

Міністерство освіти і науки України
Державний вищий навчальний заклад
«Національний гірничий університет»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
дипломної роботи

магістра
(ступінь підготовки)

галузь знань _____ *17 Електроніка та телекомунікації*
(шифр і назва галузі знань)

напрямок підготовки
(спеціальність) _____ *172 Телекомунікації та радіотехніка*
(код і назва напрямку підготовки)

спеціалізація
(освітня програма) _____ *Телекомунікаційні системи та мережі*
(код і назва спеціальності)

ступінь підготовки _____ *магістр*
(назва освітнього рівня)

кваліфікація _____ *2144.2 Інженер в галузі електроніки та телекомунікацій*
(код і назва кваліфікації)

на тему: _____ *Оцінка максимально допустимої швидкості переміщення абонентського приймача в системах зв'язку з OFDM-модемом*

Виконавець: студент 6 курсу, групи 172м-16-1

_____ *Стецюк Дар'я Сергіївна*
(підпис) (прізвище ім'я по-батькові)

Керівники роботи	Прізвище, ініціали	Оцінка	Підпис
розділів:			
спеціальний	к.т.н., доц. Герасіна О.В.		
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.		

Рецензент			
Нормоконтроль	к.т.н., доц. Галушко О.М.		

Дніпро
2018

Міністерство освіти і науки України
Державний вищий навчальний заклад
«Національний гірничий університет»

Інститут електроенергетики
Факультет інформаційних технологій
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖЕНО:

завідувач кафедри
безпеки інформації та телекомунікацій
_____ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« _____ » _____ 20__ року

ЗАВДАННЯ
на виконання кваліфікаційної роботи магістра

напряму підготовки
(спеціальності)

172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва спеціальності)

студенту

172м-16-1

(група)

Стецюк Дар'ї Сергіївни

(прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломної роботи

Оцінка максимально допустимої швидкості

переміщення абонентського приймача в системах зв'язку з OFDM-модемом

1 ПІДСТАВИ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РОБОТИ

Наказ ректора Державного ВНЗ «НГУ» від _____ № _____

2 МЕТА ТА ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ РОБІТ

Об'єкт досліджень *система зв'язку з використанням*
ортогонально-розділених піднесучих (OFDM).

Предмет досліджень *методи забезпечення максимально допустимої*
швидкості переміщення абонентського приймача в системах зв'язку з
використанням ортогонально-розділених піднесучих (OFDM).

Мета НДР *дослідити існуючі методи підвищення завадостійкості*
прийнятого сигналу та підвищення пропускної здатності системи зв'язку в
стільниковій системі багатостанційного доступу та запропонувати рішення
щодо покращення цих показників.

Вихідні дані для проведення роботи *методи підвищення завадостійкості*
прийнятого сигналу та підвищення пропускної здатності системи зв'язку в
стільниковій системі багатостанційного доступу. Результати досліджень

методів підвищення завадостійкості прийнятого сигналу та підвищення пропускної здатності стільникової системи зв'язку.

3 ОЧІКУВАНІ НАУКОВІ РЕЗУЛЬТАТИ

Наукова новизна результатів полягає у розробці методики оцінки максимально допустимої швидкості абонентського терміналу, що забезпечує збільшення завадостійкості системи та поліпшення стійкості до прояву ефекту Доплера

Практична цінність результатів полягає у розробці рекомендацій, що засновані на отриманих результатах і теоретичному аналізі проблеми забезпечення високого рівня мобільності абонентського терміналу

4 ВИМОГИ ДО РЕЗУЛЬТАТІВ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Результати повинні відповідати вимогам Закону України «Про телекомунікації», Закону України «Про інформацію», Закону України «Про внесення змін до Закону України «Про телекомунікації» щодо ринку телекомунікаційних послуг пропуску трафіка»

5 ЕТАПИ ВИКОНАННЯ РОБІТ

Найменування етапів робіт	Строки виконання робіт (початок-кінець)
Огляд джерел за темою та напрям досліджень	15.09.17-10.10.17
Методи досліджень	11.10.17-27.11.17
Результати досліджень	28.11.17-20.12.17
Виконання економічного розділу	21.12.17-31.12.17
Оформлення пояснювальної записки	01.01.18-13.01.18

6 РЕАЛІЗАЦІЯ РЕЗУЛЬТАТІВ ТА ЕФЕКТИВНІСТЬ

Економічний ефект від реалізації результатів роботи очікується позитивним завдяки збільшенню завадостійкості прийнятого сигналу та підвищенню пропускної здатності системи зв'язку в стільниковій системі багатостанційного доступу.

Соціальний ефект оцінка максимально допустимої швидкості переміщення дозволяє покращити якість зв'язку між абонентами

7 ДОДАТКОВІ ВИМОГИ

Завдання видав _____
(підпис)

Герасіна О.В.
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв
до виконання _____
(підпис)

Стецюк Д.С.
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 01.09.17р.

Термін подання дипломної роботи до ДЕК 17.01.18р.

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: ___ с., ___ рис., ___ табл., ___ додатків, ___ джерел;

Об'єкт дослідження: система зв'язку з використанням ортогонально-розділених піднесучих (OFDM).

Мета дипломної роботи: дослідити існуючі методи підвищення завадостійкості прийнятого сигналу та підвищення пропускної здатності системи зв'язку в стільниковій системі багатостанційного доступу та запропонувати рішення щодо покращення цих показників.

У роботі наведені: аналіз проблем забезпечення на фізичному рівні високої швидкості руху абонентів систем радіозв'язку, а також приведена оцінка якості функціонування різних систем при мобільному прийомі.

У 2 розділі для дослідження властивостей мобільного радіоканалу та отримання максимально допустимої швидкості руху абонентського терміналу в системах mobile WIMAX та T-DAB було застосовано метод комп'ютерного моделювання.

В економічному розділі виконана оцінка максимально допустимої швидкості переміщення, яка дозволяє покращити якість зв'язку між абонентами.

Наукова новизна результатів полягає у розробці методики оцінки максимально допустимої швидкості абонентського терміналу, що забезпечує збільшення завадостійкості системи та поліпшення стійкості до прояву ефекту Доплера.

Практична цінність результатів полягає у розробці рекомендацій, що засновані на отриманих результатах і теоретичному аналізі проблеми забезпечення високого рівня мобільності абонентського терміналу.

МОБІЛЬНИЙ ПРИЙОМ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ СИСТЕМИ, КАНАЛ ЗВ'ЯЗКУ, ДОПУСТИМА ШВИДКІСТЬ, ЗАВМИРАННЯ, OFDM-МОДЕМ.

РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: ___ с., ___ рис., ___ табл., ___ приложений, ___ источников;

Объект исследования: система связи с использованием ортогонально-разделенных несущих (OFDM).

Цель дипломной работы: исследовать существующие методы повышения помехоустойчивости принимаемого сигнала и повышение пропускной способности системы связи в сотовой системе многостанционного доступа и предложить решения по улучшению этих показателей.

В работе приведены: анализ проблем обеспечения высокой скорости движения абонентов систем радиосвязи, а также приведена оценка качества функционирования различных систем при мобильном приеме.

Во 2 части для исследования свойств мобильного радиоканала и получения максимально допустимой скорости движения абонентского терминала в системах mobile WIMAX и T-DAB был применен метод компьютерного моделирования.

В экономическом разделе выполнена оценка максимально допустимой скорости перемещения, которая позволяет улучшить качество связи между абонентами.

Научная новизна заключается в разработке методики оценки максимально допустимой скорости абонентского терминала, которая обеспечивает увеличение помехоустойчивости системы

Практическая ценность исследования заключается в разработке рекомендаций, основанных на полученных результатах и теоретическом анализе проблемы обеспечения высокого уровня мобильности абонентского терминала.

МОБИЛЬНЫЙ ПРИЕМ, ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ СИСТЕМЫ, КАНАЛ СВЯЗИ, ДОПУСТИМАЯ СКОРОСТЬ, ЗАМИРАНИЕ, OFDM-МОДЕМ.

ABSTRACT

Explanatory note: ___ p., ___ pic., ___table, ___appendices, ___ sources;

Object of study: communication system using orthogonal-separated carriers (OFDM).

Purpose of the diploma work: to investigate the existing methods of increasing the noise immunity of the received signal and increasing the capacity of the communication system in the cellular system of multiple access and to offer solutions to improve these indicators.

In diploma work: analysis of the problems of providing physically high speed of the users of radio communication systems, as well as an assessment of the performance of various systems in mobile reception.

In second part provided: study of the properties of the mobile radio channel and obtaining the maximum permissible speed of the subscriber terminal in the mobile WIMAX and T-DAB systems, the computer simulation method was applied.

In the economic section have been performed the estimation of the maximum allowable speed of movement, which allows to improve the quality of communication between subscribers.

Scientific novelty consists in developing a methodology for estimating the maximum permissible speed of a subscriber terminal, providing an increase in the noise immunity of the system and improving the resistance to the manifestation of the Doppler effect.

The practical value of the study is to develop recommendations based on the results obtained and a theoretical analysis of the problem of ensuring a high level of mobility of the subscriber terminal.

MOBILE RECEPTION, INTERMEDIATE SYSTEM, COMMUNICATION CHANNEL, PERMISSIBLE SPEED, FADING, OFDM-MODEM.

СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АБГШ – Адитивний білий гауссовський шум;
- АТ – Абонентський термінал;
- АЧХ – Амплітудно-частотна характеристика;
- БД – Багатостанційний доступ;
- БС – Базова станція;
- ВСШ – Відношення сигнал-шум;
- ВФМ – Відносна фазова модуляція;
- ГВЧ – Генератор випадкових чисел;
- ДПФ – Дискретне перетворення Фур'є;
- ЗШПФ – Зворотне швидке перетворення Фур'є;
- МД – Метод доступу;
- МСІ – Міжсимвольна інтерференція;
- ПЧК – Просторово-часове кодування;
- СКМ – Системний критерій мобільності;
- ФЙП – Фатальна ймовірність похибки;
- ФМ – Фазова модуляція;
- ФЩЙ – Функція щільності ймовірності;
- ЦП – Циклічний префікс;
- ЦР(З)М – Цифрова радіосистема (звукового) мовлення;
- ШПФ – Швидке перетворення Фур'є;
- ШСД – широкосмуговий доступ;
- 2G – 2nd Generation – Друге покоління систем мобільного зв'язку;
- 3G – 3rd Generation – Третє покоління систем мобільного зв'язку;
- 4G – 4th Generation – Четверте покоління систем мобільного зв'язку;
- 3GPP – 3rd Generation Partnership Project – Консорціум, який розробляє специфікації для систем мобільного зв'язку;
- BER – Bit Error Rate – Відносне число похибок на один інформаційний біт;

BU – Bad Urban – Модель вкрай інтенсивної міської забудови;

C/N – Carrier to Noise Ratio – Відношення несуча-шум;

DAB (T-DAB, S-DAB, C-DAB) – Digital Audio Broadcasting (Terrestrial, Satellite, Cable) – Стандарт цифрового радіомовлення, має специфікації для наземного, супутникового, кабельного мовлення;

DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying – Відносна квадратурно-фазова модуляція;

DRM – Digital Radio Mondiale – Стандарт цифрового радіомовлення;

DS-CDMA – Direct Spreading Code Division Multiple Access – Багатостанційний доступ з кодовим поділом каналів, що використовує пряме розширення спектра;

DVB-T/H – Digital Video Broadcasting Terrestrial/Handheld – Стандарт цифрового мовлення в відеоформаті, має специфікації для наземного, супутникового мовлення, а також спеціальну специфікацію, розраховану на мобільний прийом;

E_b/N_0 – Bit Energy to Noise in a Given Bandwidth – Ставлення енергії одного біта до потужності шуму, зосередженого в смузі сигналу;

FDMA – Frequency Division Multiple Access – Багатостанційний доступ з частотним поділом каналів;

FH-CDMA – Frequency Hopping Code Division Multiple Access – Багатостанційний доступ з кодовим поділом каналів, що використовує для розширення спектра скачки по частоті під час передачі;

FIC – Fast Information Channel – Швидкий інформаційний канал системи DAB, що містить інформацію про передавані аудіопрोगрами;

HARQ – Hybrid Automatic Repeat Request – Алгоритм автоматичного перезапиту пошкодженого в процесі передачі пакета інформації;

HT – Hilly Terrain – Модель гористої місцевості;

IEEE - Institute of Electrical and Electronics Engineers – Об'єднання розробників специфікацій для систем широкопasmового доступу;

IMT-2000 – International Mobile Telecommunications 2000 – Перелік вимог, що пред'являються ITU до систем 3G;

ITU – International Telecommunications Union – Міжнародний союз електрозв'язку;

LDPC – Low-density Parity-check – Низькощільний код з перевіркою на парність;

LOS – Line of Sight – Лінія прямої видимості між передавальною і приймальною антенами;

L/S – Діапазони частот супутникового зв'язку від 1,5 до 2,7 ГГц;

LTE – Long Term Revolution – Стандарт мобільного зв'язку, що використовує принцип OFDMA;

MAC – Media Access Control – Рівень управління доступом до середовища передачі;

MFER – MPE-FEC Frame Error Ratio – Відносна частота появи помилково декодованих кадрів з урахуванням прогресивного завадостійкого кодування в стандарті DVB;

MIMO – Multiple Input Multiple Output – Техніка використання декількох незалежних радіотрактів та антен на обох сторонах зв'язку;

MISO – Multiple Input Single output – Техніка використання декількох незалежних радіотрактів та антен на одній стороні зв'язку і одного приймально-передавального тракту на інший;

MPE-FEC – Multiprotocol Encapsulation Forward Error Correction – Упереджувальна корекція похибок в процесі інкапсуляції в стандарті DVB;

NLOS – Non-Line of Sight – Відсутність прямої видимості між передавальною і приймальною антенами;

OFDM – Orthogonal Frequency Division Multiplexing – Мультиплексування ортогонально-розділених піднесучої;

OFDMA – Orthogonal Frequency Division Multiple Access – Багатостанційний доступ з використанням ортогонально-розділених піднесучих;

QAM – Quadrature Amplitude Modulation – Квадратурна амплітудна модуляція;

QEF – Quasi Error-Free – Квазібезпохибковий режим передачі;

QoS – Quality of Service – Показник якості зв'язку;

QPSK – Quadrature Phase Shift Keying – Квадратурна фазова маніпуляція;

RA – Rural Area – Модель сільської місцевості;

S-OFDMA – Scalable-OFDMA – Принцип забезпечення можливості OFDMA системи до роботи в смугах частот різної ширини за рахунок зміни кратності ШПФ;

SINPFEMO – Оцінка якості сигналу, що враховує: Strength (силу сигналу), Interference (рівень перешкод), Noise (шум), Propagation disturbance (порушення умов розповсюдження), Fading (завмирання), Efficiency of modulation (якість модуляції) M (глибина модуляції) Overall (загальну оцінку);

SISO – Single Input Single Output – Техніка використання одного радіотракту на кожній стороні зв'язку;

SNR – Signal to Noise Ratio – Відношення сигнал-шум; на відміну від C/N вимірюється для сигналів основної смуги після детектування;

TU – Typical Urban – Модель типової міської забудови;

UEP – Unequal Error Protection – Профіль нерівного захисту від похибок в системі цифрового радіомовлення DAB;

WiMAX – Worldwide Interoperability for Microwave Access – ряд стандартів широкосмугового доступу, що передбачає використання технології OFDM.

ЗМІСТ

с.

ВСТУП.....	13
РОЗДІЛ 1. СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ І МОВЛЕННЯ ТА ПРОБЛЕМИ ОРГАНІЗАЦІЇ ПРИ МОБІЛЬНОМУ ПРИЙОМІ.....	15
1.1 Стан питання.....	15
1.1.1 Короткий огляд систем зв'язку та мовлення з OFDM-модемом.....	15
1.1.1.1 OFDM-модем як спільна риса нових стандартів зв'язку.....	15
1.1.1.2 MIMO і просторово-часове кодування	19
1.1.1.3 Широкопasmовий мобільний доступ під керуванням стандартів IEEE 802.16e і 3GPP LTE	20
1.1.1.4 Системи наземного цифрового телерадіомовлення	22
1.1.2 Характеристика спотворень в нестационарному багатопроменевому радіоканалі	26
1.1.2.1 Моделі каналу при мобільному прийомі.....	26
1.1.2.2 Оцінка інтенсивності завмирань.....	30
1.1.2.3 Критерії деградації якості послуги.....	31
1.2 Висновок. Постановка задачі.....	34
РОЗДІЛ 2. ОЦІНКА МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЇ ШВИДКОСТІ ПЕРЕМІЩЕННЯ АБОНЕНТСЬКОГО ПРИЙМАЧА В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ З OFDM-МОДЕМОМ	36
2.1 Мобільність абонента і методика оцінки максимально дозволеної швидкості абонентського терміналу	36
2.1.1 Мобільність і її технічне забезпечення.....	36
2.1.2 Аналітичні оцінки максимального доплерівського зсуву.....	38
2.1.3 Приклади оцінки максимально допустимої мобільності для ряду систем цифрового мовлення	39
2.2 Моделювання та дослідження радіоканалу в середовищі MATLAB/ SIMULINK	41

	12
2.2.1 Дослідження властивостей мобільного радіоканалу за допомогою програмних засобів MATLAB і Simulink.....	41
2.2.2 Моделювання каналу із завмираннями.....	46
2.2.3 Зіставлення релієвського і райсовського каналів	50
2.2.4 Порівняння завадостійкості найпростіших систем цифрового зв'язку при роботі в АБГШ і релієвському каналах	53
2.3 Моделювання системи з OFDM-модемом з метою оцінки максимально дозведеної швидкості абонентського терміналу	58
2.3.1 Опис імітаційної моделі системи mobile WiMAX	58
2.3.2 Опис імітаційної моделі системи T-DAB	61
2.3.3 Методологія моделювання	62
2.3.4 Результати імітаційного моделювання	64
2.3.5 Висновок до розділу 2.....	69
РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ	75
3.1 Визначення трудомісткості розробки моделювання системи з OFDM-модемом з метою оцінки максимально дозведеної швидкості абонентського терміналу.....	75
3.2 Розрахунок витрат на моделювання системи.....	77
3.3 Висновок до розділу 3.....	82
ВИСНОВКИ.....	83
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	84
ДОДАТОК А.....	86
ДОДАТОК Б	87
ДОДАТОК В	92
ДОДАТОК Г	93

ВСТУП

Основною перевагою мобільного радіозв'язку є можливість абонента вільно переміщатися, зберігаючи при цьому доступ до послуг мережі. Однак дана свобода пересування залишається лімітованою декількома факторами: якістю радіопокриття, ємністю мережі, а також обмеженнями, що стосуються безпосередньо швидкості переміщення абонента. Тим часом попит на послуги зв'язку з боку саме високорухливих користувачів зростає внаслідок розвитку транспортної галузі.

Обмеження на швидкість переміщення накладаються як на мережевому рівні, так і на фізичному. Перші викликані труднощами забезпечення безперервного зв'язку за рахунок естафетної передачі при швидкому русі абонента між сотами. Висока швидкість переміщення абонента скорочує тривалість його перебування в зоні покриття однієї соти, і це прискорює процеси перевибору соти та хендовера. Якщо суміжні області сусідніх сот занадто малі (або нераціонально спроектовані), показник успішності межсотового хендовера зменшується і зростає відсоток обривів з'єднань. Друга група обмежень утворює собою сукупність проблем, пов'язаних з фізичними особливостями поширення радіохвиль в умовах багатопроменевого каналу, нестационарного в часі. Нестационарність властивостей каналу безпосередньо пов'язана з ефектом Доплера. При високій швидкості переміщення абонента радіосигнал відчуває серйозні доплеровські зрушення частоти. Це призводить до виникнення швидких завмирань і погіршення приймально-передавальних властивостей абонентських терміналів (АТ). В результаті чого відбувається збільшення відсотка обривів з'єднань, ймовірності блокування, ймовірності бітової похибки (P_b), при цьому пропускна здатність каналу зв'язку знижується.

Такі характеристики фізичного рівня систем радіозв'язку, як частота сигналу, ширина смуги його частот, параметри модуляції і методи боротьби з завмираннями мають вирішальний вплив на технічне забезпечення мобільності. З огляду на відмінності властивостей фізичного рівня різних засобів зв'язку і мовлення, становить інтерес зіставлення їх здібностей в плані технічного забезпечення високої швидкості переміщення абонента.

В цілому, відомості щодо величини V_{\max} [км/год] максимально допустимої швидкості переміщення АТ, при якій ще забезпечуються декларовані в стандартах та інших публікаціях якісні характеристики (нормативна якість) послуг рухомого зв'язку, мобільного радіодоступу або цифрового телерадіомовлення, які передбачають мобільний прийом, досить суперечливі, що пов'язано з неоднозначністю визначення передбачуваних умов експлуатації, тобто середовища поширення радіохвиль. Тому мета роботи – отримати самостійно оцінки V_{\max} для ряду систем з OFDM-модемом і на цій основі уточнити існуючу інформацію про допустиму в них рівні мобільності абонентів. Забезпечення високої достовірності оцінок передбачає проведення теоретичного аналізу проблематики явища і використання в процесі роботи засобів імітаційного моделювання.

РОЗДІЛ 1.

СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ І МОВЛЕННЯ ТА ПРОБЛЕМИ ОРГАНІЗАЦІЇ ПРИ
МОБІЛЬНОМУ ПРИЙОМІ

1.1 Стан питання

1.1.1 Короткий огляд систем зв'язку та мовлення з OFDM-модемом

1.1.1.1 OFDM-модем як спільна риса нових стандартів зв'язку

За останнє десятиліття з'явилося безліч нових стандартів радіозв'язку, спільною рисою яких є застосування технології OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) – методу модуляції, при якому високошвидкісний вхідний потік даних розділений на кілька паралельних парціальних підпотоків зі зменшеною швидкістю передачі даних, при цьому кожен з підпотоків модулюється і передається на окремій ортогональній піднесучій частоті. Можливість вести прийомопередачу одночасно на різних частотах загальної смуги є ефективним засобом в боротьбі з частотно-селективними завмираннями, а відносно велика тривалість OFDM символу дозволяє справлятися з ефектом міжсимвольних спотворень, що викликаються розширенням затримки в радіоканалі. Розглянемо спектральну щільність елементарного прямокутного імпульсу.

$$X(t) = a_n \cdot e^{\frac{j2\pi n t}{T_s}} \cdot \text{rect}\left(\frac{t}{T_s}\right), \quad (1.1)$$

де T_s – тривалість символу,

n – номер поданої гармонійної несучої,

a_n – низькочастотний модулюючий сигнал.

Оскільки прямокутний сигнал має імпульсну природу, його спектр теоретично нескінченний і підпорядкований закону $\sin(x)/x$. З ростом числа тих, що піднесуть з'являється все більше дзеркальних копій цього спектра з максимумами, зсунутими один відносно одного на $1/T_s$. Відстань

між поднесущими визначається характеристиками стандарту. Чим більше число тих, що піднесуть залучено в передачу, тим більше проявляється ефективність модему OFDM, так як тривалість символу залишається колишньою, а кількість переданої інформації зростає.

Вид сигналу OFDM в частотній області показан на рисунку 1.1. Перед тим як передати такий складний сигнал на вхід радіотракта, потрібно перетворити його в часову область. Там він буде представлений аналоговим сигналом, що складається з дискретного числа гармонік, кількість яких дорівнює кількості використовуваних піднесущих. З розвитком цифрових технологій здійснення частотно-часового і часово-частотного перетворень сигналу, що вимагає від терміналу значної обчислювальної потужності, стало здійсненним завданням. Використовувані при цьому мікросхеми виробляють над сигналом Зворотне або Пряме перетворення Фур'є відповідно.

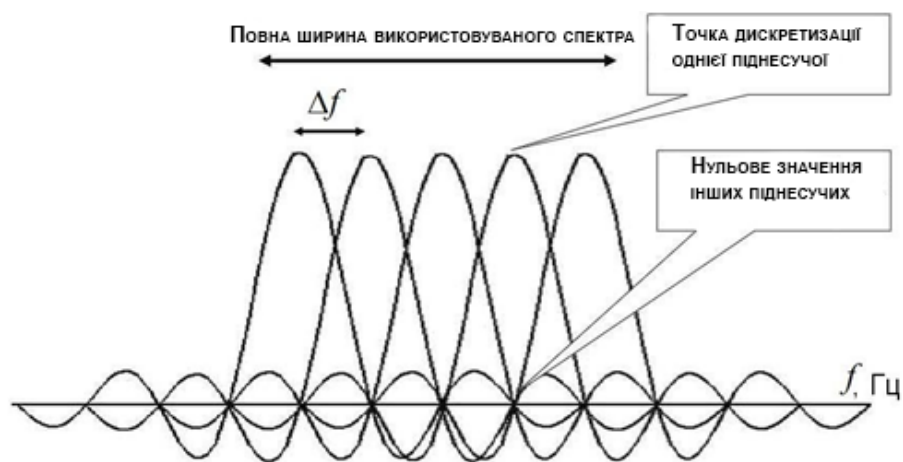


Рисунок 1.1 – Сигнал OFDM в частотній області

Щоб перевести сигнал з частотної області подання в часову, на передавальній стороні використовується ЗШПФ. Особливістю швидких алгоритмів перетворення Фур'є є набагато менша трудомісткість обчислення спектра дискретного сигналу за умови, що кількість гармонік, на які розкладається сигнал, так само 2^n , $n \in \mathbb{N}$ (256, 512, 1024 і т.д.).

Важливе значення у формуванні OFDM символу грає додавання циклічного префікса (ЦП), який служить для боротьби з межсимвольною

інтерференцією, спричиненою багатопроменевим характером поширення радіохвиль. Відносно велика тривалість OFDM символу дозволяє виділити деяку його частину на створення захисного часового інтервалу. Для збереження ортогональності між піднесущими захисний інтервал заповнюється копією інформаційної частини символу. Слід пам'ятати, що збільшення тривалості захисного інтервалу тягне за собою зменшення пропускної здатності каналу зв'язку, так як все менша частка символу виділяється під корисну інформацію.

