

Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи
за освітньо-кваліфікаційним рівнем «магістр»

на тему:

ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКА СИГНАЛІВ БАГАТОКАНАЛЬНИХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ З РОЗПОДІЛОМ КАНАЛІВ ЗА
ПОТУЖНОСТЮ

08-34.МКР.011.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТТК-18м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

_____ Фарінанго Д.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ

_____ Стальченко О.В.

«_____» _____ 2019 р.

Рецензент: к.ф.м.н., проф каф. ЕНС

_____ Кравченко Ю.С.

«_____» _____ 2019 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
Галузь знань 17– Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма Технології та засоби телекомунікацій

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ТКСТБ
к.т.н., професор Г.Г. Бортник

“ ___ ” _____ 2019 року

З А В Д А Н Н Я НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Фарінанго Муньос Даніелю Ізраелю

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Формування та обробка сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю

керівник роботи Стальченко Олександр Володимирович, канд. техн. наук, доцент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “02” 10 2019 року № 254

2. Строк подання студентом роботи 02 грудня 2019 року

3. Вихідні дані до роботи 1. Вид методу множинного доступу - PD/OFDMA; 2. Потужність передавача багатоканальної системи передачі – 1 Вт; 3. Тривалість OFDM-символу – 71,35 мкс; 4. Відстань між підносійними OFDM сигналу – 15 кГц; 5. Число підносійних частот в OFDM сигналі – 512; 6. Динамічний діапазон відношення сигнал/шум 52 дБ; 7. Носійна частота – 2,49 ГГц; 8. Ширина смуги OFDM сигналу – 8 МГц; 9. Тривалість OFDM-символу - 71,4 мкс; 10. Величина частотно-селективних завмирань в безпроводному каналі передавання - 6 дБ; 11. Коефіцієнт бітових помилок – 10^{-5} ; 12. Значення SINR – 32 дБ; 13. Формат модуляції – QAM-256; 14. Спектральна ефективність каналу передавання даних – 8 біт/с/Гц; 15. Антенний режим – SISO.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Методи множинного доступу; 2. Метод неортогонального множинного доступу PD-NOMA; 3. Розрахунок парціальної потужності каналів PD-NOMA; 4. Експериментальне дослідження PD/OFDMA каналів в лабораторних умовах.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Структурна схема SIC приймача; 2. Структурна схема CL-SIC компенсації; 3. Структура формування PD/OFDMA; 4. Структура оброблення PD/OFDMA; 5. Структурна схема процедури розрахунку парціальної потужності; 6. Структурна схема експериментальної установки; 7. Загальна структурна схема формування сигналу; 8. Структурна схема алгоритму обробки сигналу.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Стальченко О.В., доцент кафедри ТКСТБ		
Економічна частина	Адлер О.О., к.т.н., доцент		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Березюк О.В. к.т.н., доцент		

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2019 року**КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН**

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	06.09.2019р.	
2.	Методи множинного доступу	13.09.2019р.	
3.	Метод неортогонального множинного доступу PD-NOMA	04.10.2019р.	
4.	Розрахунок парціальної потужності каналів PD-NOMA	25.10.2019р.	
5.	Експериментальне дослідження PD/OFDMA каналів в лабораторних умовах	08.11.2019р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	15.11.2019р.	
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	22.11.2019р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	29.11.2019р.	
9.	Нормоконтроль МКР	02.12.2019р.	
10.	Попередній захист МКР, рецензування МКР	06.12. 2019р.	
11.	Захист МКР ЕК	09.12. 2019р.	

Студент

_____ Фарінанго Муньос Даніель Ісраель
(підпис)

Керівник роботи

_____ Стальченко О. В.
(підпис)

РЕФЕРАТ

УДК 621.391

Фарінанго Муноьс Даніель Ізраель Формування та обробка сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю. Магістерська кваліфікаційна робота за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка». – Вінниця : ВНТУ, 2019. – 145 с.

На українській мові.

Рисунків 72, Таблиць 24, Бібліографія 116.

У даній магістерській кваліфікаційній роботі розглянуті основні методи множинні доступу ОМА (Orthogonal Multiple Access – ортогональний метод множиного доступу) та NOMA (Non-orthogonal Multiple Access – неортогональний метод множиного доступу).

Проведений аналіз теоретичних положень, метод неортогональної множиного доступу PD-NOMA, вироблено порівняння характеристик завадостійкості передачі даних OFDM і PD-NOMA та відображено складності і проблеми ралізації технології PD-NOMA в мобільних системах зв'язку.

Проведені розрахунки парціальної потужності каналів PD-NOMA та запропоновано два методи розрахунку парціальної потужності, що забезпечують парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної здатності каналів і без урахуванням необхідної пропускної здатності каналів.

Зроблена кспериментальному дослідженню завадостійкості каналу звязку PD-OFDMA у реальних умовах поширення радіохвиль для трьох сценарії також зроблено оцінку АЧХ для каналу PPB.

У ході виконання магістерської роботі виявлено, що систем не ортогональний множиного доступу PD-OFDMA вище ефективніть ніж ортогональний метод OFDMA за рахунок більш ефективного роподілу енергетичного і частотно-часового ресурсів.

Ключові слова: множенні доступу, ортогональний метод, неортогональний метод, парціальної потужності, завадостійкості, поширення радіохвиль, частотно-часового ресурсів.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ABSTRACT

UDC 621.391

Farinango Muñoz Daniel Israel Formation and signal processing of multichannel data transmission systems with power distribution. Master's qualification work in specialty 172 "Telecommunications and Radio Engineering". - Vinnitsa: VNTU, 2019. - 145 p.

In Ukrainian language.

Figures 72, Tables 24, Bibliography 116.

This master's thesis deals with the basic methods of multiplication of access OMA (Orthogonal Multiple Access - orthogonal multiple access method) and NOMA (Non-orthogonal Multiple Access - non-orthogonal multiple access method).

The theoretical analysis, the method of non-orthogonal multiple access PD NOMA, the comparison of the noise immunity characteristics of OFDM and PD NOMA, the complexity and problems of PD-NOMA technology implementation in mobile communication systems are shown.

The PD-NOMA channel partial power calculations were performed and two partial power calculation methods were proposed to provide the partial power with the required channel bandwidth and without the required channel bandwidth.

An experimental study of the noise immunity of the PD-OFDMA communication channel under real radio propagation conditions for the three scenarios also made an estimation of the frequency response for the PPB channel.

In the course of the master's thesis it was found that the systems not orthogonal to the multiple access PD-OFDMA are more efficient than the orthogonal OFDMA method due to a more efficient allocation of energy and frequency-time resources.

