGNAL. Створення цієї частини базується на обраних користувачем параметрах як довжина вхідних даних та швидкість передачі. Для створення другої частини кадру використовуються функції PSDU_generator та PPDU_DATA. Псевдовипадкові дані із визначеною довжиною створюються на основі вибору довжини користувача. Функція використовує внутрішню функцію randi із вхідним значенням 255, яке відповідає одному байту даних. Перетворення в двійковий формат обробляється за допомогою внутрішньої функції de2bi. Як результат, вихід функції PSDU_generator містить псевдовипадкову послідовність бітів даних. Така послідовність є входом функції PPDU_DATA. Ця функція створює повне поле ДАНІ. Він створюється на основі таблиці поля SIGNAL, схеми модуляції та кодування, яка визначається в програмі зовнішнім файлом з ім'ям MCS.txt. Для перетворення довжини даних з двійкового формату в полі СИГНАЛ в десяткове число використовується внутрішня функція bi2de, яка є частиною функції PPDU_DATA. Більше того, для перетворення вектора швидкості кодування з поля СИГНАЛ у значення рядка використовується

внутрішня функція mat2str. Нарешті, для округлення значення, необхідного для обчислення кількості розрядних бітів, використовується внутрішня функція ceil.

Скремблювання даних

Наступний блок пов'язаний із скремблером даних, який використовується для частини даних кадру, за винятком поля СИГНАЛ. Скремблер реалізований функцією скремблер із введеним полем ДАНІ та значенням ініціалізації s. Значення s дорівнює 127 для ініціалізації стану скремблера. У скремблері використовуються такі внутрішні функції: bitxor для бітової операції xor між 4-м та 7-м бітами, bitget та bitset для зчитування та встановлення відповідного біта та bititshift для зміщення біта за одиницею. Вихід функціонального скремблера є двійковим. Він реалізований за допомогою внутрішньої функції de2bi із вхідними параметрами бітової довжини байта 8 та позначенням найбільш значущого біта зліва. Потім вихідні дані скремблера заповнюються змішаними даними, використовуючи цикл інверсії. Напрямок виведення потоку даних такий же, як і вхід.

Кодування даних

У блоці канального кодування двійковий згортковий кодер реалізований з довжиною, рівною 7. Кожен повний кадр передається через кодер каналу. Частина кодованих даних кадру формується за допомогою функції fec_coder із вхідними змішаними даними та обраною швидкістю кодування. Частина кодування кадру формується з тією ж функцією з вхідним полем SIGNAL і швидкістю кодування R = 2. Більш того, кодер згортки реалізований за допомогою внутрішніх функцій poly2trellis і covenc. Структурна решітка створюється з першою функцією. Формування решітчастої структури базується на довжині кодера, яка дорівнює 7, і на поліномі з коефіцієнтами G0 = 133 і G1 = 177. Нарешті, згорткове кодування з пробиванням обробляється функцією concvent, використовуючи структуру решітки, вхід біти та швидкість передачі даних. У результаті вихідне число бітів у функції fec_coder залежить від обраної швидкості передачі даних.

Перемежування даних

Блок чергування реалізований функцією перемежування. Вхідні кодовані біти чергуються з використанням подвійної перестановки на основі обраної

модуляції піднесучих. У вибраній модуляції піднесучих визначено два параметри. Перший – це кількість бітів кодування на символ OFDM. Другий – це кількість бітів кодування на піднесучу. У перемежувачі використовуються такі внутрішні функції: мінімальний для округлення проміжного обчислення вниз, мод для обчислення залишку після поділу та зміна форми для формування вихідного перемежованого блоку даних. Вихід функції перемежувача функції є перемежованим блоком даних після другої перестановки. Переміжувач функцій застосовується до кодованого поля СИГНАЛ та кодованої частини даних окремо.

Відображення піднесучих

Наступне відображення піднесучої виконується модулятором функції з обраною модуляцією для частини даних кадру та лише модуляцією BPSK для поля СИГНАЛ. Функція підтримує чотири типи модуляцій: BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM. Для модуляцій BPSK і QPSK обчислення символів виконується за допомогою циклу for. Цей цикл виконується з внутрішнім функціональним комплексом, який перетворює фазові та квадратурні компоненти в комплексне число. Кожне комплексне число є символом діаграми сузір'я. Такі комплексні числа накопичуються на виході функціонального модулятора. Для модуляцій 16QAM та 64QAM використовується комбінація modem.qammod та модулюються внутрішні функції. Структура модулятора QAM h створюється першою функцією. Вектор символів відображення визначається на основі кодування Грея. Більше того, тип вхідних даних в модулятор встановлюється у двійковому форматі. В результаті модуляція даного типу виконується функцією модуляції з використанням раніше визначеної структури h та двійкових вхідних даних.

Кодер STBC

Наступний блок кодера STBC використовується лише у випадку режиму передачі MIMO. Блок кодера STBC реалізований за допомогою просторово-часового коду Аламуті. Матриця коефіцієнтів каналу визначається матрицею h у рівнянні 3.1. Раніше модульовані піднесучі (символи) поділяються на два потоки, де символи передаються через два різних періоди часу. Ця процедура реалізується за допомогою циклу.

$$h = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \tag{3.1}$$

Картування OFDM

Далі, для формування символу OFDM необхідні блоки відображення OFDM, IFFT та циклічної вставки префікса. Всі ці блоки реалізовані функцією dm_modulator. Вхідні дані функції містять модульовані символи та довжину циклічного префікса. Циклічний префікс вибирає користувач. Після цього довжина префікса обчислюється завдяки вибору користувачем. Після послідовного до паралельного перетворення дані та пілотні дані, що відображаються в блок IFFT, обробляються згідно із специфікацією IEEE 802.11. Блок IFFT містить загалом 64 піднесучі. Дванадцять піднесучих відносяться до нулів. Чотири пов'язані з пілотами, а 48 - з даними. Символ OFDM без циклічного префікса генерується за допомогою внутрішньої операції ifft. Символ OFDM копіюється до свого початку на основі довжини звичайного або короткого циклічного префікса. Вихідні функції mod_modulator генеруються з послідовністю таких сформованих символів OFDM. Відображення OFDM обробляється для модульованого поля SIGNAL та модульованої частини даних окремо. У кожному символі OFDM довжина циклічного префікса однакова. Як результат, вихідний потік символів OFDM структурований у порядку СИГНАЛ, ДАНІ [20].

RRC-фільтрація

Далі застосовується фільтруючий блок RRC (Root Raised Cosine) для створення дискретних символів OFDM у вигляді аналогових імпульсів. Такий блок реалізований функцією RRC_filter. Ядром цієї функції є RRC-фільтр з необхідними параметрами для фільтрації, як передискретизація, затримка, коефіцієнт згортання, роздільна здатність та кількість зразків на символ. Для фазового та квадратурного компонентів вхідних символів надвибірка реалізується внутрішньою функцією вибірки. Оптимальне значення передискретизації вибирається 10 для отримання достатньої кількості зразків з одного боку та зменшення часу обчислень у тренажері з іншого боку. Коефіцієнти RRC-фільтра створюються внутрішньою

функцією rcosdesign, використовуючи оптимальні параметри як коефіцієнт згортання 0,13, діапазон роздільної здатності фільтра = 60 і кількість зразків на символ sps = 10. розширено на нулі * sps нулі, які в цілому продукують затримку сигналу. Для обробки фільтрації з коефіцієнтами RRC-фільтра використовується внутрішній функціональний фільтр. Після фільтрації затримка сигналу компенсується видаленням зразків span- * sps з фільтрованого сигналу. Всі етапи для RRC-фільтрації обробляються для фазової та квадратурної складових окремо. Вихід функції RRC_filter містить відфільтровану фазу та квадратуру частин сигналу.

Модуляція IQ

Останнім блоком передавача є модулятор IQ. Такий блок реалізований функцією IQ_modulator. Ця функція перетворює відфільтровані компоненти сигналу на радіочастотну частоту fc. Як вхід для цієї функції використовується те саме значення передискретизації, що згадувалося раніше в блоці фільтрації RRC та вибраній несучій частоті. У модуляторі IQ частота одного символу визначається fs = пропускна здатність. Вектор часу визначається через t на основі частоти символів та параметрів передискретизації. Після цього фазові та квадратурні носії визначаються носієм I = cos (2 * pi * fc * t) і носієм Q = sin (2 * pi * fc * t). Далі відфільтрований сигнал множиться на розраховану несучу. Після підсумовування добутків для кожної фазової та квадратурної складових отриманий сигнал готується до передачі по радіочастотному каналу.

Модель радіочастотного каналу визначається між передавачем і приймачем. Ця модель реалізована функцією RF_channel із вхідними параметрами: RF вибір моделі, переданий сигнал, відношення сигнал / шум і частота символів. Функція підтримує моделі каналу AWGN, Rician, Rayleigh та Pedestrian Indoor. Відношення несучої до шуму використовується для каналу AWGN і визначається користувачем у додатку [21].

Канал AWGN реалізований внутрішньою функцією AWGN із вхідними параметрами CNR та потужністю сигналу, які обчислюються перед додаванням шуму AWGN.

У випадку селективних каналів затухання визначаються необхідні параметри каналу затухання для кожної моделі каналу. Модель каналу Райса складається з першого прямого шляху та залишкових відбитих шляхів на інтервалі i = <1; 11> відповідно до моделі RC12, визначеної в табл. 2.8. Перший шлях має наступні параметри згасання: ослаблення p = 1, затримка T = 0ps і зсув фази 0 = 0 рад. Параметри затухання для залишкових шляхів наводяться з таблиці 2.8. Ослаблення в прямому зорі на основі затухання відбиття обчислюється за коефіцієнтом Райса K = 10 дБ. Канал Релея визначається параметрами затухання, що використовуються в моделі RA12, наведеної з таблиці 2.8 для кожного шляху поширення. Коефіцієнт Райса K = 0 дБ у моделі каналу Релея. Канал для пішоходів у приміщенні визначається параметрами затухання, що використовуються в моделі PI12 згідно з таблицею 2.9. Коефіцієнт Райса використовується так само, як і в моделі каналу Райса. Швидкість приймача визначається v = 3 км / год. Максимальний доплерівський зсув частоти обчислюється відповідно до рівняння 3.2. Коефіцієнт доплерівської частоти визначається як fd * 0,5, а нормалізоване відхилення ЗПСШ дорівнює 8%. Частота дискретизації вибирається Fs = 868 МГц.

$$f_d - \frac{v * f_c}{3.6 * 300} \tag{3.2}$$

де f_c - несуча частота.

Демодуляція IQ

Першим блоком приймача є демодулятор IQ. Цей блок реалізований функцією IQ_demodulator. Відновлення фазової та квадратурної складових сигналу обробляється на основі несучих для фазової та квадратурної складових сигналу та прийнятого сигналу. І несучі, і прийняті сигнали є виходом функції IQ_demodulator. Цей результат використовується для наступних блоків зв'язку.

RRC дефільтрація

Наступний блок – це RRC-фільтрація. Отримати первинні дискретні вибірки є основною метою цього блоку. Він реалізований функцією RRC_filter2 з вхідними параметрами демпфіровки, затримки, фактора згортання та обох компонентів сигналу. Параметр зменшення вибірки визначається як параметр збільшення

вибірки на величину 10. Затримка, коефіцієнт згортання, діапазон фільтра та кількість вибірок за параметрами символу визначаються так само, як у 3.2. Коефіцієнти RRC-фільтра обчислюються на початку за допомогою внутрішньої функції rcosdesign. Затримка сигналу здійснюється шляхом додавання нулів. Сама фільтрація реалізована внутрішнім функціональним фільтром з використанням нормування коефіцієнтів RRC-фільтра. Далі обробляється компенсація затримки сигналу, видаляючи нулі розмаху з початку сигналу. Після цього зменшення вибірки реалізується внутрішньою функцією зниження вибірки. Як результат, вихід функції RRC_filter2 є сумою міжфазної та квадратурної складових сигналу [22].

Зворотнє перетворення OFDM

Після отримання дискретних зразків сигнал поділяється на частини СИГНАЛУ та ДАНІ. Перша частина сигналу SIGNAL – це перший символ OFDM з довжиною NOF DM = FFT_size + NGI, де FFT_size = 64 і NGI залежить від довжини циклічного префікса. Обидві частини сигналу обробляються функцією dm_demodulator окремо. У цій функції обробляється послідовне паралельне перетворення на основі довжини символу OFDM. Після цього циклічний префікс видаляється. Далі символи OFDM без циклічного префікса перетворюються в частотну область за допомогою внутрішньої функції fft. У частотній області видаляється така ж кількість нульових та пілотних піднесучих, як описано раніше в 3.2. Вихід функції ddm_demodulator містить результат, який створюється за допомогою паралельного послідовного перетворення. Ця функція заснована на видаленні циклічного префікса, операції ШПФ та демапінгу OFDM.

Декодер STBC

Наступний блок декодера STBC використовується лише у випадку режиму передачі MIMO. Блок декодера STBC реалізований за допомогою просторово-часового коду Аламуті. Матриця коефіцієнтів каналу визначається тією самою матрицею h, яка раніше описана у рівнянні 3.1. Обидва отримані потоки від двох антен обробляються за допомогою коду Аламуті з використанням наближення матриці каналу та оцінки максимальної ймовірності. Вся така процедура

реалізована з використанням циклу з довжиною потоку, що містить модульовані символи [23].

Зворотнє перетворення піднесучих

Далі, зворотне відображення кожної піднесучої обробляються для кожних частин сигналів і даних сигналу. Він реалізований функцією демодулятора з вхідним параметром t для типу демодуляції. Типи демодуляції такі ж, як типи модуляцій, які описані раніше в 3.2. У випадку з частиною сигналу SIGNAL використовується демодуляція BPSK. У випадку DATA-частини сигналу тип демодуляції такий самий, як і тип модуляції, що використовується в передавачі. Процес демапування для демодуляції BPSK і QPSK заснований на видаленні коефіцієнта нормалізації KMOD, округленні t одержаних складних чисел за допомогою внутрішньої функції та округленні після перетворення в біти даних. Вихід функції демодулятора формується з такими накопиченими бітами даних. У разі демодуляції 16QAM та 64QAM використовуються внутрішні функції на модемі Qamdemod. Ця функція дозволяє визначити тип демодуляції. Результат функції зберігається у змінній h. Більше того, параметр h.SymbolOrder встановлений на "визначений користувачем". Параметр h.SymbolMapping містить вектор положення символів на діаграмі сузір'я. Параметр h.OutputType встановлюється на значення 'bit' для визначення двійкового виводу. Процес демапування реалізується внутрішньою функцією демодуляції разом із визначеною структурою. Як результат, результатом функцій демодулятора є вихідний потік бітів даних.

Розмежування даних

Наступний блок пов'язаний з процесом розмежування. Розмежування застосовується окремо для частин СИГНАЛУ та ДАНИХ сигналу. Цей b- замок реалізований функцією deinterleaver із вхідним параметром типу демодуляції. На основі типу параметрів демодуляції, таких як кількість кодованих бітів за символом OFDM N CBP S і кількість кодованих бітів для несучої N BP SC, визначаються. Такі параметри необхідні для формування блоку переплетення на початку. Більше того, такі параметри використовуються в перестановці подвійної інверсії. В результаті

вивід функції переплетення функції містить послідовний потік кодованих бітів даних.

Декодування даних

Після перемежування, блок пов'язаний з декодуванням каналу визначається. Декодування каналу здійснюється з допомогою функції fec_decoder з вхідним па дер кодування швидкості. Декодер використовується окремо для частин сигналу AL і DATA ЗНАКУ. У випадку з частиною сигналу SIGNAL швидкість кодування визначається R = 2. Для декодування частини сигналу DATA швидкість кодування контролюється швидкістю передачі даних, обраною користувачем в симуляторі. Декодер заснований на декодуванні Вітербі з використанням внутрішньої функції vitdec. Структура решітки в основному визначається з тими ж параметрами, які перед ously ОПИСАНИХ для кодера в 2.3. У декодері швидкість вектора визначається на основі проколу в кодері. Rate_vector параметр необхідний для вставки нулів в певні позиції, які пов'язані зі швидкістю кодування R. Таким чином, режим роботи «TRUNC», це вибрати редактор для декодування з найкращого метрикою. Цей режим пов'язаний з параметром глибини трасування tb = 2. Таке значення вибирається щодо режиму роботи та кількості вхідних символів згорткового декодера. Тип введення вибирається "жорстким", відповідно до введення двійкових даних. Кожен з описаних параметрів використовується як вхідна функція vitdec. Як результат, вихід функції fec_decoder містить результат декодування Вітербі [24].