Процеси формування і детектування сигналу OFDM проілюстровані на рисунках 1.2 і 1.3. Перед перетворенням в аналогову форму сигнал проходить процеси приведення в паралельну форму, модуляції, перенесення з частотної області подання в часову і додавання ЦП. У приймальнику над сигналом застосовуються зворотні процедури. Завдяки частотній і часовій синхронізації спочатку від прийнятого сигналу відкидається циклічний префікс. Таким чином, операції ШПФ піддається блок відліків, значною мірою звільнений від впливу межсимвольної інтерференції внаслідок розширення затримки в каналі. На виході блоку ШПФ утворюється K_n паралельних інформаційних потоків, з яких M є модульовані, а $(K_n - M)$ – порожніми.

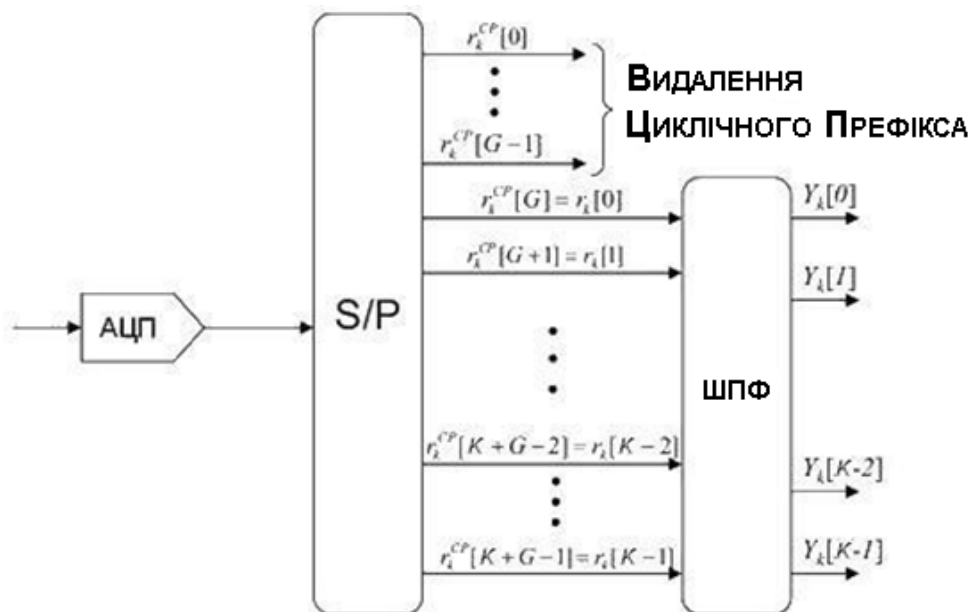


Рисунок 1.2 – Логічні операції з сигналом OFDM при передачі

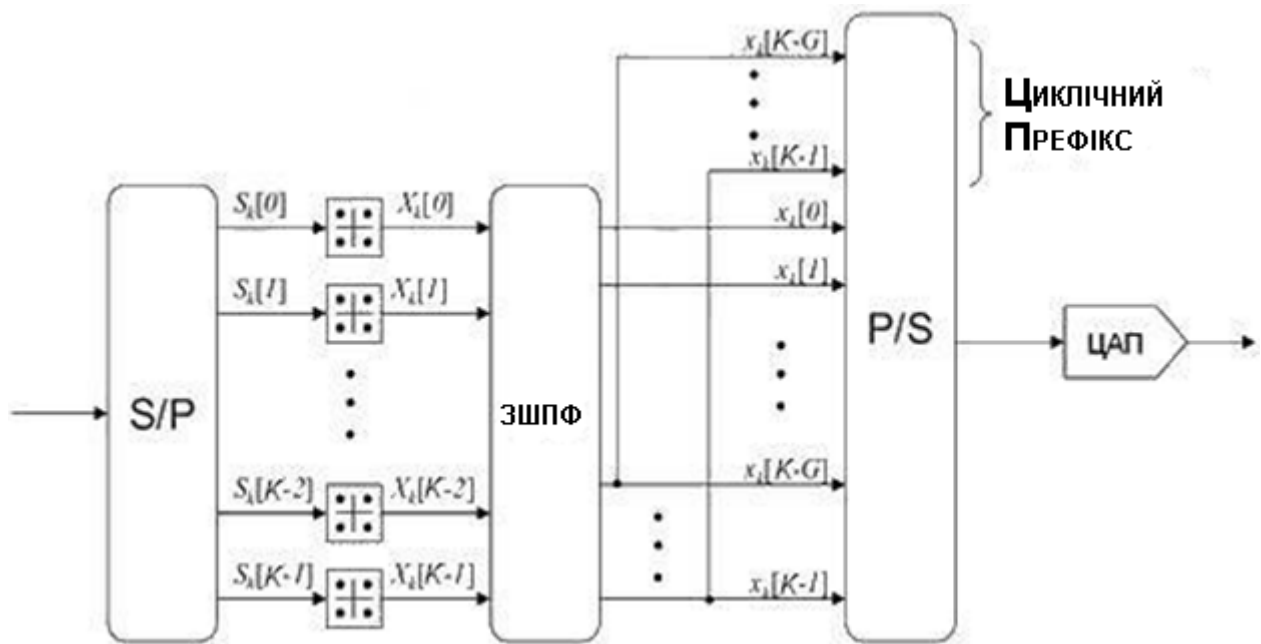


Рисунок 1.3 – Логічні операції з сигналом OFDM при прийомі

Особливості технології OFDM зручно застосовувати для організації багатостанційного доступу. З наявного набору кожному абоненту виділяється певна кількість піднесучих – відбувається розподіл спектра, еквівалентний FDMA, проте дозволяє економніше використовувати частотний ресурс. Такий підхід застосовується в стандартах mobile WiMAX і LTE і носить назву OFDMA (багатостанційний доступ з використанням ортогонально-розділених піднесучих). Існують різні механізми розподілу: можливо як розташування піднесучих одного абонента рівномірно по всій виділеній смузі частот, так і присвоєння блоків по кілька сусідніх піднесучих. Для кожного АТ і кожного частотного блоку формуються індикатори якості каналу. Залежно від необхідної для АТ пропускної здатності каналу зв'язку базовою станцією приймається рішення про кількість виділених піднесучих. У цьому полягає частотно-селективна диспетчізація ресурсів.

При розробці стандарту LTE OFDMA модель була перероблена, щоб знизити енергоспоживання АТ. Так, у висхідному каналі LTE використовується технологія МД SC-FDMA. Вона поєднує в собі риси традиційних схем з однієї несучою, використовуваних в 2G/3G, з принципами OFDM. За рахунок заміни блоку демультіплексора блоком ДПФ в схемі

(рис. 1.2) на передавальній стороні досягається зниження пік-фактора композитного сигналу, що надходить в радіотракт передачі. Це призводить до того, що кожна піднесуща містить лінійну комбінацію всіх переданих символів [11]. Схемі притаманний певний енергетичний програш щодо OFDMA за рахунок гіршої стійкості радіоканалу до частотно-селективних перешкод (енергетичний програш становить приблизно 1дБ) [14].

1.1.1.2 MIMO і просторово-часове кодування

Найбільший виграш від використання безлічі піднесущих при прийомопередачі дозволяє досягти застосування декількох антен з незалежними радіотрактами як на передавальній, так і на приймальній стороні – така схема зв'язку отримала назву MIMO (Multiple Input – Multiple Output). Цінною якістю MIMO є можливість використання відсутності кореляції сигналів за рахунок просторового рознесення антен. Наявність на передавальній стороні двох або більше антен (схема MISO – Multiple Input-Single Output) дозволяє підвищити стійкість радіоканалу до завмирань за рахунок використання техніки просторово-часового кодування (ПЧК), що реалізує принцип «різноспрямованої передачі». ПЧК може бути застосовано в системах з декількома передавальними трактами, при цьому на приймальній стороні досить одного, що здійснює комбінування сигналів.

Розглянемо алгоритм ПЧК для найпростішого випадку. Нехай на передавальній стороні встановлені 2 антени. Тоді передана послідовність символів $[d_1, d_2]$ розбивається на 2 паралельні потоки (в нашому випадку за принципом парний-непарний). Далі потокам символів ставиться у відповідність просторово-часовий блок Аламут (рис.1.4). У кожен тактовий момент часу до антеної системи підводиться новий стовпець блоку [13]. Особливість ПЧК полягає в тому, що в кожен часовий такт фазировка антен виявляється різною, при цьому різним виявляється і напрямок випромінювання.

З рисунку 1.4 видно, що на передачу символів потрібно 2 часові інтервали. Стільки ж, скільки треба було б для їх передачі при використанні

схеми SISO. Однак завдяки надлишковій передачі підвищується ймовірність того, що хоч один з переданих сигналів «виживе» в умовах багатопроменевого поширення і буде успішно детектувати на приймальний пристрій (рис.1.5).

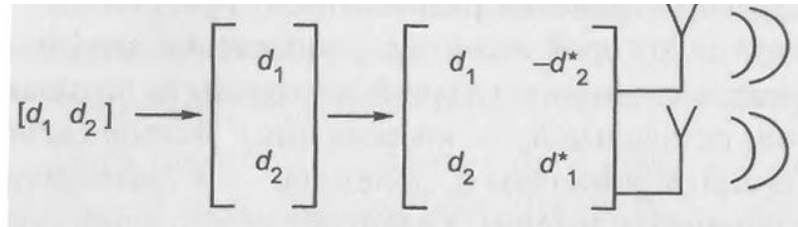


Рисунок 1.4 – Принцип ПЧК: застосування блоку Аламут

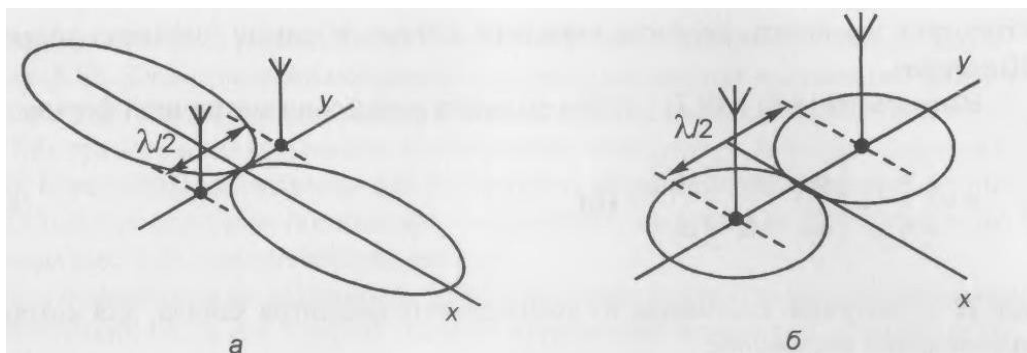


Рисунок 1.5 – Напрямки сумарного випромінювання двоелементної системи: а – синфазна запитка випромінювачів; б - протифазні запитка випромінювачів

1.1.1.3 Широко смуговий мобільний доступ під керуванням стандартів IEEE 802.16e і 3GPP LTE

Два кандидати на звання стандарту мобільного зв'язку четвертого покоління mobile WiMAX і LTE хоч і позиціонуються як принципові конкуренти, мають між собою безліч спільних рис, число яких, у міру розвитку двох стандартів, лише збільшується. Тому в даній роботі їх короткий огляд свідомо об'єднаний в одну підглаву. Основним призначенням як mobile WiMAX, так і LTE є надання послуг ШСД абонентам, перш за все мобільним. Вичерпні відомості за технічними характеристиками обох стандартів можна отримати в [4, 10].

Концепція OFDM забезпечує динамічне нарощування пропускної здатності систем в залежності від ширини смуги частот від 1,25 (1,4 в LTE) до 20 МГц.

При зміні розмірності ШПФ від 128 до 2048 число модульованих частот, у системі mobile WiMAX змінюється від 106 до 1696 (від 72 до 1200 в LTE), в той час як частотний розніс між ними залишається незмінним.

Передача даних на фізичному рівні відбувається за допомогою безперервної послідовності кадрів фіксованої тривалості. Мінімальна одиниця присвоєння ресурсів в часовій області – слот, що вміщає в себе кілька OFDM символів і захисних інтервалів між ними. У частотній області виділення ресурсів визначаються числом піднесущих. При цьому можна провести аналогію з гібридним принципом FDMA/TDMA, використовуваним для організації зв'язку в GSM мережах.

Таблиця 1.1 Характеристики OFDM-модема для системи мобільного WiMAX и LTE

Стандарт	Режими	Характеристики модема OFDM				
		K	δf , кГц	Δf	T_u	T_g
WiMAX	1	106	10.94	1.25	91.14	22.8,
	2	426		5		11.4,
	3	851		10		5.71,
	4	1703		20		2.85
LTE Downlink & Uplink	1	6×12	1	1.4	66,7	4.69
	2	15×12		3		
	3	25×12		5		
	4	50×12		10		
	5	100×12		20		16.7

Архітектура мереж LTE і mobile WiMAX ідентична (рис. 1.6). Функції управління радіоресурсами цілком покладаються на мережу базових станцій для зменшення затримок при виділенні піднесущих OFDM і адаптації каналу до умов перешкод. Вся комутаційна структура заснована на технології IP. Шлюз мережі радіодоступу зберігає інформацію про виділені абоненту інформаційних ресурсах при переміщенні останнього між БС. Шлюз доступу в інші мережі відповідає за присвоєння абоненту IP адреси, за розподіл пакетів, що йдуть до абонента по різних каналах з заданим показником QoS (Quality of Service). Подібно мережам 2G/3G архітектура включає в себе сервер, який

представляє собою сховище інформації про параметри підключення різних абонентів мережі, таких як список дозволених послуг, право на доступ в різні IP-мережі, тощо. Модуль управління мобільністю виконує функції авторизації АТ в зоні покриття, криптозахисту передачі даних, здійснення хендовера на підставі обміну сигнальною інформацією з БС.

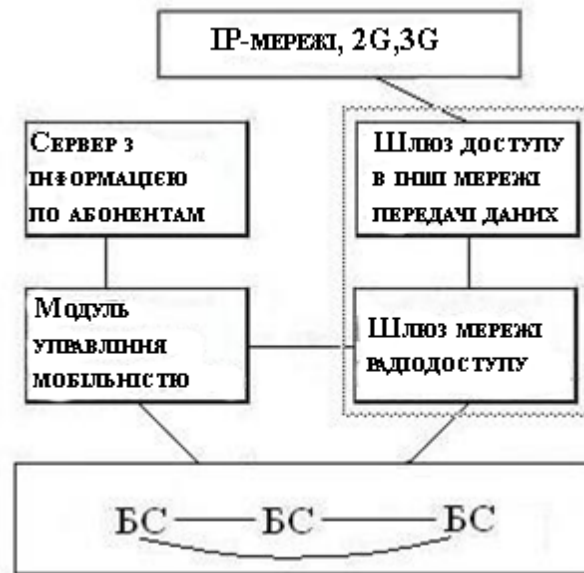


Рисунок 1.6 – Архітектура мереж LTE і WiMAX

1.1.1.4 Системи наземного цифрового телерадіомовлення

Система цифрового звукового мовлення T-DAB. В основі технології цифрового радіомовлення (ЦРМ) лежить уявлення і передача звукового сигналу в цифровій формі в усіх ланках мовного тракту – від студії до мобільного приймача [5]. Висока стійкість дозволяє системам ЦРМ або перевершити за ефективністю використання радіочастотного спектру системи аналогового радіомовлення (на частотах вище 30 МГц), або в смугах аналогового мовлення забезпечити істотно вищі стандарти якості послуги.

Система цифрового звукового мовлення DAB (Digital Audio Broadcasting) призначена для отримання мультисервісного звукового мовлення для прийому на мобільні, переносні і стаціонарні приймачі в умовах пересіченій місцевості. Вона призначена для роботи на будь-якій частоті до 3000 МГц в мережах наземного (T-DAB-Terrestrial DAB), супутникового (S-DAB) та кабельного (C-DAB) мовлення.

Система DAB розроблена як гнучка багатоцільова цифрова мовна система, яка може підтримувати широкий діапазон джерел повідомлень зі швидкостями від 8 до 320 кбіт/с і кілька рівнів додаткового каналного кодування. У важких умовах багатолучевості, які існують в умовах мобільного і портативного прийому, з'являються селективні завмирання, тому для мінімізації впливу багатолучевості на прийом сигналів в системі DAB використовується широкосмуговий сигнал. Ширина спектра сигналу OFDM, що випромінюється системою T-DAB, дорівнює приблизно 1,6 МГц на рівні -40дБ [5]. З метою боротьби з доплерівським зсувом частоти, розширенням затримки в багатопробієвому радіоканалі (пасивне відлуння) і активним, створюваним соканальними передавачами, стандартом передбачена робота в чотирьох режимах. Характеристики цих режимів наведені в таблиці 1.2.

Можливий вибір режиму передачі залежить від умов експлуатації системи ЦРМ. Так, режим передачі I є найбільш придатним для використання в наземних одночастотних мережах, так як допускає найбільше рознесення передавачів. Режим III кращий для супутникової і наземної передачі на всіх частотах до 3 ГГц, а також для кабельних мереж (до 3 ГГц) [5].

Таблиця 1.2 Режими роботи системи T-DAB

Режим	Режим (мода) I	Режим IV	Режим II	Режим III
Типове використання	Наземне мовлення, VHF діапазон	Наземне мовлення в місті, L	Наземне мовлення, L діапазон	Супутникове мовлення, L діапазон
Число несучих K	1536	768	384	192
Рознос несучих Δf ; кГц	1	2	4	8
Тривалість символу T_U , мкс	1000	500	250	125
Тривалість захисного інтервалу T_G , мкс	246	123	62	31
Загальна тривалість символу $T_S = T_U + T_G$, мкс	1246	623	312	156

В системі T-DAB в каналі передачі звукового сигналу деякі інформаційні біти

мають більший захист, ніж інші, відповідні попередньо обраному шаблону, відомому як профіль нерівного захисту від похибок (UEP-Unequal Error Protection) [5,16]. Для виправлення похибок у системі DAB використовується згорткове кодування кожного джерела. У стандарті ETSI передбачається п'ять рівнів захисту для звукових сигналів зі швидкостями кодування від 1/3 до 3/4 і вісім рівнів захисту для службових даних з використанням процедури проріджування в згортковому кодері.

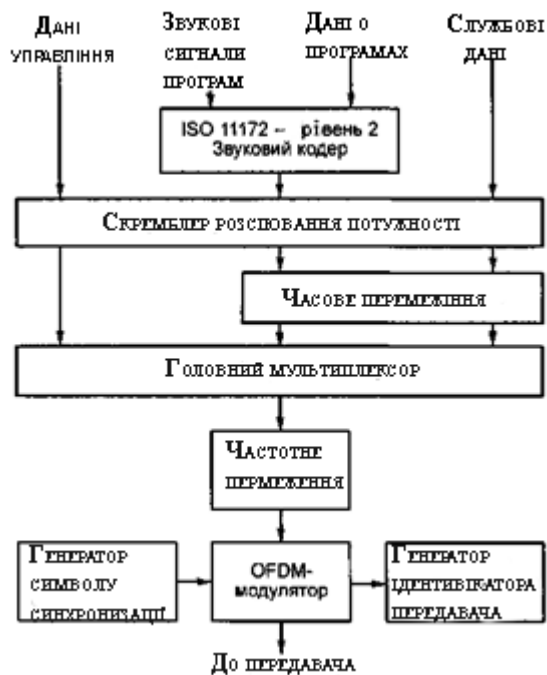


Рисунок 1.7 – Формування DAB сигналу

Система наземного цифрового телебачення DVB-T/H [1,5]. В системі цифрового телевізійного мовлення DVB (Digital Video Broadcasting Terrestrial/Handheld) дані що передаються включають інформацію про зображення і звуковий супровід, а також будь-які додаткові відомості. Умова передачі цієї інформації в системі DVB-T тільки одна – дані повинні бути закодовані у вигляді пакетів транспортного потоку MPEG-2. У цьому сенсі стандарт описує контейнер, пристосований для доставки пакетованих даних в умовах наземного телебачення [4]. Для системи DVB-T ні зміст контейнера, ні походження даних не мають значення, вона лише пристосовує вихідні дані транспортного мультиплекса MPEG-2 до властивостей і характеристик

каналу передачі наземного ТБ мовлення, прагнучи найбільш ефективно донести їх до приймача.

Стандарт DVB-T допускає два режими роботи OFDM: з 2048 несучими частотами (режим 2k) і з 8192 несучими частотами (режим 8k). Режим 2k підходить для одиночних передавачів і малих мереж, а режим 8k краще використовувати у великих мережах, хоча він може використовуватися і для одиночних передавачів. Надалі, до режимам 2k і 8k був доданий ще один режим – 4k (3409 несучих OFDM-модему), який розрахований на мобільший прийом. Введення нового режиму в стандарт DVB-H надало додаткову ступінь свободи в плані обміну максимальною швидкістю пересування приймача на максимальну дальність зв'язку. Очевидно, що меншому числу ортогональних несучих OFDM відповідає більший частотний інтервал між самими несучими (при незмінній смузі каналу) і, відповідно, більш висока допустима швидкість руху терміналу, при якій не відбувається зриву нормальної демодуляції сигналу через доплерівський зсув частот. З іншого боку, чим менше несучих, тим коротший період, виділений для передачі кожного OFDM-символу і, відповідно, коротше захисний інтервал. А скорочення захисного інтервалу еквівалентно зниженню можливостей роботи в умовах істотного розширення затримки в багатопробеному радіоканалі, що і призводить до зменшення допустимого радіуса покриття.

При розробці стандарту DVB-H головним завданням ставилося істотно знизити енергоспоживання терміналу при прийомі даних, що має дуже важливе значення для мобільних пристроїв. Завдання було вирішено організацією IP-мовлення дейтаграм в режимі каруселі. Блок даних окремої служби, введеної в карусель, доступний для прийому тільки в задані короткі інтервали часу. За допомогою даних управління приймач перемикається в цей час з чергового режиму в активний режим прийому і накопичення інформації. Прийняті блоки аудіо- і відео-даних (1-5 секунд трафіку) запам'ятовуються в буферну пам'ять і відтворюються в безперервному режимі. За рахунок цього економія енергоспоживання досягає 90-95% в порівнянні з мовленням DVB-T. Поділ у

часі інтервалів активності дозволяє здійснювати м'яке перемикання при переміщенні мобільного абонента з однієї соти в іншу. Крім того, в DVB-H зроблені поліпшення методів кодування і модуляції для роботи в умовах мобільності і імпульсних перешкод.

1.1.2 Характеристика спотворень в нестаціонарному багатопроменевому радіоканалі

1.1.2.1 Моделі каналу при мобільному прийомі

Ефекти, пов'язані з поширенням радіохвиль в умовах мобільного прийому, відображає класична модель радіоканалу на рис. 2.1.

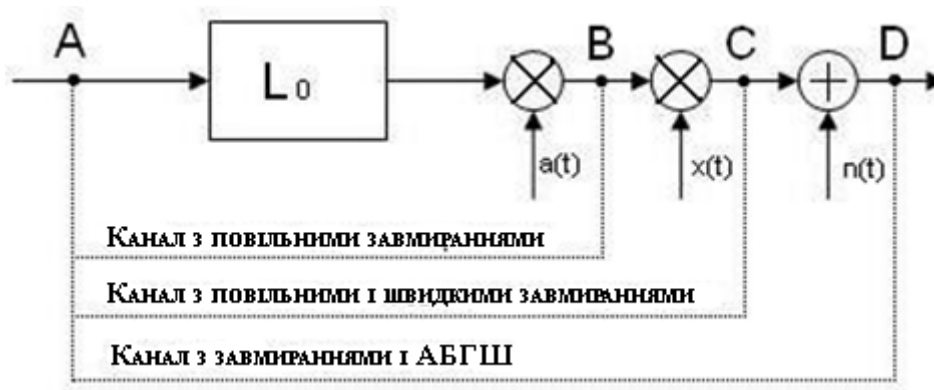


Рисунок 1.8 – Модель безперервного каналу

Ділянка між точками А і В містить блок L_0 , що враховує ослаблення сигналу на трасі поширення. Розрахунок ослаблення L_0 може здійснюватися за формулою обчислення втрат у вільному просторі або, при імітації умов міської забудови, за однією з емпіричних формул, що відповідають різним моделям поширення радіохвиль [2]. Крім обліку немінучих втрат на поширення, відрізок АВ містить також мультиплікативний елемент, який показує можливість повільних завмирань сигналу за законом $a(t)$. Повільні завмирання описуються логарифмічна и- нормальним законом розподілу. Це означає, що логарифми значень розподілені по нормальному закону. Логнормального закон характеризується стандартною девіацій і медіанного середнім значенням.

$$P[E_m > E_n] = \frac{1}{2} \cdot (1 + \Phi\left(\frac{\Delta}{\sigma\sqrt{2}}\right)), \quad (1.2)$$

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt, \quad (1.3)$$

$$\Delta = E_{mpc} - E_m, \quad (1.4)$$

$$\sigma = \sqrt{\Delta} \cong 5 \div 15 \text{дБ}$$

Тут прийняті наступні позначення E_m – медіанне значення напруженості поля, E_n – його граничне значення, при перевищенні якого зв'язок виявляється можливим (еквівалентно максимальній чутливості приймача). Таким чином, вираз (1.2) показує ймовірність успішного зв'язку при наявності в каналі повільних завмирань. Значення σ вимірюється експериментально. Воно визначається рельєфом місцевості і частотою сигналу, що передається [2].

Мультиплікативний елемент на ділянці ВС враховує можливість швидких завмирань за законом $x(t)$. Швидкі коливання поля пояснюються тим, що в точку вимірювання приходять промені, відбиті і дифраговані від будівель і від землі. В результаті інтерференції суперпозиція цих променів в точці вимірювання являє собою випадкову величину. Залежно від умов прийому, згинаюча сигналу статистично описується за допомогою релєївського або райсовського законів розподілу ймовірності, описуваних медіанним значенням напруженості поля і величиною К-фактора.

Загальна ймовірність зв'язку на ділянці АС (рис. 1.8) визначається твором ймовірностей швидких і повільних завмирань при відстані між АТ і БС більше ніж 100м. В іншому випадку поле набуває детермінований характер і описується детерміністськими методами [2].

Ділянка СД показує неминуче накладення на переданий сигнал адитивного білого гауссовського шуму (АБГШ). Дана перешкода називається «Білою», так як вважається, що її потужність постійна в усій смузі частот сигналу, що передається. АБГШ є стаціонарним гауссовским випадковим процесом з нульовим середнім і описується нормальним розподілом (1.3).