Keywords: multiple access, orthogonal method, non-orthogonal method, partial power, noise immunity, propagation of radio waves, frequency-time resources.

RESUMEN

UDC 621.391

Farinango Muñoz Daniel Israel Formación y procesamiento de señales de sistemas de transmisión de datos multicanal por división de potencia. Trabajo de calificación de Máster en la especialidad 172 "Ingeniería de telecomunicaciones y radio". - Vinnitsa: VNTU, 2019. - 145 p.

En ucraniano.

Figuras 72, Tablas 24, Bibliografía 116.

Esta tesis de maestría se ocupa de los métodos básicos de multiplicación de acceso OMA (acceso múltiple ortogonal - método de acceso múltiple ortogonal) y NOMA (acceso múltiple no ortogonal - método de acceso múltiple no ortogonal).

El análisis teórico, el método de acceso múltiple no ortogonal PD-NOMA, la comparación de las características de inmunidad al ruido de los sistemas OFDM y PD-NOMA, y la complejidad y los problemas de la implementación de la tecnología PD-NOMA en los sistemas de comunicación móvil.

Se realizaron los cálculos de potencia parcial del canal PD-NOMA y se propusieron dos métodos de cálculo de potencia parcial, para proporcionar la potencia parcial con el ancho de banda del canal requerido y sin el ancho de banda del canal requerido.

Un estudio experimental de la inmunidad al ruido del canal de comunicación PD-OFDMA en condiciones reales de propagación de radio ondas para tres escenarios también hizo una estimación de la respuesta de frecuencia para el canal PPB.

En el curso de la tesis de maestría se descubrió que los sistemas no ortogonales de acceso múltiple PD-OFDMA son más eficientes que el método OFDMA ortogonal debido a una asignación más eficiente de los recursos de energía y frecuencia-tiempo.

Palabras clave: acceso múltiple, método ortogonal, método no ortogonal, potencia parcial, inmunidad al ruido, propagación de ondas de radio, recursos de frecuencia-tiempo.

ЗМІСТ

Перелік скорочень.....	11
ВСТУП	13
1 МЕТОДИ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ	17
1.1 Методи ортогонального і квазіортогонального множинного доступу	18
1.2 Метод множинного доступу з ортогональним частотним розділенням каналів OFDMA	20
1.3 Методи ортогонального множинного доступу	23
1.4 Метод множинного доступу з розрідженим кодом SCMA	24
1.5 Метод множинного доступу з розділенням каналів по потужності PD-NOMA	25
1.6 Висновки	28
2 МЕТОД НЕОРТОГОНАЛЬНОЇ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ PD-NOMA	30
2.1 Метод послідовного пригнічення перешкод SIC	34
2.2 Розрахунок пропускної здатності каналу зв'язку PD-NOMA	38
2.3 Представлення системної перешкоди в якості АБГШ	40
2.4 Порівняння пропускних здібностей OFDMA і PD – NOMA	43
2.5 Моделювання PD-NOMA	48
2.5.1 Канал з АБГШ	51
2.5.2 Багатопроміньовий канал	52
2.6 Проблеми реалізації PD-NOMA	53
2.7 Метод множинного доступу з розподілом каналів за потужністю на ортогональних несучих	59
2.8 Моделювання PD/OFDMA	63
2.9 Висновки	68
3 РОЗРАХУНОК ПАРЦІАЛЬНОЇ ПОТУЖНОСТІ КАНАЛІВ PD-NOMA	70
3.1 Стан проблеми	71
3.2 Розрахунок парціальної потужності без урахування необхідної пропускної здатності каналів при фіксованій загальній потужності випромінювання	72
3.3 Розрахунок парціальної потужності при мультиплексуванні 3-х користувачів запропонованим алгоритмом	75
3.4 Розрахунок парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної здатності каналів з мінімізацією загальної потужності випромінювання	77

3.5	Вирішення конфліктних ситуацій в умовах обмеженої потужності	81
3.6	Висновки	84
4	ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ PD/OFDMA КАНАЛІВ В ЛАБОРАТОРНИХ УМОВАХ	85
4.1	Методика експерименту	85
4.2	Обґрунтування умов експерименту	88
4.3	Формування сигналу	89
4.3.1	Організація каналу зв'язку	89
4.3.2	Формування сигналу синхронізації і опорного сигналу	91
4.3.3	Скремблювання бітової послідовності	92
4.3.4	Квадратурна модуляція і мультиплексування	93
4.3.5	OFDM модуляція, формування кадру і запис сигналу в генератор	94
4.4	Обробка сигналу	96
4.4.1	Визначення початку кадру і часова синхронізація	97
4.4.2	Оцінка і компенсація розузгодження частоти опорних генераторів передавача і приймача	98
4.4.3	OFDM демодуляція	100
4.4.4	Еквалайзювання	100
4.4.5	Селекція користувальних каналів, SIC-демодуляція і дескремблювання бітової послідовності	102
4.4.6	Оцінка відношення сигнал/шум	103
4.5	Проведення експерименту	103
4.6	Обговорення результатів експерименту	106
4.7	Висновки	119
5	ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	120
5.1	Оцінювання комерційного потенціалу розробки	120
5.2	Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи	125
5.3	Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки	130
5.4	Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності	131
6	ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	135
6.1	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	135
6.1.1	Мікроклімат та склад повітря робочої зони	135

6.1.2	Виробниче освітлення	136
6.1.3	Виробничі віброакустичні коливання	137
6.1.4	Виробничі випромінювання	138
6.2	Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження	140
6.2.1	Безпека щодо організації робочих місць	140
6.2.2	Електробезпека	141
6.2.3	Пожежна безпека	141
6.3	Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій	142
6.3.1	Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії іонізуючих випромінювань	143
6.3.2	Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії електромагнітного імпульсу	145
6.3.3	Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах НС	147
6.4	Висновки	148
	ВИСНОВКИ	149
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	151
	Додаток А (Технічне завдання)	160
	Додаток Б (Структурна схема SIC приймача)	161
	Додаток В (Структурна схема CL-SIC компенсації)	163
	Додаток Г (Структурна схема формування PD/OFDMA)	165
	Додаток Д (Структура оброблення PD/OFDMA)	167
	Додаток Е (Структурна схема процедури розрахунку парціальної потужності)	169
	Додаток Ж (Структурна схема експериментальної установки)	171
	Додаток З (Загальна структурна схема формування сигналу)	173
	Додаток И (Структурна схема алгоритму обробки сигналу).....	175