Дескримлювання даних

Останній блок пов’язаний із процесом дешифрування, який застосовується лише для DATA-частини сигналу. На цій фазі частина сигналу вже обробляється приймачем. Процес дескремблювання подібний до алгоритму скремблювання. Вихід функції дескремблера функції продовжується в тому ж порядку бітів даних, що і на передавачі.

3.2. Опис графічного інтерфейсу роботи передавача IEEE 802.11af

На рис. 3.2 показано програму графічного інтерфейсу.

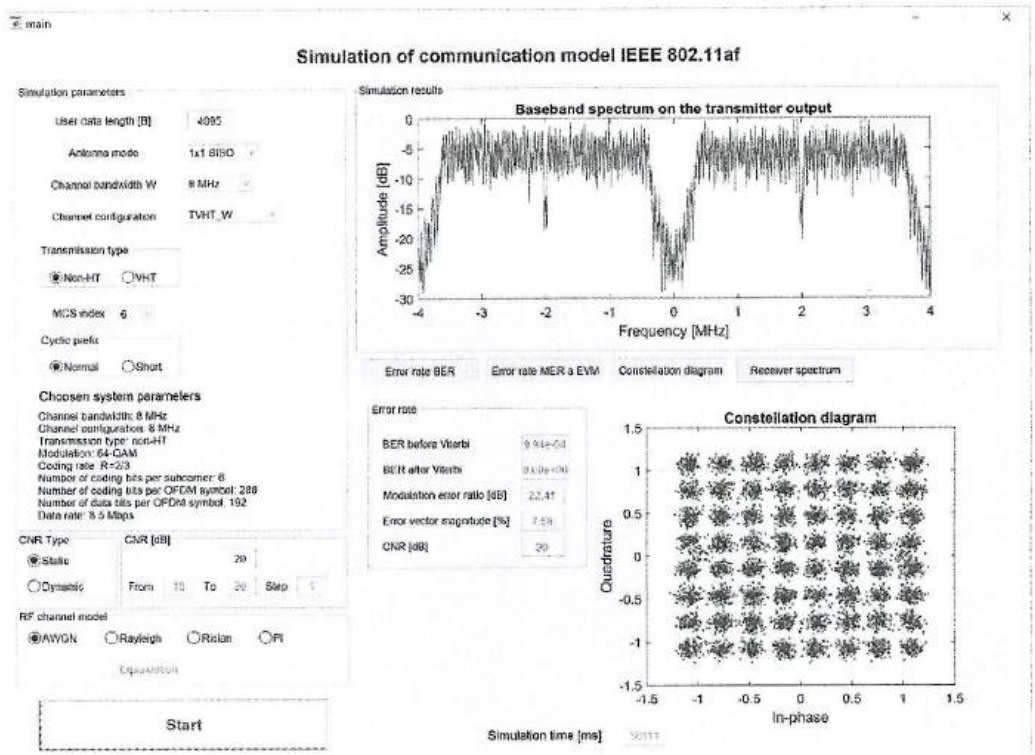


Рис. 3.2. Моделювання роботи передавача IEEE 802.11af

Відповідно до рис. 3.2 Програма графічного інтерфейсу містить такі активні частини:

- Параметри моделювання
- Тип CNR та діапазон значень CNR
- Модель каналу передачі
- Кнопка "Пуск"
- Результати моделювання

Вхідні параметри моделювання містять:

- Довжина даних користувачів у байтах
- Режим антени
- Пропускна здатність каналу

- Конфігурація каналу
- Тип трансмісії
- Швидкість передачі
- Циклічний префікс

Перш за все, для початку моделювання необхідно правильно встановити вхідні параметри моделі. У поле довжини даних користувача вставляється кількість байтів даних в діапазоні від 0 до 4095 як вхід каналу передачі зв'язку. Під час моделювання кожне значення байта генерується випадковим чином. У полі режиму антени визначаються два різні режими SISO та MIMO. В поле смуги пропускання каналу, канали 6, 7 або 8 МГц визначені. У полі каналу конфігурації визначено всі можливі конфігурації каналів для стандарту IEEE 802.11af. Тип передачі може бути обраний як дублікат не HT або VHT. В поле циклічного префікса, нормальні і короткі префікси ар х задаються. В поле швидкості передачі, всі можливі швидкості передачі в відповідності зі стандартом IEEE 802.11af визначені. У вибраних у полі системних параметрах системні параметри роздруковуються, такі як модуляція, швидкість кодування, кількість бітів кодування на піднесучу і кількість кодуючих бітів на символ OFDM.

Перед початком моделювання необхідно вибрати тип CNR, який може бути статичним або динамічним. Для статичного типу CNR для визначення досить одного значення CNR. В іншому випадку для динамічного типу CNR повинен бути визначений діапазон значень CNR. У полі моделі каналу передачі визначено наступні чотири моделі: AWGN, Rayleigh, Rician та PI. Для моделей каналів, що згасають, також можна вибрати вирівнювання каналу.

Після встановлення всіх раніше описаних параметрів моделювання можна розпочати за допомогою кнопки «Пуск». Після закінчення розрахунків моделювання частотний спектр передавача можна знайти в результатах моделювання. Більше того, BER, MER, EVM та схему на приймачі можна роздрукувати за допомогою відповідних кнопок, пов'язаних з результатами моделювання.

Наприклад, такі параметри моделювання визначено:

- Тривалість даних користувача - 4095
- Режим антени - SISO
- Пропускна здатність каналу - 8 МГц
- Конфігурація каналу - TVHT_W
- Тип передачі - дублікат, що не є HT
- Швидкість передачі - 8,5 Мбіт/с
- Циклічний префікс - Звичайний

Після визначення параметрів моделювання в імітаторі, вибрані параметри системи роздрукував ю 64QAM модуляції, швидкість кодування R = 3, кількість кодують бітів на піднесе 6 і кількість кодують бітів в символі OFDM 288. В результат моделювання згідно рис. 3.2 можна знайти частотний спектр на передавачі.

РОЗДІЛ 4. РЕЗУЛЬТАТИ МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ IEEE 802.11AF У MATLAB

4.1. Умови випробування

У цьому розділі описані результати моделювання в програмі графічного інтерфейсу. У першій частині, основні характеристики IEEE 802.11af стандартної передачі і прийому повторно описані з урахуванням AWGN моделі каналу зв'язку. До таких характеристик відноситься коефіцієнт похибки бітів BER, діаграма сузір'я та частотний спектр в залежності від відношення несучої до шуму (CNR).

Перед початком моделювання необхідно визначити умови тестування для правильного моделювання. Такі умови забезпечують ефективність моделювання з точки зору витрати часу та однозначності моделювання. Для кожного моделювання довжина користувальницьких даних визначається 4095 B відповідно до максимально дозволеної довжини PDDU в дублюючому режимі передачі, що не стосується HT. Такий вибір довжини дозволяє мати достатню кількість символів, коли використовується модуляція 64QAM. Більше того, обчислення BER є більш точними, коли використовується більший обсяг помилок даних та введених бітів. Циклічний префікс встановлюється як нормальний, щоб досягти максимального усунення міжсимвольних перешкод для стандарту IEEE 802.11af.

Для всіх моделювань, крім останньої, режим конфігурації антени встановлений у SISO. Для останнього моделювання використовується режим конфігурації антени MIMO 2x2. У симуляціях BER та MER використовуються модуляції BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM для режиму VHT, і всі вони, крім модуляції 256QAM, для дублюючого режиму передачі, що не стосується HT. Щоб отримати такі модуляції для повторюваного користувача, що не в режимі HT, потрібно встановити індекс MCS на 0, 3, 5 і 7 в тому ж порядку, а для режиму VHT користувач повинен встановити індекси MCS на 0, 2, 4, 6 і 8 в тому ж порядку. Для всіх використовуваних модуляцій в моделюванні використовується швидкість кодування R = 3/4, за винятком модуляції BPSK, де використовується швидкість кодування R = 1/2. Усі набори комбінацій модуляцій, швидкості кодування

базуються на таблиці 2.1 для дублюючого режиму, що не відповідає HT. У більшості моделювань використовується динамічний CNR в діапазоні від 0 до 35 дБ з кроком 1 дБ. Цей діапазон вибирається головним чином через наявність достатнього вмісту для всіх використовуваних модуляцій в моделюваннях. Наступним важливим критерієм є витрата часу на розрахунки. У цьому випадку витрата часу обчислюється в одиницях хвилин.

Моделювання кривої BER проводиться у два етапи. На першому етапі крива BER моделюється перед декодуванням Вітербі. На другому етапі після декодування Вітербі імітується крива BER. При моделюванні BER значення BER вибирається 10^{-4} як еталонне значення.

4.2. Моделювання в каналі AWGN

Для кожного моделювання, динамічний тип КНП використовується в діапазоні значень від 0 до 35 дБ з м ер 1 дБ.

BER

Відносини між CNR і BER представлені в двох примірниках НЕ-НТ трансмісії режимі з модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM і до Вітербо декодування на рис. 4.1. BER до декодування Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 6 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 10 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 17 дБ і для модуляції 64QAM при CNR = 22 дБ.

Відносини між CNR і BER представлені в VHT-передача в режимі з BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM і 256QAM модуляцій перед декодуванням Вітербі на рис. 4.2. BER до декодування Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 9 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 12 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 19 дБ, для модуляції 64QAM при CNR = 25 дБ і для Модуляція 256QAM при CNR = 30 дБ.

На основі цих моделювань робиться висновок, що цілий BER перед декодуванням Вітербі досягає свого мінімуму швидше у випадку використовуваної модуляції BPSK. Хоча теоретична швидкість передачі даних користувачів для повторюваного режиму, що не відповідає HT, з індексом MCS 0 дорівнює 1,1 Мбіт/с, а для режиму VHT з індексом MCS 0 дорівнює 2,4 Мбіт/с. У випадку

використаної модуляції найвищого порядку, теоретична швидкість передачі даних користувача для дублюючого режиму, що не є HT, з індексом MCS 7 дорівнює 9,6 Мбіт/с, а для режиму VHT з індексом MCS 8 дорівнює 28,8 Мбіт/с. Крім того, BER в останньому випадку є найвищим для малих значень CNR. F або правильний прийом слід використовувати відносно високі значення CNR.

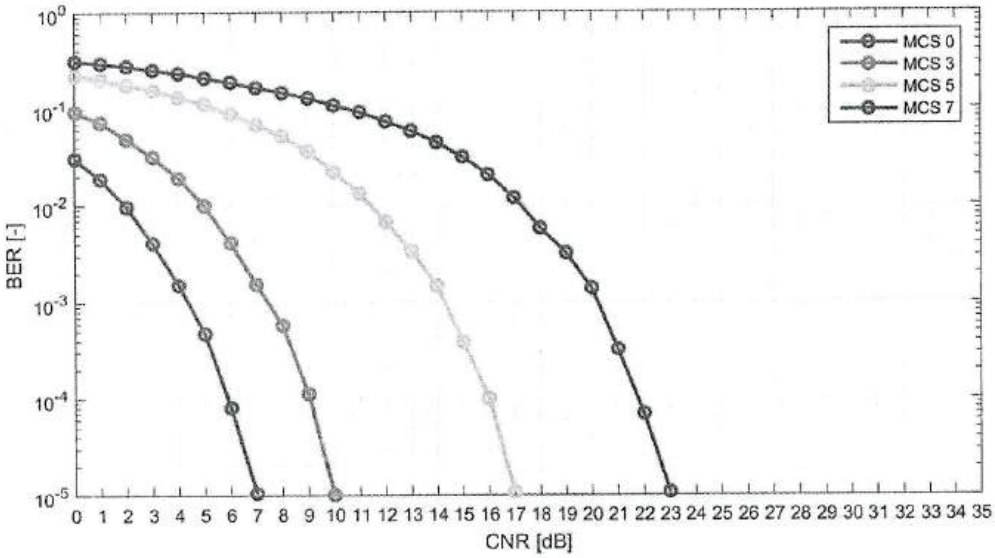


Рис. 4.1. BER перед декодуванням Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі AWGN

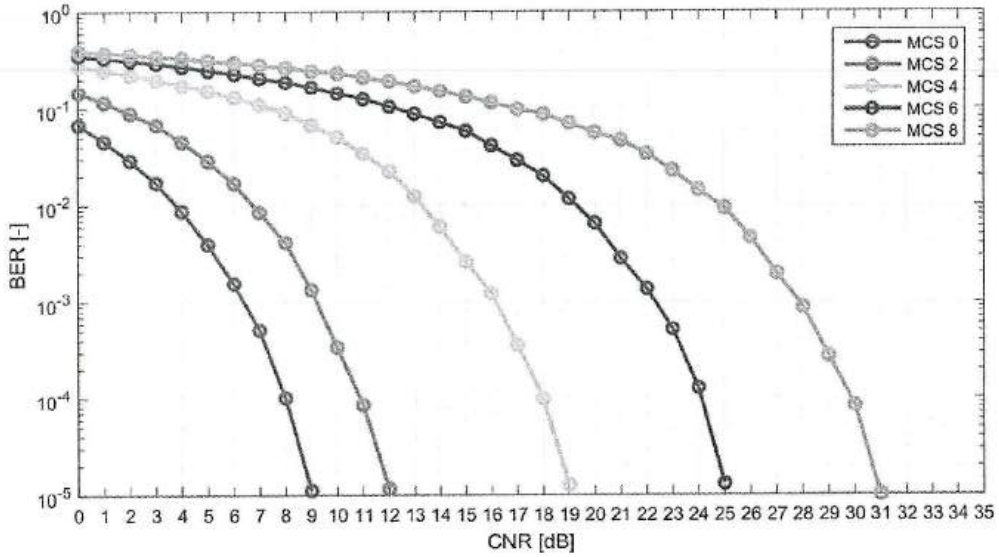


Рис. 4.2. BER перед декодуванням Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT в каналі AWGN

Співвідношення між BER та CNR представлені для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM після декодування Вітербі у повторюваному режимі передачі,

що не є HT, на рис. BER після декодування Вітербі менше 10-4 для модуляції BPSK при CNR = 2 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 8 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 14 дБ, а для модуляції 64QAM при CNR = 20 дБ.

Зв'язок між BER та CNR представлений для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM після декодування Вітербі у режимі передачі VHT на рис. 4.4. BER після декодування Вітербі менше 10-4 для модуляції BPSK при CNR = 3dB, для модуляції QPSK при CNR = 9dB, для модуляції 16QAM при CNR = 15dB, для модуляції 64QAM при CNR = 21dB і для 256QAM модуляція при CNR = 27 дБ.

На основі цих моделювань робиться висновок, що цілий BER після декодування Вітербі досягає свого мінімуму швидше, ніж у описаному раніше BER до декодування Вітербі. Декодування Вітербі знижує BER в середньому на 4 дБ для всіх типів використовуваної модуляції. У разі модуляції BPSK BER зменшується на 6 дБ для дублюючих режимів та режимів VHT, що не є HT. Основною причиною є використання швидкості кодування R = 2 у порівнянні з іншими кривими, де використовується швидкість кодування R = 4.