Розглянемо детальніше механізми виникнення швидких завмирань сигналу. Як відомо, багатопробене звмирання викликані двома факторами: дисперсією сигналу і нестационарністю властивостей каналу у часі. Дисперсія сигналу характеризується його розширенням у часі, чисельно рівному

максимальному взаємному запізнюванні компонент променя (τ_m), а в частотній області – смугою когерентності каналу ($B_k \approx 1/\tau_m$) [1]. Наслідком розширення сигналу в часі (розширення затримки) є міжсимвольна інтерференція (МСІ) і викликаний нею ефект нескоротної ймовірності похибок (НІП) [1]. Імовірність появи похибок в каналі з МСІ залежить від відносини τ_m/T_s , де T_s – тривалість символу. На рисунку 1.9 показано, що в каналі з релеевським завмираннями при кінцевому τ_m/T_s ймовірність похибок з ростом ВСШ зменшується лише до деякої ненульової асимптотичної межі.

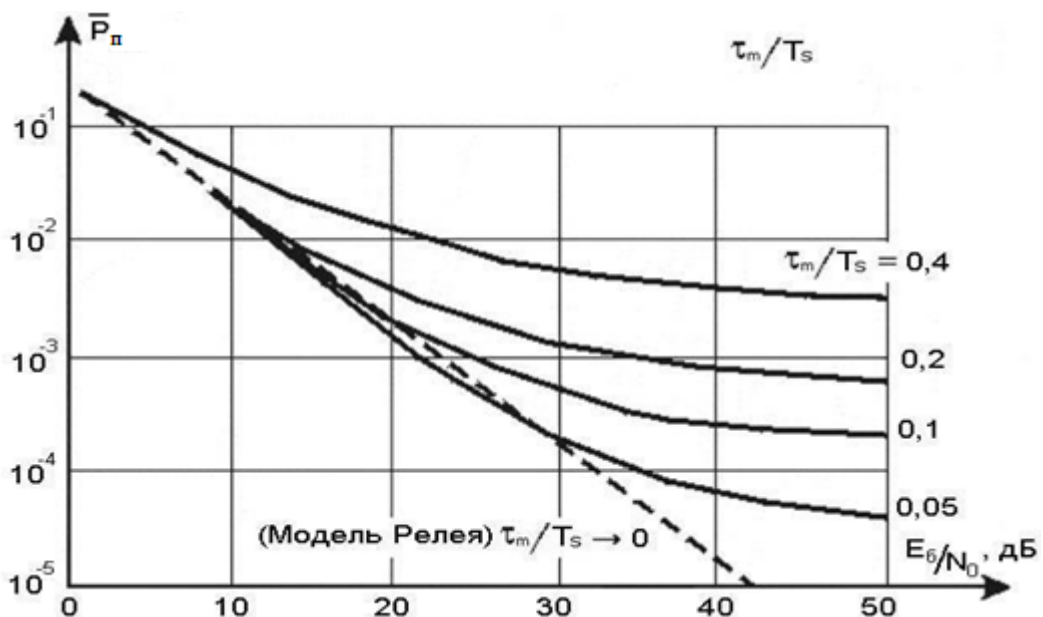


Рисунок 1.9 – Криві завадостійкості в каналі з релеевськими завмираннями

Іншими словами, від спотворень сигналу, обумовлених розсіюванням, не можна позбутися простим збільшенням потужності передавача. У цій обставині – природне обмеження можливостей послідовного методу передачі сигналів зв'язку і мовлення [3].

Нестационарна в часі поведінка каналу проявляється у вигляді інтерференційних завмирань і випадкових змін фази сигналу внаслідок доплерівського розсіювання частоти. Суперпозиція променевих компонент, що володіють різними доплерівськими зрушеннями, призводить до розширення спектра сигналу замість його чіткої локалізації щодо несучої частоти f_0 .

У типовій системі мобільного зв'язку абонент має антену з всенаправленою діаграмою спрямованості в горизонтальній площині, а кути

променевих компонент рівномірно розподілені на відрізку від 0 до 2π [1].

Тоді спектральна щільність сигналу описується виразом:

$$S_{np}(f) = \frac{1}{\pi \cdot f_{d \max} \cdot \sqrt{1 - \left(\frac{f - f_0}{f_{d \max}}\right)^2}} \quad (1.5)$$

для інтервалу $(f_0 - f_{d \max}) < (f_0) < (f_0 + f_{d \max})$ та нульовим значенням поза даним інтервалом.

На рисунку 1.10 представлена форма спектральної щільності $S_{np}(f)$, яку часто називають Джейкс-спектр. Доплерівське розширення в каналі може бути визначено, як ширина спектра прийнятого сигналу, коли була передана єдина синусоїдальна несуча [9]. Якщо несуча передається на частоті f_0 , то через доплерівське розширення в каналі $f_{d \max}$ приймаємо «розмазаний» спектр сигналу із спектральними компонентами між частотами $f_0 - f_{d \max}$ та $f_0 + f_{d \max}$. Цей ефект викликає селективні в часі швидкі завмирання сигналу і порушення ортогональності ансамблю піднесущих OFDM-модему.

Вплив доплерівського зсуву призводить до фазових спотворень, а при великих значеннях $f_{d \max}$ виникають непереборні похибки прийнятих даних, від яких неможливо позбутися звичайним збільшенням потужності. На рисунку 1.11 приведена ілюстрація цієї проблеми.

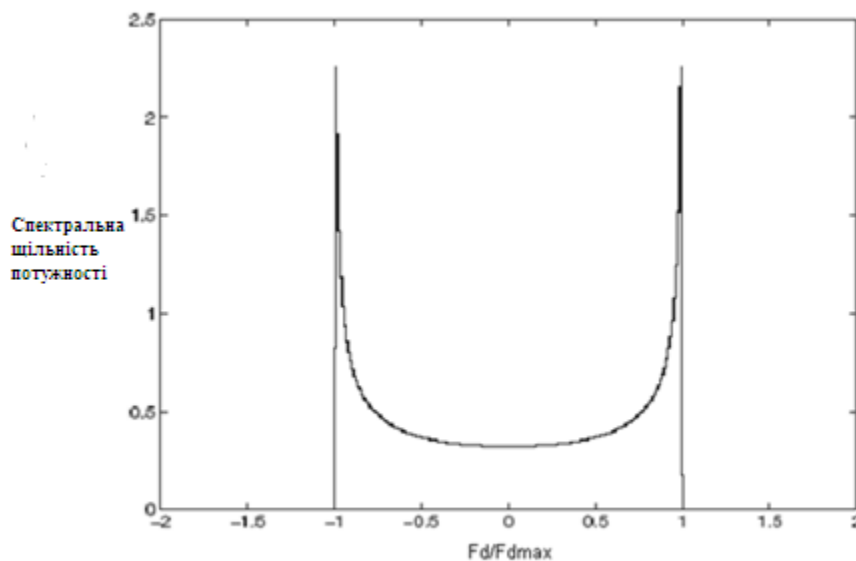


Рисунок 1.10 – Доплеровский спектр для випадку ізотропного розподілу потужності

Тут показаний графік залежності частоти появи бітових помилок від відношення сигнал/шум для сигналу DQPSK на частоті $f_0 = 850\text{МГц}$ при різних швидкостях переміщення АТ [9].

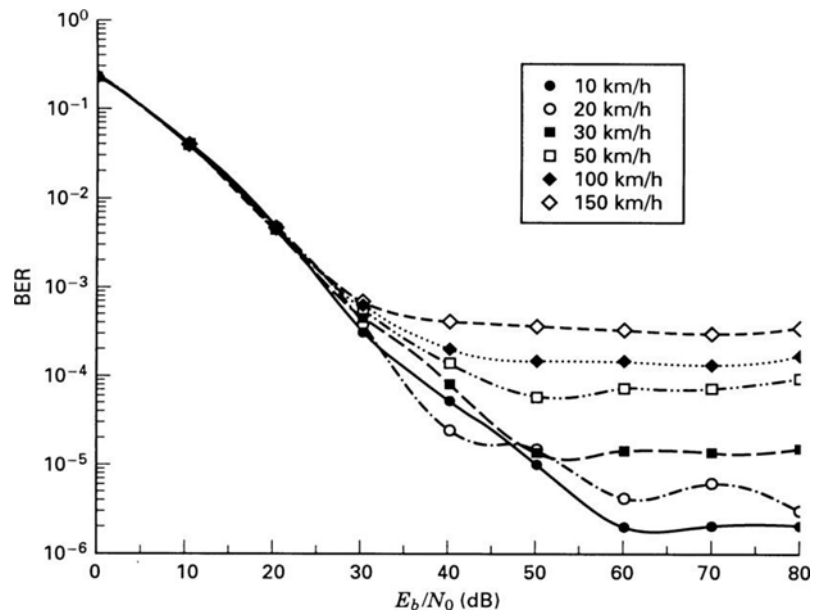


Рисунок 1.11 – Приклад впливу швидкості АТ на стійкість системи передачі

Існує взаємозв'язок величини $f_{d\max}$ з рівнем нескоротної ймовірності помилок РНІП в каналі. Так, для певного радіоканалу, що характеризується набором фізичних параметрів сигналу і середовища поширення, існує якась гранична частота $f_{d\max}$, перевищення якої веде до появи НІП.

1.1.2.2 Оцінка інтенсивності завмирань

Частота змін амплітуди і фази сигналу безпосередньо пов'язана з максимальним доплерівським зрушенням в каналі. У системах з цифровою фазовою модуляцією детектування сигналу істотно ускладнюються, якщо фаза несучого коливання значно змінюється протягом одного символного періоду. Тому для нормальної роботи системи зв'язку необхідно, щоб протягом одного символного періоду параметри каналу залишалися практично незмінними, тобто $T_s \ll t_{corr}$. Звідси, з урахуванням $t_{corr} \cong f_{d\max}^{-1}$, можна отримати таку умову забезпечення нормального зв'язку в нестационарному радіоканалі:

$$f_{d\max} \cdot T_s \ll 1 \quad (1.6)$$

$f_{dmax} \cdot T_s$ – часто розглядають як показник інтенсивності швидких завмирань. Так, згідно з [8], зміна величини $f_{dmax} \cdot T_s$ в 10 разів – від 0,01 до 0,1 – може класифікуватися як перехід від помірно швидких до дуже швидких завмирань. Як видно, якщо оцінками показника інтенсивності швидких завмирань не поставити у відповідність рівень конкретних спотворень сигналу в радіосистемі передачі (f_{dmax}), подібна класифікація залишається мало інформативною.

Переймаючись такою оцінкою, можна спостерігати відмінність в характері спотворень систем зв'язку з однією несучою, які використовують OFDM-модем. Для послідовного методу передачі завмирання в часовій області завжди вважаються повільними, оскільки смуга сигналу завжди набагато більше частот доплерівського зсуву.

Також слід зазначити, що вузький спектр однієї піднесучої стає більш порівнянним з величиною доплерівського розширення при мобільному прийомі. Так, для mobile WiMAX $\delta f = 10.94$ кГц, і доплеровські зрушення в каналі 100-1000 кГц (що еквівалентно швидкостям переміщення АТ 43-430 км/год) призводить, згідно [8], до ефекту швидких завмирань в каналі. Тому крім необхідності глибокого тимчасового перемерення існує потреба в постійному оцінюванні комплексного коефіцієнта передачі каналу.

1.1.2.3 Критерії деградації якості послуги

Прийнято використовувати різні критерії деградації якості послуг мобільного зв'язку та мовлення. Найбільш поширеним з них є відносне число похибок на біт повідомлення P_b , часто позначається в технічній літературі за допомогою аббревіатури BER (Bit Error Ratio). У технічних стандартах, як правило, вказується величина довгострокової максимально допустимої ймовірності похибок в каналі передачі $P_b, доп$ [3]. У цифровому телерадіомовленні ця величина похибки відповідає квазібезпохибковому режиму роботи QEF (Quasi Error Free), при якому в нормально функціонуючій

системі забезпечується такий запас завадостійкості, що існуванням похибок в каналі передачі можна знехтувати [5,6].

При розробці варіанту системи DVB-T/H, спеціально адаптованої до мобільного прийому, були передбачені сегментація за часом і введення попереждаючої корекції похибок в процесі інкапсуляції MPE-FEC (Multi Protocol Encapsulation – Forward Error Correction), що дозволило збільшити перешкодозахищеність системи і поліпшити стійкість до прояву ефекту Доплера. Критерієм деградації якості послуги в цій системі є частота повторення похибкових кадрів (Frame Error Rate) MPE-FEC FER (MFER).

При розрахунку необхідної достовірності цифрової передачі звукових мовних сигналів прийнято виходити з того, що при високоякісному звуковідтворення суб'єктивно допустима поява не більше одного клацання на годину [3]. Для оцінки на слух якості прийому мовної програми використовується 5-бальна шкала міжнародного коду оцінки сигналу SINPFEMO. При цьому норми на показники якості варіюються від 3 балів для простої монофонічної системи до 4,5 балів для вдосконаленої цифрової системи, однак, в будь-якому випадку, виконання цих умов в наземних системах цифрового радіомовлення T-DAB відповідає величина $P_{\text{пом,доп.}} \approx 1 \cdot 10^{-4}$ на виході декодера Вітербо.

В експериментах з системою T-DAB [23], результати яких представлені в таблиці 1.3, був виконаний ряд суб'єктивних оцінок, щоб визначити вплив ВСШ на якість звучання. У кожному разі проводилося дослідне прослуховування, при якому середнє значення C/N зменшувалася по 0,5дБ, щоб послідовно встановити наступні дві умови:

а) початок погіршення, яким є точка, в якій починає ставати помітним вплив похибок. Було визначено, що це точка, де 3-4 події, пов'язані з похибками, можуть бути виявлені на слух протягом приблизно 30с;

б) точка відмови, якою є точка, в якій слухач, ймовірно, припинить прослуховування програми через її нерозбірливості або тому, що прослуховування більше не доставляє очікуваного задоволення. Було

визначено, що це точка, де події, пов'язані з похибками, відбуваються практично безперервно, а пропажа звуку відбувається 2-3 рази протягом приблизно 30с.

Таблиця 1.3 Залежність якості звучання від ВСШ в релеєвському каналі

Режим	Частота (МГц)	Режим каналу	Швидкість руху (км/год)	ВСШ (дБ) при початку погіршення	ОСШ(дБ) в точці відмови
1	226	город.	15	16,0	9,0
2	1500	город.	15	13,0	7,0
1	226	сельск.	130	17,6	10,0
2	1500	сельск.	130	18,0	10,0

У системах пакетної передачі даних і широкосмугового доступу (наприклад, стандарт IEEE 802.16) різні схеми кодування і швидкості передачі даних дозволяють надавати цілий набір різних послуг, які характеризуються показником якості обслуговування QoS, який виконує функцію індикації необхідної якості передачі інформації. Параметри QoS залежать від виду наданого абоненту сервісу. Зазвичай види сервісу ділять на чотири групи: голосовий, мовний, інтерактивний, фоновий. Залежно від виду сервісу і інших пріоритетів з'єднання повинно мати свої параметри QoS: пропускну спроможністю, затримкою, ймовірністю похибки і т.д. Поділ інформації на відповідні профілі QoS особливо важливо, коли одним абонентом ведеться одночасна прийомопередача різних потоків: відеозображень, мови і пакетованих даних. Аналіз показує, що в таких системах вимоги до величини Рп.доп можуть варіюватися в межах $1 \cdot 10^{-2} \dots 1 \cdot 10^{-6}$, в залежності від профілів QoS і з урахуванням застосування алгоритму автоматичного повтору передачі HARQ [4].

1.2 Висновок. Постановка задачі

Аналіз науково-технічної літератури за темою цієї роботи дозволяє виділити ряд серйозних наслідків, до яких призводить нестационарна поведінка каналу передачі в системах з OFDM-модемом, а саме:

- втрата когерентності між двома послідовними символами, що призводить до погіршення характеристик системи, що використовує некогерентне детектування;
- неточність оцінки каналу зв'язку, в системах з когерентним детектуванням; при цьому виявляється неможливість відновлення когерентної несучої з точністю до фази, що призводить до похибок в процесі детектування;
- посилення впливу на канал зв'язку різних перешкод: АБГШ, завмирань в часі, частотно-селективних завмирань;
- порушення ортогональності використовуваного ансамблю несучих, що викликає наявність доплерівського зсуву в каналі і веде до появи ефекту МСІ в де модульованому сигналі;

Зі збільшенням швидкості руху коефіцієнт похибок також відчутно зростає, внаслідок цього затримка зворотного зв'язку між передавачем і приймачем стає головним чинником, що визначає якість роботи в цілому. Тому метою даної дипломної роботи є знаходження рішення щодо підвищення завадостійкості до появи в прийнятому сигналі похибкових бітових блоків, збільшення пропускної здатності системи та підвищення максимально допустимої швидкості абонентських терміналів в системах зв'язку.

Для цього необхідно:

- провести теоретичний аналіз проблеми забезпечення на фізичному рівні високої швидкості переміщення абонентів систем та організації зв'язку при мобільному прийомі;
- провести дослідження властивостей мобільного радіоканалу і отримання оцінок максимально допустимої швидкості переміщення абонентського терміналу з застосуванням методу комп'ютерного моделювання;

- запропонувати рекомендації, спрямовані на підвищення максимально допустимої швидкості абонентських терміналів в системах зв'язку;
- оцінити ефективність запропонованої методики.

РОЗДІЛ 2.

ОЦІНКА МАКСИМАЛЬНО ДОПУСТИМОЇ ШВИДКОСТІ ПЕРЕМІЩЕННЯ
АБОНЕНТСЬКОГО ПРИЙМАЧА В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ З OFDM-
МОДЕМОМ

2.1 Мобільність абонента і методика оцінки максимально дозволеної швидкості абонентського терміналу

2.1.1 Мобільність і її технічне забезпечення

Наявність доплерівського розширення в радіоканалі обмежує максимальну швидкість переміщення мобільного терміналу. Численні результати моделювання і лабораторних випробувань доводять, що якість зв'язку різко погіршується при значному збільшенні доплерівського зсуву в каналі [9]. Для оцінки максимально допустимої радіальної швидкості переміщення об'єкта приймається доплерівська частота $f_{d\text{зdB}}$, при якій необхідне для забезпечення нормативної якості послуг зв'язку ВСШ в каналі перевищує своє номінальне значення на 3 дБ (рис. 2.1) [5].

Залежність необхідного ВСШ від доплерівського зсуву в каналі можна отримати шляхом імітаційного моделювання відповідних систем передачі [5,6]. Параметрами в цьому випадку можуть служити характеристики модему, середовища поширення радіохвиль та ін. Якісна картина такої залежності наведена на рисунку 2.1. Тут проілюстровано кілька характерних моментів:

1) В точці 1 канал вважається стаціонарним, і ефект швидких завмирань в часі не проявляється. Стосовно до моделі безперервного радіоканалу (рис. 1.8) можна говорити про вплив параметрів L_0 , $a(t)$, $n(t)$. В цьому випадку якість зв'язку в меншій мірі залежить від роботи систем часової синхронізації і в більшій - від розташування абонента;

2) Відрізок 2-4 відображає умову наявності доплерівського зсуву в каналі, коли системи синхронізації і механізми цифрової обробки сигналу забезпечують нормативну якість зв'язку. При переході від точки 2 до точки 4

системи адаптації характеристик модему сучасних систем зв'язку здійснюють поступовий перехід від найбільш спектрально-ефективних режимів роботи до режимам, що забезпечує найбільшу енергетичну ефективність;

3) Якщо частота доплерівського зсуву в каналі починає перевищувати деяке значення f_{dmax} , ефект НІП унеможлиблює підтримання якості зв'язку на необхідному рівні. Частота оцінки каналу, глибина часового переміщення, швидкість детектування виявляються недостатніми в умовах занадто великої швидкості зміни параметрів радіоканалу;

4) Точка 5 показує кордон переходу між областями, коли компенсація спотворень внаслідок ефекту Доплера ще можлива при збереженні енергетичного балансу, і коли це вже не представляється можливим.

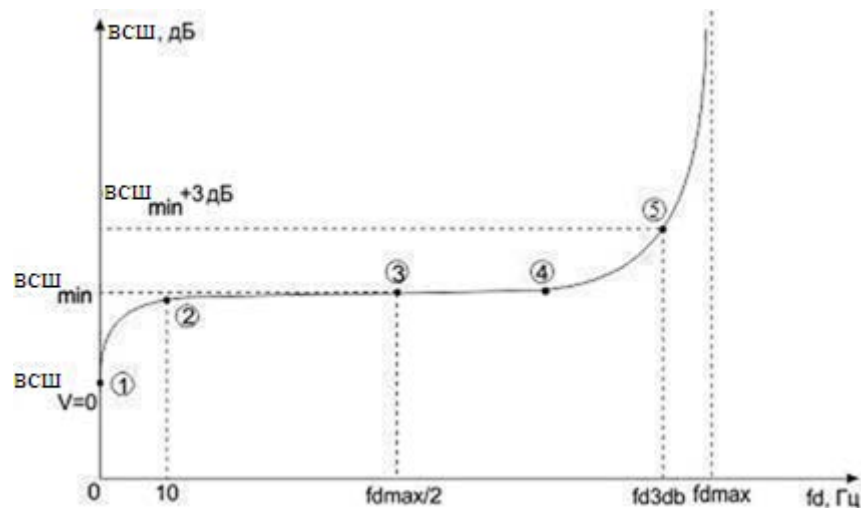


Рисунок 2.1 – Ілюстрація принципу визначення доплерівської частоти f_{d3dB}

(Точки на рисунку 2.1: 1 – значення ВСП в каналі при стаціонарному прийомі ($V=0$ м/с; $f_d=0$ Гц); 2 – значення ВСП при швидкості АТ, відповідно $f_d=10$ Гц; 3 – значення ВСП, відповідно $f_d=f_{dmax}/2$; 4 – частота доплерівського зсуву в каналі, коли потрібне додаткове збільшення ВСП в каналі для підтримки заданої $P_{p,доп}$; 5–значення ВСП, відповідно шуканої доплерівської частоти f_{d3dB}).

Також оскільки ВСП характеризує енергетичну ефективність системи передачі, величина $[ВСП_{min}+3$ дБ], отримана для конкретної моделі каналу і характеристик модему, може служити показником енергетичного обмеження мобільності.

2.1.2 Аналітичні оцінки максимального доплерівського зсуву

Як зазначалося в розділі 1.1.2.2, умова, при якій вплив доплерівського зсуву на якість зв'язку в радіоканалі незначна, описується формулою (1.6).

Добуток $f_{dmax} \cdot T_s$, раніше названий показником інтенсивності швидких завмирань, може також бути використан для оцінки впливу доплерівського зсуву частот на якість зв'язку [8,9]. Для послідовного методу передачі щоб уникнути непереборних спотворень, що вносяться ефектом Доплера, необхідно, щоб швидкість передачі даних перевищувала швидкість завмирань в каналі не менше, ніж в 100-200 разів:

$$\frac{R_s}{f_{dmax}} \geq 100/200 \quad (2.1)$$

Звідси, враховуючи $1/R_s = T$, отримаємо вираз, котре визначає умову відсутності швидких завмирань:

$$f_{dmax} \cdot T_s \leq 0,005 \dots 0,01 \quad (2.2)$$

Важливо підкреслити, що вираз (2.2) було отримано для системи з послідовним методом передачі інформації. Воно являє собою граничний критерій збільшення доплерівського зсуву в каналі із завмираннями для таких систем.

Системи з OFDM-модемом виявляються більш стійкими до ефекту швидких завмирань внаслідок паралельного механізму передачі даних. Тому граничну оцінку твору $f_{dmax} \cdot T_s$ для них має сенс отримати виходячи з необхідної умови збереження когерентності між двома OFDM-символами. Для цього вноситься припущення про канал без шумів і завмирань, в якому присутня лише зміна фази комплексного коефіцієнта передачі.

Як відомо, для оцінки каналу при когерентній демодуляції використовуються опорні сигнали. Оскільки система оцінки каналу заздалегідь знає вид опорного сигналу, то, порівнюючи його з копією, яка пройшла через ефір, вона отримує відомості про комплексні коефіцієнтні передачі каналу. Частота проходження опорних сигналів в інформаційному потоці лімітується необхідною пропускнуою спроможністю системи.

Для систем с OFDM-модемом і некогерентним детектуванням необхідно, щоб за час передачі двох послідовних символів характеристики каналу залишалися приблизно однаковими. При дотриманні цієї умови можлива нормальна робота відносної модуляції.

Треба зауважити, що, відповідно до теореми Котельнікова, абсолютно граничним значенням добутку $f_{dmax} \cdot T_s$ для систем с OFDM-модемом і когерентним або некогерентним детектуванням є $\left(\frac{1}{2T_s}\right) \cdot T_s = 0.5$. Для отримання такої оцінки нехтують урахуванням всіх спотворень, крім швидкості зміни фази комплексного коефіцієнта передачі каналу.

2.1.3 Приклади оцінки максимально допустимої мобільності для ряду систем цифрового мовлення

В таблиці 2.1 приведені результати вищевикладеного підходу знаходження при моделюванні системи DVB-T трьох модифікацій (2k, 4k и 8k) в частотному діапазоні 500МГц [5,6]. Результати отримані для профілю каналу TU6 при використанні захисного інтервалу $T_g/T_u = 1/4$, трьох видів модуляції і двох значень швидкості коригуючого коду.