Перелік скорочень

АКФ - Автокореляційних функцій
АЧХ - Амплітудно-частотна характеристика
АЦП - Аналого-цифровий перетворювач
АБГШ - Адитивний білий гаусів шум
ВКФ - Взаємно кореляційних функцій
ЗШПФ - Зворотного швидкого перетворення Фур'є
МСІ - Міжсимвольної інтерференції
ПК - Персональний комп'ютер
ПСП - Псевдовипадкової послідовності
СВЧ - Надвисоких частот
ЦП - Циклічним префіксом
ЦАП - Цифро-аналоговий перетворювач
ЧВР - Частотно-часового ресурсу
ШПФ - Швидкого перетворення Фур'є
CDMA - Code Division Multiple Access
FBMC - Filter Bank Multi-Carrier
LDS - Low Density Signature
MIMO - Multiple Input Multiple Output
MPA - Message Passing Algorithm
NOMA - Non-Orthogonal Multiple Access
OFDMA - Orthogonal Frequency-Division Multiple Access
OMA - Open Mobile Alliance
PD-NOMA - Power Domain Non-Orthogonal Multiple Access
PDMA - Polarization Division Multiple Access
PDMA - Pattern Division Multiple Access
PUSCH - Physical Uplink Shared Channel
SIC - Serial Interference Cancellation
SDMA - Space Division Multiple Access

TDMA - Time Division Multiple Access

WDM - Wavelength Division Multiplexing

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ВСТУП

Колосальне зростання трафіку мобільних пристроїв на останніх роках викликає потребу збільшення пропускної здатності каналів мобільних систем зв'язку. Провідні світові розробники заявляють, що швидкість передачі даних мережевого рівня в мобільного зв'язку наступного покоління повинна досягати 10-20 Гбіт/с (в 10-20 разів більше, ніж в поточному поколінні), а швидкість одного абонентського каналу повинна досягати 1 Гбіт/с (в 10 разів більше, ніж в поточному поколінні). Більш того, бурхливий розвиток нової технології "Інтернету речей" призводить до того, що система зв'язку наступного покоління повинна забезпечувати роботу безлічі бездротових пристроїв, датчиків, сенсорів і побутових приладів в межах однієї вузлової станції.

Актуальність теми. полягає у тому, що на даний момент ця проблема вирішується єдиним способом збільшенням смуги частот і використанням додаткових частотних діапазонів. Однак, такий шлях має два недоліки: дорожня оренди операторами частотного діапазону і його фізично обмежений ресурс.

Іншим шляхом вирішення проблеми може бути збільшення ефективності використання доступного фізичного частотно-часового ресурсу (ЧВР), який являє собою часовий інтервал і смугу частот для передачі сигналу [1]. Для найбільш ефективної роботи системи зв'язку необхідно розподіляти ЧВР між користувачами так, щоб він використовувався кожним користувачем максимально ефективно.

Аналіз останніх досліджень. У 2015 році на конференції ITU-2020 [2,3] декількома групами розробників (METIS спільно з 5GPP [4], NGMN [5], IMT-2020 Promotion Group [6], південнокорейський 5G Forum [7,8]) були запропоновані нові перспективні технології, які покликані збільшити ефективність використання частотно часового ресурсу, виділеного системі. На мережевому рівні пропонується модернізувати архітектуру мережі, використовувати мікросітьлики і нові алгоритми контролю об'єктів мережі. На фізичному рівні до таких технологій відноситься Massive MIMO (множинна багатоантенная система), All-Spectrum Access (Доступ в усьому частотному діапазоні), FBMC (застосування гребінчастих

фільтрів), Full Duplex (одночасний прийом і передача сигналу в єдиній смузі частот) [9] і нові методи множинного доступу.

Метою магістерської роботи. є розробка та дослідження методів і алгоритмів, що дозволяють підвищити ефективність використання частотно-часового ресурсу в телекомунікаційних бездротових мобільних системах широкопasmового доступу.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

- Провести огляд новітніх технологій фізичного рівня мобільних систем зв'язку, застосування яких розглядається в системах наступного покоління для підвищення спектральної ефективності.

- Розробити алгоритм формування і обробки сигналу багатоканальних систем зв'язку з поділом каналів за потужністю PD-NOMA.

- Провести оцінку обчислювальної складності демодуляції PD-NOMA сигналу.

- Розробити алгоритм розрахунку і розподілу потужності мультиплексованих PD-NOMA каналів.

- Експериментально підтвердити працездатність і ефективність запропонованого алгоритму формування та обробки PD / OFDMA сигналів при організації багатоканального зв'язку.

- Порівняти інформаційну ефективність каналів PD-NOMA щодо OFDMA.

Об'єктом дослідження в МКР є дослідженню методу неортогональної множинного доступу з розподілом каналів по потужності.

Предметом дослідження є методи та алгоритми для формування та обробки сигналів з розподілом за потужністю OFDM та PD-OFDMA.

Методи дослідження базується на використанні теоретичних (методи лінійного алгебри, методи математичного інтегрального аналізу і математичне моделювання) і емпіричних методів (імітаційне моделювання, експериментальне дослідження). Здатність отриманих результатів перевірена за експериментальними даними.

Наукова новизна одержаних результатів. У процесі досліджень і розробок отримано такі нові наукові результати:

1. Запропоновано алгоритм формування та обробки сигналів множинного доступу з поділом каналів за потужністю на ортогональних несучих PD/OFDMA, що дозволяє збільшити спектральную ефективність системи багатоканальної безпроводного зв'язку до 1,25 разів у порівнянні з сигналами множинного доступу з ортогональним частотним розділенням каналів OFDMA.

2. Показано, що збільшення виграшу пропускної здатності каналів PD/OFDMA відносно OFDMA досягається при збільшенні різниці відносини сигнал / шум мультиплексованих в єдиному частотно-часовому ресурсі призначених для користувача каналів.

3. Запропоновано метод розрахунку парціальної потужності каналів PD/OFDMA з урахуванням необхідної пропускної здатності каналів з мінімізацією загальної потужності випромінювання.

4. Запропоновано метод розрахунку парціальної потужності каналів PD/OFDMA без урахування необхідної пропускної здатності каналів при фіксованій загальній потужності випромінювання.

5. Експериментально підтверджена наявність виграшу завадостійкої PD/OFDMA каналів зв'язку відносно OFDMA при використанні запропонованого методу формування та обробки PD / OFDMA сигналу. У експериментальних умовах вдалося отримати виграш завадостійкої до 5 дБ в каналах передачі при мультиплексуванні 2-х і 3-х каналів.

Практическая значимость:

- Запропоновано найкращі алгоритми забезпеченні для формування і обробки сигналів багатоканальних систем зв'язку широкосмугового доступу з розподілом каналів за потужністю на ортогональних піднесучих.