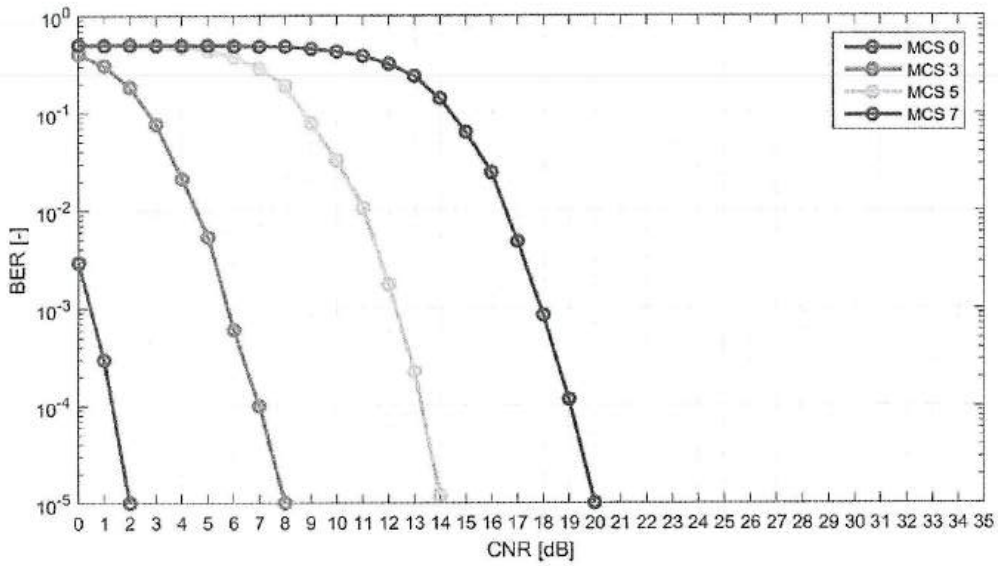


Рис. 4.3. BER після декодування Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QA M у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі AWGN

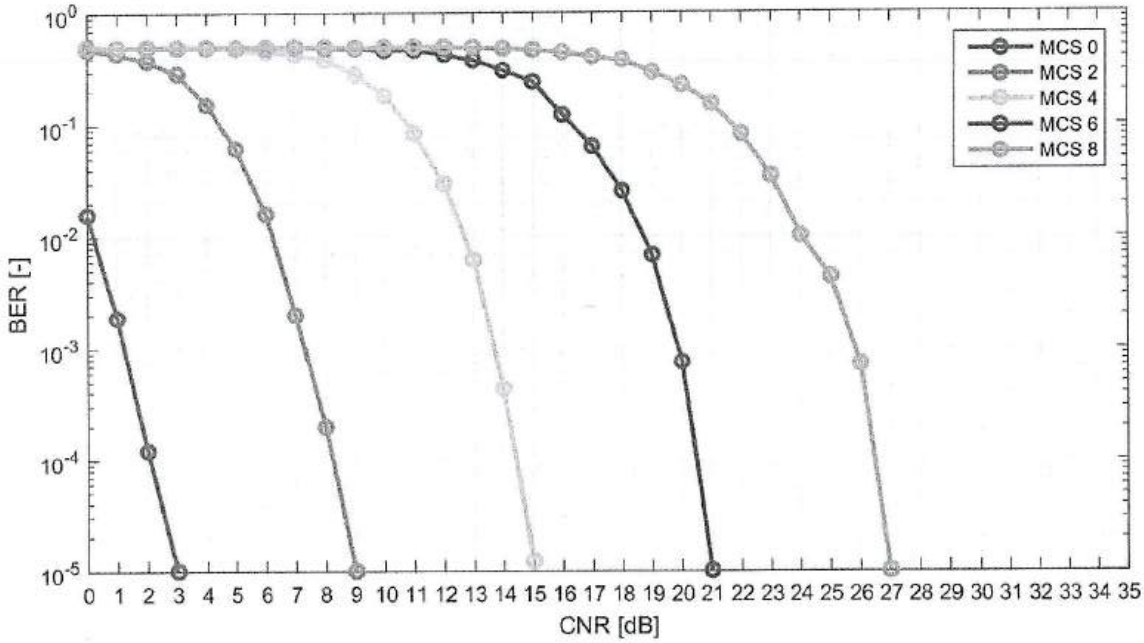


Рис. 4.4. BER після декодування Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM і 256QAM в режимі VHT в каналі AWGN

MER

Співвідношення між MER та CNR представлені для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не є HT, на рис. 4.5. Значення MER дорівнює 12 дБ при CNR = 10 дБ. В результаті значення MER зростає лінійно із збільшенням значення CNR для кожного індексу MCS та різного типу модуляції.

Співвідношення між MER та CNR представлені для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT на рис. 4.6. Значення MER дорівнює 10 дБ при CNR = 10 дБ. В результаті значення MER зростає лінійно із збільшенням значення CNR для кожного індексу MCS та різного типу модуляції.

На основі цих моделювань робиться висновок, що криві MER для кожного типу модуляції подібні одна до одної. Як результат, значення MER приблизно відповідає значенню CNR.

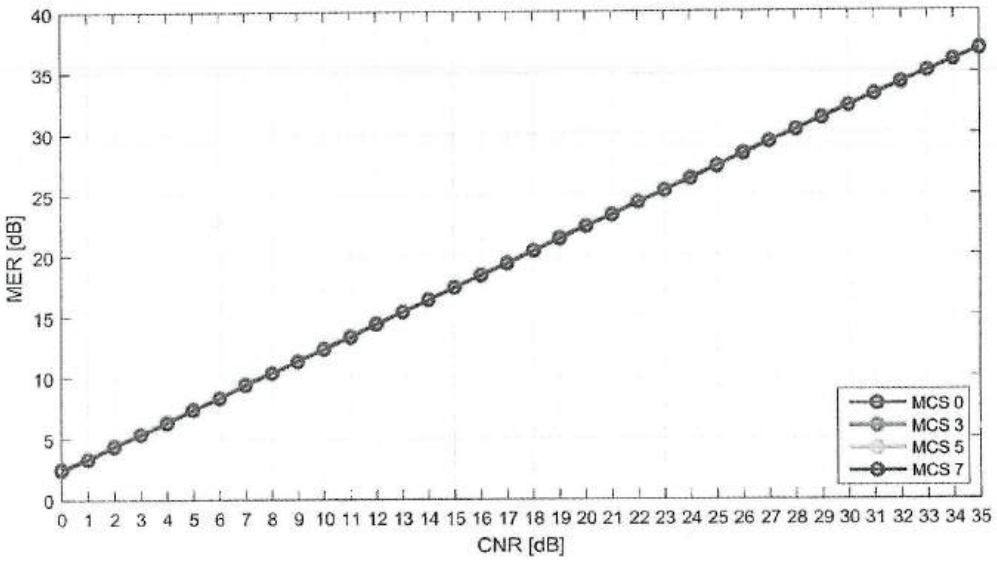


Рис. 4.5. MER для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі AWGN

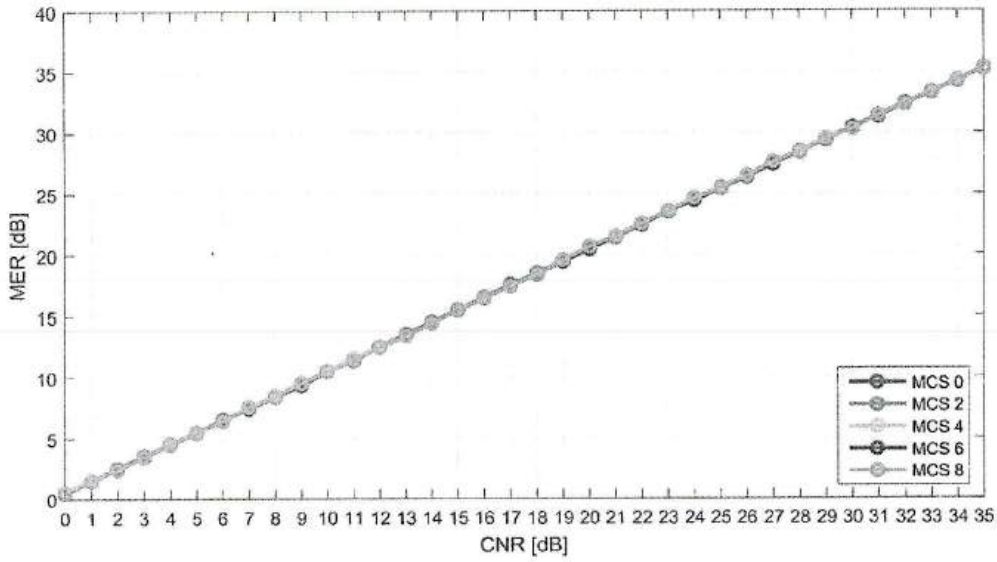
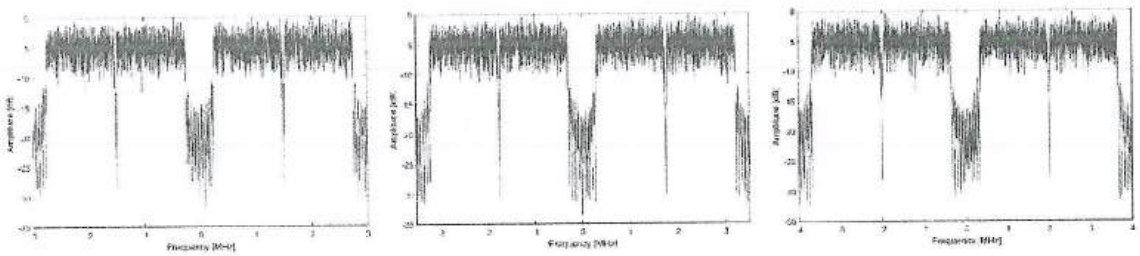


Рис. 4.6. MER для модульованих модулів BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT в каналі AWGN

Частотний спектр

Нормовані частотні спектри базової смуги частот OFDM для 6, 7 і 8 МГц смуги пропускання каналу представлені на рис. 4.7. Кожен спектр моделюється в повторюваному режимі, що не стосується HT, в каналі AWGN для індексу MCS 3 з CNR = 20 дБ. Як результат, частотні спектри відповідають відображенню OFDM, описаному вище.

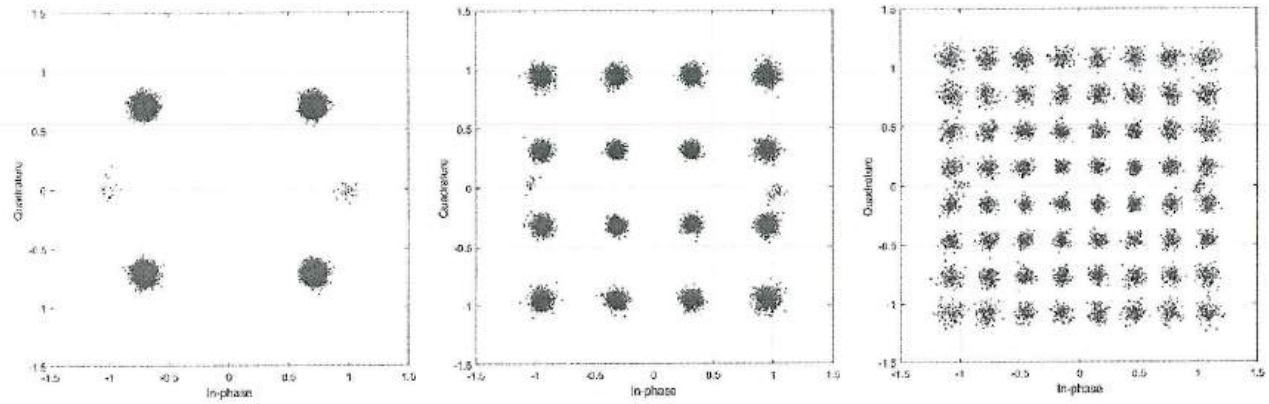


(a) 6 MHz (b) 7 MHz (c) 8 MHz

Рис. 4.7. Спектр частоти базової смуги в повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі AWGN

Діаграма сузір'я

Нормовані діаграми сузір'я модуляції QPSK, 16QAM і 64QAM для смуги пропускання 8 МГц каналу представлені на рис. 4.8. Кожна діаграма сузірьїв моделюється в режимі дублювання, не пов'язаному з HT, в каналі AWGN із CNR = 25 дБ. В результаті шум зростає із порядком модуляції. Значення MER дорівнює 27 дБ для модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM.



(a) QPSK (b) 16QAM (c) 64QAM

Рис. 4.8. Діаграми сузір'їв у повторюваному режимі, не пов'язаному з HT, у каналі AWGN

4.3. Моделювання в каналі Райса

У цій частині для моделі каналу Райса описані результати кривих BER, MER в залежності від кожного типу модуляції, що використовується в моделюванні.

Криві BER та MER представлені із застосуванням еквалайзера Zero-Forcing. Для кожного моделювання використовується динамічний тип CNR в діапазоні значень від 0 до 35 дБ з кроком 1 дБ.

BER

Для повторюваного режиму передачі, що не стосується HT, розрахунок кривої BER виконується для індексів MCS 0, 3, 5 та 7, де використовуються модуляції BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM.

Зв'язки між BER та CNR у режимі передачі VHT з модуляціями BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM перед декодуванням Viterbi представлені на рис. 4.10. BER до декодування Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 8 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 12 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 19 дБ і для модуляції 64QAM при CNR = 25 дБ.

Відносини між BER та CNR у режимі передачі VHT з модуляціями BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM перед декодуванням Вітербі представлені на рис. 4.10. BER перед декодуванням Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 9 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 13 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 20 дБ, для модуляції 64QAM при CNR = 27 дБ і для Модуляція 256QAM при CNR = 33 дБ.

У порівнянні з моделюванням в каналі AWGN BER перед декодуванням Вітербі в каналі Райса різниця становить приблизно 2 дБ для всіх кривих.

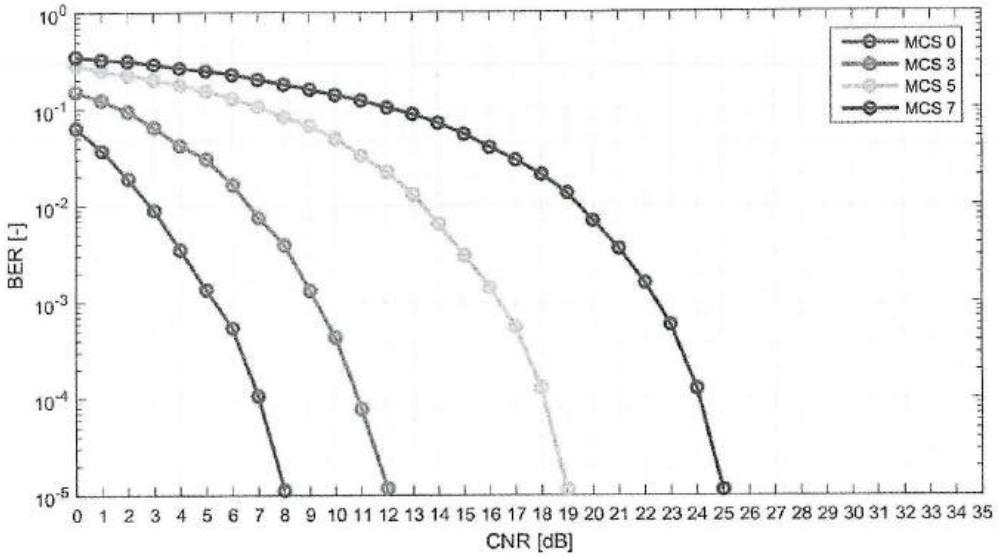


Рис. 4.9. BER перед декодуванням Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі Райса

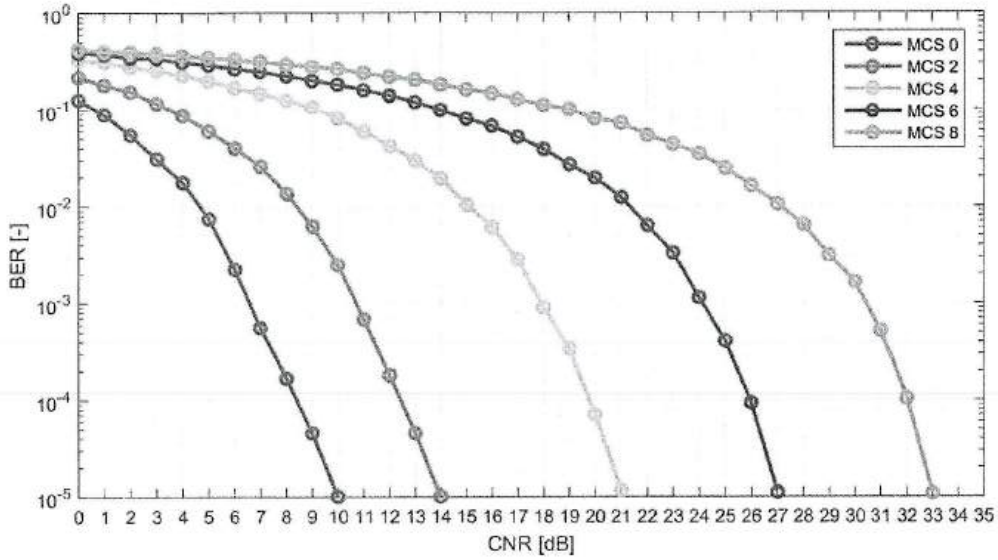


Рис. 4.10. BER перед декодуванням Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM і 256QAM в режимі VHT в каналі Райса

Взаємозв'язки між BER та CNR для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM після декодування Вітербі у повторюваному режимі передачі без HT представлені на рис. 4.11. BER після декодування Вітербі менше 10-4 для модуляції BPSK при CNR = 4 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 10 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 16 дБ і для модуляції 64QAM при CNR = 22 дБ.

Відносини між BER та CNR для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM після декодування Вітербі у режимі передачі VHT представлені на рис.

4.12. BER після декодування Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 5 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 11 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 17 дБ, для модуляції 64QAM при CNR = 23 дБ і для 256QAM модуляція при CNR = 29 дБ.

Декодування Вітербі знижує BER в середньому на 3 дБ для всіх типів використовуваної модуляції. У разі модуляції BPSK, BER зменшується на 5 дБ завдяки використанню надійної швидкості кодування.