Таблиця 2.1 – Результати моделювання системи DVB-T в мобільному каналі

GI = 1/4				2K				4K				8K			
Code Rate	Bitrate	C/N Rayleigh		C/N min	Fd max	At C/N min + 3dB		C/N min	Fd max	At C/N min + 3dB		C/N min	Fd max	At C/N min + 3dB	
						Fd	500 MHz			Fd	500 MHz			Fd	500 MHz
QPSK	1/2	4.98 Mbps	5.4 dB	13.0 dB	201 Hz	169 Hz	385 km/h	13.0 dB	133 Hz	112 Hz	242 km/h	13.0 dB	65 Hz	55 Hz	119 km/h
QPSK	2/3	6.64 Mbps	8.4 dB	16.0 dB	167 Hz	135 Hz	291 km/h	16.0 dB	111 Hz	90 Hz	194 km/h	16.0 dB	55 Hz	45 Hz	97 km/h
16-QAM	1/2	9.95 Mbps	11.2 dB	18.5 dB	142 Hz	114 Hz	246 km/h	18.5 dB	96 Hz	77 Hz	166 km/h	18.5 dB	50 Hz	40 Hz	86 km/h
16-QAM	2/3	13.27 Mbps	14.2 dB	21.5 dB	113 Hz	96 Hz	207 km/h	21.5 dB	74 Hz	63 Hz	136 km/h	21.5 dB	35 Hz	30 Hz	65 km/h
64-QAM	1/2	14.93 Mbps	16.0 dB	23.5 dB	90 Hz	75 Hz	162 km/h	23.5 dB	60 Hz	50 Hz	108 km/h	23.5 dB	30 Hz	25 Hz	54 km/h
64-QAM	2/3	19.91 Mbps	19.3 dB	27.0 dB	52 Hz	39 Hz	84 km/h	27.0 dB	36 Hz	27 Hz	56 km/h	27.0 dB	20 Hz	15 Hz	32 km/h

Графіки на рисунку 2.2, отримані експериментально і відповідають даним таблиці 2.1, ілюструють стійкість системи DVB-T/H в мобільному каналі при використанні модуляції 16-QAM і швидкості коригуючого коду $r=1/2$ [6]. Тут чітко простежується, як впливає доплерівський зсув в каналі на якість зв'язку, змінюється в залежності від характеристик OFDM-модему.

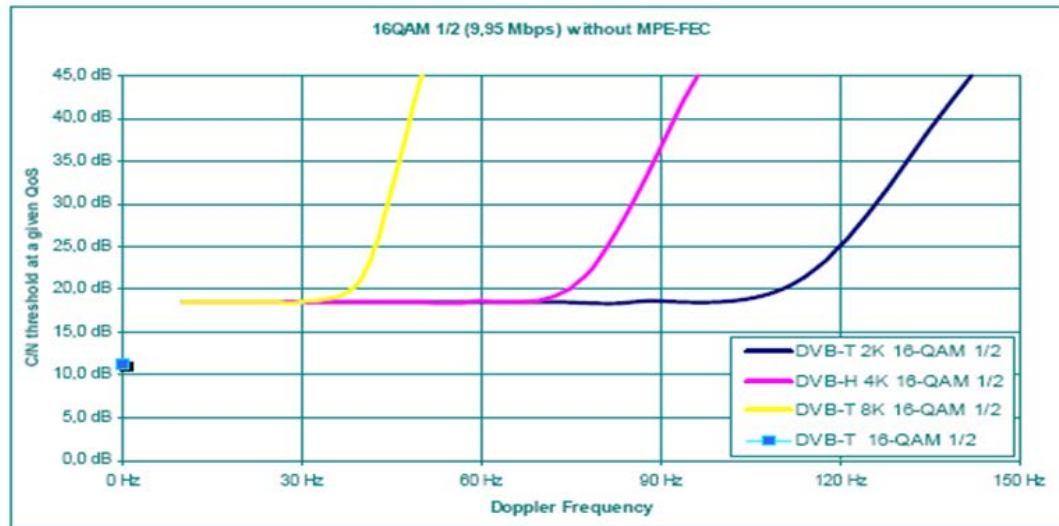


Рисунок 2.2 – Залежність ВСШ від доплерівського зсуву f_d для трьох режимів

В таблиці 2.2 представлені результати розрахунків ВСШ і максимальної швидкості переміщення об'єкта V_{\max} для двох частот (рекомендовані крайні частоти для DVB-H) і найбільш часто використовуваних режимів роботи системи DVB-H [5,6]. Наведені дані відповідають модернізованій системі з доповненнями на каналному і фізичному рівнях, коли критерієм деградації якості виступає 5-відсотковий рівень MFER. Для DVB-T різниця між C/N при QEF оцінці та C/N для 5%-MFER, як передбачається, становить 1.0дБ в гауссовському каналі та 1.5дБ в каналі Релея при нерухомому приймачі. Прийнято, що передавач і приймач є ідеальними. Для реального приймача до вказаних теоретичних оцінок повинні бути додані 2.5 дБ [5].

Необхідно відзначити, що спочатку оцінки доплерівського зсуву отримані з аналізу варіанту використання моди 8k в діапазоні 750 МГц. При цьому значення максимально допустимого доплерівського зсуву для режимів 4k і 2k отримані шляхом множення характеристик для 8k на 2 і 4. Тому дані результати не володіють великим ступенем точності.

Очевидно, що зменшення кратності модуляції веде до підвищення стійкості модему до доплерівського зміщення частоти. Платити за високу стійкість перед перешкодами доводиться зниженням пропускної здатності системи.

Таблиця 2.2 – Результати розрахунків системи DVB-H в мобільному каналі для 5% MFER

Guard interval = 1/4			2k		Speed at Fd_{3dB} km/h		4k		Speed at Fd_{3dB} km/h		8k		Speed at Fd_{3dB} km/h	
Modulation	Code rate	MPE-FEC CR	C/N _{min} dB	Fd _{3dB} Hz	474 MHz	746 MHz	C/N _{min} dB	Fd _{3dB} Hz	474 MHz	746 MHz	C/N _{min} dB	Fd _{3dB} Hz	474 MHz	746 MHz
QPSK	1/2	1/2	8,5	400	911	579	8,5	200	456	290	8,5	100	228	145
		2/3	9,0	400	911	579	9,0	200	456	290	9,0	100	228	145
		3/4	9,5	400	911	579	9,5	200	456	290	9,5	100	228	145
		5/6	10,0	400	911	579	10,0	200	456	290	10,0	100	228	145
QPSK	2/3	7/8	10,5	400	911	579	10,5	200	456	290	10,5	100	228	145
		2/3	12,0	400	911	579	12,0	200	456	290	12,0	100	228	145
		3/4	12,5	400	911	579	12,5	200	456	290	12,5	100	228	145
		5/6	13,5	400	911	579	13,5	200	456	290	13,5	100	228	145
16-QAM	1/2	7/8	14,5	400	911	579	14,5	200	456	290	14,5	100	228	145
		2/3	15,0	400	911	579	15,0	200	456	290	15,0	100	228	145
		3/4	15,5	400	911	579	15,5	200	456	290	15,5	100	228	145
		5/6	16,5	400	911	579	16,5	200	456	290	16,5	100	228	145
16-QAM	2/3	7/8	17,5	400	911	579	17,5	200	456	290	17,5	100	228	145
		2/3	18,0	380	866	550	18,0	190	433	275	18,0	95	216	138
		3/4	18,5	380	866	550	18,5	190	433	275	18,5	95	216	138
		5/6	19,5	380	866	550	19,5	190	433	275	19,5	95	216	138
64-QAM	1/2	7/8	20,5	380	866	550	20,5	190	433	275	20,5	95	216	138
		5/6	21,5	200	456	290	21,5	100	228	145	21,5	50	114	73
		7/8	22,5	200	456	290	22,5	100	228	145	22,5	50	114	73
		2/3	25,0	120	273	174	25,0	60	137	87	25,0	30	68	43
64-QAM	2/3	3/4	25,5	120	273	174	25,5	60	137	87	25,5	30	68	43
		5/6	27,0	120	273	174	27,0	60	137	87	27,0	30	68	43

2.2 Моделювання та дослідження радіоканалу в середовищі MATLAB/SIMULINK

2.2.1 Дослідження властивостей мобільного радіоканалу за допомогою програмних засобів MATLAB і Simulink

Обрана модель радіоканалу відіграє визначальну роль в отриманні достовірної оцінки максимально допустимої швидкості переміщення абонентів шляхом імітаційного моделювання. Виходячи з цілей дипломної роботи, за визначенням, допускається динамічний характер стану радіоканалу. Само по собі пересування АТ веде до прояву ефекту Доплера. При цьому в умовах інтенсивної міської забудови будь-яке переміщення веде також до зміни картини многолучевості і, відповідно, до різкої зміни амплітуди сигналу. Відповідно неминучими стають ефекти часових завмирань і мінливості частотної характеристики каналу. Зупинимося докладніше на цих двох процесах, описавши їх аналітично і задіявши програмні засоби MATLAB. Для кращої наочності математичної викладки опустимо облік накладення АБГШ на сигнал.

У загальному випадку радіосигнал при мобільному прийомі описується наступним виразом:

$$\bar{r}(t) = \sqrt{2} \cdot \sum_{k=1}^N a_k \cdot e^{j\theta_k} e^{j2\pi f_{dk}t} s(t - \tau_k) e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.3)$$

де N – число променів,

a_k – амплітуда k -ого променя,

θ_k – фаза k -ого променя,

f_{dk} – доплеровське зрушення k -ого променя,

τ_k – часова затримка k -ого променя,

f_0 – частота несучого коливання,

$s(t)$ – низькочастотний модулюючий сигнал.

Комплексні низькочастотні сигнали на передачі і на прийомі пов'язані співвідношенням:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) \cdot s(t - \tau_k) d\tau, \quad (2.4)$$

$$\text{де } h(\tau, t) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot e^{j\theta_k} e^{j2\pi f_{dk}t} \delta(t - \tau_k) \quad (2.5)$$

– який залежить від часу імпульсного відгуку каналу.

Для того щоб перейти до імпульсного відгуку каналу в частотній області, необхідно до $h(\tau, t)$ застосувати перетворення Фур'є:

$$H(f, t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau, t) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (2.6)$$

Підставляючи в (2.6) вираз для $h(\tau, t)$, отримуємо:

$$H(f, t) = \sum_{k=1}^N a_k \cdot e^{j\theta_k} e^{j2\pi f_{dk}t} e^{-j2\pi f\tau_k} \quad (2.7)$$

Отриманий вираз відображає частотну селективність каналу і наявність в ньому часових завмирань. Розглянемо докладніше вплив того чи іншого чинників погіршення зв'язку. Щоб спростити математичні викладки, прийнемо число променевих компонент, що беруть участь у передачі, рівним двом.

Припустимо, що затримки між променевими компонентами немає: електромагнітні хвилі приходять синхронно з різних напрямків, різняться лише їх частоти, що обумовлено ефектом Доплера. Залежність від частоти пропадає.

$$\tau_k = 0 \rightarrow e^{-j2\pi f\tau_k} = 1 \quad (2.8)$$

Модуль коефіцієнта передачі в такому випадку буде дорівнювати

$$|h(t)|^2 = h(t) \cdot \hat{h}(t) = a_1^2 + a_2^2 + 2 \cdot a_1 a_2 \cos(2\pi(f_{d1} - f_{d2})t + \theta_1 - \theta_2) \quad (2.9)$$

Покладемо тепер, що передавач і приймач знаходяться в стаціонарному положенні, але тепер відзначимо наявність затримки між прийнятими променями.

$$f_{dk} = 0 \rightarrow e^{j2\pi f_{dk} t} = 1 \quad (2.10)$$

Залежність від часу пропадає, і вираз (2.7) можна переписати в вигляді:

$$H(f, t) = \sum_{k=1}^2 a_k \cdot e^{j\theta_k} e^{-j2\pi f \tau_k} \quad (2.11)$$

Модуль коефіцієнта передачі в такому випадку дорівнює

$$|H(t)|^2 = H(t) \cdot \hat{H}(t) = a_1^2 + a_2^2 + 2 \cdot a_1 a_2 \cos(2\pi(\tau_1 - \tau_2)t + \theta_1 - \theta_2) \quad (2.12)$$

Як видно, вирази 2.9 і 2.12 абсолютно аналогічні один одному з тією лише різницею, що в першому випадку періодичність функції обумовлена відмінністю доплеровських зрушень променевих компонент, а в другому випадку – різницею їхніх часових затримок.

Отримані вирази наочно ілюструються графіками на рисунку 2.3, отриманими в системі MATLAB.

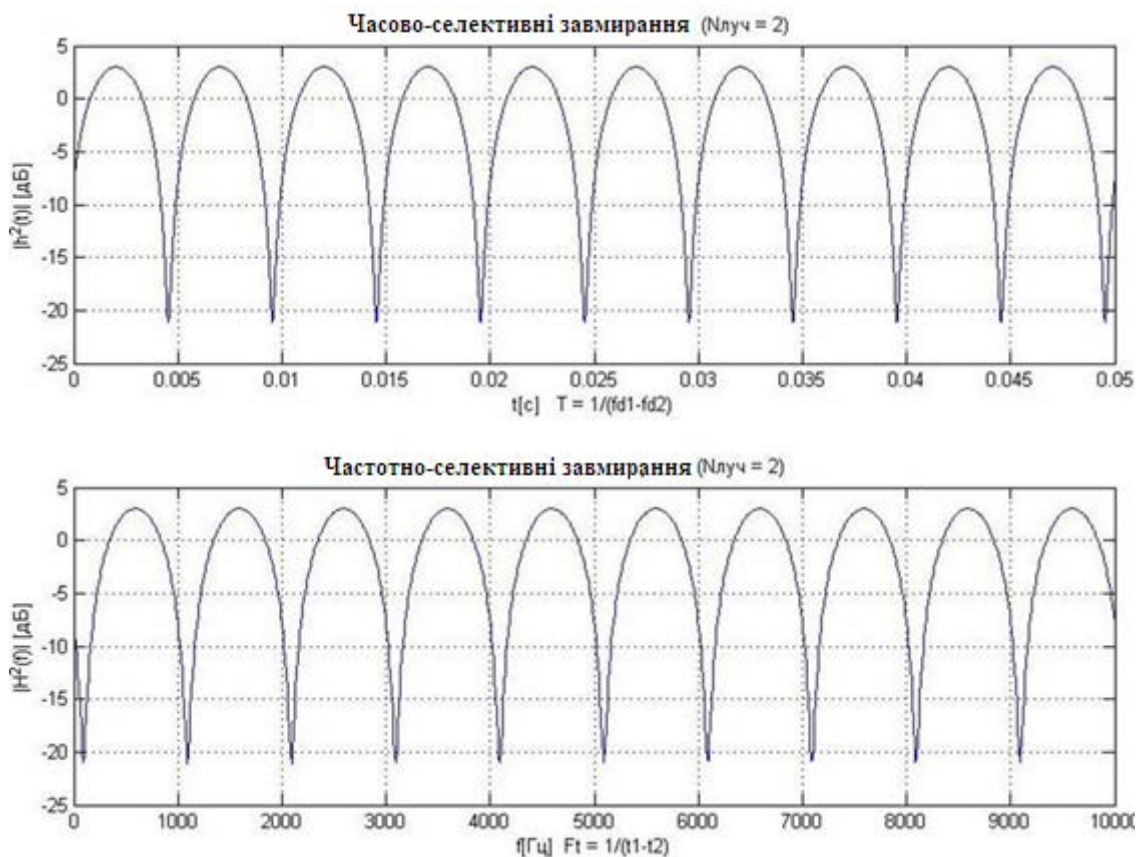


Рисунок 2.3 – Двопроменева модель завмирань в частотній і часовій областях

З графіків випливає, що при амплітудах двох променів 0,75 і 0,66 глибина завмирань становить 24дБ. Легко побачити, що як в часовій, так і в частотній областях канал матиме осцилюючий характер коефіцієнта передачі. Для опису властивостей каналу вводять поняття інтервалу когерентності і смуги когерентності. У першому випадку – це такий інтервал часу, за тривалість якого властивості каналу не встигають значно змінитися. У другому – це такий інтервал частот, спектральні компоненти в якому відчують квазіоднакове ослаблення.

Зміни властивостей радіоканалу в частотній і в часовій областях виявляються в деякій мірі корельованими, так як будь-який рух (внесення ненульового доплерівського зсуву) викликає зміну профілю багатопроменевості каналу і, навпаки, зміна картини багатопроменевості може відобразитися на формі доплерівського спектра [1]. В реальних умовах в прийомопередачі бере участь набагато більше число променевих компонент з випадковими, динамічно змінними характеристиками. Тому стан каналу також буде випадковим. Емпіричні дослідження показують, що основний вплив на радіоканал надають характеристики лише декількох променевих компонент. Це послужило підставою для стандартизації так званих дискретних профілів затримки. Для рухомого зв'язку такі профілі, як правило, враховують 6, 12 або навіть 20 променів і застосовні для різних характерів забудови.

У даній роботі при моделюванні були використані дискретні профілі затримок моделей COST і ITU Vehicular [12]. Шестипроменеві дискретні профілі затримок даних моделей наведені в таблицях 2.3 і 2.4.

Тут RA – Rural Area – передмістя, сільська місцевість;

TU – Typical Urban – типова міська забудова;

BU – Bad Urban – вкрай інтенсивна міська забудова;

HT – Hilly Terrain – гориста місцевість.

Залежно від умов зовнішнього середовища, профілі розрізняються розширенням затримки і характером розподілу потужності сигналу по променевим компонентах.

Таблиця 2.3 – Дискретні профілі затримок моделі ITU

№ компоненти	Vehicular A (мале розширення)		Vehicular B (велике розширення)	
	Відносна затримка (нс)	Відносне послаблення (дБ)	Відносна затримка (нс)	Відносне послаблення (дБ)
1	0	0.0	0	-2.5
2	310	-1.0	300	0
3	710	-9.0	8.900	-12.8
4	1 090	-10.0	12 900	-10.0
5	1 730	-15.0	17 100	-25.2
6	2 510	-20.0	20 000	-16.0

Таблиця 2.4 – Дискретні профілі затримок моделі COST

№ компоненти	RA		TU	
	Відносна затримка (нс)	Відносне послаблення (дБ)	Відносна затримка (нс)	Відносне послаблення (дБ)
1	0	0.0	0	-3
2	100	-4.0	200	0
3	200	-8.0	500	-2
4	300	-12.0	1 600	-6
5	400	-16.0	2 300	-8
6	500	-20.0	5 000	-10
	BU		HT	
	Відносна затримка (нс)	Відносне послаблення (дБ)	Відносна затримка (нс)	Відносне послаблення (дБ)
1	0	-2.5	0	0
2	300	0	100	-1.5
3	1 000	-3	300	-4.5
4	1 600	-5	500	-7.5
5	5 000	-2	15 000	-8.0
6	6 600	-4	17 200	-17.7

2.2.2 Моделювання каналу із завмираннями

Досліджуємо канал TU6 моделі COST. Найпростіша система зв'язку з ФМ-4 для проведення імітаційного моделювання зображена на рисунку 2.4.

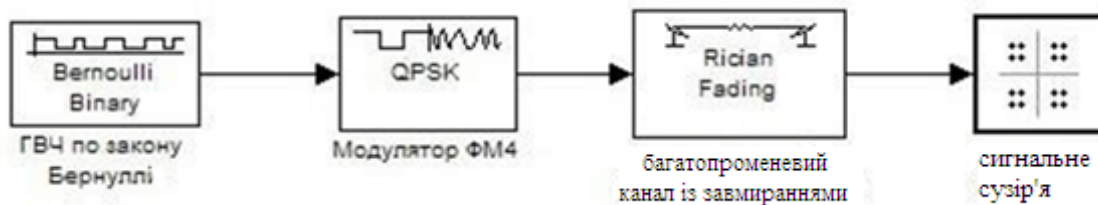


Рисунок 2.4 – Модель для дослідження властивостей багатопроменевого каналу із завмираннями

Смуга сигналу тракту основної смуги визначається тривалістю символу даних і видом використовуваної цифрової модуляції. Задамо $T_s=10\text{мкс}$. Відповідно, еквівалентна смуга частот такого сигналу складе $=100\text{кГц}$.

Sample time:

Параметри дискретного профілю затримки задаються в параметрах блоку Релеевських завмирань ($K=0$):

Discrete path delay vector (s):

Average path gain vector (dB):

Імпульсний відгук каналу показаний на рисунку 2.5.

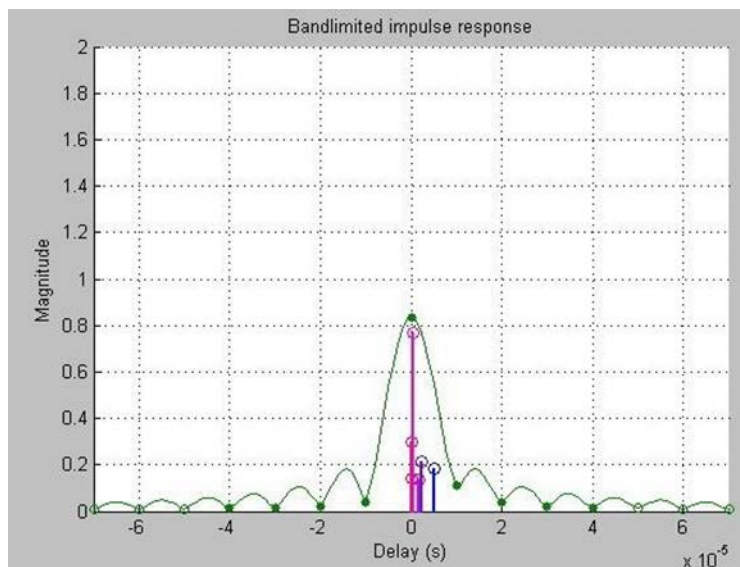


Рисунок 2.6 – Імпульсний відгук каналу TU6

Розширення затримки каналу виявляється менше часу тривалості передачі символу ФМ-4: $5 \cdot 10^{-6}$ (с) $<$ $2 \cdot 10^{-5}$ (с). Тому явище межсимвольної інтерференції не виникає і частотно-селективні завмирання практично відсутні. При цьому чим менше виявляється розширення затримки в порівнянні з тривалістю символу (тобто чим вужче смуга сигналу для одних умов поширення), тим ближче модель каналу наближається до однопроменевої. Рисунок 2.7а показує АЧХ каналу для сигналу смуги 100 кГц. Збільшимо смугу частот сигналу до 1 МГц і покажемо частотну характеристику каналу. Тепер уже розширення затримки в каналі перевищує час тривалості символу даних: $2 \cdot 10^{-6}$ (с) $<$ $5 \cdot 10^{-6}$ (с). Замість гладких, щодо смуги сигналу, завмирань маємо справу з частотно-селективними.

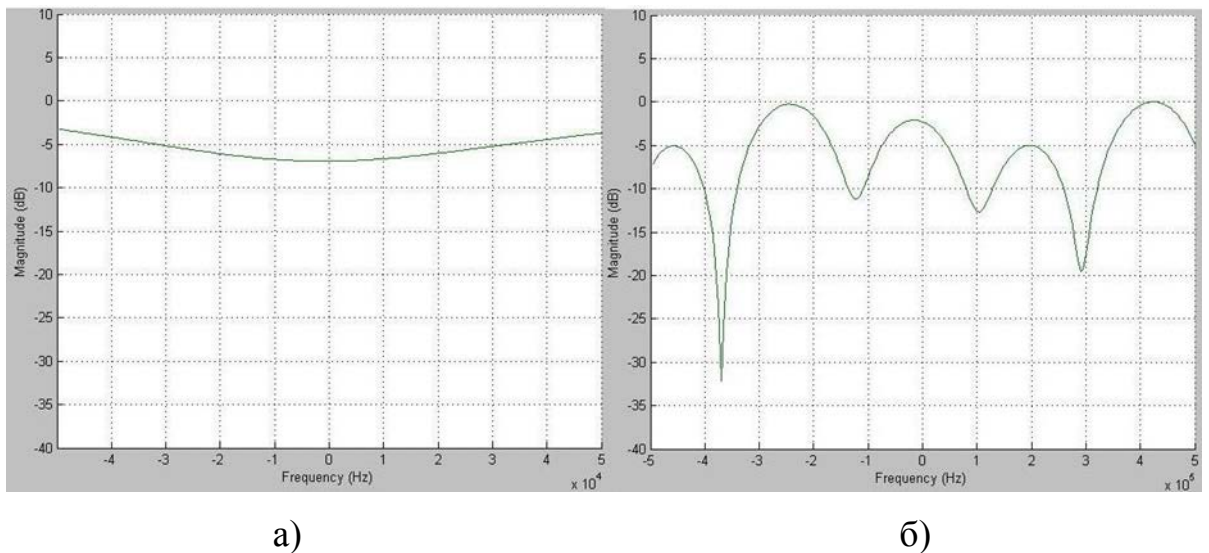


Рисунок 2.7 – АЧХ каналу ТУ6 для сигналу смуги а) 100кГц, б) 1МГц

Можна побачити, що розмах завмирань спектральних компонент істотно зріс в порівнянні з вузькосмуговим сигналом. Важливо відзначити, що параметри середовища передачі залишаються незмінними для обох розглянутих випадків. І два графіка (рис. 2.7) розрізняються лише масштабами розгляду: принципове значення на характер частотної селективності завмирань мають відношення смуги частот сигналу, що передається до смуги когерентності багатопроменевого радіоканалу. Частотна «гладкість» завмирань вузькосмугового сигналу не завжди є плюсом. Це означає, що поява сильного ослаблення в каналі гарантовано призведе до втрати всієї інформації, що

передається в заданій смузі. Тим часом грамотне використання широкосмугових сигналів дає можливість гарантувати постійну якість радіозв'язку, незважаючи на істотну нерівномірність АЧХ каналу. Така властивість досягається двома підходами:

- штучне розширення спектру сигналу при передачі і згортанні при прийомі. При цьому використання сигналів з хорошими взаємкорреляційними і автокорреляційними властивостями дозволяє відновлювати сигнал, незважаючи на часткову втрату бітів (чипів) внаслідок завмирань. Подібний результат досягається за рахунок використання псевдовипадкових розширюючих послідовностей (варіант DS - CDMA).

- розбиття загальної смуги на велику кількість вузькосмугових каналів, для кожного з яких еквівалентний канал виявиться частотно-гладким, і ослаблення в ньому буде слабо корельованим з ослабленням в інших еквівалентних каналах. При цьому з'являється можливість адаптивно підбирати або постійно чергувати вузькосмугові канали, які беруть участь в прийомопередачі, для забезпечення постійної якості зв'язку (варіант OFDMA, FH-CDMA).

Звернемося тепер до питання швидких завмирань, що викликаються ефектом Доплера в релеєвському каналі. Вираз (2.3) враховує цей факт множителем $a_k \cdot e^{j\theta} e^{j2\pi f_a t}$. Цей множник характеризує мультиплікативну перешкоду каналу з релеєвськими завмираннями, а також фазовий зсув, що вноситься в переданий сигнал. Це показано на рисунку. 2.6, врахувавши також неминучу наявність в каналі перешкоди АБГШ.