Крім того, результати роботи можна використовувати в навчальному процесі в дисциплінах: інфокомунікаційні технології та системи зв'язку; цифрова обробка сигналів в телекомунікаціях; моделювання пристроїв та систем зв'язку; імітаційне моделювання радіотехнічних пристроїв.

Апробація результатів роботи. Результати досліджень магістерської кваліфікаційної роботи на міжнародних і Всеукраїнських конференціях:

- I Міжнародна науково-технічна конференція, «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» СПРН-2019 (м. Вінниця 14-16 листопада 2019 року).

- Міжнародна конференція «СВЧ-техніка і телекомунікаційних технології», м Севастополь, 2016.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

1 МЕТОДИ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ

Поняття множинного доступу пов'язане з організацією спільного використання обмеженого фізичного ресурсу багатьма каналами зв'язку. Довгий час вважалося, що кожному користувачеві виділяється індивідуальний канал зв'язку і кількість каналів зв'язку було еквівалентно кількості користувачів. Однак, в даний час одному абоненту може бути виділено кілька різних каналів зв'язку (канал управління і ширококомовний канал), а один канал зв'язку може бути призначений для декількох користувачів (канал синхронізації, опорний канал). Ефективне застосування методів множинного доступу і планування частотно-часового ресурсу може істотно збільшити спектральну ефективність системи.

Ідеологічно методи множинного доступу можна розділити на дві категорії – ОМА (Orthogonal Multiple Access – ортогональний або квазіортогональний метод множинного доступу) і NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access – неортогональний метод множинного доступу) [10]. Під ортогональним (квазіортогональним) методом множинного доступу мається на увазі розподіл частотно-часового ресурсу між каналами зв'язку, використовуючи ансамблі ортогональних (квазіортогональних) сигналів. Ключовим моментом у всіх ОМА схемах є максимально можливе виключення міжканальної інтерференції, яка не дозволяє достовірно демодулювати каналні символи. Однак, в процесі проходження сигналу через канал поширення радіохвиль може виникати неконтрольована міжканальна інтерференція, яка допустима до тих пір, поки сигнали одних каналів незначно збільшують ймовірність появи помилок в інших. На відміну від ОМА, група методів NOMA заснована на ідеї використання контрольованої міжканальної інтерференції для отримання виграшу спектральної ефективності. Поділ користувальницьких каналів при обробці сигналу відбувається за допомогою спеціальних алгоритмів компенсації міжканальної перешкоди.

1.1 Методи ортогонального і квазіортогонального множинного доступу

Ортогональні і квазіортогональні методи множинного доступу ОМА засновані на принципі мультиплексування каналів з виключенням міжканальної інтерференції. До таких методів множинного доступу відносяться:

- FDMA (Frequency Division Multiple Access) – метод частотного розділення каналів). Кожному каналу виділяється певний частотний ресурс.

- TDMA (Time Division Multiple Access) – метод часового розділення каналів. Кожному каналу виділяється певний часовий ресурс.

- CDMA (Code Division Multiple Access) – метод кодового розділення каналів. Кожному каналу виділяється сигнал із ансамблю ортогональних або квазіортогональних послідовностей.

- OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) – ортогональне частотне розділення каналів. Кожному каналу виділяється ділянка частотно-часового ресурсу у вигляді набору ортогональних піднесуть і часового слота з використанням OFDM-модуляції [11, 12].

- SDMA (Space Division Multiple Access) – просторове розділення каналів. Формується багатопроточна діаграма направленості і кожен промінь направлений в сторону абонента за допомогою адаптивної фазованої антеною ґратами (АФАР).

- PDMA (Polarization Division Multiple Access) – поляризаційне розділення каналів. Для розділення сигналів використовується ортогональна поляризація, що дозволяє використовувати один частотно-часовий ресурс.

- WDM (Wavelength Division Multiplexing) – розділення каналів по довжині хвилі. Аналог FDMA, але виконуване в оптичному середовищі передачі.

У системах мобільного зв'язку до теперішнього моменту використовувалися перші чотири методи. У FDMA для організації каналу зв'язку між двома абонентами із загального вільного частотного діапазону виділяється ділянка спектра, який доступний протягом всього сеансу зв'язку. При цьому ширина

виділеної ділянки спектра не може змінюватися і перебудовуватися в залежності від стану каналу РРВ і необхідної швидкості передачі.

У TDMA для організації каналу зв'язку між двома абонентами виділяється весь доступний частотний ресурс протягом відносно невеликого часового інтервалу - часового слота. Часові слоти надаються каналу зв'язку періодично в течії сеансу зв'язку, а розмір слота не може змінюватися в залежності від необхідної швидкості передачі.

Проблемою FDMA і TDMA є виділення великої (20-30% від загальної кількості ЧВР) захисного інтервалу в частотному і тимчасовому доменах відповідно для усунення міжканального інтерференції, що є наслідком низької (за сьогоденнішніми мірками) спектральної ефективності.

У CDMA використовується ущільнення каналів за допомогою ортогональних функцій (наприклад, функцій Уолша) при одночасному використанні всього ЧВР всіма користувачами. Це дозволяє відмовитися від захисних інтервалів (часових і частотних) і використовувати ЧВР ефективніше. Приклад мультиплексування 4-х каналів методами FDMA, TDMA і CDMA продемонстровано на рис.1.1. Застосування SDMA і PDMA в рамках мобільної системи зв'язку досить проблематично. Кількість активних абонентських пристроїв в секторі покриття вузлової станції може досягати декількох десятків і навіть сотень [13], а можливості сучасних адаптивних фазованих антенних решіток не дозволяють формування вузького променя у напрямі кожного абонента.