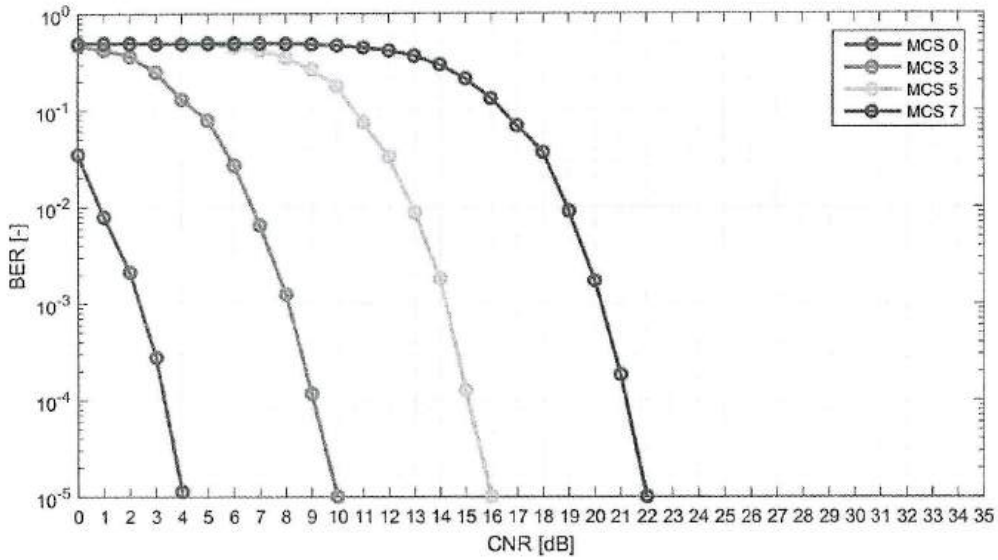


Рис. 4.11. BER після декодування Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі Райса

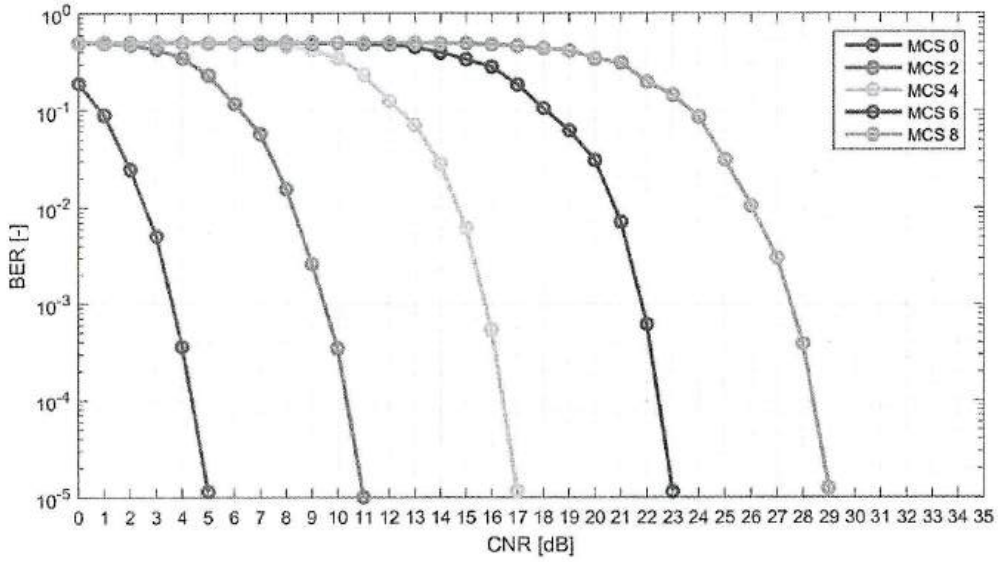


Рис. 4.12. BER після декодування Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT в каналі Райса

MER

Моделювання MER представлено для CNR вище 5 дБ.

Співвідношення між MER та CNR представлені для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не є HT, на рис. 4.13. Значення MER дорівнює 10 дБ при CNR = 10 дБ.

Відносини між MER та CNR представлені для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT на рис. 4.14. Значення MER дорівнює 8 дБ при CNR = 10 дБ.

Як результат, значення MER зростає лінійно із збільшенням значення CNR для кожного індексу MCS та різного типу модуляції в обох режимах передачі. На основі цих моделювань робиться висновок, що криві MER для кожного типу модуляції подібні одна до одної. Як результат, значення MER приблизно відповідає значенню CNR.

У порівнянні з кривою MER в каналі AWGN крива MER в каналі Райса має різницю в 2 дБ для кожного режиму передачі.

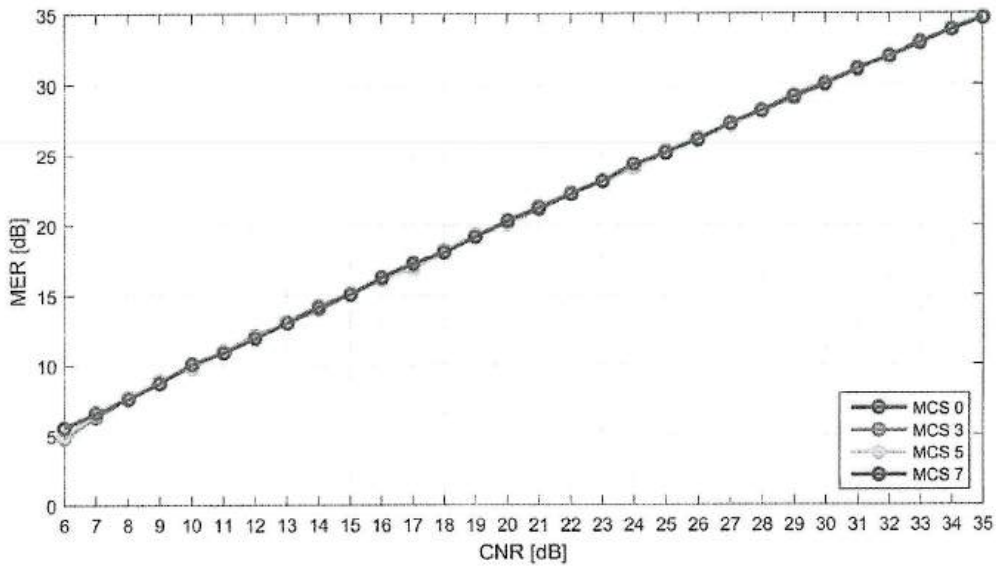


Рис. 4.13. MER для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі Райса

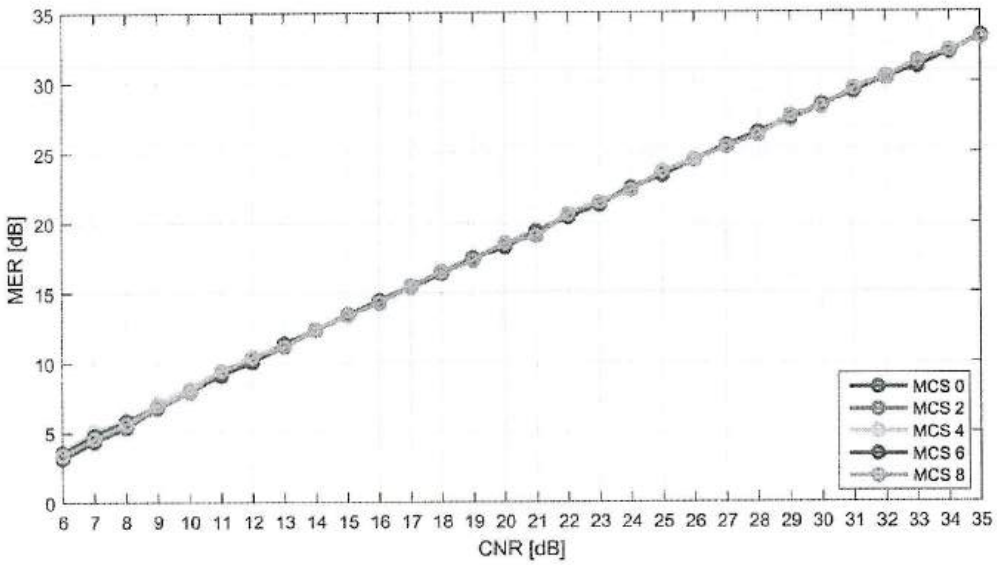
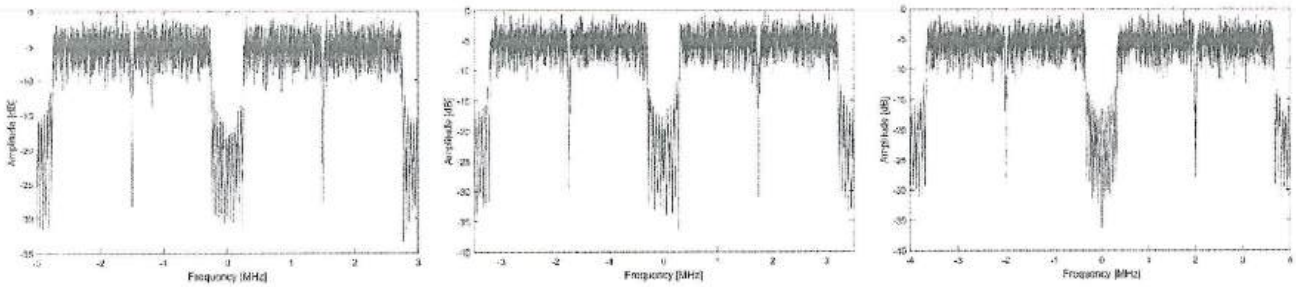


Рис. 4.14. MER для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT в каналі Райса

Частотний спектр

Нормовані частотні спектри базової смуги частот OFDM для 6, 7 і 8 МГц смуги пропускання каналу представлені на рис. 4.15. Кожен s-спектр моделюється в каналі Райса для індексу MCS 3 з CNR = 20 дБ.



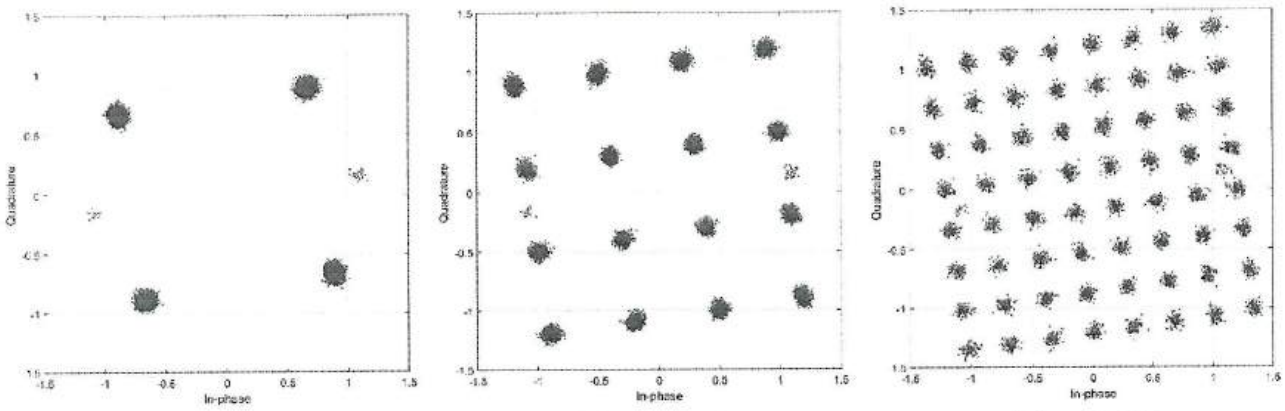
(a) 6 MHz (b) 7 MHz (c) 8 MHz

Рис. 4.15. Частотний спектр смуги частот у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі Райса

Діаграма сузір'я

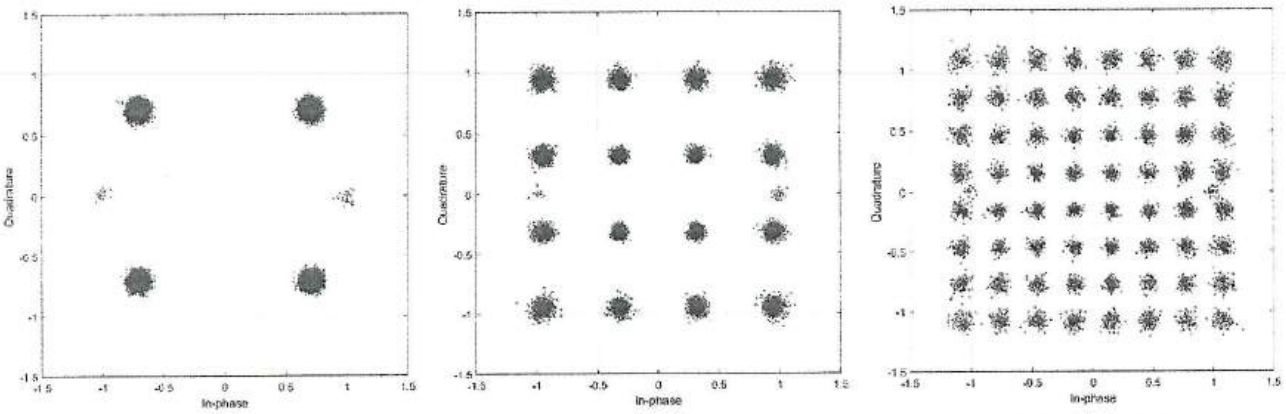
Нормовані діаграми сузір'їв модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM для 8 МГц смуги пропускання каналу представлені на рис. 4.16. Кожна діаграма спостереження моделюється в режимі повторення, що не є HT, в каналі Рісіа з CNR

= 25 дБ. В результаті діаграми сузір'їв трохи повернуті до фазового зсуву сигналів після розповсюдження в каналі Райса. Значення MER дорівнює приблизно 17 дБ для модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM. Значення MER в каналі Райса на 10 дБ менше, ніж у каналі AWGN.



(a) QPSK (b) 16QAM (c) 64QAM

Рис. 4.16. Діаграми сузір'їв у режимі дублювання, що не є HT, у каналі Райса без вирівнювання ZF



(a) QPSK (b) 16QAM (c) 64QAM

Рис. 4.17. Діаграми сузір'їв у режимі дублювання, що не є HT, у каналі Райса з вирівнюванням ZF

Нормовані діаграми сузір'їв у повторюваних режимах, що не відносяться до HT, модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM для 8 МГц пропускної здатності каналу представлені на рис. 4.17. Кожна діаграма сузір'я моделюється із застосуванням

еквалайзера ZF в каналі Райса з CNR = 25 дБ. В результаті зсув фази та ослаблення сигналів у каналі Райса коригуються, а діаграми сузір'їв відповідають діаграмі сузір'їв у каналі AWGN. Крім того, шум зростає також із порядком модуляції. Значення MER дорівнює приблизно 26 дБ для модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM. Значення MER в каналі Райса на 1 дБ менше, ніж у каналі AWGN при застосуванні рівняння ZF.

4.4. Моделювання в каналі Релея

У цій частині для моделі каналу Релея описані результати кривих BER, MER в залежності від кожного типу модуляції, що використовується в моделюванні. Криві BER та MER представлені із застосуванням еквалайзера Zero-Forcing. Для кожного моделювання використовується динамічний тип CNR в діапазоні значень від 0 до 35 дБ з кроком 1 дБ.

BER

Відносини між BER та CNR у повторюваному режимі, що не відповідає HT, з модуляціями BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM перед декодуванням Вітербі представлені на рис. 4.18. BER до декодування Вітербі менше 10-4 для модуляції BPSK при CNR = 9 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 13 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 20 дБ і для модуляції 64QAM при CNR = 26 дБ.

Зв'язки між BER та CNR у режимі VHT з модуляціями BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM перед декодуванням Вітербі представлені на рис. 4.19. BER до декодування Вітербі менше 10-4 для модуляції BPSK при CNR = 10 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 14 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 21 дБ, для модуляції 64QAM при CNR = 27 дБ і для 256QAM модуляція при CNR = 33 дБ.

У порівнянні з моделюванням в каналі AWGN BER перед декодуванням Вітербі в каналі Релея різниця становить приблизно 3 дБ для всіх кривих. У порівнянні з моделюванням в каналі Райса BER перед розшифровкою Вітербі в каналі Релея різниця становить приблизно 1 дБ для всіх кривих.