Для роботи в каналі з релеєвськими завмираннями система зв'язку повинна або використовувати відносні види модуляції, або володіти механізмом компенсації фазових спотворень. Для цього в процесі прийомопередачі необхідно постійно оцінювати характеристики каналу за допомогою т.зв. тренувальних послідовностей (для систем з однією несучою) або пілот-сигналів (для систем з OFDM-модемом і когерентним детектуванням). Частота оцінки повинна бути не менше інтервалу кореляції каналу t_{corr} .

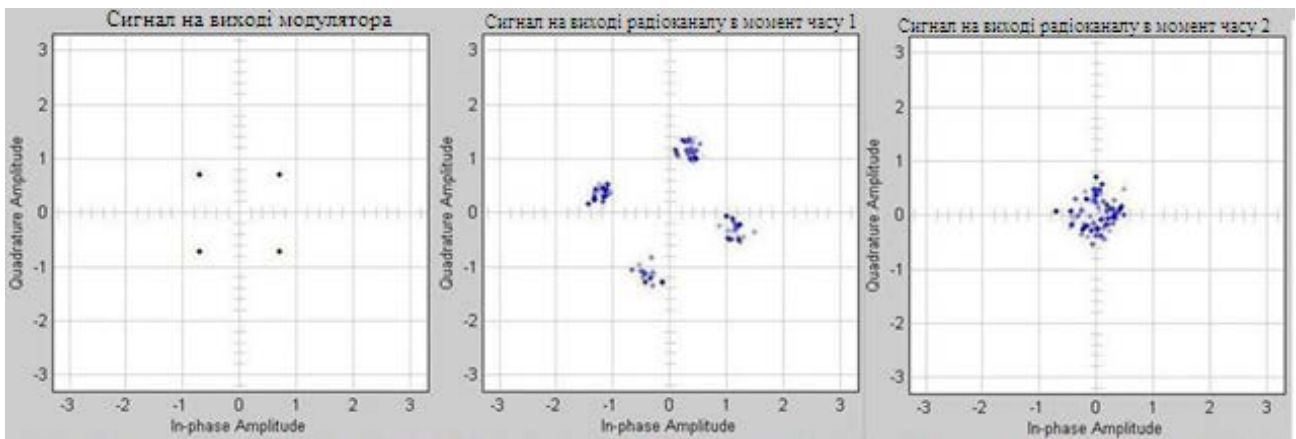


Рисунок 2.8 – Спотворення сигнального сузір'я ФМ-4 в мобільному радіоканалі

Отриманий на основі аналізу властивостей радіоканалу комплексний коефіцієнт передачі використовується на приймальній стороні для відновлення сигналу. Як показано на рисунку 2.3, чим вище доплерівське зрушення, тим меншим виявляється період завмирань в часі і тим швидше змінюється фазова траєкторія комплексного коефіцієнта передачі каналу. Відповідно, виявляється складніше компенсувати спотворення, які вносить канал, яскравіше проявляється негативний вплив АБГШ на характеристики передачі. Сказане ілюструє рисунок 2.9, на якому зображений отриманий в результаті моделювання графік залежності необхідного ЗСШ в каналі від величини доплерівського зсуву в при заданій ймовірності похибки для простого ВФМ-2 модему.

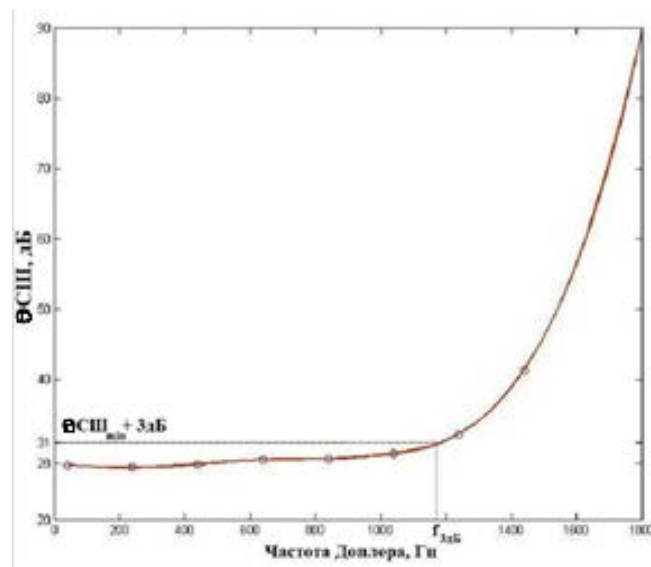


Рисунок 2.9 – Графік залежності ЗСШ (f_d) при $P_{ош}=10^{-3}$ для ОФМ-2 модема

2.2.3 Зіставлення релєївського і райсовського каналів

Коли деяка частка електромагнітної енергії потрапляє на антену приймального пристрою безпосередньо від антени радіопередавача без відображень, говорять про наявність прямої видимості або про присутність LOS- компоненти (Line of Sight – лінія прямої видимості). Відношення енергії LOS до дифузійної енергії в одній променевій компоненті позначається коефіцієнтом K (т.зв. K -фактор). Статистичні властивості сигналу в багатопробієвому радіоканалі описуються функцією щільності ймовірності (ФЩЙ) Райса, від якої визначається величиною K -фактора. У цьому полягає узагальненість райсовського розподілу, так як в різних межах K -фактора ФЩЙ Райса зводиться до ФЩЙ Релея або Гаусса, показуючи їх перехід з однієї в іншу для проміжних величин K [8]. ФЩЙ Райса для різних значень K -фактора представлені на рисунку 2.10.

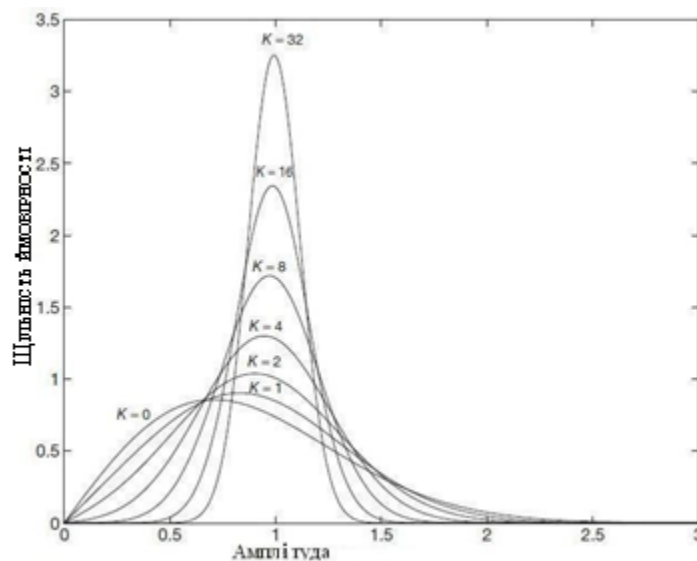


Рисунок 2.10 – ФЩВ Райса для $K = 0$ (Релей) і для $K = 1, 2, 4, 8, 16, 32$ (Гаусс)

В умовах багатопробієвості наявність компоненти з ненульовим K -фактором не гарантує бездоганну якість каналу. Для того щоб це показати, знову звернемося до моделі TU6. Зробимо допущення, що K -фактор першої променевої компоненти дорівнює 32. Однак її амплітуда, відповідно до моделі TU6 (табл. 2.4), залишиться в 2 рази менше по відношенню до другої

компоненти променя. Очевидно, що вплив відбитих компонент, як і раніше провокує глибокі швидкі завмирання амплітудою до 40дБ.

Моделювання показало, що вплив відбитих компонент виявляється зневажливо малим лише коли LOS-компонента значно їх потужніше (на 15дБ і більше). Розмах завмирань в такій ситуації не перевищує 10дБ, і властивості каналу прагнуть до моделі АБГШ. На рисунку 2.11 представлено зіставлення сумарної картини завмирань з завмираннями окремих променевих компонент.

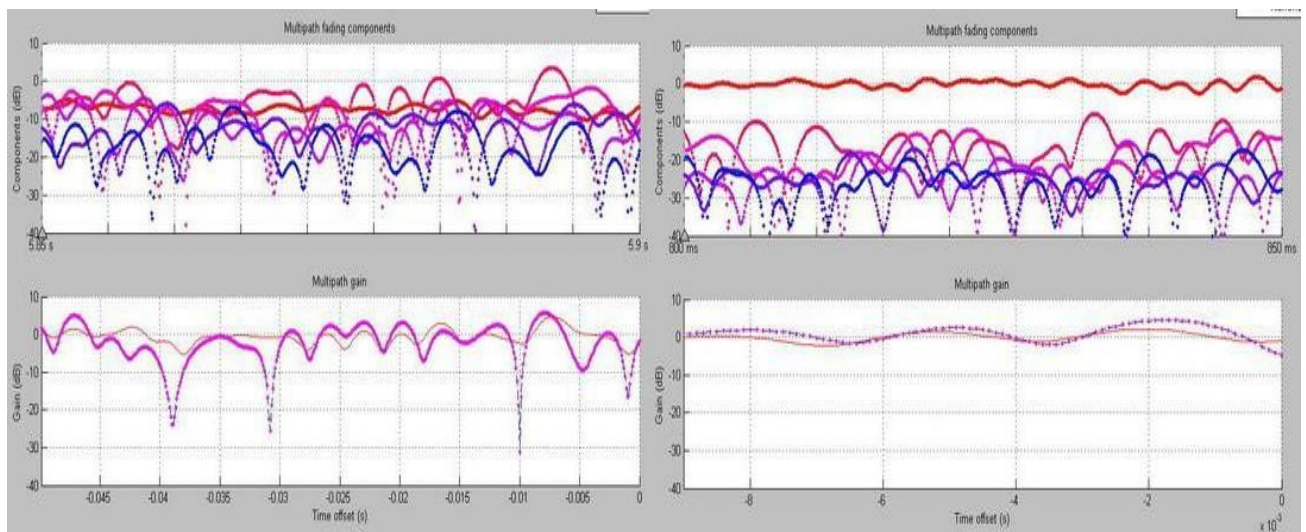


Рисунок 2.11 – Ослаблення окремих променевих компонент і сумарна картина завмирань для слабкої (-3дБ) і сильної (15дБ) LOS-компонент відповідно

В умовах присутності потужної LOS-компоненти легше забезпечити мобільність АТ, так як фазова траєкторія каналу практично не проходить через нуль, і робота механізмів оцінки каналу спрощується. Для пояснення порівняємо траєкторії зміни комплексного коефіцієнта передачі каналу для умов сильної і слабкої LOS-компонент. У першому випадку модуль коефіцієнта передачі приблизно постійний, фаза змінюється лінійно – канал практично повністю визначається складовою прямої видимості. У другому випадку на вхід приймального пристрою приходять кілька електромагнітних хвиль з порівнянною середньою амплітудою. При цьому схильність п'яти з шести компонент променя глибоким релеєвським завмиранням призводить до того, що поведінка сумарного сигналу також виявляється квазірелеєвським. Оскільки

на відміну від LOS-складової, інші компоненти мають випадково змінюючу в часі фазу, то і фаза сумарного сигналу втрачає лінійність своєї зміни. Цей факт відображають численні повороти і петлі фазової траєкторії, зображеної на рисунку 2.12б.

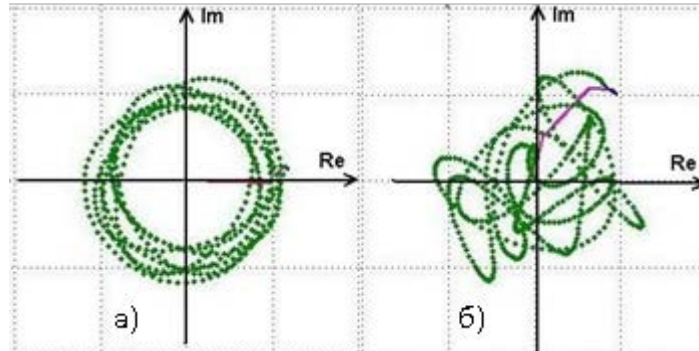


Рисунок 2.12 – Вплив LOS на фазову траєкторію каналу

а) сильна LOS-компонента

б) слабка LOS-компонента

В процесі моделювання в блоці імітації завмирань необхідно задати параметри, що враховують вплив ефекту Доплера. Постійна зміна швидкості руху абонента, його положення по відношенню до передавача викликає нестационарність доплерівської частоти в каналі. Така нестационарність оцінюється при імітаційному моделюванні підбором відповідного типу доплерівського спектра.

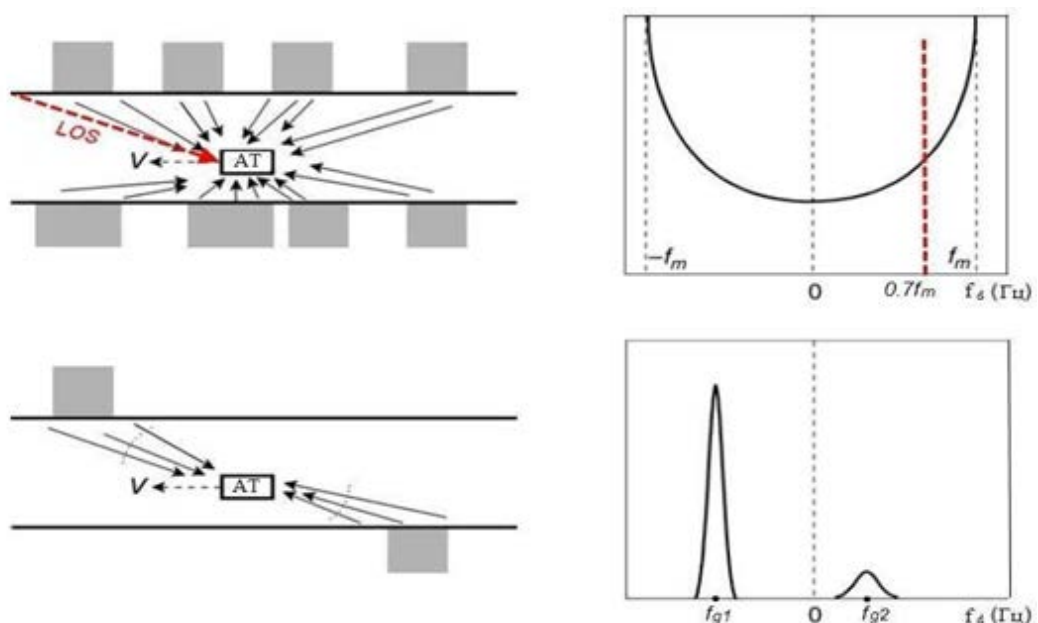


Рисунок 2.13 – Відповідність форм доплерівського спектра різних умов зв'язку

Параметром класичної форми спектра є лише максимальне доплерівське зрушення в каналі. Для опису гауссовської форми необхідно завдати значення центральних доплеровських частот, відповідних напрямкам приходу променів, а також стандартної девіації гауссовського випадкового процесу для характеристики ступеня розмиття спектру. При моделюванні доплерівського спектра райсовського каналу LOS-компонента враховується додаванням до вираження джейкс-спектра деякого імпульсу, що має, в свою чергу, ненульове доплерівське зрушення (рис. 2.10 пунктирна лінія). Вираз для Джейкс-спектра з урахуванням LOS-компоненти наведено нижче [1]:

$$S_{Rice}(fd) = S_c(fd) + 0.91 \delta(fd - 0.7fd_{max}) \quad (2.13)$$

2.2.4 Порівняння завадостійкості найпростіших систем цифрового зв'язку при роботі в АБГШ і релєївському каналах

На основі проведеного в Simulink експерименту оцінимо схожість результатів з теоретично відомими даними, щоб довести правильність застосовуваної методики моделювання радіоканалу.

Моделювання каналу з АБГШ. Імітаційна модель найпростішої системи з АБГШ-каналом зв'язку представлена на рисунку 2.14.

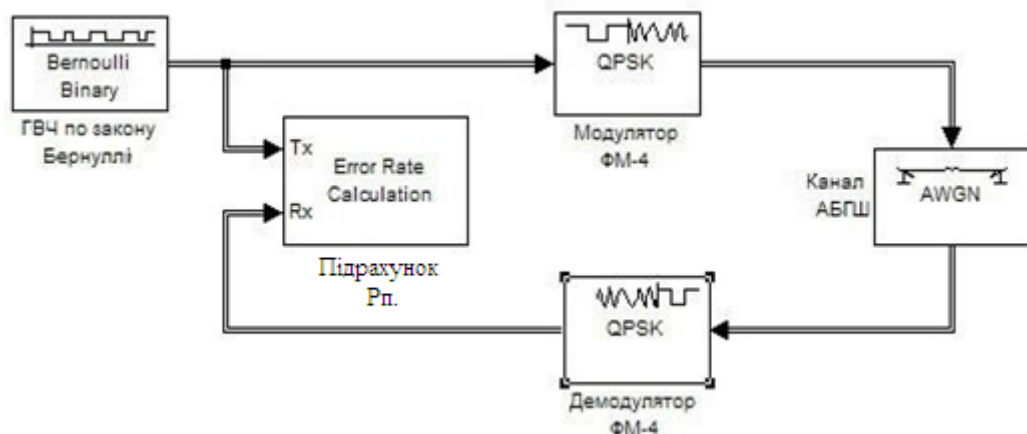


Рисунок 2.14 – Імітаційна модель системи зв'язку з АБГШ-каналом

Крива завадостійкості системи зв'язку ФМ-4 без кодування в каналі з адитивним білим гауссовським шумом представлена на рисунку 2.15. Тут же зображені криві для деяких каналних кодерів, які використовуються в

системах WiMAX і T-DAB. Графіки побудовані за допомогою вбудованої підпрограми MATLAB BERTool. Методика застосування даної підпрограми для роботи з імітаційними моделями Simulink приведена в [7].

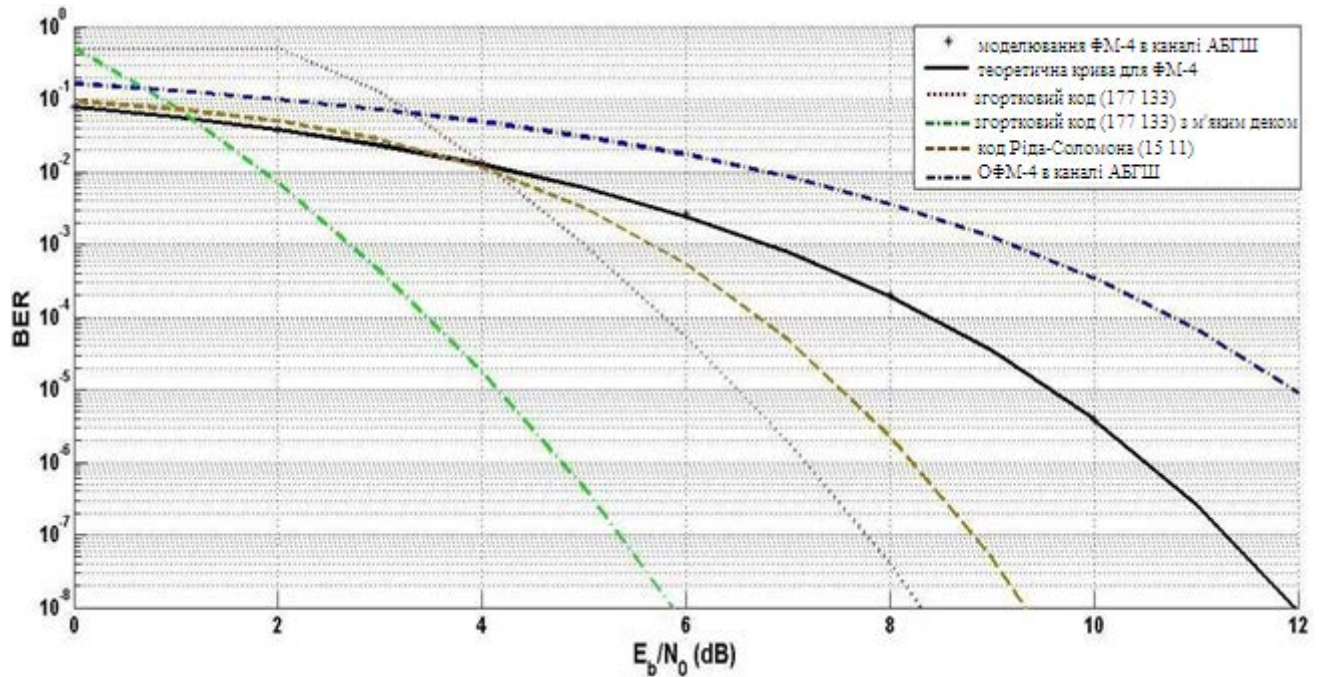


Рисунок 2.15 – Криві завадостійкості для системи зв'язку ФМ4 і ОФМ4 в каналі з АБГШ

Моделювання каналу з релеєвськими завмираннями. Отримаємо з допомогою імітаційного моделювання теоретичні криві завадостійкості для каналу з релеєвськими завмираннями. Слід зазначити, що теоретична крива для каналу з релеєвськими завмираннями враховує лише мультипликативну перешкоду, що відповідає за чисті амплітудні завмирання.

Зробимо наступні припущення при моделюванні:

1. В каналі присутні гладкі частотні завмирання. Іншими словами, модель каналу обмежена однією променевою компонентою. Таким чином, вноситься одинична комплексна мультиплікативна перешкода, реальна і уявна частини якої є незалежними випадковими гаусовськими величинами з нульовим середнім і дисперсією $1/2$ [1].

2. В каналі також присутній адитивний гаусів шум n з ФЦВ

3. Комплексний коефіцієнт передачі каналу в точності відомий на приймальній стороні. Тобто виробляється ідеальний еквалайзінг шляхом ділення прийнятого сигналу Y на значення h :

$$\hat{Y} = \frac{y}{h} = \frac{hx+n}{h} = x + \tilde{n}, \quad (2.14)$$

$\tilde{n} = \frac{n}{h}$ – адитивний шум, віднесений до комплексної мультиплікативної завади.

Імітаційна модель моделі системи зв'язку з релеєвським каналом і ідеальним еквалайзінгом представлена на рисунку 2.16.

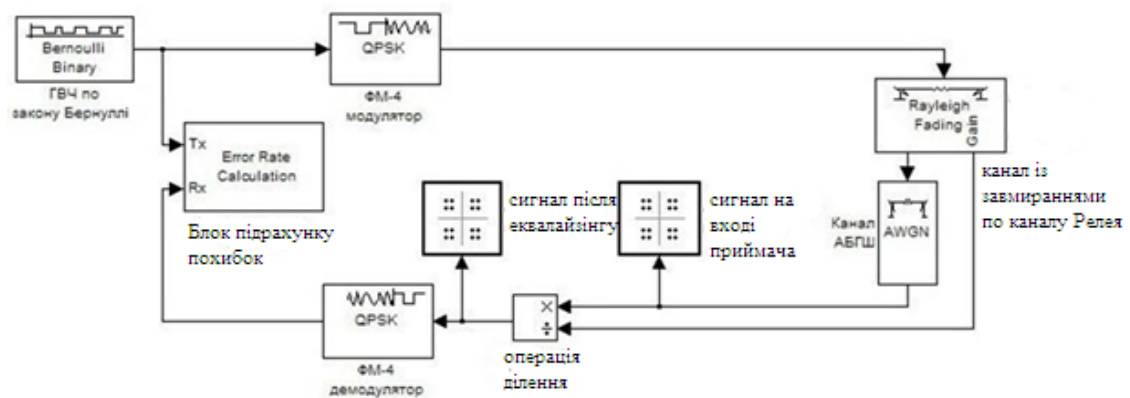


Рисунок 2.16 – Модель системи зв'язку ФМ-4 з релеєвським каналом

Інтерес представляє блок релеєвських замирань. Вікно параметрів блоку показано на рисунку 2.17.

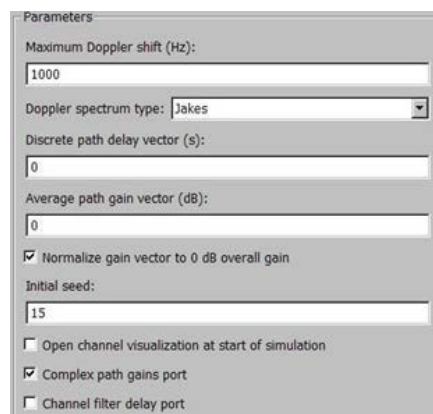


Рисунок 2.17 – Вікно параметрів блоку імітації релеєвського каналу

Параметри блоку:

- Maximum Doppler Shift – максимальне доплерівське зміщення в Гц;
- Doppler spectrum – тип доплерівського спектру;

- Discrete path gain vector – вектор затримок променевих компонент;
- Average path gain vector – вектор відносних послаблень променевих компонент.

На рисунку 2.18 наведені теоретична і отримана в результаті імітаційного моделювання криві завадостійкості для релєївського каналу з амплітудними завмираннями. Тут же, для порівняння, зображена крива завадостійкості для райсовського каналу з $K=10$.

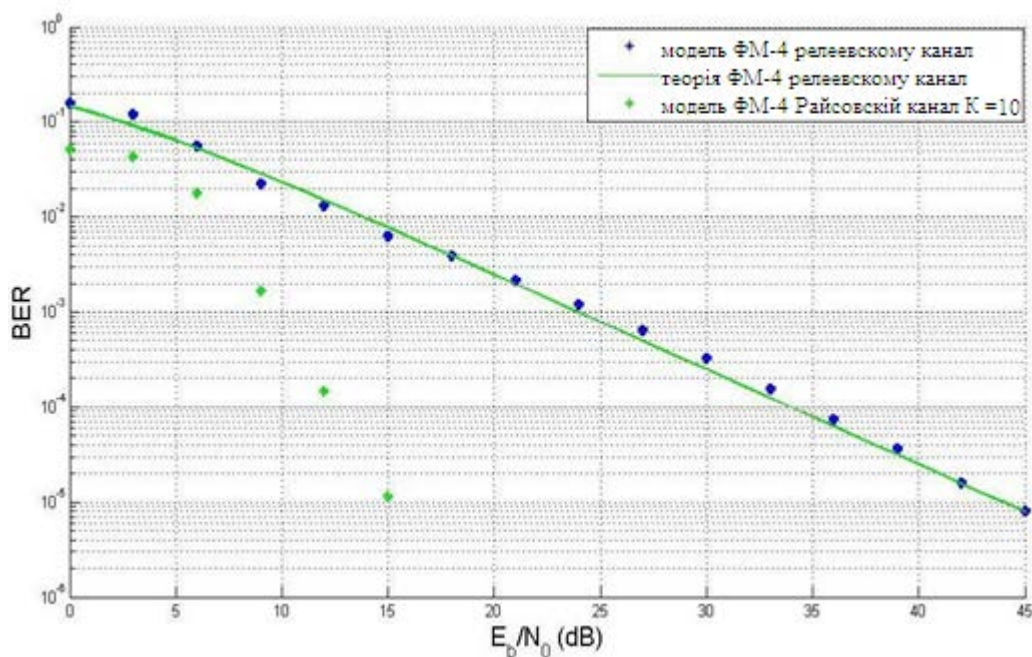


Рисунок 2.18 – Завадостійкість системи зв'язку з ФМ-4 модуляцією і каналом з релєєвськими амплітудними завмираннями ($K=0$ и 10)

За допомогою блоків відображення сигнального сузір'я отримуємо оцінку сигналу до компенсації фазових спотворень і після.