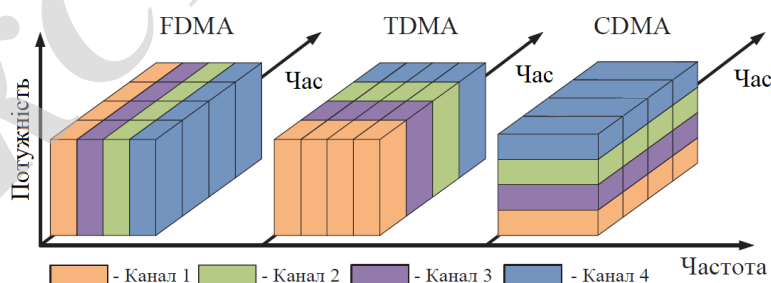


Рисунок 1.1 – Приклад мультиплексування 4-х каналів методами FDMA, TDMA і CDMA

1.2 Метод множинного доступу з ортогональним частотним розділенням каналів OFDMA

Збільшення пропускної спроможності каналів передачі в мобільних системах зв'язку спричинило розширення використовуваної смуги частот, що привело до скорочення тривалості символу цифрової модуляції. В умовах складного багатопроменевого каналу РРВ символи з маленькою тривалістю сильніше схильні до міжсимвольної інтерференції (МСІ), ніж символи з більшою тривалістю. МСІ є наслідком накладення в приймачі символів один на одного, яке виникає в разі наявності в точці прийому радіосигналу не тільки прямого, але і відображених або заломлених променів. МСІ призводить до істотного зростання ймовірності помилки демодуляції. Для боротьби з МСІ до кожного символу додається часовий захисний інтервал, на який витрачається певна кількість ресурсу зв'язку. Якщо кількість ресурсу, витрачена на боротьбу з МСІ досить велике відносно ресурсу, який використовується для передачі корисного повідомлення, то можна говорити про низьку спектральну ефективність каналу зв'язку. Технологія OFDM дозволяє зберегти низьку символну швидкість при високій швидкості передачі даних і такий же смугі пропускання, як у звичайної цифрової модуляції з однією несучою. При використанні OFDM символи квадратурної модуляції записуються на ортогональні піднесучі, які утворюють спектр OFDM-символу, а процедура зворотного перетворення Фур'є формує OFDM-символ в часовій області. OFDM-символ так само має захисні інтервалом, званім циклічним префіксом (ЦП). ЦП являє собою копію хвостових відліків символу, поміщених в початок. Таким чином, зберігається взаємна ортогональність піднесучих OFDM символу. Тривалість ЦП має бути більше найбільшій затримки поширення сигналу і вибирається виходячи з радіусу зони обслуговування вузлової станції. На сьогоднішній день технологія OFDM найефективніше вирішує проблему міжсимвольної інтерференції, викликані проходженням сигналу через канал з частотно, – селективними завмираннями і доплерівським розсіянням.

OFDM модуляція так само має і недоліками. OFDM модуляція так само має і недоліками. До першого недоліку відноситься чутливість до міжчастотної інтерференції, яка виникає в разі порушення ортогональності піднесучих за відсутності синхронізації частоти передавача і приймача, із-за впливу фазового шуму [14, 15]. велике значення пік-фактора сигналу, який визначає жорсткі вимоги до лінійності аналогових трактів передачі і розрядності ЦАП/АЦП [16].

На даний час метод множинного доступу з ортогональним частотним розділенням каналів OFDMA є одним з найбільш ефективних для використання в мобільних системах зв'язку і застосовується в таких високошвидкісних системах як LTE [17-23] і WI-MAX [24-28]. OFDMA заснований на принципах ортогональної частотної модуляції OFDM. Під кожен призначений для користувача канал зв'язку виділяється певна смуга частот у вигляді набору ортогональних піднесучих OFDM-символу, які можуть містити як модуляційні символи QAM, так і елементи кодової послідовності. В спектральній області OFDM- символу відбувається ущільнення декількох призначених для користувача каналів по частоті. Приклад мультиплексування 4-х каналів методом OFDMA представлено на рис.1.2.

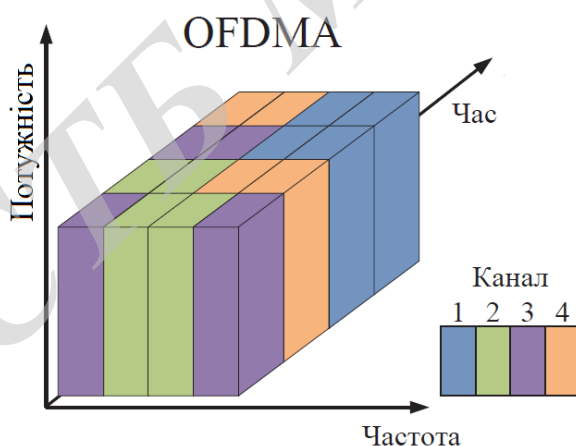


Рисунок 1.2 – Мультиплексування OFDMA 4-х каналів

Одним з головних переваг OFDMA є можливість вимірювання параметрів каналу передачі і використання адаптивної модуляції, кодування і гнучкого розподілення каналних символів по ортогональним піднесучих. Піднесуть, які

найбільш явно схильні до спотворення із-за впливу каналу передачі, можуть переносити меншу кількість інформації (низький індекс QAM-модуляції) або зовсім не використовуватися для передачі. Приклад адаптивної модуляції піднесуть представлено на рис.1.3.

Частотний ресурс між користувачами розподіляється більш ефективно з урахуванням знання про оцінку імпульсної характеристики каналу РРВ кожного користувача, яка може бути отримана за службовому каналу зворотного зв'язку. Канальні символи конкретного користувача передаються на тих піднесучих, які найменш схильні до спотворення в каналі РРВ цього користувача.

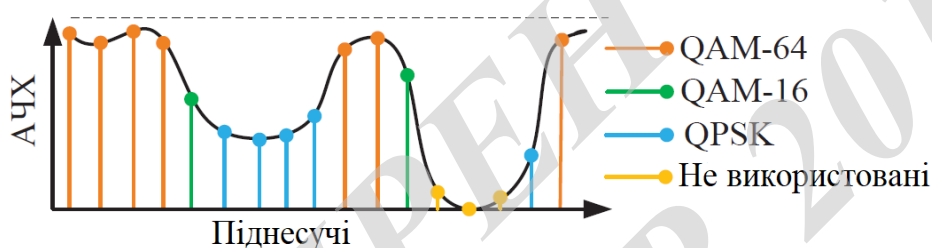


Рисунок 1.3 – Приклад адаптивної модуляції піднесуть

1.3 Методи ортогонального множинного доступу

На відміну від методів ОМА, методи неортогонального множинного доступу NOMA дозволяють використання єдиного частотно-часового ресурсу декількома користувачами без використання ортогональних функцій. Це може сприяти збільшенню спектральної ефективності і зростанню кількості користувачів, що одночасно знаходяться в мережі. На даний момент всі технології NOMA можуть бути розділені на дві категорії - потужностне PD-NOMA (Power Division NOMA, PD-NOMA) і кодове CD-NOMA (Code Division NOMA, CD-NOMA).

У CD - NOMA застосовується розділення каналів за допомогою спеціальної квазіортогональної розширювальної кодової послідовності (схоже з CDMA). CD - NOMA можна розділити на декілька напрямів: розширення каналних символів послідовністю низької щільності LDS - CDMA, розширення каналних символів послідовністю низької щільності з подальшою OFDM модуляцією LDS - OFDM

[29, 30] і використання спеціальних кодових книг для формування каналних символів SCMA [31-36]. За оцінкою інженерів [32] метод SCMA є найбільш перспективним в групі CD-NOMA, оскільки забезпечує кращу продуктивність при найменшій обчислювальній складності.