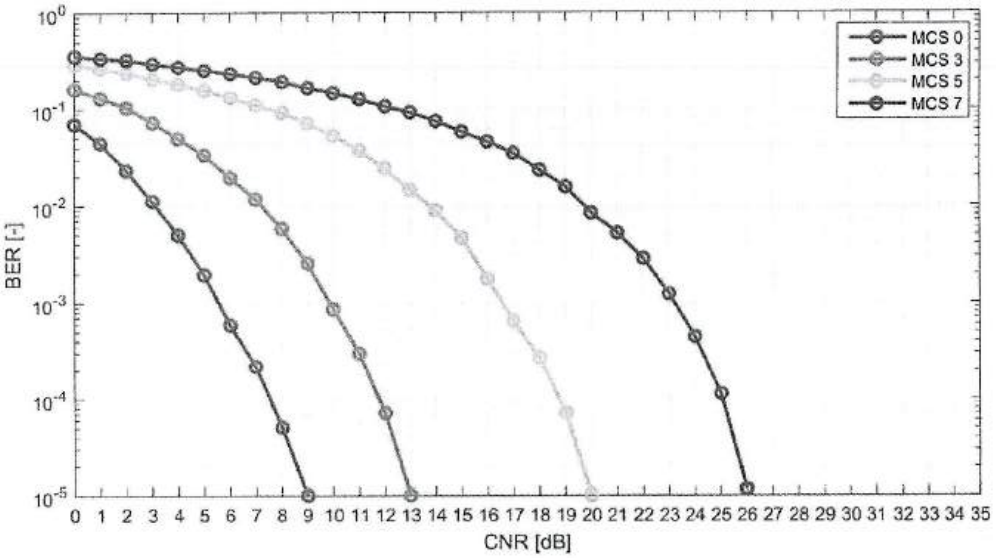


Рис. 4.18. BER перед декодуванням Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не є HT, у каналі Релея

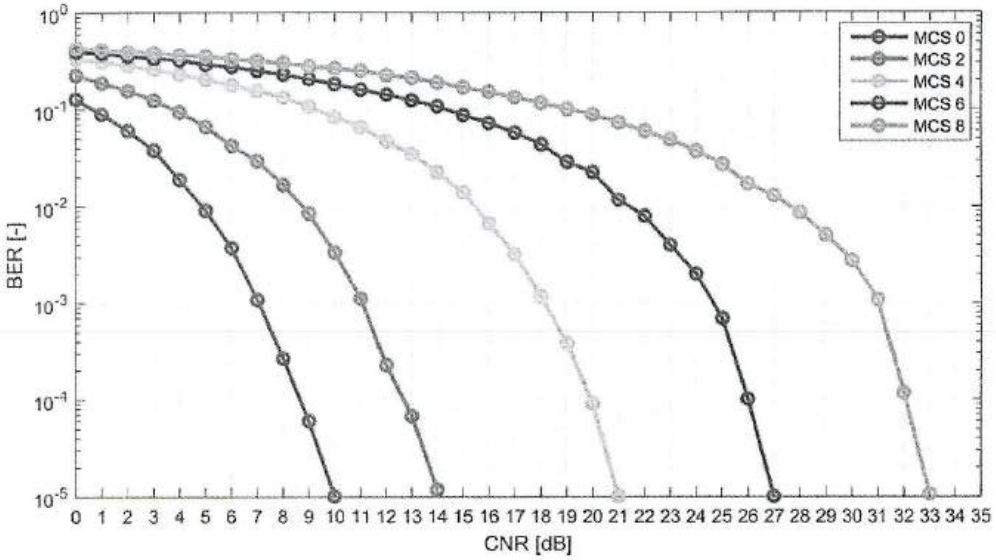


Рис. 4.19. BER перед декодуванням Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM і 256QAM в режимі VHT в каналі Релея

Взаємозв'язки між BER та CNR для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM після декодування Вітербі в дубльованому режимі передачі без HT представлені на рис. 4.20. BER після декодування Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 5 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 11 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 15 дБ і для модуляції 64QAM при CNR = 22 дБ.

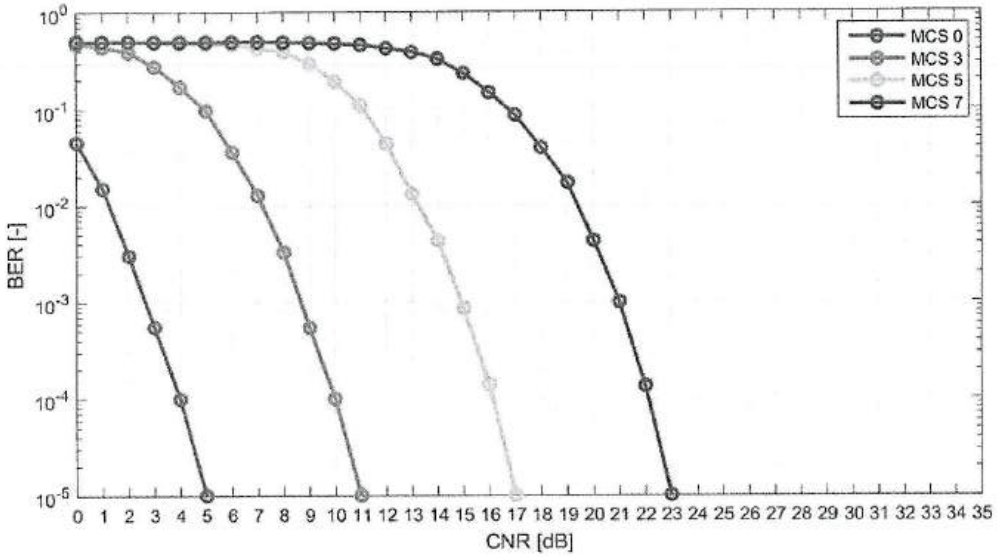


Рис. 4.20. BER після декодування Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі Релея

Відносини між BER та CNR для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM після декодування Вітербі в режимі передачі VHT представлені на рис. 4.21. BER після декорування Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 5 дБ, для модуляції QPSK при CNR = 10 дБ, для модуляції 16QAM при CNR = 17 дБ, для модуляції 64QAM при CNR = 23 дБ і для Модуляція 256QAM при CNR = 31 дБ.

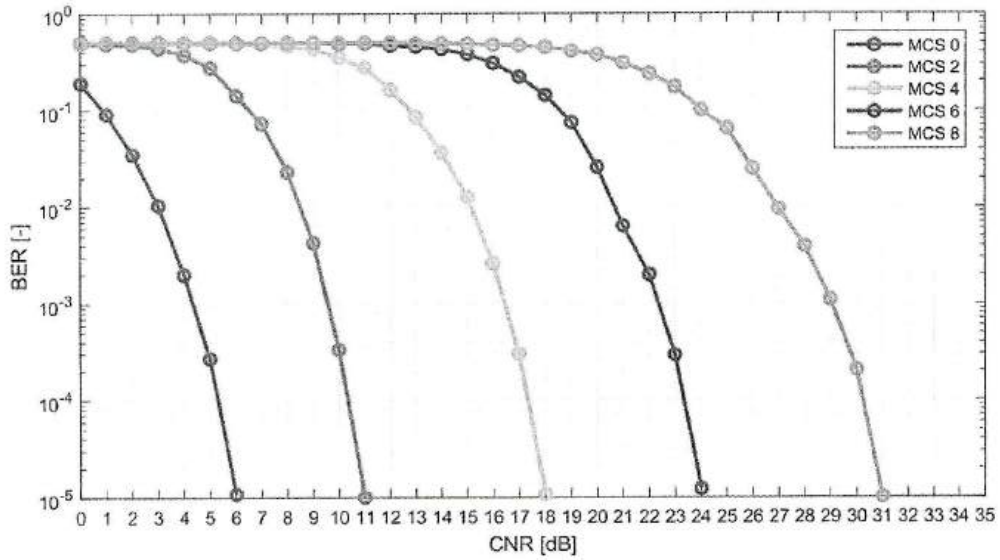


Рис. 4.21. BER після декодування Вітербі для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM в режимі VHT в каналі Релея

Декодування Вітербі зменшує BER на умовах в середньому за 3 дБ всіх видів режиму вушного використовуваних. У разі модуляції BPSK BER зменшується на 4 дБ завдяки використанню надійної швидкості кодування.

MER

Моделювання MER представлено для CNR вище 5 дБ.

Співвідношення між MER та CNR представлені для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, що не відповідає HT, на рис. 4.22. Значення MER дорівнює 9 дБ при CNR = 10 дБ.

Зв'язок між MER та CNR представлений для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM у режимі VHT на рис. 4.23. Значення MER дорівнює 7 дБ при CNR = 10 дБ.

У порівнянні з кривою MER в каналі AWGN крива MER в каналі Райса має різницю приблизно 3 дБ для кожного режиму передачі. У порівнянні з кривою MER в каналі Райса крива MER в каналі Релея має різницю приблизно в 1 дБ для кожного режиму передачі. Важливо зазначити, що тенденція кривої MER після приблизно CNR = 30 дБ не є лінійною для обох режимів передачі.

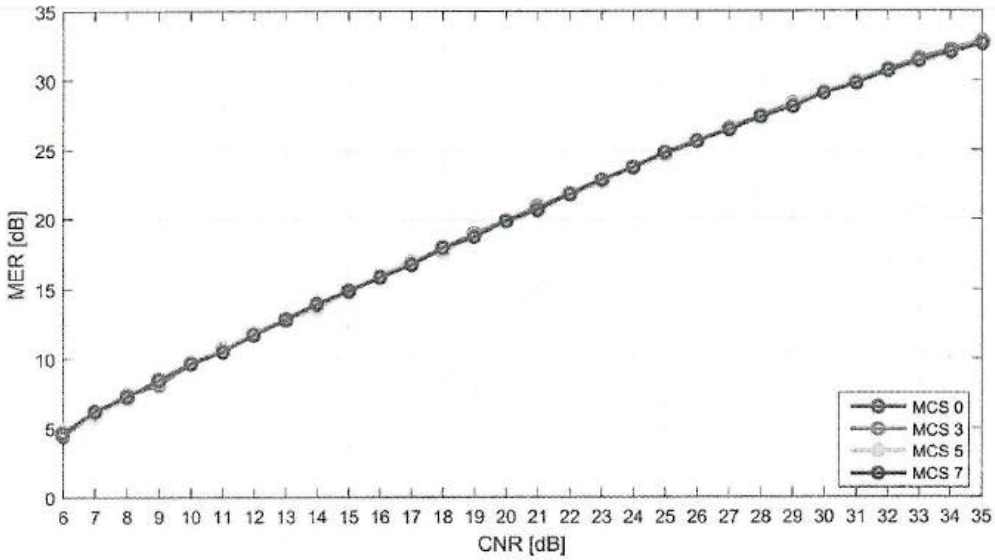


Рис. 4.22. MER для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM у повторюваному режимі, не пов'язаному з HT, у каналі Релея

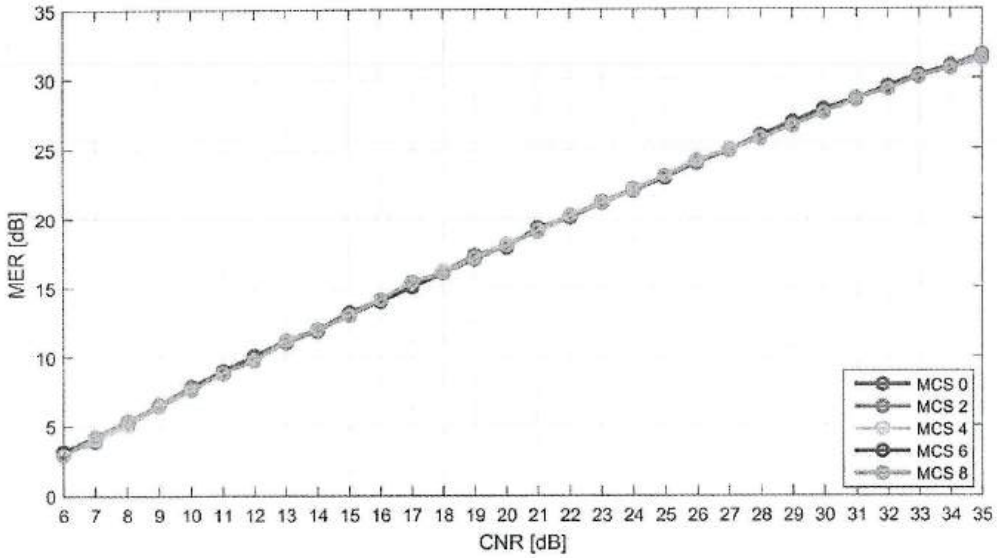
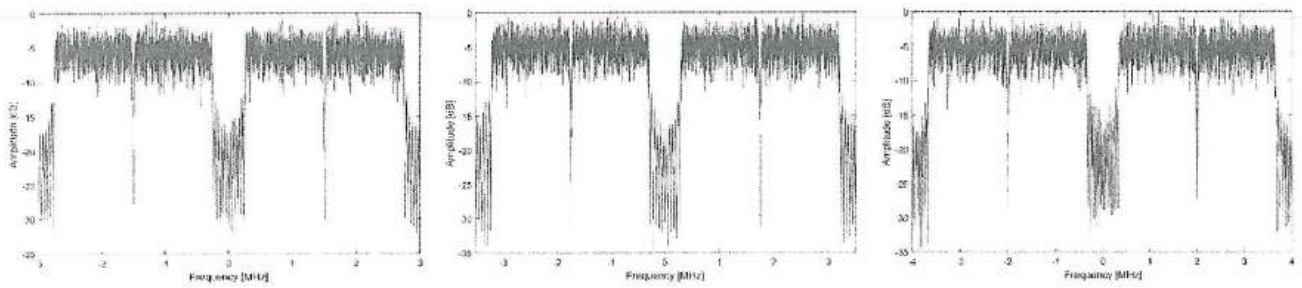


Рис. 4.23. MER для модуляцій BPSK, Q PSK, 16QAM, 64QAM і 256QAM в режимі VHT в каналі Релея

Частотний спектр

Нормовані частотні спектри базової смуги частот OFDM для 6, 7 і 8 МГц смуги пропускання каналу представлені на рис. 4.24. Кожен спектр моделюється в режим дублікат HE-HT в каналі Релея для індексу MCS 3 з CNR = 20 дБ.



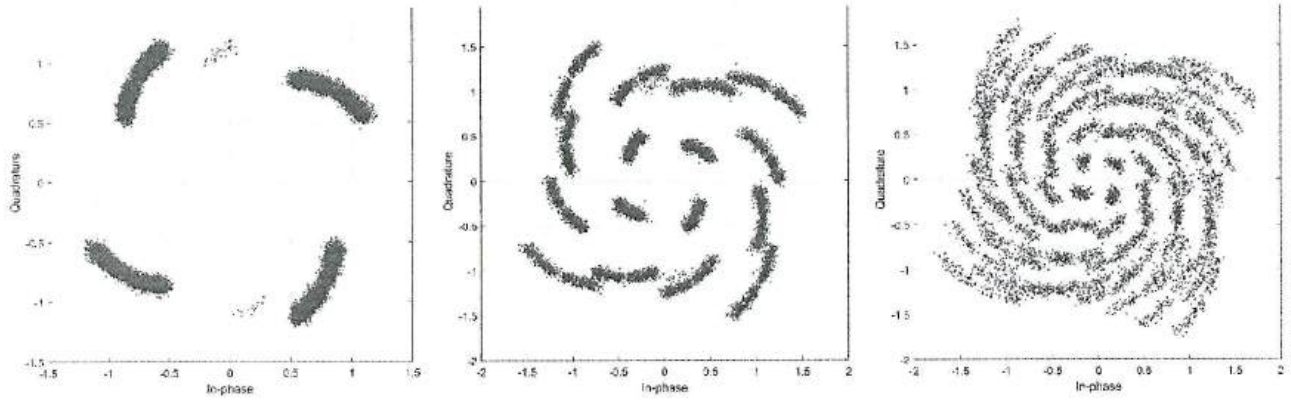
(a) 6 MHz (b) 7 MHz (c) 8 MHz

Рис. 4.24. Частотний спектр смуги частот у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі Релея

Діаграма сузір'я

Нормовані діаграми сузір'їв модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM для 8 МГц смуги пропускання каналу представлені на рис. 4.25. Кожна діаграма сузір'їв моделюється в повторюваному режимі, не пов'язаному з HT, в каналі Релея з CNR

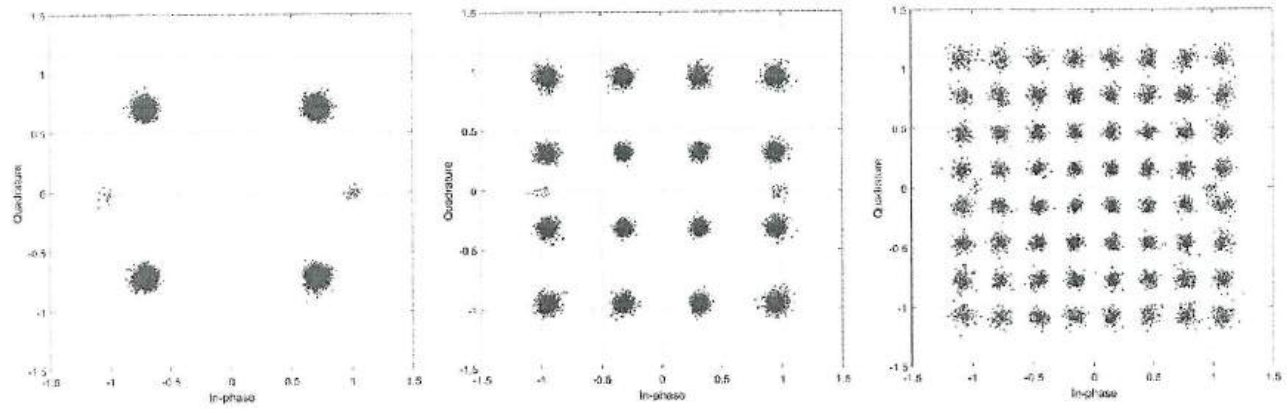
= 25 дБ. В результаті діаграми сузір'їв суттєво перетворюються через фазовий зсув сигналів після поширення в каналі Релея. Крім того, точки сузір'я розтягуються на діаграмах сузір'їв. Значення MER дорівнює приблизно -3 дБ для модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM. Значення MER у каналі Релея на 30 дБ менше, ніж у каналі AWGN при застосуванні рівняння ZF.