З рисунку 2.19 видно, що спотворення в каналі з ідеальним еквалайзінгом обумовлені деякою аддитивною перешкодою. Однак за своїми властивостями вона відрізняється від адитивного білого гауссовського шуму за рахунок ділення на комплексний коефіцієнт передачі релєївського каналу, якому притаманна нерівномірність як в частотній, так і в часовій областях. При відсутності в каналі гауссовського шуму, ідеальна компенсація повністю усунула б все спотворення і дозволила точно відновити форму сигнального сузір'я.

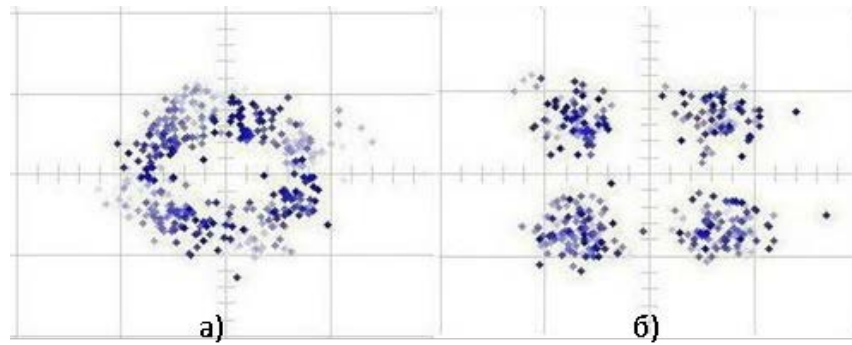


Рисунок 2.19 – Діаграма сигнального сузір'я а) після проходження фізичного каналу зв'язку б) після еквалайзінгу

Досліджувані в даній роботі системи T-DAB і WiMAX мають принципово різні механізми забезпечення стійкості роботи в релеевському каналі. В системі T-DAB застосовується відносна квадратурна модуляція ВФМ-4, що дозволяє уникнути явище зворотної роботи. В системі WiMAX застосований принцип компенсації спотворень за рахунок оцінки комплексного коефіцієнта передачі за допомогою пілот-сигналів. При цьому виявляється можливим обійтися без відносної модуляції. Як відомо, при належній якості оцінювання каналу, це дозволяє отримати енергетичний виграш 3дБ (рис. 2.15). Криві завадостійкості системи WiMAX 3.5МГц при роботі в мобільному релеевському радіоканалі профілю ITU Vehicular A представлені на рисунку 2.20. Тут наочно ілюструється проблема виникнення НЙП, що викликається наявністю в каналі доплерівського розширення.

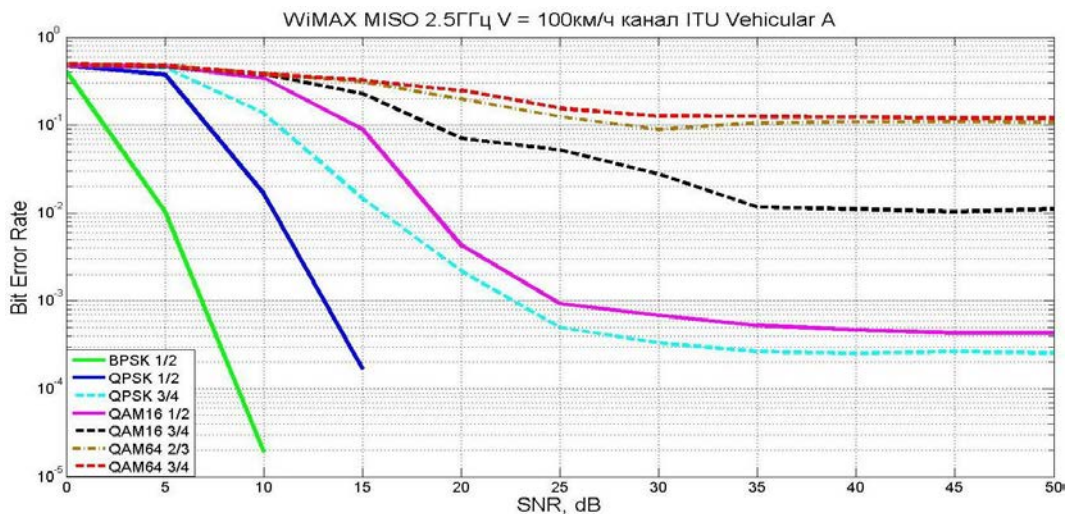


Рисунок 2.20 – Криві завадостійкості mobile WiMAX для роботи при мобільному прийомі

2.3 Моделювання системи з OFDM-модемом з метою оцінки максимально дозволених швидкості абонентського терміналу

2.3.1 Опис імітаційної моделі системи mobile WiMAX

Для моделювання фізичного рівня системи mobile WiMAX в даній роботі використовується імітаційна модель з бібліотеки Simulink/Communications blockset фізичного каналу WiMAX стандарту 802.16d.

Оскільки стандарти 802.16d і 802.16e мають ряд відмінностей на фізичному і MAC рівнях, необхідно їх заздалегідь пояснити для того, щоб можна було грамотно оцінити результати імітаційного моделювання стосовно до системи mobile WiMAX. Загальна суть змін при розробці стандарту 802.16e була спрямована на забезпечення більшої гнучкості роботи щодо доступної смуги частот [4]. Якщо OFDM-модем передачі фіксованого WiMAX був розрахований тільки на використання 256-розрядної ШПФ, то принцип S-OFDMA дозволяє варіювати розрядність N_{FFT} від 128 до 2048, в залежності від доступного частотного ресурсу (табл. 1.1). Принциповою є різниця в величині частотного розносу між поднесучими, яка визначається як:

$$\delta f = \frac{n \cdot BW}{N_{FFT}}, \quad (2.15)$$

де n – показник передискретизації, приймає значення 8/7, коли ширина смуги частот кратна 1.75МГц, і коли вона кратна 1.25МГц [4].

Mobile WiMAX припускає 4 режими роботи щодо доступної смуги частот, і всі вони кратні 1.25МГц (1.25, 5, 10, 20), в той час як досліджувана модель 802.16d використовує смугу шириною 3.5МГц. Тому різним виявляється показник n і, що більш важливо, різниця й співвідношення BW/N_{FFT} , через що відбувається зміна величини частотного розносу піднесучих. Такий розніс становить 10.94кГц і 15.62кГц для стандартів 802.16e і 802.16d відповідно. Звідси можна зробити висновок про відмінність тривалості корисної частини символу двох стандартів. Відбувається енергетичний обмін між стійкістю до різних видів перешкод в радіоканалі. Велика тривалість символу допомагає ефективніше боротися з ефектом MCI,

що викликається істотним розширенням затримки τ_m в каналі. З іншого боку, менша величина T_s і, отже, більший частотний розніс піднесучих ведуть до підвищення стійкості системи до ефекту МСІ, що викликається порушенням ортогональності ансамбля піднесучих в умовах присутності значного доплерівського зсуву в каналі. Для того, щоб наблизити характеристики досліджуваної моделі до стандарту 802.16e, смуга частот системи була задана 2.5 МГц, показник n в функції яка ініціалізує, змінено на 28/25. Таким чином, відповідно до вираження (2.15), маємо $\delta f = \frac{28 \cdot 2.5 \cdot 10^6}{25 \cdot 256} = 10.94 \text{кГц}$, що відповідає характеристикам стандарту mobile WiMAX.

Стандарт 802.16e передбачає також деякі нововведення в галузі забезпечення стійкості каналу зв'язку до перешкод. Введена можливість використання блочного турбокодування і низькощільних кодів LDPC. Проте, стосовно голосового і фонового класів QoS, які залишаються найбільш важливими, часто використовується згортокове кодування з попередженням пакетованих похибок за допомогою кодера Ріда-Соломона [4]. При цьому швидкості кодування можуть бути багато менше 1/2 для роботи в максимально несприятливих для зв'язку умовах: так, в системі 4G LTE найбільш завадостійкому режиму передачі даних відповідає $r_{\text{КК}}=0.076$ [10]. Реалізація алгоритму автоматичного повтору передачі HARQ відноситься до нововведення на MAC-рівні. Незважаючи на значне збільшення стійкості зв'язку при роботі в умовах сильних перешкод, на величину R_p фізичної середовища передачі алгоритм HARQ не впливає. Доступні схеми цифрової модуляції та перемеження двох стандартів однакові [4].

Розглянемо відмінності режиму OFDM, використовуваного в досліджуваній імітаційній моделі, від режиму OFDMA, що застосовується в mobile WiMAX. Принциповим є те, що окремий абонент OFDMA в кожен момент часу має в своєму розпорядженні лише частку частотних ресурсів системи. Завдяки частотній диспетчізації досягається усереднення впливу частотно-селективних завмирань на сигнал абонента [11]. У той же час

моделювання OFDM-модему, який не враховує організацію багатостанційного доступу, показує інтегральну якість зв'язку у всій доступній смузі частот. При цьому вплив частотно-селективних завмирань виявляється також усередненим. Іншими словами, можна говорити про наближення фізичного каналу досліджуваної моделі до OFDMA-каналу стандарту 802.16e, котрі використовують в даний момент усі ресурси (всі інформаційні піднесучі) обслуговуючої соти. Тобто працює з максимально можливою швидкістю передачі інформації, обмеженою лише вимогами до забезпечення заданої завадостійкості.

Сказане вище доводить правомірність розгляду результатів визначення V_{\max} на основі дослідження модифікованої імітаційної моделі 802.16d в якості оцінки стосовно стандарту IEEE 802.16e (далі в тексті mobile WiMAX).

Блок-схема імітаційної моделі фізичного рівня системи mobile WiMAX представлена на рисунку 2.21 [7].

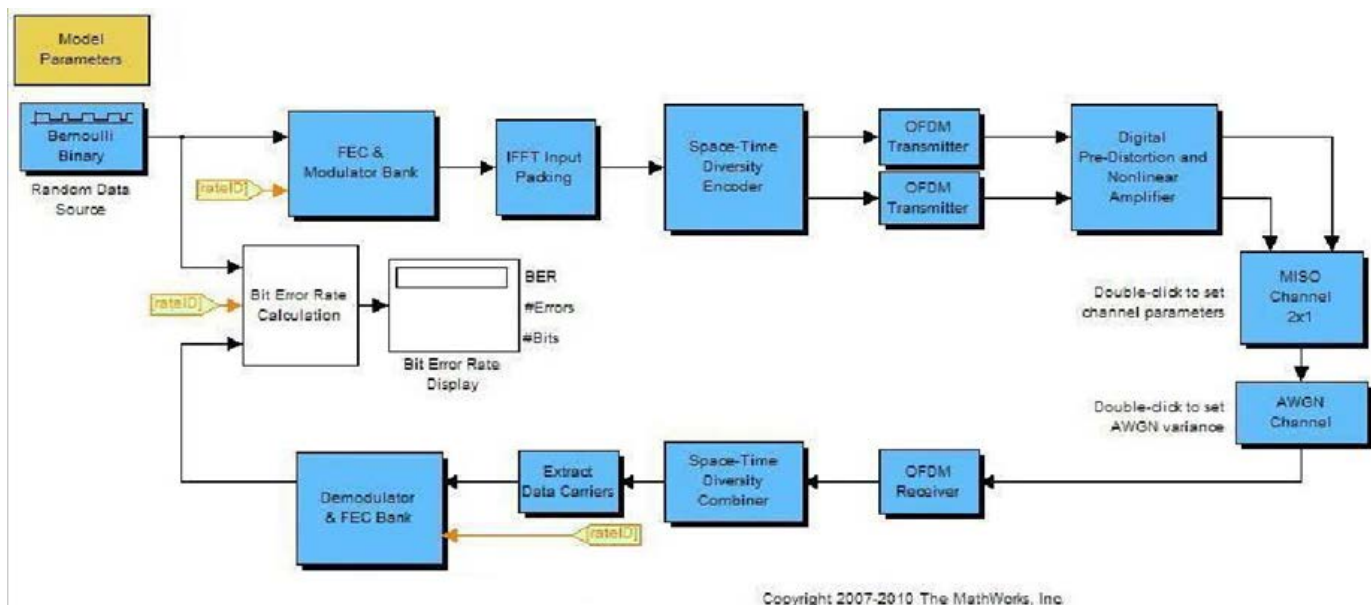


Рисунок 2.21 – Імітаційна модель фізичного рівня системи WiMAX

Модель показана в спрощеному схематичному вигляді. Вона складається з ряду підсистем, кожна з яких, в свою чергу, включає в себе безліч простих блоків. Більш докладний опис моделі з зазначенням характеристик блоків, котрі до них входять можна знайти в [7].

2.3.2 Опис імітаційної моделі системи T-DAB

Модель T-DAB, побудована для імітаційного моделювання в системі MATLAB Simulink, представлена на рисунку 2.22. Відповідно до рисунку 1.7 в ефір передається кілька каналів аудіовіщання, передачі іншої інформації, а також службовий FIC-канал (Fast Information Channel). Всі програми обробляються окремо відповідно до заданих параметрів кодування і переміщення. Потім відбувається мультиплексування всіх даних в один потік інформації, який потрапляє на OFM-4 модулятор і, потім, проходить зворотне швидке перетворення Фур'є [13].

При моделюванні стійкість буде оцінюватися за якістю передачі маркерної аудіопрограми. Для цього в тракті прийому передбачений блок вибірки даних із загального мультиплексованого потоку. Принципова відмінність від схеми OFDM-модему WiMAX полягає у відсутності блоку оцінки каналу і пілотних піднесучих. Використовується некогерентне детектування, що дозволяє більш повно використовувати частотний ресурс для передачі інформаційних даних, проте веде до неможливості працювати з високошвидкісними схемами модуляції.

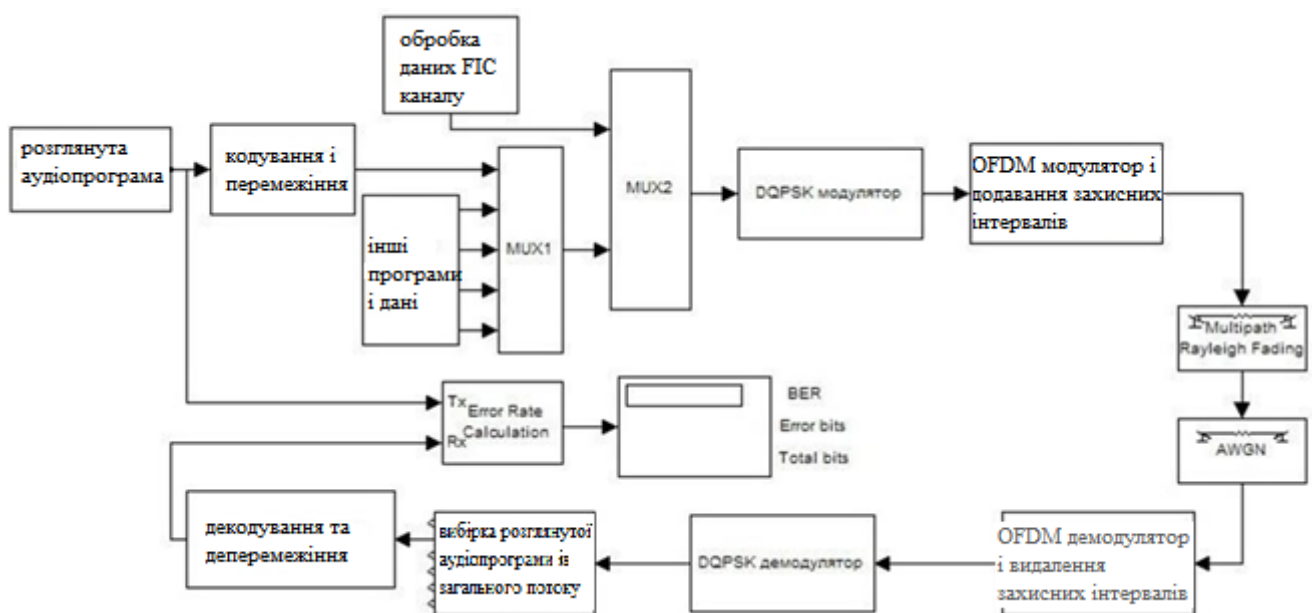


Рисунок 2.22 – Імітаційна модель системи T-DAB для режиму 1

Як джерело даних використовується ГВЧ Бернуллі, аналогічний використаному при моделюванні системи mobile WiMAX. Тривалість символу даних і число відліків в кадрі відповідають значенням, специфіковані для режиму 1.

Стійкість передачі даних до перешкод забезпечує згортковий кодер з процедурою виколування, який має параметри (7, [133 171 145 133]), де 7 – довжина кодового обмеження, а в квадратних дужках наведені утворюють поліноми згортального коду в вісімковій системі числення. Очевидно, що використання диференціальної модуляції і відсутність блокового кодування крім згортального роблять систему T-DAB в цілому енергетично менш привабливою в порівнянні з найбільш низькошвидкісними режимами WiMAX і LTE. Однак, на відміну від названих систем, T-DAB менш вимогливий до ширини смуги частот і використовується в діапазоні 200МГц. Значить, і доплерівське зрушення при тій же швидкості переміщення АТ виявляється більш ніж в 10 разів меншим в порівнянні з системами 4G, які передбачаються використовувати в діапазоні понад 2ГГц за рахунок своєї великої вимогливості до спектральних ресурсів.

2.3.3 Методологія моделювання

Метою проведеного моделювання є знаходження наближеного значення частоти $f_{d\text{zab}}$ в різних умовах зв'язку для різних режимів передачі. При імітаційному моделюванні підлаштовуються наступні параметри моделі:

- характеристики многолучевого каналу (характер прямої видимості, параметри дискретного профілю затримки і доплеровські зрушення в каналі);
- пороги ВСШ для вибору конкретного режиму передачі.

Очевидно, що на величину $f_{d\text{zab}}$ значно впливає те, яка якість зв'язку вважається прийнятною. Така якість зв'язку визначає поріг деградації каналу, перевищення якого вважається неприпустимим. У даній роботі критерієм деградації якості зв'язку є допустима ймовірність бітової похибки в фізичному каналі зв'язку. Відповідно, з [5, 6] приймаємо $P_{\text{п.доп}} = 2 \cdot 10^{-4}$.

Тепер можна сформулювати визначення частоти $f_{d\text{зdB}}$ конкретизоване для проведеного дослідження. $f_{d\text{зdB}}$ – це таке доплеровське зрушення в радіоканалі, при якому ймовірність бітової похибки декодованого сигналу не перевищує $2 \cdot 10^{-4}$ при рівні ВСШ в каналі на 3дБ вище номінального. Під номінальним рівнем розуміється мінімальне ВСШ в каналі, при якому система для заданого режиму передачі здатна ефективно працювати при наявності амплітудних завмирань і доплерівського зсуву, як мінімум, в 2 рази нижче максимально допустимого значення $f_{d\text{зdB}}$.

Визначимо типи дискретних профілів каналу, які можна застосувати для цілей моделювання. Як було показано в розділі 2.2.1, специфіковано безліч дискретних профілів, що характеризують ті чи інші зовнішні умови: від рівнинній місцевості з відсутністю забудови до мегаполісу. Слід, однак, розуміти, що в умовах надщільної забудови абонент фізично не може розраховувати на досягнення високих швидкостей переміщення. При цьому мета моделювання полягає якраз в оцінці граничної швидкості. Тому профілі багатопроменовості, відповідні найменш сприятливим для зв'язку з умовами, розглянуті не будуть.

Стандарт бездротового зв'язку mobile WiMAX 802.16e включений під егіду ІМТ-2000. Це означає, що для його комп'ютерного моделювання може бути застосована модель ІТУ, яка також використовується при моделюванні фізичного каналу систем 3G [18]. З варіантів дискретних профілів затримки ІТУ, що враховують високий рівень мобільності абонентів під час зв'язку, Vehicular A і Vehicular B, виберемо перший як більш відповідний для оцінки максимальної швидкості переміщення абонента. Обидва профілі розроблені для моделювання динамічного радіоканалу в умовах забудови різного рівня інтенсивності. Профіль Vehicular A має менше розширення затримки і в більшій мірі застосований до таких умов, як швидкісне шосе або залізниця, де абонентом практично можуть бути досягнуті високі швидкості переміщення.

Для нас також цікаво провести порівняння результатів моделювання систем mobile WiMAX і T-DAB з результатами, наведеними в [5].

Таким чином, імітаційне моделювання системи WiMAX здійснюється для двох дискретних профілів затримок (COST TU6 і ITU Vehicular A). Системи T-DAB – тільки для профілю TU6 моделі COST.

Дослідження будуть проведені для наступних типів каналів:

1. Релеєвський ($K=0$);
2. Райсовській канал зі слабкою LOS-компонентою ($K=10$ дБ);
3. Райсовській з сильною LOS-компонентою ($K=10$ дБ, рівень LOS-компоненти $+15$ дБ щодо відображених компонент).

Демонстраційна модель системи mobile WiMAX з бібліотеки Simulink дає можливість порівняти стійкість каналів SISO і MISO, що також буде відображено в результатах моделювання.

2.3.4 Результати імітаційного моделювання

Система mobile WiMAX. Із специфікованих в таблиці 2.6 режимів передачі в результатах моделювання відображені ті, які виявляються здатними працювати в умовах мобільного прийому для заданої моделі каналу. Прочерк в графі означає нездатність конкретного режиму передачі забезпечити задовільну якість зв'язку при наявності доплерівського зсуву в каналі понад 50Гц. Моделювання здійснювалося для кратності захисного інтервалу $1/8$, тобто 11,4мкс. Сумарна тривалість OFDM символу складе $T_S = T_U + T_g = 102.8$ мкс. При $T_g / T_U = 1/16$ спостерігається енергетичний програш 7дБ для профілю VehicularA, а для профілю TU відбувається зменшення досяжного показника V_{max} .

Таблиця 2.5 – Релеєвський канал SISO

Модуляція	r_{kk}	BCШ _{min} ,дБ	Vehicular A		Typical Urban	
			f_{d3dB} , Гц	V_{max} , км/г	f_{d3dB} , Гц	V_{max} , км/г
BPSK	$\frac{1}{2}$	15	500	216	460	199
QPSK	$\frac{1}{2}$	25	220	95	110	48

Таблиця 2.6 – Релєєвський канал MISO

Модуляція	$r_{\text{КК}}$	ВСШ _{min} ,ДБ	Vehicular A		Typical Urban	
			$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г	$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г
BPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	10	500	216	570	246
QPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	20	300	130	300	130
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	26	120	52	-	-
16-QAM	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	30	160	69	-	-

Таблиця 2.7 – Райсовський канал MISO зі слабкою LOS-компонентою K=10

Модуляція	$r_{\text{КК}}$	ВСШ _{min} ,ДБ	Vehicular A		Typical Urban	
			$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г	$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г
BPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	10	550	238	600	259
QPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	20	340	147	320	138
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	26	120	52	90	39
16-QAM	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	30	160	69	-	-

Таблиця 2.8 – Райсовський канал SISO зі слабкою LOS-компонентою K=10

Модуляція	$r_{\text{КК}}$	ВСШ _{min} ,ДБ	Vehicular A		Typical Urban	
			$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г	$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г
BPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	15	650	281	600	259
QPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	25	260	112	200	86

Таблиця 2.9 – Райсовський канал MISO з сильною LOS-компонентою (+15дБ) K=10

Модуляція	$r_{\text{КК}}$	ВСШ _{min} ,ДБ	Vehicular A		Typical Urban	
			$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г	$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г

BPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	10	950	410	950	410
QPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	20	480	207	510	220
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	26	350	151	400	173
16-QAM	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	30	270	117	310	134
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	37	180	78	230	99
64-QAM	$\begin{matrix} 2 \\ 3 \end{matrix}$	40	100	43	90	39
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	46	70	30	-	-

Таблиця 2.10 – Райсовський канал SISO з сильною LOS-компонентою (+15дБ) K=10

Модуляція	r_{kk}	ВСШ _{min} ,дБ	Vehicular A		Typical Urban	
			$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г	$f_{d\ 3dB}$, Гц	V_{max} , км/г
BPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	10	1200	518	1070	462
QPSK	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	20	730	315	660	285
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	26	590	255	430	186
16-QAM	$\begin{matrix} 1 \\ 2 \end{matrix}$	30	400	173	380	164
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	37	280	121	280	121
64-QAM	$\begin{matrix} 2 \\ 3 \end{matrix}$	40	160	69	120	52
	$\begin{matrix} 3 \\ 4 \end{matrix}$	46	100	43	-	-

Прокоментуємо отримані результати:

•застосування різноспрямованої передачі MISO дає енергетичний вигравш тільки в умовах відсутності прямої видимості. При наявності потужної LOS-компоненти принцип ПВК виявляється неефективним. Пояснити це можна високою кореляцією між MISO-шляхами.

- у релеєвському каналі швидкість кодування має більший вплив на якість зв'язку що досягається, ніж в райсовському. Так, в умовах відсутності прямої видимості використання режиму 16-QAM1/2 дозволяє забезпечити більшу величину V_{\max} , ніж при роботі з QPSK3/4.

- застосування високошвидкісних режимів передачі може бути реалізовано лише при наявності прямої видимості між передавальною і приймальною антенами і в умовах сприятливої імпульсної характеристики радіоканалу.