У PD - NOMA для розділення каналів вводиться додатковий домен - потужність. Таким чином, призначені для користувача канали розташовуються в єдиному частотно-тимчасовому ресурсі, але мають відмінну один від одного потужність. Для прийому і обробки PD - NOMA сигналу використовується метод послідовного придушення перешкод SIC (Serial interference cancellation) [37, 38].

Існує ще два методи неортогонального множинного доступу, тісно пов'язані з NOMA : Pattern Division Multiple Access (PDMA) [39] і Spatial Division Multiple Access (SDMA) [40-43]. PDMA може бути реалізований в декількох доменах. На стороні передавача реалізується максимальне рознесення і мінімізація накладень користувальницьких каналів один на одного, утворюючи неортогональні сектори. Мультиплексування секторів відбувається в кодовому домені, просторовому домені або одночасно в обох доменах. У SDMA для розділення абонентів використовується індивідуальна імпульсна характеристика каналу. Цей принцип виявляється корисним у разі, якщо число висхідних користувальницьких каналів значно перевищує число антен базової станції. Класифікація методів неортогонального множинного доступу, запропонованих для використання в системах мобільного зв'язку наступного покоління представлена на рис.1.4. Найбільш перспективними для дослідження і застосування є методи SCMA і PD - NOMA [44-48].

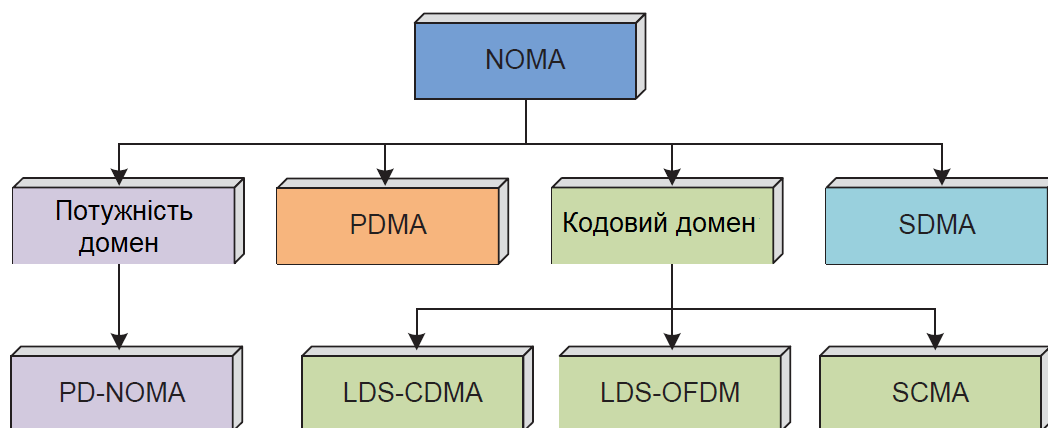


Рисунок 1.4 – Класифікація неортогональних методів множинного доступу

1.4 Метод множинного доступу з розрідженим кодом SCMA

Перша робота, присвячена SCMA, була опублікована в 2013 році [31]. У основі методу множинного доступу з розрідженим кодом SCMA лежить ідея поєднання кодового розділення каналів (CDMA) і ортогонального частотного розділення каналів (OFDMA). Користувальницькі канали розділяються в трьох доменах: тимчасовому, частотному і кодовому. Подібна реалізація використовується в методі багаточастотного кодового розділення каналів MC - CDMA (Multi Carrier CDMA) [47]. Алгоритм детектування припускає використання набору кореляторів і блоків швидкого перетворення Фур'є [49, 50].

Зменшення обчислювальної складності детектування сигналів з розширенням спектру кодовою послідовністю досягається за допомогою використання кодів з низькою щільністю сигнатур LDS (Low Density Signature). Для детектування LDS-символів застосовується алгоритм поширення довіри MPA (Message Passing Algorithm), що істотно знижує обчислювальні витрати [51, 52].

На відміну від LDS, в SCMA відбувається формування багатовимірних комплексних кодових слів замість двійкових кодів, що здійснюють розподіл QAM символів. Завдяки цьому досягається істотний вииграш завадозахищеності системи зв'язку [52]. Кодові слова SCMA неортогональні, а їх кількість може перевищувати кількість фізичних ортогональних піднесучих OFDM.

На даний момент існує два основні актуальні задачі у рамках SCMA. По-перше - розробка спрощених алгоритмів декодування SCMA сигналів. Декодування SCMA ґрунтоване на ітераційному методі МРА, а обчислювальна складність істотно росте зі збільшенням кількості мультиплексованих каналів. По-друге - реалізація кодових книг для каналного мультиплексування, які безпосередньо визначають завадостійку каналу і, відповідно, його пропускну здатність.

1.5 Метод множинного доступу з розділенням каналів по потужності PD-NOMA

У основі методу PD-NOMA лежить технологія суперпозиційного кодування SC (Superposition Coding), представлена уперше в [53]. Технологія SC дозволяє одночасно передавати інформацію декільком абонентським пристроям в одній смузі частот. Розділення користувацьких каналів відбувається по потужності, а загальний сигнал на виході передавача є суперпозицією сигналів усіх користувачів з відмінною один від одного потужністю. Для демодуляції SC сигналу використовується алгоритм SIC.

На 2013-2015 року припав основний об'єм оглядових публікацій з тематики PD-NOMA. В основному, ці публікації включають концептуальні роботи і обґрунтування застосування методу PD-NOMA в системах зв'язку [37, 55-59]. У цих роботах приведені результати розрахунку і моделювання, які показують, що метод PD-NOMA в певних умовах є ефективним.

Більш глибокі наукові роботи з тематики PD-NOMA публікуються з 2015 року і до цього дня. Вони присвячені питанням оптимізації розподілу потужності [60-63], максимізації пропускну здатності і іншим аспектам. Окремо можна виділити декілька робіт, які присвячені ідеям об'єднання PD-NOMA з іншими сучасними технологіями, наприклад, з Massive MIMO або OFDMA. Використання PD-NOMA для оптичного сигналу розглянуто в [65].

В останні роки увагу розробників зосереджена на розробці технології формування багатопроменевої діаграми спрямованості в мобільних системах зв'язку, який отримав найменування Massive MIMO [67-72]. Ідея Massive MIMO полягає в тому, щоб сформувати вузький промінь у напрямі кожного користувача і, таким чином, виключити міжканальну інтерференцію.