(a) QPSK (b) 16QAM (c) 64QAM

Рис. 4.25. Діаграми сузір'їв у повторюваному режимі, не пов'язаному з HT, в каналі Релея без вирівнювання ZF

Нормовані діаграми сузір'їв у повторюваних режимах, не пов'язаних з HT, модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM для 8 МГц пропускної здатності каналу представлені на рис. 4.26. Кожна діаграма сузір'я моделюється із застосуванням еквалайзера ZF в каналі Релея з CNR = 25 дБ. Як результат, зсув фази та ослаблення сигналів у каналі Релея добре виправлені, а діаграми сузір'їв відповідають діаграмі сузір'їв у каналі AWGN. Значення MER дорівнює приблизно 25 дБ для модуляцій QPSK, 16QAM та 64QAM. Значення MER в каналі Релея на 2 дБ менше, ніж у каналі AWGN, і на 1 дБ менше, ніж у каналі Райса при застосуванні рівняння ZF.



(a) QPSK (b) 16QAM (c) 64QAM

Рис. 4.26. Діаграми сузір'їв у повторюваному режимі, не пов'язаному з HT, в каналі Релея з еквівалентом ZF

4.5. Моделювання в режимі MIMO 2 x2

У цій частині для моделі каналу AWGN в режимі передачі MIMO 2x2 описані результати кривих BER, MER в залежності від кожного типу модуляції, що використовується в моделюванні. Усі результати надаються у повторюваному режимі, що не стосується HT. Для кожного моделювання використовується динамічний тип CNR в діапазоні значень від 0 до 14 дБ з кроком 1 дБ.

BER

Співвідношення між BER та CNR до декодування Вітербі представлені на рис. 4.27 для підтримуваних стандартом IEEE 802.11af BPSK, QPSK.

Модуляції 16QAM та 64QAM. BER перед декодуванням Вітербі менше 10^{-4} для модуляції BPSK при CNR = 2 дБ і для модуляції QPSK при CNR = 5 дБ.

У порівнянні з BER в каналі AWGN з використанням конфігурації антени SISO, BER в каналі AWGN з використанням конфігурації антени MIMO 2x2 має різницю приблизно 4 дБ для всієї використовуваної модуляції.

Зв'язок між BER та CNR представлений на рис. 4.28 для модуляцій BPSK, QPSK, 16QAM та 64QAM після декодування Вітербі. BER після декодування Вітербі менше 10-4 для модуляції BPSK при CNR = 0 дБ і для модуляції QPSK при CNR = 3 дБ.

Розшифровка Вітербі знижує BER в середньому на 4 дБ для всіх типів

використовуваної модуляції. У разі модуляції BPSK, BER зменшується на 5 дБ завдяки використанню надійної швидкості кодування. У випадку модуляції BPSK значення BER є найменшим із усіх моделювань для режиму антени MIMO 2x2 і не представлене з цієї причини.

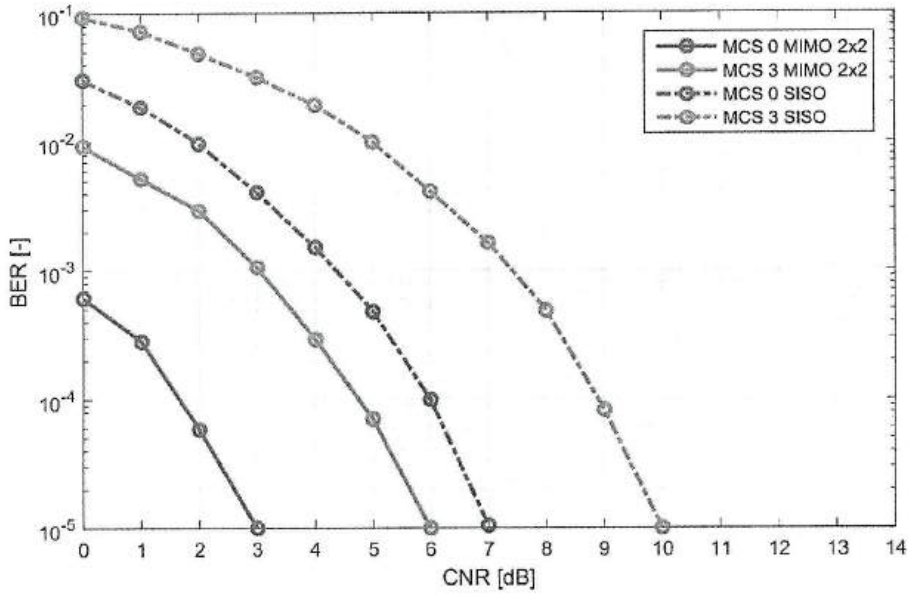


Рис. 4.27. Порівняння BER перед декодуванням Вітербі між режимами антени MIMO 2x2 та SISO для індексів MCS 0 та 3 у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі AWGN

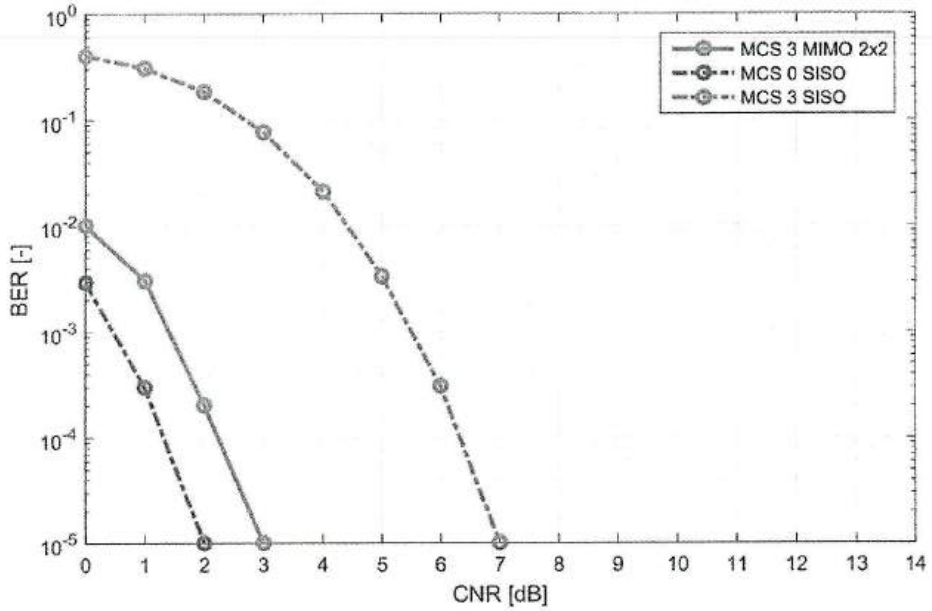


Рис. 4.28. Порівняння BER після декодування за Вітербі між моделями антен MIMO 2x2 та SISO для індексів MCS 0 та 3 у повторюваному режимі, що не стосується HT, у каналі AWGN

ВИСНОВКИ

У першому розділі досліджено особливості стандарту IEEE 802.11af, зокрема його концепцію, архітектурні рішення та основні механізми функціонування. Було визначено, що стандарт базується на використанні телевізійного спектра у зонах, вільних від основного мовлення, завдяки технологіям когнітивного радіо та географічного сканування. Розглянуто ключові компоненти системи, такі як GDB (База даних геолокації), RLSS (Захищений сервер зареєстрованих локацій) та GDD (Залежність від геолокаційної бази даних), які забезпечують інтеграцію частотного спектра в діапазоні TVWS.

Окремо проаналізовано механізми стандарту, включаючи CAQ, CSM, CVS, NCC та увімкнення GDD, які сприяють динамічному управлінню доступом до частотного спектра та забезпечують високу ефективність і гнучкість системи. Встановлено, що використання частот нижче 1 ГГц дозволяє значно покращити зону покриття та проникнення сигналу через перешкоди порівняно з традиційними ISM-діапазонами.

У другому розділі досліджено фізичний рівень стандарту IEEE 802.11af, його конфігурації каналів, методи модуляції та кодування, а також особливості використання MIMO. Проаналізовано основні параметри TVHT-режимів, механізми створення символів OFDM, використання модуляційних схем (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM), а також функціонування циклічного префікса та інших компонентів.

Розглянуто режими SISO та MIMO, включаючи їх застосування в системах із багатопроменевим поширенням сигналу. Виділено переваги технології MIMO, які включають збільшення пропускної здатності, зменшення рівня помилок і покращення надійності передачі. Описано використання STBC та CSD для забезпечення просторово-часового різноманіття й підвищення ефективності передачі.

Також детально досліджено математичні моделі каналів зв'язку, такі як AWGN, Райса та Релея, які використовуються для моделювання умов передачі

сигналу. Встановлено ключові параметри, що впливають на якість зв'язку, зокрема ослаблення, фазові зсуви та затримки.

У третьому розділі розроблено програму моделі зв'язку IEEE 802.11af у Matlab фізичного рівня, зокрема методи формування сигналу, його модуляцію та передачу через канал зв'язку. Створено структурну модель каналу на основі OFDM-технології, яка включає конфігурацію каналів із шириною смуги 6, 7 та 8 МГц, різноманітні режими передачі (SISO, MIMO), а також методи використання циклічного префікса для зменшення інтерференції між символами.

Розробка охоплює опис процесів модуляції (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM) та декодування, використання просторово-часового кодування (STBC) для підвищення надійності передачі в режимі MIMO, а також алгоритмів адаптації до умов реального каналу. Запропоновано методики оцінки затухання сигналу в каналах AWGN, Райса та Релея, що дозволяють змоделювати вплив перешкод і втрат на якість зв'язку.

Результати цього розділу створюють основу для моделювання систем зв'язку IEEE 802.11af у реальних умовах та забезпечують інструменти для подальшого вдосконалення якості передачі даних.

У четвертому розділі виконано моделювання системи зв'язку IEEE 802.11af у програмному середовищі MATLAB. Проведено оцінку впливу різних типів каналів передачі, таких як AWGN, Райса, Релея, та застосовано різні методи модуляції (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM) для визначення їхньої ефективності за умов зміни співвідношення сигнал/шум (CNR).

Досліджено залежності коефіцієнта помилок бітів (BER) до та після декодування Вітербі, що показало зниження BER у середньому на 4 дБ завдяки використанню цього декодера. Виконано моделювання в режимах SISO та MIMO 2x2, що продемонструвало підвищення якості зв'язку та зменшення BER у випадку використання MIMO-режиму.

Проаналізовано показники модуляційної помилки (MER), частотні спектри сигналів та діаграми сузір'їв для кожного типу каналу, що дозволило оцінити вплив умов передачі на якість сигналу. Результати дослідження підтвердили ефективність

технології IEEE 802.11af для роботи в різноманітних умовах радіооточення та її адаптивність до змін параметрів каналу.

Результати моделювання системи зв'язку IEEE 802.11af для різних типів каналів (AWGN, Райса, Релея) та режимів передачі (SISO, MIMO 2x2) продемонстрували такі основні висновки:

1. BER до та після декодування Вітербі:

– У каналі AWGN BER досягає значень менше 10^{-4} для BPSK при CNR = 6 дБ, а після декодування Вітербі – вже при CNR = 2 дБ. Для вищих модуляційних порядків (64QAM, 256QAM) потрібні значно вищі рівні CNR.

– У каналах Райса та Релея BER був на 2-3 дБ вищим порівняно з AWGN, однак після декодування Вітербі розрив зменшився. Канал Релея виявився найбільш складним серед трьох.

– У режимі MIMO 2x2 BER значно знижувався порівняно з SISO, особливо для низьких значень CNR. Для BPSK BER після декодування досягав значень менше 10^{-4} вже при CNR = 0 дБ.

2. MER (Modulation Error Ratio):

– MER зростав лінійно із збільшенням CNR у всіх каналах, але найкращі результати спостерігалися в AWGN, із різницею 2-3 дБ порівняно з каналами Райса та Релея.

– У режимі MIMO 2x2 MER був стабільно високим для низьких модуляцій (BPSK, QPSK) і показував незначне погіршення для високих порядків модуляції (64QAM).

3. Частотний спектр та діаграми сузір'їв:

– Частотні спектри сигналів для смуг пропускання 6, 7 і 8 МГц демонстрували коректну реалізацію OFDM у всіх каналах.

– У каналі AWGN діаграми сузір'їв були чіткими, тоді як у каналах Райса та Релея спостерігалися фазові зсуви й розмитість. Застосування вирівнювання (ZF) покращило якість сигналу у складних каналах.

4. Режим MIMO 2x2:

– У режимі MIMO 2x2 спостерігалося значне зниження BER (на 4-5 дБ у

порівнянні з SISO), особливо для BPSK і QPSK.

– MER залишався високим навіть при низьких значеннях CNR, що демонструє ефективність просторово-часового кодування.

Моделювання підтвердило ефективність технології IEEE 802.11af у різних умовах радіооточення. Найкращі результати досягнуто в каналі AWGN, проте використання вирівнювання та режиму MIMO 2x2 дозволило суттєво покращити показники BER, MER та стабільність сигналу навіть у складних умовах, таких як канали Райса та Релея. Це підкреслює адаптивність та надійність технології IEEE 802.11af для сучасних систем зв'язку.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Bahl, P., Chandra, R., Moscibroda, T., Murty, R., & Welsh, M. White space networking with Wi-Fi like connectivity. *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, 2019, *39*(4), 27–38. DOI: 10.1145/1594977.1592575

2. IEEE Standards Association. IEEE 802.11af-2023 - Wireless LAN in TV white spaces. *IEEE Standards*, 2013. URL: https://standards.ieee.org

3. Hong, J., Choi, W., & Shin, D.-H. A cognitive radio-based spectrum sharing for IEEE 802.11af. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, *14*(4), 2313–2327. DOI: 10.1109/TWC.2015.2398421

4. Mishra, S. M., Sahai, A., & Brodersen, R. W. Cooperative sensing among cognitive radios. *IEEE International Conference on Communications*, 2006, 1658–1663. DOI: 10.1109/ICC.2006.254892

5. Chen, K. C., & Prasad, N. Cognitive radio networks. *John Wiley & Sons*, 2009, 301 p. URL: https://wiley.com

6. Park, J. H., & Kim, S. G. Dynamic channel selection in IEEE 802.11af. *International Journal of Distributed Sensor Networks*, 2014, *10*(3), 129–140. DOI: 10.1155/2014/109849

7. Liang, Y. C., Chen, K. C., Li, G. Y., & Mahonen, P. Cognitive radio networking and communications: An overview. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2011, *60*(7), 3386–3407. DOI: 10.1109/TVT.2011.2162327

8. Gao, H., Hou, T., & Yin, W. Spectrum allocation and management in IEEE 802.11af standard. *Springer Communications in Computer and Information Science*, 2016, *552*(5), 123–134. DOI: 10.1007/978-3-319-45367-8_10

9. Murty, R., Chandra, R., Moscibroda, T., Bahl, P., & Welsh, M. Senseless: A database-driven white spaces network. *IEEE Transactions on Mobile Computing*, 2011, *11*(2), 189–203. DOI: 10.1109/TMC.2011.142

10. Oh, S. Y., & Krishnamachari, B. Energy-efficient design of IEEE 802.11af networks. *Wireless Personal Communications*, 2013, *70*(4), 1231–1245. DOI: 10.1007/s11277-012-0710-y

11. Peha, J. M. Sharing spectrum through spectrum policy reform and cognitive radio. *Proceedings of the IEEE*, 2009, *97*(4), 708–719. DOI: 10.1109/JPROC.2009.2015713