- режим BPSK в системі mobile WiMAX носить факультативний характер. Він завжди використовується для модуляції пілот-сигналу [4], проте передача корисної інформації в такому режимі ведеться тільки в екстрених випадках. Так, в системі 3GPP LTE режим BPSK для передачі інформаційного навантаження взагалі не передбачений [10].

- при використанні тих же режимів передачі необхідну ВСШ в нестационарному каналі зв'язку виявляється в рази вище, ніж в стаціонарному каналі. Моделювання показало, що для режиму 64-QAM3/4 в каналі АБГШ для забезпечення заданої $P_{\text{п.доп}}=2 \cdot 10^{-4}$ потрібна підтримка ВСШ в каналі на рівні 23,4дБ.

- результати моделювання вказують на те, що визначальний вплив на якість зв'язку має відносно послаблення променевих компонент до найбільш потужної, а не величина К-фактора будь-якої з них. Однак слід розуміти, що, в реальних умовах, наявність в багатопроменевій картині компоненти з $K=10$ по визначенню говорить про значну перевагу її потужності над відбитими компонентами. А присутність компоненти з $K=10$, яка при цьому залишається слабкішою відбитої хвилі, вкрай мало ймовірно. Для того щоб оцінити проблему зв'язку в райсовському каналі з іншого боку, наведемо результати аналізу залежності V_{\max} від К-фактора для потужної LOS-компоненти. Необхідно врахувати, що номінальний рівень ВСШ для роботи в режимі передачі QPSK1/2 в релеєвському каналі виявляється на 7дБ вище в порівнянні з цим же режимом при наявності променевої компоненти прямої видимості.

Таблиця 2.11 – Залежність V_{\max} (К) при потужній LoS-компоненті для схеми SISO

Величина К-фактора, дБ	Модуляція	$r_{\text{КК}}$	$f_{d \text{ зДВ}}$, Гц	V_{\max} , км/г
0	QPSK	1/2	220	95
2	QPSK	1/2	160	69
		3/4	60	26
	QAM16	1/2	70	30
		3/4	30	13
5	QPSK	1/2	180	78
		3/4	80	35
	QAM16	1/2	100	43
		3/4	50	22
10	QPSK	1/2	730	315
		3/4	590	255
	QAM16	1/2	400	173
		3/4	280	121

Система T-DAB. Захисний інтервал для режиму 1 системи T-DAB становить 246мкс. Тоді сумарна тривалість OFDM-символу складе 1.246мс. Результати, отримані шляхом імітаційного моделювання відповідно до алгоритму, описаного в розділі 2.3.3, наведені в табл. 2.12.

Як можна бачити з наведених у таблиці 2.12 результатів, величина $f_{d \text{ зДВ}}$, досяжна в мережах ЦЗРВ T-DAB виявляється разюче нижчою в порівнянні з результатами, отриманими при моделюванні системи mobile WiMAX.

Можна привести цьому ряд пояснень. Велика тривалість OFDM символу призводить до того, що система виявляється дуже чутливою до появи кінцевого інтервалу кореляції в каналі. Малий частотний розніс між піднесучими веде

посилення впливу ефекту МСІ, визиваємого порушенням ортогональності їх ансамблю в умовах мобільного прийому. Дані проблеми лише поглиблюються відсутністю в системі T-DAB механізмів оцінки каналу. Тому система виявляється вкрай нестійка при роботі в мобільному каналі із завмираннями: для T-DAB $[f_{d\max} \times T_s]$ становить 0.05, що, при $T_s = 1.246$ мс, відповідає $f_{d\max} = 40$ Гц [8]. Слід зазначити, що внаслідок такого малого допустимого доплерівського зсуву в каналі, фактично, зводиться нанівець вигреш від часового перемерження, яке є малоефективним при $f_d < 40$ Гц [8].

Таблиця 2.12 – Результати для T-DAB, профіль COST TU6, різні моделі каналу

Модель каналу	Модуляція	$r_{\text{кк}}$	ВСШ _{min} , дБ	$f_{d\text{зdB}}$, Гц	V_{max} , км/г
Релеєвська ($K = 0$, NLOS)	DQPSK	1 2	30	22	119
Райсовська ($K = 10$, LOS +0дБ)				26	140
Райсовська ($K = 10$, LOS +15дБ)				36	194

2.3.5 Висновок до розділу 2

Підводячи підсумок розрахункової частини, можна зробити наступний висновок. На підставі методики, застосованої при оцінці максимально допустимої швидкості переміщення абонентського терміналу стандарту DVB-T/H [6], із залученням засобів комп'ютерного моделювання був проведений розрахунок показника мобільності V_{max} для систем mobile WiMAX і T-DAB. Результати допомагають оцінити реальні можливості систем працювати в умовах мобільного радіоканалу і доповнюють орієнтовні довідкові дані за даними системами. Облік при моделюванні конкретних параметрів поширення середовища дозволяє конкретизувати отримані результати (табл. 2.13).

Для кращої наочності зобразимо оцінки допустимого рівня мобільності за допомогою діаграми СКМ за прикладом [15]. Діаграма представлена на рисунку 2.23. Для зручності зіставлення результатів на діаграму окремо

нанесені результати моделювання систем в умовах прямої видимості ($K=10$, LOS+15дБ) і в умовах чисто релєївського радіоканалу ($K=0$, NLOS).

Таблиця 2.13 – Оцінка максимально допустимої мобільності системи T-DAB і ряду режимів передачі системи mobile WiMAX для $\eta_k=1/2$

Система	Модель каналу		Параметри LOS	Модуляція	Оценка V_{\max} , км/г	$[f_{d3dB} \times T_s]$
mobile WiMAX 2.5 ГГц	ITU Vehicular A	SISO	K = 0 NLOS	BPSK	216	0,051
				QPSK	95	0,023
			K = 10 LOS 15 дБ	BPSK	518	0,124
				QPSK	315	0,075
		MISO	K = 0 NLOS	BPSK	216	0,051
				QPSK	130	0,031
	K = 10 LOS 15 дБ	BPSK	410	0,098		
		QPSK	207	0,049		
	COST TU6	SISO	K = 0 NLOS	BPSK	199	0,047
				QPSK	48	0,011
			K = 10 LOS 15 дБ	BPSK	462	0,11
				QPSK	285	0,068
MISO		K = 0 NLOS	BPSK	246	0,059	
			QPSK	130	0,031	
		K = 10 LOS 15 дБ	BPSK	410	0,098	
			QPSK	220	0,052	
T-DAB mode 1 200МГц	COST TU6	K = 0 NLOS	DQPSK	140	0.032	
		K = 10 LOS 15 дБ		194	0.045	

На підставі того, що всі параметри OFDM-модему стандарту mobile WiMAX, за винятком числа піднесучих, залишаються постійними при переході від режиму 128-крапкового ШПФ до 2048-крапкового, результати були узагальнені для всіх розмірностей ШПФ і об'єднані в єдину фігуру.

Варто, на правах припущення, відзначити деяке зниження завадостійкості режиму 1,25МГц ($N_{\text{ШПФ}}=128$) за рахунок підвищеної чутливості до частотно-

селективних завмирань. Порівнюючи між собою дані результати, можна зробити висновок про якісну залежності СКМ від швидкості коду.

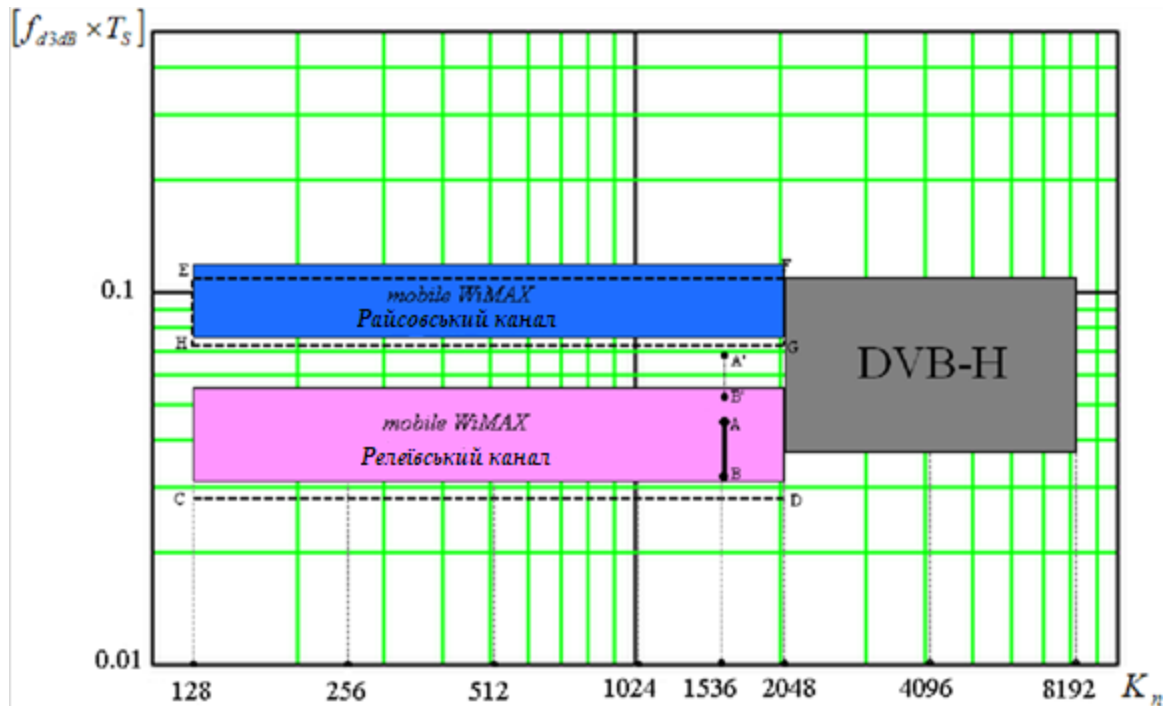


Рисунок 2.23 – Діаграма СКМ

На відміну від системи WiMAX, при збільшенні розрядності БПФ системи цифрового мовлення DVB-H сумарна смуга частот системи залишається незмінною, а параметри OFDM-модему для її підтримки змінюються. При цьому зменшення частотного розносу піднесучих і збільшення тривалості символу викликають пропорційне зниження максимально допустимої швидкості переміщення АТ. Тому фігура сукупності оцінок СКМ системи DVB-H відображає той факт, що рівень інтенсивності завмирань, при якому система здатна забезпечити задану якість зв'язку, залишається постійним.

Очевидно, що максимально завадостійким режимам передачі відповідають гранично допустимі системою значення СКМ. Перехід до схем модуляції високої кратності і збільшення швидкості коду знижує стійкість зв'язку в мобільному радіоканалі. Тому для побудови показаних на рисунку 2.23 фігур оцінки СКМ системи mobile WiMAX були використані 2 найбільш завадостійких режиму передачі: BPSK1/2 і QPSK1/2. Порівнюючи величини

СКМ, які відповідають нижнім основам розрахункових фігур системи WiMAX і верхній основі фігури, побудованої за матеріалами [5,6] для DVB-H, можна порівняти стійкість систем до швидких завмирань при використанні режиму QPSK1/2. Оскільки одночастотні мовні мережі, до яких відноситься система DVB, не володіють механізмами повторів похибково декодованих пакетів, властивих стільниковим мережам рухомого зв'язку, стійкість фізичного рівня таких систем при порівнянні здатності працювати в умовах мобільного прийому повинна бути вище, що і відображає рисунок 2.23.

Також зазначимо відмінність результатів, які забезпечуються тією чи іншою схемою, за допомогою діаграми СКМ (рис. 2.24).

Видно чітка диференціація умов наявності і відсутності прямої видимості при використанні схеми SISO. Застосування просторово-часового кодування обумовлює зближення результатів, даваних у релеєвському і райсовском каналах.

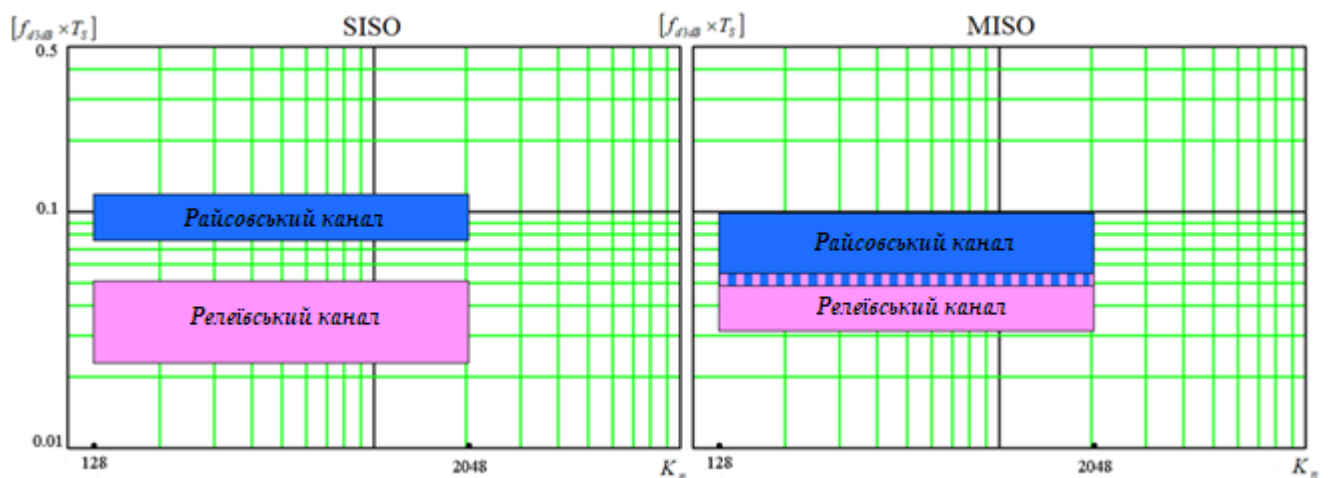


Рисунок 2.24 – Діаграми СКМ для режимів MISO і SISO

На закінчення можна сформулювати рекомендації, засновані на отриманих результатах і теоретичному аналізі проблеми забезпечення високого рівня мобільності абонентського терміналу.

З боку проектувальника системи радіозв'язку:

1. Раціональне радіопланування територій обслуговування, що відрізняються високою мобільністю абонентів: автомагістралі, лінії високошвидкісних поїздів. Обов'язковою умовою при цьому є неодмінна

забезпечення умов прямої видимості. Для цього пропонується орієнтація діаграм спрямованості антен обслуговуючих станцій уздовж шляху транспортного сполучення. Недопущення знаходження меж обслуговування сот уздовж високошвидкісної траси.

2. Передбачення використання супутникового зв'язку.

3. При проектуванні базових станцій систем ШСД потрібне забезпечення використання двох і більше незалежних трактів прийомопередачі. За рахунок застосування алгоритму ПЧК виявляється можливим підвищити стійкість мобільного каналу зв'язку поза межами прямої видимості. При наявності потужного прямого променя раціонально здійснити перехід до просторового мультиплексування сигналів для підвищення спектральної ефективності системи, так як застосування ПЧК в райсовському каналі неефективно.

З боку користувача послуг зв'язку:

1. Передбачення використання винесеної антени. Особливо це необхідно при зв'язку через супутниковий ретранслятор, так як в такому випадку потрібно враховувати великі втрати поширення сигналу у вільному просторі. Зазвичай такі рішення застосовуються для забезпечення мобільного зв'язку всередині високошвидкісних поїздів, коли побудова базових станцій уздовж шляху залізничного сполучення економічно не виправдана.

2. Застосування адаптивних антенних систем з пошуком найкращого напрямку прийомопередачі.

3. Використання обладнання з високою лінійністю амплітудної характеристики радіотракта. Нелінійність амплітудної характеристики сприяє появі додаткових гармонік OFDM сигналу, внаслідок чого можуть виникати ефекти MCI.

З боку системи зв'язку:

1. Технічна можливість використання режимів передачі вкрай високого рівня завадостійкості.

2. Раціональний підбір параметрів OFDM-модему відповідно до призначення системи зв'язку або мовлення. Так, зменшення тривалості символу

і, відповідно, збільшення частотного розносу між піднесущими ведуть до підвищення стійкості системи до ефектів завмирань і МСІ, спричиненої порушенням ортогональності піднесучих. Однак при цьому погіршується вплив МСІ через розширення затримки в радіоканалі передачі.

3. Визначення між використанням когерентного і некогерентного детектування. У першому випадку необхідно використання пілот-сигналів для постійної оцінки властивостей мобільного радіоканалу. Другий метод розрахований на використання низької кратності модуляції, але здатний використовувати весь частотний ресурс для передачі корисної інформації.

РОЗДІЛ 3. ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

В даному розділі проводяться економічні розрахунки витрат на дослідження та розробку з метою оцінки максимально допустимої швидкості переміщення абонентського приймача в системах зв'язку з OFDM-модемом, моделювання системи проводяться в середовищі Matlab/Simulink.

Таким чином з'явиться можливість проаналізувати час та затрати на розробку і дослідження імітаційної системи та її аналіз з економічної сторони.

3.1 Визначення трудомісткості розробки моделювання системи з OFDM-модемом з метою оцінки максимально дозволеної швидкості абонентського терміналу

Розробка і моделювання системи є складним продуктом, який має специфічні особливості. Її розробка, створення і використання здійснюються за фазами життєвого циклу.

Він включає три стадії: розробка (проектування), виробництво (створення) і використання (оцінка ефективності розробленої імітаційної системи). Кожна стадія ділиться на етапи:

- проектування;
- реалізація;
- тестування і випробування системи;
- аналіз результатів тестування і доробка системи.

Виходячи з часу виконання дипломного проектування, був розроблений графік виконання завдання.

До етапу «проектування» відноситься аналіз технічного завдання на розробку але, перш за все, аналіз та огляд систем зв'язку та мовлення з OFDM-модемом. З пояснювальної записки сюди потрібно віднести написання вступу і першого розділу.

До етапу «реалізація» відносяться оцінка максимально допустимої швидкості переміщення абонентського приймача в системах зв'язку з OFDM-

модемом. З пояснювальної записки на цьому етапі проводиться написання другого розділу.

На етапі «тестування» проводиться тестування імітаційної системи та налаштування її структури (склад блоків), також перевірка та оцінка її ефективності функціонування.

На етапі «доопрацювання» проводиться аналіз ефективності розробленої системи і оформлення заключних глав пояснювальної записки.

Трудомісткість продукції – показник, який характеризує витрати робочого часу на виробництво будь-якої споживчої вартості або на виконання конкретної технологічної операції [25].

Трудомісткість створення імітаційної моделі можливо розрахувати по формулі:

$$t = t_O + t_A + t_L + t_P + t_H + t_{OTL} + t_D, \text{ год.}, \quad (3.1)$$

де t_O – витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання;

t_A – аналіз та огляд систем зв'язку та мовлення з OFDM-модемом;

t_L – тривалість вивчення літературних джерел за темою тощо;

t_P – витрати праці на розробку імітаційної системи;

t_H – витрати праці на налаштування структури моделі імітаційної системи та оцінка її ефективності;

t_{OTL} – витрати праці на налагодження програми на ЕОМ;

t_D – витрати праці на оформленням документації (за умови роботи однієї людини).

Оцінка витрат праці на кожен показник залежить від конкретних умов і визначається тривалістю окремого робочого процесу (табл. 3.1). Зважаючи на той факт, що дослідження, пов'язані з обробкою складних сигналів в телекомунікаційних системах, охоплюють великий пласт інформації, приймаємо:

Таблиця 3.1 – Тривалість робочих процесів

Назва робочого процесу	Тривалість, год.
підготовка і опис поставленого завдання	$t_O = 3$
аналіз та огляд систем зв'язку та мовлення з OFDM-модемом	$t_A = 33$
вивчення літературних джерел	$t_L = 72$
розробка системи	$t_P = 14$
налаштування структури системи	$t_H = 13$
налагодження програми на ЕОМ	$t_{OTI} = 2$
підготовка документації по завданню	$t_D = 25$

Таким чином, визначивши трудомісткість окремих показників, розрахуємо сумарну трудомісткість розробки імітаційної моделі по формулі 3.1:

$$t = 3 + 33 + 72 + 14 + 13 + 2 + 25 = 162, \text{ год.}$$

3.2 Розрахунок витрат на моделювання системи

Витрати на створення імітаційної моделі K_{IM} включають витрати на заробітну плату інженерів телекомунікацій $Z_{ЗП}$ і вартість машинного часу $Z_{МЧ}$, необхідного для розробки імітаційної моделі, і розраховуються за формулою:

$$K_{IM} = Z_{ЗП} + Z_{МЧ}, \text{ грн.} \quad (3.2)$$

Заробітна плата – винагорода, обчислена, зазвичай, у грошовому виразі, яку за трудовим договором власник або уповноважений ним орган виплачує працівникові за виконану ним роботу. Розмір зарплати залежить від складності та умов виконуваної роботи, професійно-ділових якостей працівника, результатів його праці та господарської діяльності підприємства [25].

Заробітна плата виконавців визначається за формулою:

$$Z_{зп} = t \cdot C_{зп}, \text{ грн.} \quad (3.3)$$

де t – загальна трудомісткість розробки імітаційної моделі, яка визначається за формулою 3.1, годин;

$C_{зп}$ – середньогодинна заробітна плата інженера в галузі телекомунікацій, (основна і додаткова), з урахуванням відрахувань на соціальні потреби, грн/годину.

Визначення мінімальної середньої годинної оплати інженера телекомунікацій обчислюється з урахуванням 8-ми годинного робочого графіку на добу і 5-ти денної робочої неділі, та знаючи його середній щомісячний оклад.

На 01.12.2017 рік оклад складає 5700 грн. Єдиний соціальний внесок складає 22%, тобто 1254 грн. Отже, з урахуванням премій (20%), можливих надбавок (10%) і відрахувань на соціальні потреби, заробітна плата інженера телекомунікацій складає 7410 грн.

Таким чином, середня заробітна плата за одну годину роботи становить:

$$C_{зп} = 7410 / 176 = 42, \text{ грн / год.}$$

Таким чином, витрати на оплату праці розробника, з урахуванням формули 3.3, складають:

$$Z_{зп} = 162 \cdot 42 = 6804, \text{ грн.}$$

Розрахунок вартості машинного часу, необхідного для розробки імітаційної моделі включає витрати на необхідне програмне та апаратне забезпечення і витрати на електроенергію, і здійснюється за формулою 3.4:

$$Z_{мч} = C_o + C_{ел}, \text{ грн.,} \quad (3.4)$$

де C_o – витрати на обладнання. Відповідні дані наведені в таблиці 3.2;

$C_{ел}$ – витрати на електроенергію, грн.

Таблиця 3.2 – Вартість необхідного програмного та апаратного забезпечення

Найменування	Вартість, грн
Ноутбук HP Pavilion g6-2201sr	4236,00
Миша Logitech Wireless Mouse M185	478,00
Операційна система Windows 7 Professional 64-bit	2596,00
Matlab 7 (Simulink, Neural Network Toolbox)	4600,00
Разом:	11910,00

Витрати на електроенергію (C_{EL}) залежать від часу роботи на ЕОМ (T_{EOM}) та собівартості машино-години роботи ЕОМ ($C_{MЧ}$), і розраховується за формулою:

$$C_{EL} = C_{MЧ} \cdot T_{EOM}, \text{ грн.} \quad (3.5)$$

Розрахунок вартості машино-години ЕОМ проведемо по формулі 3.6:

$$C_{MЧ} = W \cdot C_{EL}, \text{ грн/год.}, \quad (3.6)$$

Де W – потужність ЕОМ, $W=0,5$ кВт/год;

C_{EL} – вартість 1кВт за годину електроенергії.

Поточні тарифи на електроенергію для населення України, встановлені відповідно до постанови НКРЕКУ України № 220 від 01.03.2017 року (діючі з 1 березня 2017 року) представлені на рисунку 3.1

Таким чином, вартість машино-години ЕОМ за формулою 3.6 складе:

$$C_{MЧ} = 0.5 \cdot 1.68 = 0.84, \text{ грн/год.}$$

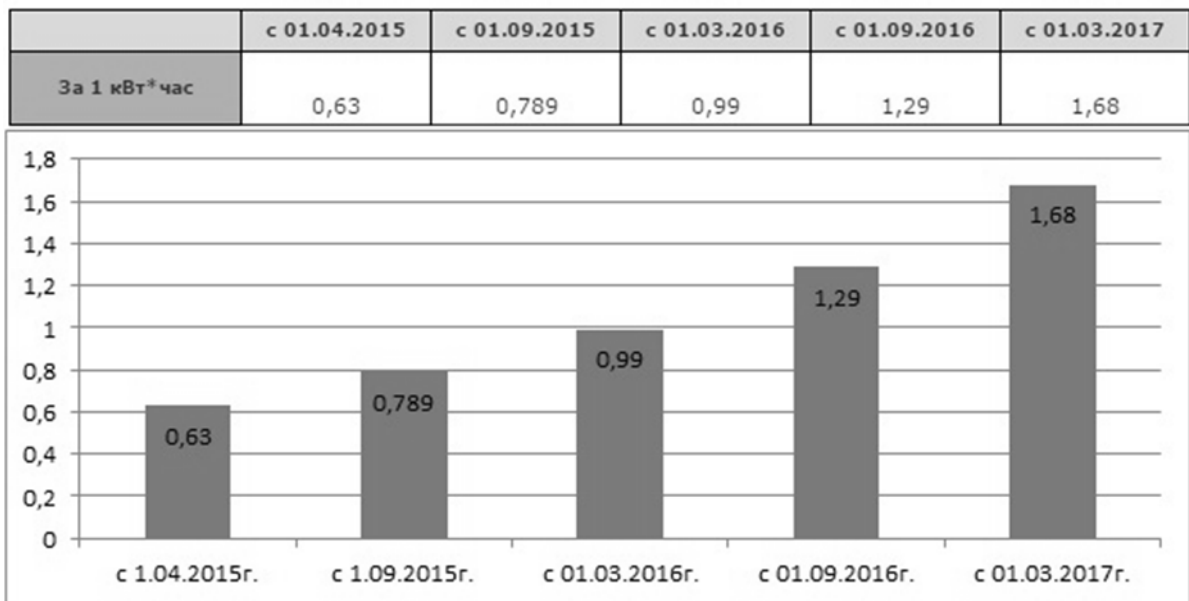


Рисунок 3.1 – Тарифи на електричну енергію, для технічних цілей, яка витрачається в багатоквартирних будинках та гуртожитках.