Кожному користувачеві для організації каналу зв'язку виділяється весь ЧВР системи. Недостатнє рознесення користувачів в азимутній площині призводить до накладення променів і міжканальної інтерференції. Цю проблему можна розв'язати шляхом формування більш вузької діаграми спрямованості променя, проте, таке рішення накладає дуже жорсткі вимоги до антенної системи і обчислювальної потужності базової станції. Приклад технології Massive MIMO наведений на рис.1.5.

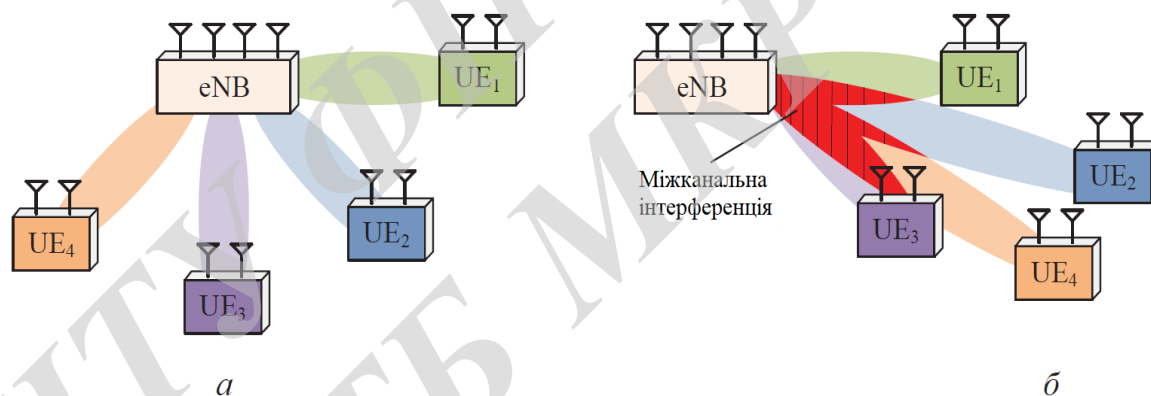


Рисунок 1.5 – Технологія Massive MIMO: а - міжканального інтерференція відсутня; б - міжканального інтерференція присутній Використовуючи

Используя метод PD-NOMA в комбинации с Massive MIMO можно получить компромисное решение, используя преимущества обоих методов. Группы из нескольких пользователей UE, имеющих достаточно близкую угловую координату относительно узловой станции eNB, могут быть мультиплексированы методом PD-NOMA в рамках одного луча. Для обработки сигнала может быть применен алгоритм последовательного подавления помех SIC. Схема MIMO/PD-NOMA представлена на рис.1.6.

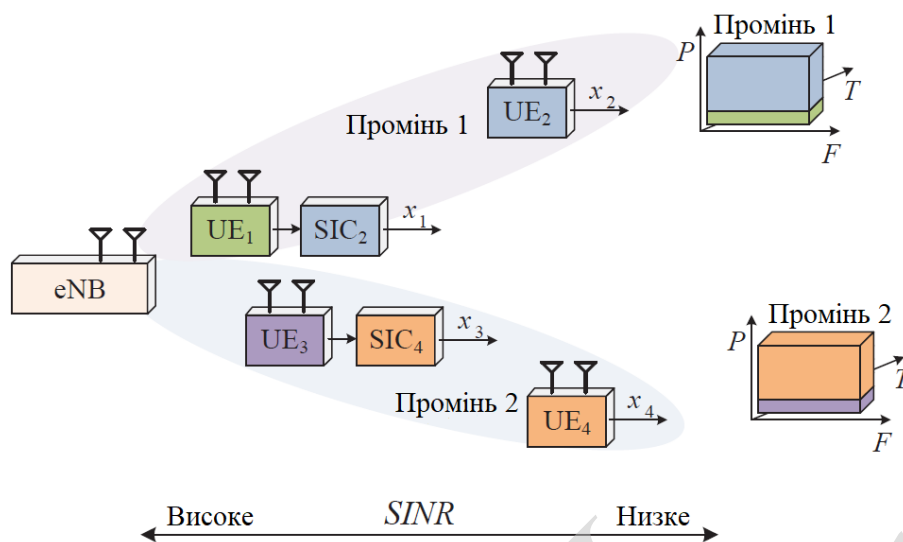


Рисунок 1.6 – Схема MIMO/PD – NOMA

Об'єднання OFDMA і PD-NOMA є найбільш вигідним рішенням для застосування в мобільних системах зв'язку із складними умовами каналу РРВ. OFDMA дозволяє найбільш ефективно працювати в складному багатопробієвому каналі передачі і розподіляти частотно-часовий ресурс між абонентами, а PDNOMA дозволяє гнучко розподіляти енергетичний ресурс в залежності від оцінки стану каналу РРВ. Перспектива використання такого підходу описана в [73]. Приклад розподілення ресурсу представлений на рис.1.7. У дійсній дисертації розглянутий підхід до формування і обробки PD/OFDMA каналів, а також продемонстрована його ефективність.

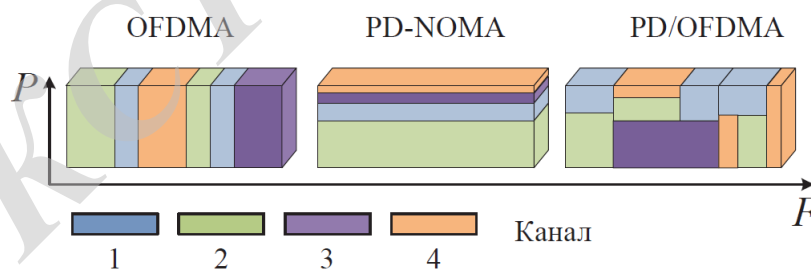


Рисунок 1.7 – Приклад розподілення ресурсу

1.6 Висновки

Зростання трафіку мобільних пристроїв викликає потребу збільшення пропускної здатності мобільних систем зв'язку. На даний момент ця проблема вирішується єдиним способом - збільшенням смуги частот і використанням додаткових частотних діапазонів. Такий шлях має два недоліки: дорожня оренда операторами і фізично обмежений ресурс.

У науковій роботі розглядається інший спосіб вирішення даної проблеми - підвищення ефективності використання частотного ресурсу, застосовуючи новий метод неортогонального множинного доступу з розділенням абонентських каналів по потужності PD-NOMA.

Використовувані в даний час методи множинного доступу, такі як OFDMA, CDMA та ін. ідеологічно ґрунтуються на максимальному виключенні міжканальної інтерференції. У викладених методах будь-яка міжканальна інтерференція є неконтрольованою і приводить до додатковим спотворенням сигналу.