12. Wang, B., & Liu, K. J. Cognitive radio in TV white spaces: The IEEE 802.11af standard. *IEEE Wireless Communications*, 2013, *20*(6), 36–43. DOI: 10.1109/MWC.2013.6678102

13. Song, J., & Han, D. IEEE 802.11af coexistence with digital TV. *Springer Wireless Networks*, 2015, *21*(5), 1431–1443. DOI: 10.1007/s11276-015-0890-y

14. Mishra, A., & Ma, M. Cognitive sensing and spectrum sharing in TV white spaces. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2014, *16*(2), 789–804. DOI: 10.1109/SURV.2013.091313.00034

15. Yucek, T., & Arslan, H. A survey of spectrum sensing algorithms for cognitive radio applications. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 2009, *11*(1), 116–130. DOI: 10.1109/SURV.2009.090109

16. Zhao L., Wang J., Chen Y. Analysis of QoS Criteria for Voice Traffic Using AMR and EVS Codecs. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*. 2023. Vol. 25, No. 2. P. 130–152. DOI: https://doi.org/10.1109/COMST.2023.1130067

17. Liu H., Zhang X. QoS Parameters Affecting Voice Quality with AMR and EVS. *Telecommunication Systems*. 2022. Vol. 80, No. 5. P. 651–667. DOI: https://doi.org/10.1007/s11235-022-00990-y

18. Patel A., Sharma R. Comparative Study of AMR and EVS Codecs for QoS Optimization. *Journal of Wireless Communications*. 2023. Vol. 49, No. 1. P. 115–129. DOI: https://doi.org/10.1007/s11277-023-09853-4

19. Ericsson. QoS and Performance Metrics for AMR and EVS Codecs. White Paper. Stockholm, Sweden, 2022. 28 p. URL: https://www.ericsson.com/en/white-papers

20. Nokia. Voice Quality Enhancement with EVS Codec: Key QoS Criteria. White Paper. Espoo, Finland, 2023. 30 p. URL: https://www.nokia.com/networks/white-papers

21. Wang Z., Li Y. Impact of Latency and Jitter on Voice Traffic with AMR and EVS. *Wireless Networks*. 2023. Vol. 29, No. 4. P. 1001–1018. DOI: https://doi.org/10.1007/s11276-023-09867-8

22. Huawei. QoS Optimization in LTE Networks Using AMR and EVS Codecs. White Paper. Shenzhen, China, 2023. 36 p. URL: https://www.huawei.com/en/white-papers

23. Zhang R., Sun J. Evaluation of Packet Loss Impact on Voice Quality with AMR and EVS. *Computer Communications*. 2024. Vol. 213, Article ID 108603. DOI: https://doi.org/10.1016/j.comcom.2024.108603

24. Samsung. Advanced QoS Mechanisms for AMR and EVS Voice Codecs. White Paper. Suwon, South Korea, 2023. 25 p. URL: https://www.samsung.com/global/whitepapers

25. Chen L., Zhao K. Enhancing QoS for VoLTE with EVS Codec. *Journal of Network and Computer Applications*. 2022. Vol. 216. Article ID 103689. DOI: https://doi.org/10.1016/j.jnca.2022.103689

26. Singh N., Gupta M. MOS Metrics and QoS Evaluation for AMR and EVS Codecs. *International Journal of Communication Systems*. 2023. Vol. 36, No. 3. P. e4810. DOI: https://doi.org/10.1002/dac.4810

27. Kim, J., & Park, S. Simulation and analysis of MIMO systems in MATLAB for wireless channels. *Wireless Personal Communications*, 2022, *126*(1), 85–97. DOI: 10.1007/s11277-022-09765-3

28. MathWorks. MATLAB toolbox for modeling Rayleigh and Rician fading channels. URL: https://www.mathworks.com

29. Ali, M. R., & Ahmed, S. Channel modeling and capacity analysis for MIMO systems in MATLAB. *IEEE Access*, 2022, *10*, 120455–120468. DOI: 10.1109/ACCESS.2022.3219876

30. Zhao, X., & Chen, W. MATLAB-based simulation of AWGN channel in 5G networks. *International Journal of Wireless Networks*, 2023, *15*(3), 150–164. DOI: 10.1155/ijwn.2023.1067485

31. Yang, H., & Zhou, F. Rician fading channel modeling for UAV communications in MATLAB. *Journal of Communications and Networks*, 2024, *26*(2), 122–134. DOI: 10.1109/JCN.2024.3025486

32. MathWorks. MIMO channel modeling and performance evaluation. URL:

https://www.mathworks.com

33. Gupta, R., & Singh, P. Comparative analysis of Rayleigh and Rician channels using MATLAB. *Springer Wireless Networks*, 2023, *29*(5), 1587–1603. DOI: 10.1007/s11276-023-09985-7

34. Smith, J., & Ahmed, K. Performance evaluation of AWGN and Rayleigh channels in MIMO-OFDM systems using MATLAB. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2024, *23*(1), 112–123. DOI: 10.1109/TWC.2024.3145678

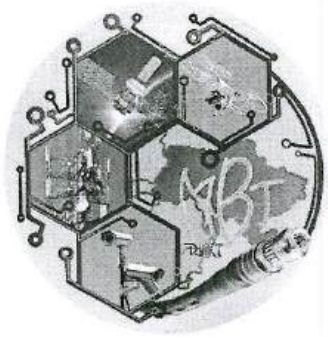
35. Zhang, Y., & Wang, L. MATLAB simulation of channel capacity in MIMO systems under fading conditions. *IEEE Access*, 2023, *11*, 87456–87468. DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3234567

36. MathWorks. Tutorial: Modeling AWGN and fading channels in MATLAB. URL: https://www.mathworks.com

37. Chopra, N., & Patel, A. R. MIMO channel equalization techniques in MATLAB: A comparative study. *International Journal of Advanced Wireless Communications*, 2024, *18*(2), 34–48. DOI: 10.1016/ijawc.2024.3256874

ДЕМОНСТРАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ

ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМУНІКАЦІЙНИХ ТЕХНОЛОГІЙ



Презентація по магістерській роботі
на тему:

Система цифрового телебачення на основі технології OFDM

Виконав: Владислав ВЕДЕНЄЄВ

Керівник: Ірина БОРИСЕНКО, к.т.н., доцент

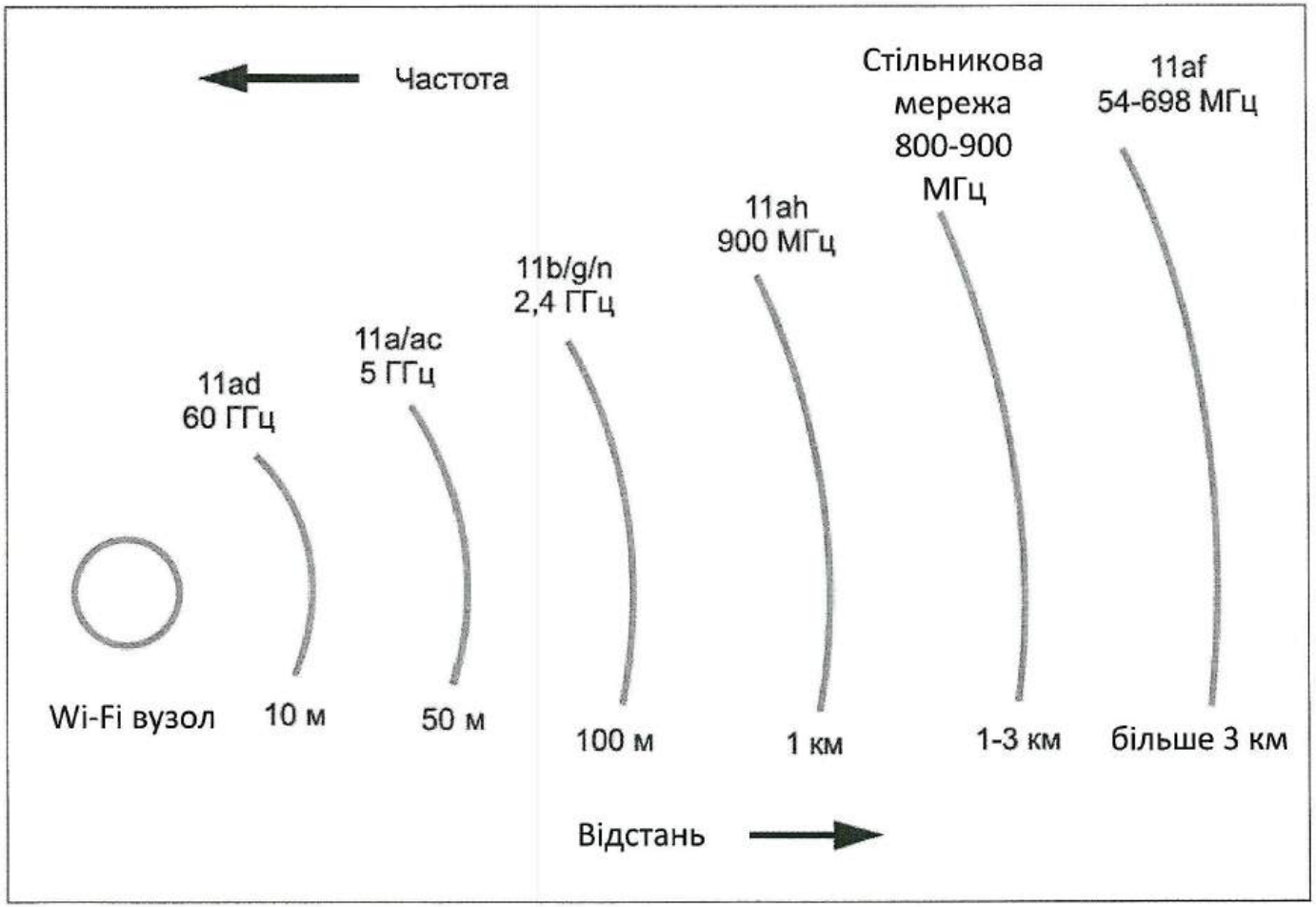
Мета роботи

Метою роботи є розробка моделі стандарту 802.11af у середовищі MATLAB система цифрового телебачення на основі технології OFDM.

Об'єктом дослідження є процес безпроводової передачі даних стандарту IEEE 802.11af.

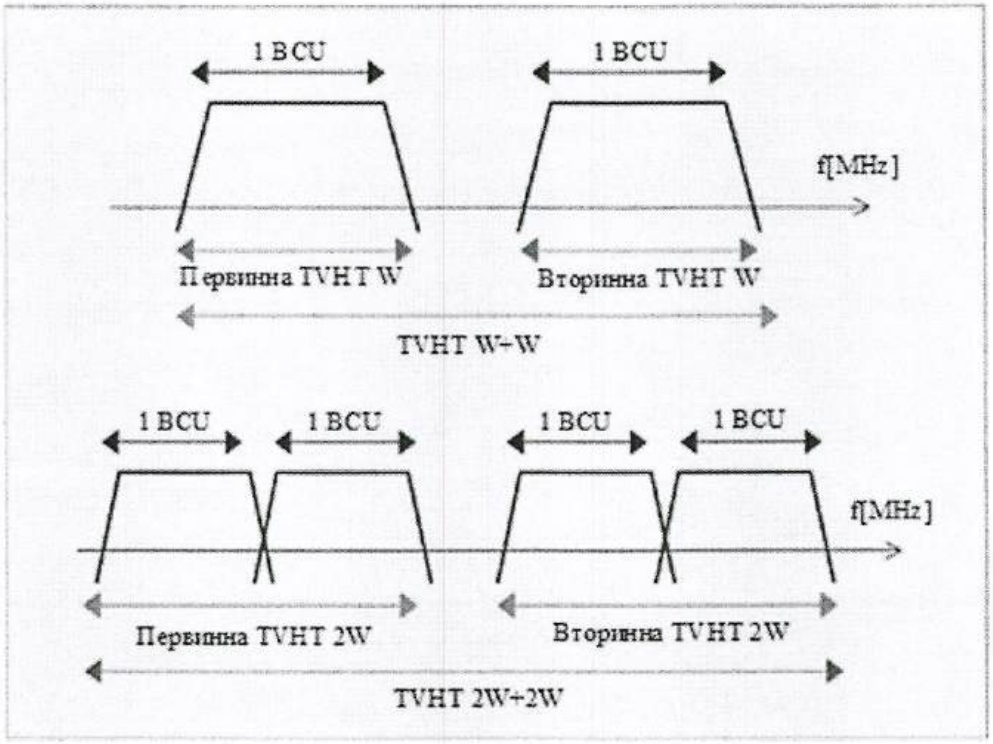
Предметом дослідження є методи розробки моделі на основі стандарту 802.11af у середовищі MATLAB.

Максимальна відстань передачі, що забезпечується Wi-Fi

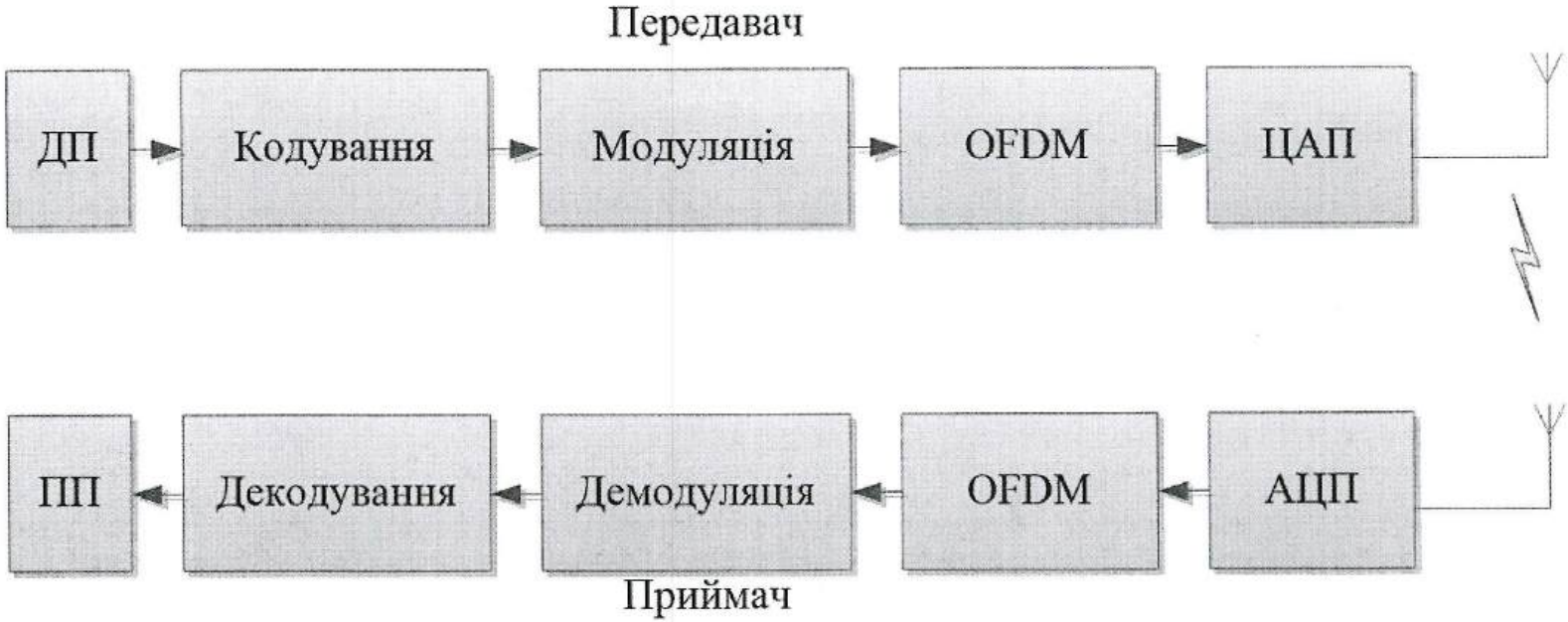


Частотні діапазони каналів TVWS

TVWS канал	Нижня частота, МГц	Верхня частота, МГц	Ширина каналу, МГц	Назва діапазону
2	54	60	6	VHF Low-Band
5	76	82	6	VHF Low-Band
6	82	88	6	VHF Low-Band
14-35	470 - 596	476 - 602	6	UHF
38-51	614-692	620 - 698	6	UHF