Час роботи на ЕОМ складає фактичні витрати часу на проектування й розробку імітаційної моделі. Тривалість зайняла 20 тижнів або 140 днів. З урахуванням того, що ЕОМ працювала в середньому по 5 годин на добу отримуємо:

$$T_{EOM} = 140 \cdot 5 = 700, \text{ год.}$$

Таким чином собівартість електроенергії, по формулі 3.5, складатиме:

$$C_{EL} = 0.84 \cdot 700 = 588, \text{ грн.}$$

Враховуючи відому вартість витрат на обладнання та затрачену електроенергію проведемо розрахунок вартості машинного часу, який є необхідним для розробки імітаційної моделі на ЕОМ за формулою 3.4:

$$Z_{MЧ} = 11910 + 588 = 12498, \text{ грн.}$$

Отже, витрати на створення програмного продукту складають, виходячи з формули 3.2:

$$K_{ПЗ} = 6804 + 12498 = 19302, \text{ грн.}$$

Визначені таким чином витрати на розробку імітаційної моделі є одноразовими капітальними витратами і складають 19302 грн.

Також до затрат треба віднести витрати на «матеріали», які враховують: витрати на носії даних, папір для друкувальних пристроїв і архівну обробку документації. В процесі розробки було потрібно:

- CD-диск вартістю 15 грн.;
- Аркуші паперу формату А4 для роздруку документації, вартість одного аркуша 0,9грн. Загальна сума склала 100 грн.;
- Обкладинка документів, вартість за роботу 80 грн.

Загальна вартість витрат на матеріали складає:

$$З_M = 15 + 100 + 85 = 200, \text{ грн.}$$

Діаграма відображає вагу обчислених значень вартості розробки імітаційної моделі (рис. 3.3)

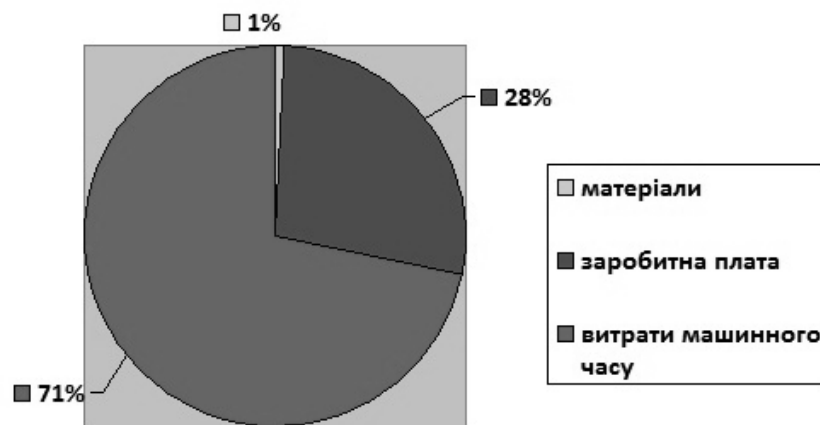


Рисунок 3.2 – Склад витрат на оцінку максимально допустимої швидкості переміщення абонентського приймача в системах зв'язку з OFDM-модемом

3.3 Висновок до розділу 3

В економічному розділі розраховано кількість часу, яке необхідно для розроблення імітаційної моделі, заробітну плату робітників інженерів телекомунікацій, вартість затрат на матеріали, на основі чого було зроблено висновок – затрати на розроблення імітаційної моделі складуть 19302 грн.

ВИСНОВКИ

Для узагальнення результатів дипломної роботи зроблені висновки:

1. Проаналізовано існуючі методи та проблеми забезпечення на фізичному рівні високої швидкості переміщення абонентів систем радіозв'язку.
2. Приведена оцінка якості функціонування різних систем при мобільному прийомі.
3. Досліджено існуючі методи підвищення завадостійкості прийнятого сигналу та підвищення пропускну здатності системи зв'язку.
4. Запропоновано методику оцінки максимально допустимої швидкості абонентського терміналу із застосуванням методу комп'ютерного моделювання.
5. Наведено метод наочного порівняння отриманих експериментальним шляхом оцінок максимально допустимого рівня мобільності з результатами, який дозволяє спостерігати зв'язок максимально допустимої швидкості переміщення абонентського терміналу в системі зв'язку зі швидкістю тимчасових завмирань.

Наукова новизна результатів, полягає у розробці методики оцінки максимально допустимої швидкості абонентського терміналу, що забезпечує збільшення завадостійкості системи та поліпшення стійкості до прояву ефекту Доплера.

Практична цінність результатів полягає у розробці рекомендацій, що засновані на отриманих результатах і теоретичному аналізі проблеми забезпечення високого рівня мобільності абонентського терміналу.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Системи зв'язку з рухомими об'єктами / С.О. Кравчук, О.Г. Голубничий, А.Г. Тараненко, В.Г. Потапов, О.П. Ткаліч: підручник. – К.: Спринт-Сервіс, 2012. - 452 с.
2. Основи теорії телекомунікацій / За редакцією М. Ю. Ільченка / Підручник для вишів. — К.: Техніка, 2010.
3. Ріхтер С. Г. Цифрове радіомовлення. - М.: Гаряча лінія - Телеком, 2004. - 352 с.
4. Вишневський В.М., Кравець С.Л., Шахновіч І.В. Енциклопедія WiMAX. Шлях до 4G. - М.: Техносфера, 2009. - 472 с.
5. ETSI TR 102 377 v1.4.1 (2009-06). Digital Video Broadcasting (DVB); DVB- H Implementation Quidelines.
6. EBU - TECH 3317 (2007 - 07). Planning parameters for hand held reception. Concerning the use of DVB-H and T-DMB in Bands III, IV, V and the 1.5 GHz band.
7. MATLAB/Simulink help documentation www.mathworks.com/help/
8. Schulze H., Lueders Ch. Theory and Application of OFDM and CDMA Wideband Wireless Communication. Wiley & Sons, 2005.
9. Скляр Бернард. Цифровий зв'язок. Теоретичні основи і практичне застосування, 2-е вид.: Пер. з англ. - М.: Видавництво будинок «Вільямс», 2003.
10. S. Sesia, I. Toufik LTE the UMTS long term evolution from theory to practice, Wiley & Sons, 2009.
11. Смирнов А.В. Аналіз інтеграції технології LTE.
12. Recommendation ITU-R M.1225: Guidelines for evaluation of radio transmission technologies for IMT-2000 1997.
13. Ріхтер С. Г., Чалова Є.В. Комп'ютерне моделювання модему OFDM системи T-DAV // Міжнародний форум інформатизації (МФІ-2005). Праці конференції «Телекомунікаційні та обчислювальні системи».

14. Ріхтер С.Г. Про оцінку впливу доплерівського зсуву частоти на якість зв'язку // Матеріали X Міжнародної НТК «Фундаментальні проблеми радіоелектронного приладобудування» (INTERMATIC-2011).
15. Ріхтер С.Г. Забезпечення мобільного прийому на фізичному рівні.
16. Тихвинський В.О., Терентьев С.В., Юрчук А.Б. Мережі мобільного зв'язку LTE: технології та архітектура. - М.: Еко-Трендз, 2010. - 284 с.
17. European Telecommunication Standard ETSI EN 300401. Radio broadcast systems; Digital Audio Broadcasting (DAB) to mobile, portable and fixed receivers.
18. WiMAX and IMT-2000, WiMAX Forum January 22, 2007.
19. Ріхтер С. Г., Смирнов Д.С. Система COFDM: характеристика і основні застосування // СУЧАСНЕ ТЕЛЕБАЧЕННЯ. Праці 18-ї Міжнародної науково-технічної конференції, - М.: ФГУП МКБ «Електрон», 2010 р, С.41-45.
20. Весоловський К. Системи рухомого радіозв'язку, Гаряча лінія - Телеком, Москва, 2006. - 536 с.
21. M.Patzold, Mobile Fading Channels, Wiley & Sons – 2002.
22. F. Khan, LTE for 4G: mobile broadband air interface, Cambridge University Press – 2009.
23. Hoeg W., Lauterbach Th. Digital Audio Broadcasting: Principles and Application of Digital Radio. Second Edition. Wiley & Sons – 2003.
24. Walke, B., Mobile radio networks: Networking and Protocols second edition. Wiley & Sons – 1999.
25. Методичні вказівки до виконання економічної частини дипломного проекту/ Упорядн.: Ю.О. Волотковська, Н.М. Романюк. – Дніпропетровськ: ДВНЗ "Національний гірничий університет", 2013. – 17 с.
26. ДСТУ 3008-95. Державний стандарт України. Документація. Звіти у сфері науки і техніки. Структура і правила оформлення. – Чинний від 1996-01-01. – К.: Держстандарт України, 1995. – 37 с.

ДОДАТОК А. Перелік документів на оптичному носії

1. Титульна сторінка.doc
 2. Завдання.doc
 3. Реферат.doc
 4. Список умовних скорочень.doc
 5. Зміст.doc
 6. Вступ.doc
 7. Розділ 1.doc
 8. Розділ 2.doc
 9. Розділ 3.doc
 10. Висновки.doc
 11. Список використаних джерел.doc
 12. Додаток А.doc
 13. Додаток Б.doc
 14. Додаток В.doc
 15. Додаток Г.doc
- Презентація.ppt

ДОДАТОК Б. ЛІСТІНГ М-ФАЙЛІВ ПРОГРАМИ МАТЛАВ

Код програми для побудови графіків, які ілюструють ефекти частотних і часових замирань (розд. 2.2.1).

```
clear close all
% Зададим параметри для расчёта a1=0.75;
a2=(sqrt(7))/4; v1=100;
v2=-100; t1=0; t2=0.001;
omega1=10; omega2=0;
% Опишем оси времени и частот tmin = 0;
tmax = 0.05; dt=.00001;
npoints1=(tmax-tmin)/dt; time=linspace(tmin,tmax,npoints1); fmin = 0;
fmax = 10000;
df = 10;
npoints2 = (fmax - fmin)/df;
freq = linspace(fmin,fmax,npoints2);
% Произведем расчет согласно полученным формулам
c = a1^2+a2^2+2*a1*a2*cos(2*pi*(v1-v2)*time+omega1-omega2); h =
a1^2+a2^2+2*a1*a2*cos(2*pi*(t1-t2)*freq+omega1-omega2); cm=10*log10(c);
hm=10*log10(h);
% Построим графики figure(1)
subplot(211), plot(time,cm); xlabel('t[c] T = 1/(fd1-fd2)');
ylabel('|h^2(t)| [дБ]');
title('Временно-селективные замирания (Nлуч = 2)'); grid;
subplot(212), plot(freq,hm); xlabel('f[Гц] Ft = 1/(t1-t2)');
ylabel('|H^2(f)| [дБ]');
title('Частотно-селективные замирания (Nлуч = 2)'); grid;
```

Код програми для побудови графіку ОСШ (fd) (розд. 2.2.2).

```
% задание параметров моделирования modelname = 'pm2rayleigh1';
open_system(modelname);
Maxnumberr = 1000; Maxnumsymb = 1e6; fdmin = 40;
fdmax = 1840;
Fdvec = fdmin:100:fdmax;% Одномерный массив значений fd numFd = length(Fdvec);
% Разрядность массива значений fd SNRmin = 20; SNRmax = 50; % Размах ОСШ, дБ
SNRvec = SNRmin:5:SNRmax; % Одномерный массив значений ОСШ numSNRs =
length(SNRvec); % Разрядность массива значений ОСШ

% подготовка массивов для значений кривых
% помехоустойчивости и зависимости ОСШ(fd)

B1 = zeros(1,numFd); B2 = zeros(1,numSNRs);

% нахождение значения ОСШ для Posh = 0.001 путем интерполяции
% кривой помехоустойчивости для каждого значения fd for k = 1:numFd;
Dopplerfreq = Fdvec(k);
for jj = 1:numSNRs SNR = SNRvec(jj); sim(modelname); if BER(1)>0.5 ;
BER(1) = 0.5;
end;
if BER(1)< 0.5e-6;
B2(jj:numSNRs) = 0; break;
end
end;
```

```

B2(jj) = BER(1);
end;
B1(k) = interp1(B2,SNRvec,0.001);

% интерполяционное построение графика зависимости ОСШ(fd) Fdin =
fdmin:50:fdmax;
y = interp1(Fdvec,B1,Fdin,'spline'); plot(Fdvec,B1,'o',Fdin,y); xlabel('Частота
Доплера, Гц '); ylabel('ОСШ, дБ');
title('Зависимость требуемого ОСШ от частоты Доплера для Рош = 0.001');

```

Код програми побудови кривих завадостійкості для різних режимів передачі імітаційної моделі WiMAX 802.16 при роботі в нестационарному багатопроменевому радіоканалі (розд. 2.2.4).

```

% задание параметров моделирования modelName = 'commwman80216d_BER_IMT';
% modelName = 'commwman80216dstbcSTC_BER_IMT'; open_system(modelName);
Vkmh = 100;
Fdvec = Vkmh.*2.315; numFd = length(Fdvec); maxNumErrs = 1500; maxNumBits =
1e6;
SNRmin = 0; SNRmax = 30; % Размах значений ОСШ, дБ
SNRvec = SNRmin:5:SNRmax; % Одномерный массив значений ОСШ numSNRs =
length(SNRvec); % Число элементов массива ОСШ
% блок характеристик различных дискретных профилей многолучевости delvec_ped1 =
[0 0.11 0.19 0.41]*1e-6;
gainvec_ped1 = [0 -9.7 -19.2 -22.8];
delvec_ped2 = [0 0.2 0.8 1.2 2.3 3.7]*1e-6;
gainvec_ped2 = [0 -0.9 -4.9 -8.0 -7.8 -23.9];
delvec_veh1 = [0 0.31 0.71 1.09 1.73 2.51]*1e-6;
gainvec_veh1 = [0 -1 -9 -10 -15 -20];
delvec_veh2 = [0 0.3 8.9 12.9 17.1 20.0]*1e-6;
gainvec_veh2 = [-2.5 0 -12.8 -10.0 -25.2 -16];
delvec_TU6 = [0 0.2 0.5 1.6 2.3 5.0]*1e-6;

gainvec_TU6 = [-3 0 -2 -6 -8 -10];

% пороги ОСШ для адаптации системы КПМ thresh = [1000 900 800 700 600 500];

delay_vector = delvec_veh1; gain_vector = gainvec_veh1;

% подготовка массивов для значений кривых
% помехоустойчивости

% B1 = zeros(1,numFd); B2 = zeros(1,numSNRs); cstring='rgbcmky';
% построение кривых помехоустойчивости последовательно для всех режимов КПМ for
k = 1:numFd;
Dopplerfreq = Fdvec(k);
for ii = 1:(length(thresholds)+1); for jj = 1:numSNRs
SNR = SNRvec(jj); sim(modelName); if BER(1)>0.5 ;
BER(1) = 0.5;
end;
if BER(1)< 0.5e-6;
B2(jj:numSNRs) = 0; break;

```



```

end;

end;
B2(jj) = BER(1);

semilogy(SNRvec,B2,cstring(mod(ii,7)+1)); hold on;
if ii < 7;
thresholds(ii) = thresh(ii)*(-1); else break;
end;
end;
end;
grid on;
legend('BPSK 1/2','QPSK 1/2','QPSK 3/4','QAM16 1/2','QAM16 3/4' , 'QAM64
2/3','QAM64 3/4');
xlabel('SNR, dB'); ylabel('Bit Error Rate');
title('WiMAX MISO 2.5ГГц V = 100км/ч канал ITU Vehicular A');

```

Код функції, яка відповідає за ініціалізацію параметрів моделі Simulink IEEE® 802.16-2004 OFDM PHY Link.

```

function varargout = commwman80216d_init(blkh, action, varargin)
% COMMWMAN80216D_INIT Parameter settings for commwman80216d models.
%
% Set up common params ("p" structure) for IEEE 802.16-2004 models for
% commonly used parameters.

% Copyright 2007-2009 The MathWorks, Inc.
% $Revision: 1.1.6.3 $ $Date: 2009/11/16 22:17:10 $

myException = []; switch action
case 'cbShowHidePreDistortion'
nonlinCtrl = get_param(blkh, 'nonlinCtrl'); idxDpdStatus =
dspGetMaskParamIdx(blkh, 'dpdCtrl'); Vis = get_param(blkh, 'maskVisibilities');
En = get_param(blkh, 'maskEnables'); oldEnDpdStatus = En{idxDpdStatus};

switch nonlinCtrl case 'Disabled'
Vis{idxDpdStatus} = 'off'; En{idxDpdStatus} = 'off';
case {'Moderate (correctable by pre-distortion)' ... 'Severe (uncorrectable by
pre-distortion)'}
Vis{idxDpdStatus} = 'on'; En{idxDpdStatus} = 'on';
otherwise
% No other actions to take
end

if (~strcmpi(oldEnDpdStatus, En{idxDpdStatus}))
set_param(blkh, 'MaskEnables', En, 'MaskVisibilities', Vis);
end

case 'init'
switch length(varargin) case 0
chanBW = 3.5;
numSym = 1;
numPreSym = 1; g = '1/8';
thresh = [4 10 12 19 22 28];
case 1
chanBW = 3.5;

```

```

numSym = 2; % for STBC numPreSym = 1;
g = '1/8';
thresh = [4 10 12 19 22 28];
mode = 'stbc';    %#ok -- used later with 'exist' case 5
[chanBW, numSym, numPreSym, g, thresh] = deal(varargin{:}); case 6
[chanBW, numSym, numPreSym, g, thresh, mode] = ... deal(varargin{:}); %#ok --
mode used later with 'exist'

if mod(numSym, 2)~=0 error(['comblks:commwman80216d_init:', ...
'InvalidNumOfSymPerBurst'], ...
['The number of OFDM symbols per burst must be ', ... 'even for space-time
block coding.']);
end;
end;

otherwise error('comblks:commwman80216d_init:UnsupportedConfig', 'Unsupported
configuration.');
```

```

if length(thresh) 6 error('comblks:commwman80216d_init:InvalidSNRThreshold',
...'SNR threshold parameter must be a 6-element vector.');
```

```

end;

%Fc = 3.5e9;      % Carrier frequency, Hz, not used
p.BW = chanBW*1e6;    % Channel bandwidth in Hz
p.g = str2num(g);    %#ok Cyclic prefix factor p.numOFDMSymbols = numSym; %
Number of OFDMSymbols per burst p.numPreamOFDMSymbols = numPreSym; % Number of
preamble OFDM symbols

p.totOFDMSym = p.numOFDMSymbols + p.numPreamOFDMSymbols;

% Parameters of transmitted signal as per Section 8.3.2.4 p.nfft = 256;    %
Number of FFT bins
p.nused = 200;    % Number of used subcarriers including pilots p.numDataSym =
192; % Number of data symbols in OFDM symbol
nfft2 = (1+p.g)*p.nfft;

if mod(p.BW, 1.75e6) == 0
n = 8/7;    % Sampling factor elseif mod(p.BW, 1.5e6) == 0
n = 86/75;
elseif mod(p.BW, 1.25e6) == 0 n = 28/25;
elseif mod(p.BW, 2.75e6) == 0 n = 316/275;
elseif mod(p.BW, 2e6) == 0 n = 57/50;
else
n = 8/7;
end
used
Fs = floor(n*p.BW/8000)*8000; % Sampling Frequency df = Fs/p.nfft;    %
Subcarrier Spacing
Tb = 1/df; % Useful Symbol time
Tg = p.g*Tb;    % Cyclic prefix time
p.Ts = Tg + Tb; % OFDM symbol time
%ts = p.Ts/p.nfft;    % Sampling time, (==(1+g)/Fs), not
numTxSymbols = p.numDataSym * p.numOFDMSymbols;

% Preamble sequences as per Section 8.3.3.6
% Add the guard bands later
```

```

p.Pall = [1-1i; 1-1i; -1-1i; 1+1i; 1-1i; 1-1i; -1+1i; 1-1i; 1-1i; 1- 1i; 1+1i;
-1-1i; ...
1+1i; 1+1i; -1-1i; 1+1i; -1-1i; -1-1i; 1-1i; ...
-1+1i; 1-1i; 1-1i; -1-1i; 1+1i; 1-1i; 1-1i; -1+1i; 1-1i; 1-1i; 1- 1i; 1+1i;...
-1-1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; 1+1i; -1-1i; -1-1i; 1-1i; ...
-1+1i; 1-1i; 1-1i; -1-1i; 1+1i; 1-1i;1-1i; -1+1i; 1-1i; 1-1i; 1- 1i; 1+1i;...
-1-1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; 1+1i; -1-1i; -1-1i; 1-1i; ...
-1+1i; 1+1i; 1+1i; 1-1i; -1+1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; 1+1i; 1+1i; 1+1i; -1+1i;...
1-1i; -1+1i; -1+1i; 1-1i; -1+1i; 1-1i; 1-1i;...
1+1i; -1-1i; -1-1i; -1-1i; -1+1i; 1-1i; -1-1i; -1-1i; 1+1i; -1-
1i; -1-1i; -1-1i;...
1-1i; -1+1i; 1-1i; 1-1i; -1+1i; 1-1i; -1+1i;...
-1+1i; -1-1i; 1+1i; 0; -1-1i; 1+1i; -1+1i; -1+1i; -1-1i; 1+1i; 1+1i; 1+1i;...
-1-1i; 1+1i; 1-1i; 1-1i; 1-1i; -1+1i; -1+1i;...
-1+1i; -1+1i; 1-1i; -1-1i; -1-1i; -1+1i; 1-1i; 1+1i; 1+1i; -1+1i; 1-1i; 1-
1i;...
1-1i; -1+1i; 1-1i; -1-1i; -1-1i; -1-1i; 1+1i; ...
1+1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; -1+1i; -1+1i; 1+1i; -1-1i; 1-1i; 1-1i;
1+1i; -1-1i;...
-1-1i; -1-1i; 1+1i; -1-1i; -1+1i; -1+1i;...
-1+1i; 1-1i; 1-1i; 1-1i; 1-1i; -1+1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; 1+1i; - 1+1i; -
1+1i;...
-1-1i; 1+1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; 1+1i; 1-1i; 1-1i; ...
1-1i; -1+1i; -1+1i; -1+1i; -1+1i; 1-1i; -1-1i; -1-1i; 1-1i; -
1+1i; -1-1i; -1-1i;...
1-1i; -1+1i; -1+1i; -1+1i; 1-1i; -1+1i; ...
1+1i; 1+1i; 1+1i; -1-1i; -1-1i; -1-1i; -1-1i; 1+1i; 1-1i; 1-1i ]; fIdx = -
100:100;
p.Peven = zeros(201,1); p.Podd = p.Peven; p.P4x64 = p.Peven;
p.Peven(mod(fIdx,2)==0) = sqrt(2)*p.Pall(mod(fIdx,2)==0);
p.Podd(mod(fIdx,2)~=0) = sqrt(2)*p.Pall(mod(fIdx,2)~=0);
p.P4x64(mod(fIdx,4)==0) = 2*conj(p.Pall(mod(fIdx,4)==0));

% Specified preambles (long and short)
%p.pLong = [p.P4x64 p.Peven];% not used p.pShort = p.Peven;
p.txCPIndices = [p.nfft*(1-p.g)+1:p.nfft 1:p.nfft]; p.rxCPIndices

% Modulator/demodulator banks txBitsPerSym = [1 2 2 4 4 6 6];
txBitsPerBlk = numTxSymbols * txBitsPerSym; codeRate = [1/2 1/2 3/4 1/2 3/4 2/3
3/4]; p.bitsPerSymbol = txBitsPerSym .* codeRate; p.bitsPerBlk = txBitsPerBlk
.* codeRate; p.maxBitsPerBlk = max(p.bitsPerBlk);
p.uncBlkSize = [12 24 36 48 72 96 108]; % in bytes from Table 215
p.maxUncBitsPerBlk = max(p.uncBlkSize)*8;
period

% Timing-related parameters symbolPeriod = p.Ts/p.numDataSym;
p.blkPeriod = symbolPeriod * numTxSymbols; p.bitPeriod = symbolPeriod ./
p.bitsPerSymbol; p.minBitPeriod = min(p.bitPeriod);
p.chanTs = p.blkPeriod/(p.totOFDMSym * nfft2); % channel sample

% For adaptive rate control p.thresholds = thresh;
% Set cutoff point for curve fitting. Data below the min skews the
% estimates, so throw out data outside that limit. p.amp_min = 1e-3;
% Assign variable to base workspace if exist('mode','var') % for STBC
assignin('base', 'prm80216ds', p); else assignin('base', 'prm80216d', p);
end.

```


ДОДАТОК Г. Відгук керівника дипломної роботи**В І Д Г У К**

**на дипломну роботу студентки групи 172м-16-1 Стецюк Д.С.
на тему: «Оцінка максимально допустимої швидкості переміщення
абонентського приймача в системах зв'язку з OFDM-модемом»**

Пояснювальна записка складається зі вступу, трьох розділів і висновків, розташованих на 93 сторінках.

Мета дипломної роботи є актуальною, оскільки вона направлена на дослід існуючих методів підвищення завадостійкості прийнятого сигналу та пропускної здатності системи зв'язку в системі багатостанційного доступу та запропонування рішення щодо покращення цих показників.

При виконанні дипломної роботи авторка продемонструвала відмінний рівень теоретичних знань і практичних навичок. На основі аналізу проблем забезпечення високої швидкості руху абонентів систем радіозв'язку, а також оцінці якості функціонування різних систем при мобільному прийомі в ній сформульовані задачі, вирішенню яких присвячено другий розділ. У другому розділі виконано комп'ютерне моделювання для дослідження властивостей мобільного радіоканалу та отримання максимально допустимої швидкості руху абонентського терміналу в системах mobile WIMAX та T-DAB.

Практична цінність результатів полягає у розробці рекомендацій, що засновані на отриманих результатах і теоретичному аналізі проблеми забезпечення високого рівня мобільності абонентського терміналу.

В цілому дипломна робота задовольняє усім вимогам, а її авторка Стецюк Д.С. на оцінку «_____» та присвоєння кваліфікації «інженер в галузі електроніки та телекомунікацій» за спеціальністю 172 – телекомунікації та радіотехніка.

**Керівник роботи,
к.т.н., доцент**

О.В. Герасіна