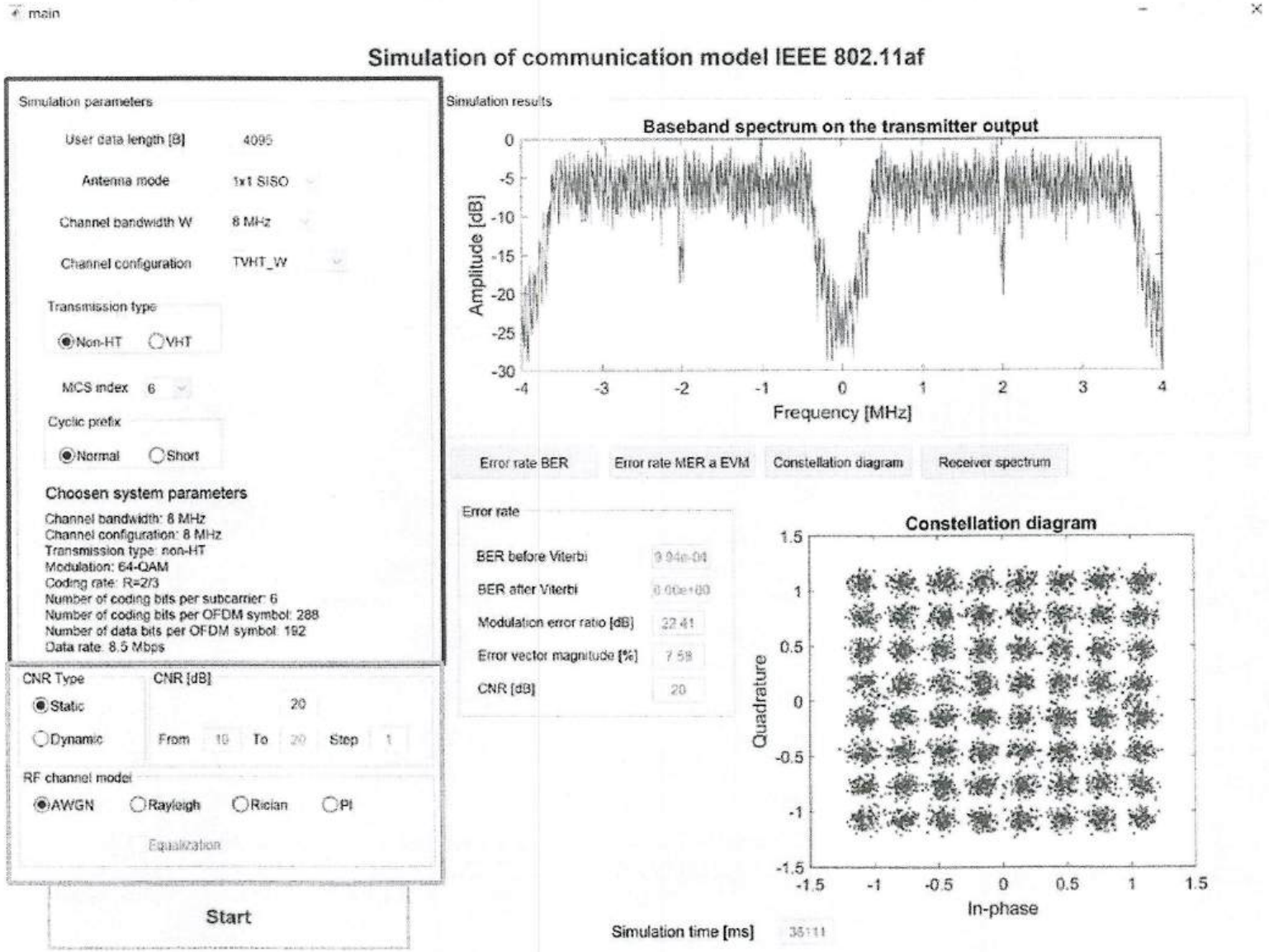


Блок-схема моделі зв'язку IEEE 802.11af у MATLAB

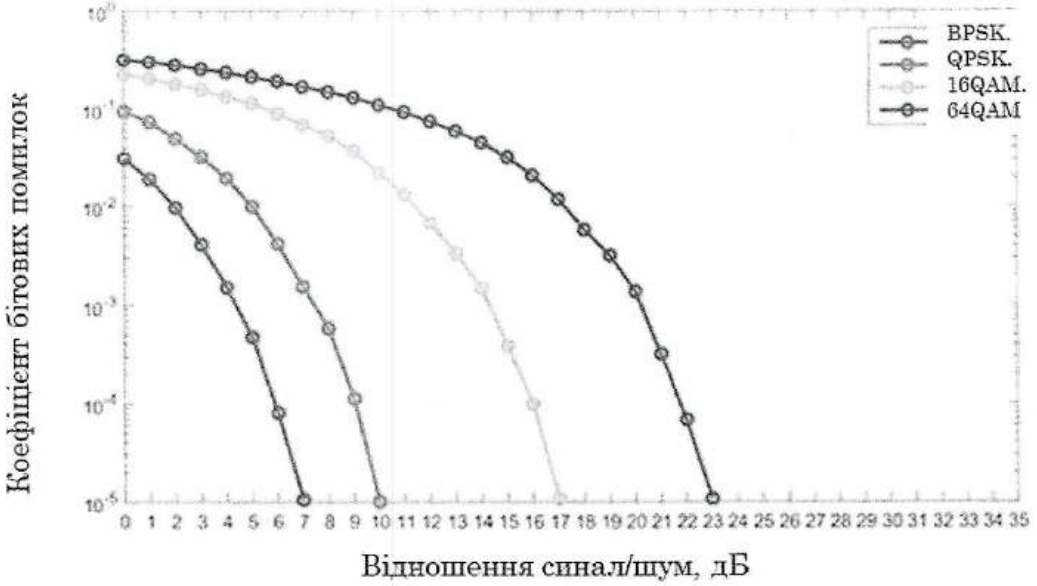


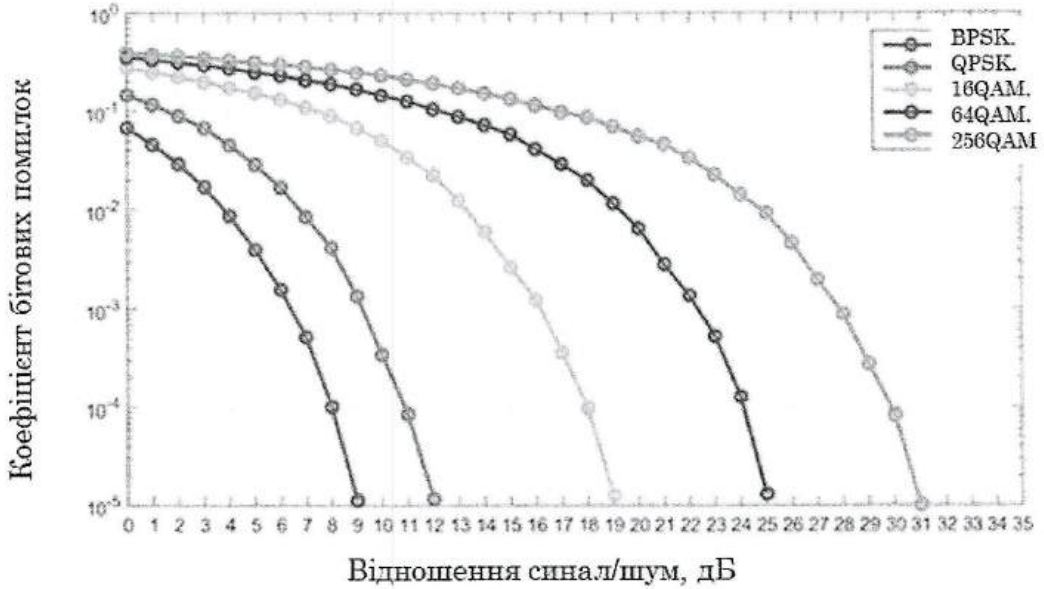
Джерело повідомлення
Приймач повідомлення
Цифро аналоговий перетворювач
Аналого цифровий перетворювач

Модель передавача у ПЗ MatLab

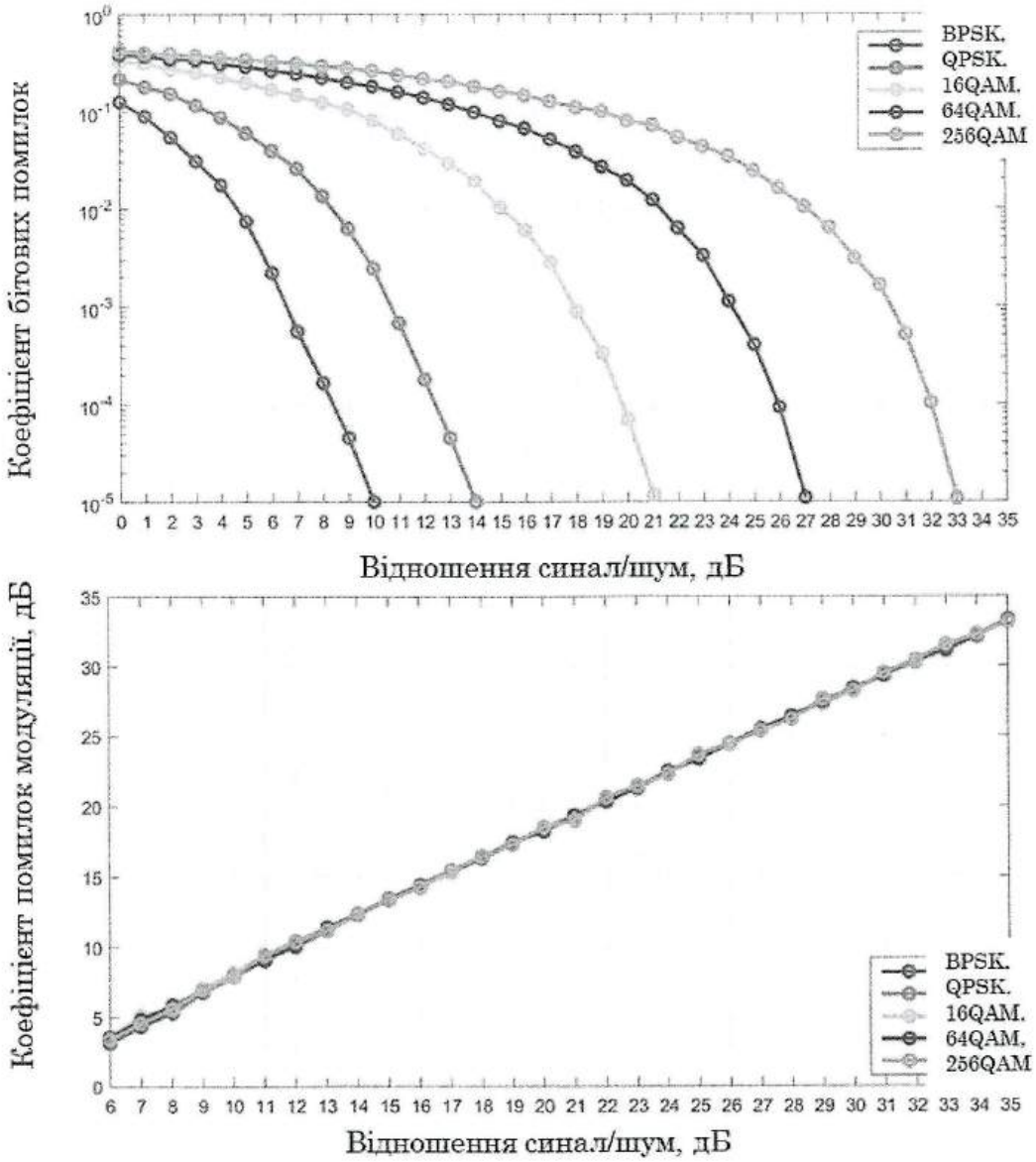


Моделювання в каналі AWGN

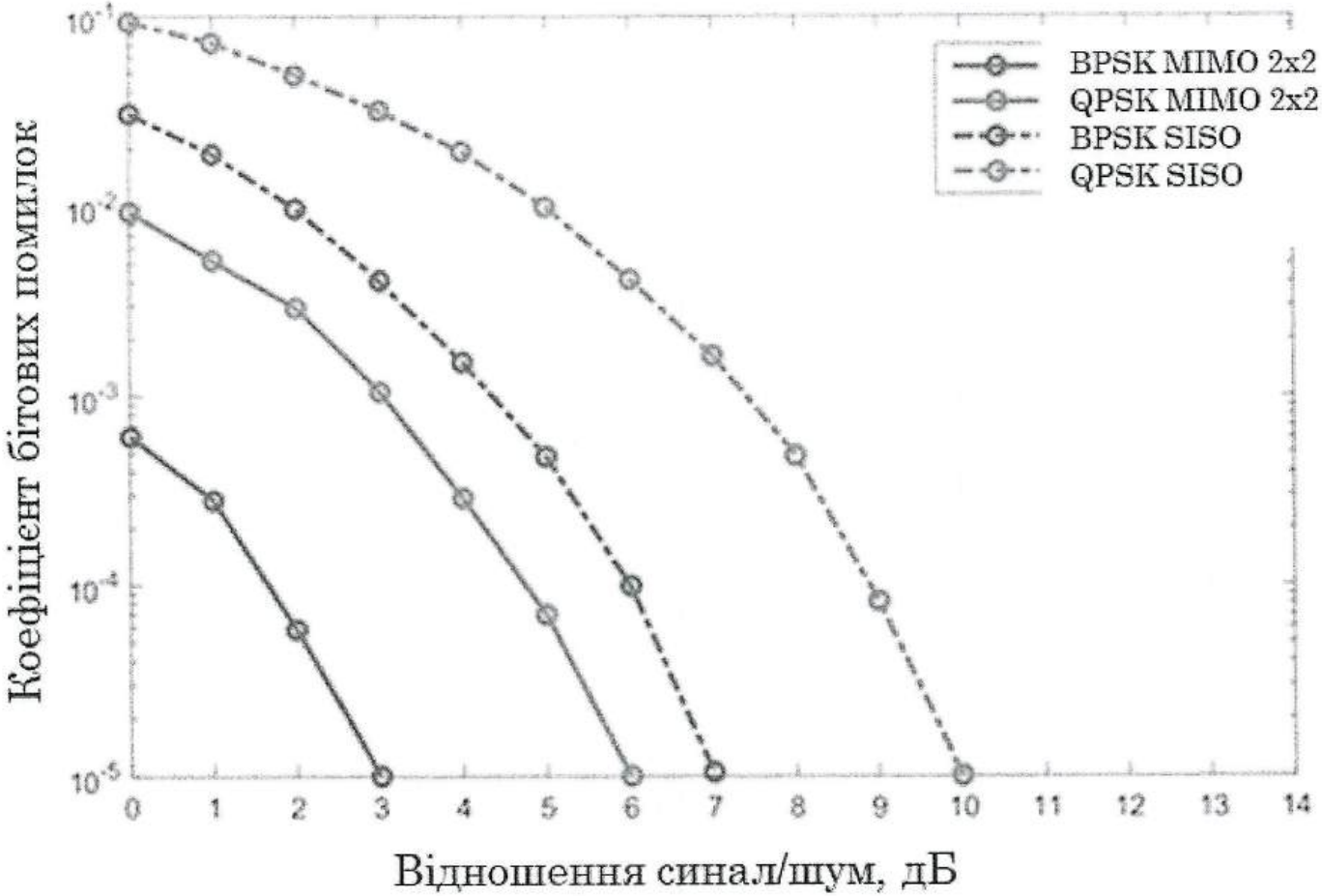




Моделювання в каналі Райса



Моделювання антених схем



Висновки

В магістерській роботі досягнуто наступних результатів:

У першому розділі досліджено особливості стандарту IEEE 802.11af, що базується на використанні телевізійного спектра в зонах TVWS. Розглянуто ключові компоненти системи (GDB, RLSS, GDD) та механізми динамічного управління спектром, які забезпечують ефективність і гнучкість роботи. Встановлено, що частоти нижче 1 ГГц покращують зону покриття та проникнення сигналу.

У другому розділі вивчено фізичний рівень IEEE 802.11af, методи модуляції (BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM) і технологію MIMO, яка збільшує пропускну здатність і покращує надійність передачі. Аналіз математичних моделей каналів (AWGN, Райса, Релея) показав вплив умов передачі на якість зв'язку.

У третьому розділі розроблено програмну модель IEEE 802.11af у MATLAB. Модель охоплює процеси модуляції, передачі сигналу через канали та адаптацію до реальних умов. Запропоновано методики оцінки впливу перешкод і втрат на якість зв'язку.

У четвертому розділі проведено моделювання системи зв'язку IEEE 802.11af. Досліджено BER до та після декодування Вітербі, показники MER, частотні спектри сигналів і діаграми сузір'їв для різних каналів. Результати підтвердили ефективність стандарту у різних умовах радіооточення, особливо при використанні MIMO 2x2.

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: Владислав ВЕДЕНЄЄВ

Назва: Система цифрового телебачення на основі технології OFDM

Координатор: Ірина БОРИСЕНКО

Підрозділ: ННІТ

Коефіцієнт подібності 1:0.4

Коефіцієнт подібності 2:0

Тривога: 0

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*