У PD - NOMA відбувається ущільнення каналів по потужності в єдиному частотно-часовому ресурсі, при цьому кожен користувач є міжканальною перешкодою для сусідніх. За допомогою спеціальних алгоритмів компенсації можливо усунути міжканальну перешкоду (компенсувати спотворення) і зробити демодуляцію сигналу.

2 МЕТОД НЕОРТОГОНАЛЬНОЇ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ PD-NOMA

Метод неортогонального множинного доступу з розділенням каналів по потужності PD-NOMA припускає використання потужностного домена для розділення користувальних каналів, які при цьому фізично розміщуються в єдиному частотно-тимчасовому ресурсі, але мають відмінну друг від друга потужність. Приклад мультиплексування 4-х каналів методом PD-NOMA зображений на рис. 2.1. Величини потужності, виділеної кожному каналу, повинно бути досить для забезпечення заданої швидкості передачі в наявних умовах каналу РРВ. Недолік виділеної потужності каналу приведе до зросту помилок демодуляції каналних символів, а надлишок потужності приведе до збільшенню міжканальної інтерференції і зменшенню завадостійкої сусідніх каналів.

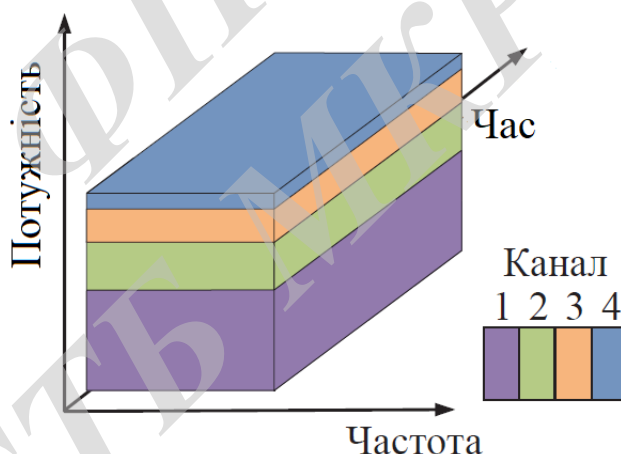


Рисунок 2.1 – Приклад мультиплексування 4-х каналів

Чим більше відношення потужностей в мультиплексованих каналах, тим легше компенсувати міжканальну перешкоду. Тому застосування PD-NOMA виявляється вигідним за ситуації, коли абонентські канали передачі сильно розрізняються по відношенню сигнал/шум (ВСШ). Тоді користувачеві з простим каналом РРВ і високим відношенням сигнал/шум (4-й канал на рис. 2.1) можливо надати малу долю потужності відносно користувача із складним каналом РРВ і низьким відношенням сигнал/шум (1-й канал на рис. 2.1). При цьому виділеної

потужності повинно бути досить для забезпечення необхідної швидкості передачі усіх абонентів.

У мобільних системах зв'язку в реальному часі можуть отримувати доступ до мережі декілька десятків і навіть сотень абонентів, розташованих випадково зоні радіодоступу вузлової станції. Тому завжди можливі ситуації, в яких канали РРВ користувачів значно відрізняються один від одного. Характеристика каналу РРВ залежить від траси проходження сигналу, яка в межах міської забудови може бути як простою, так і дуже складною.

Розглянемо випадок мультиплексування методом PD - NOMA двох абонентів, коли перший абонент UE_1 (User Equipment - користувача устаткування) знаходиться близько до вузлової станції eNB (eNodeB - позначення вузлової станції в документації LTE), а другий UE_2 - на її околиці. У простому випадку канал РРВ не має частотно-селективних завмирань, а послаблення сигналу обумовлене тільки поширенням у вільному просторі. На рис. 2.2 приведено застосування PD - NOMA для двох користувачів в межах стільниці вузлової станції.

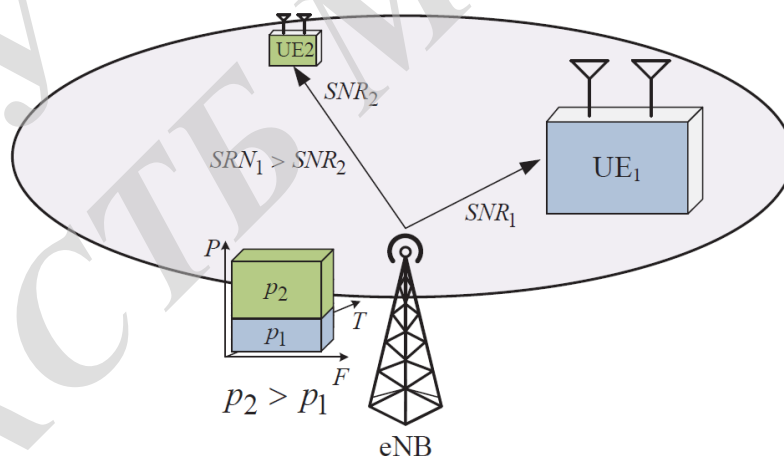


Рисунок 2.2 – Приклад застосування PD-NOMA для двох користувачів в межах стільниці вузлової станції

При однаковій потужності власних шумів приймача UE_1 володіє кращим ВСШ, чим користувач UE_2 ($SNR_1 > SNR_2$). Для ефективної демодуляції користувачеві UE_2 буде виділена найбільша частина доступної потужності, а

користувачеві UE_1 - найменша ($p_1 < p_2$), а значення величин $p_{1,2}$ розраховуються з урахуванням $SNR_{1,2}$.

Розглянемо формування сигналу PD-NOMA низхідного потоку (Downlink), який містить в собі K користувацьких каналів. Нехай X_k - вектор каналних символів k -го каналу, а p_k - парціальна потужність k -го каналу. Назвемо канали з потужністю $p > p_k$ - каналами верхнього рівня, а канали з потужністю $p < p_k$ - каналами нижнього рівня відносно k -го каналу. Тоді загальний транспортний сигнал S формується за наступним правилом:

$$S = \sum_{k=1}^K \sqrt{p_k} \cdot X_k \quad (2.1)$$

Структурна схема каналу передачі PD-NOMA сигналу зображена на рис. 2.3. Сигнал Z_k на вході k -го абонента являє собою транспортний сигнал S , що пройшов через k -й індивідуальний канал поширення радіохвиль:

$$Z_k = H_k \otimes S + N_k$$

де Z_k - сигнальний вектор на вході k -го приймача, S - сигнальний вектор на виході передавача, H_k - вектор значень імпульсної характеристики каналу передачі, N_k - вектор звітів адитивної перешкода, а \otimes - операція згортки.

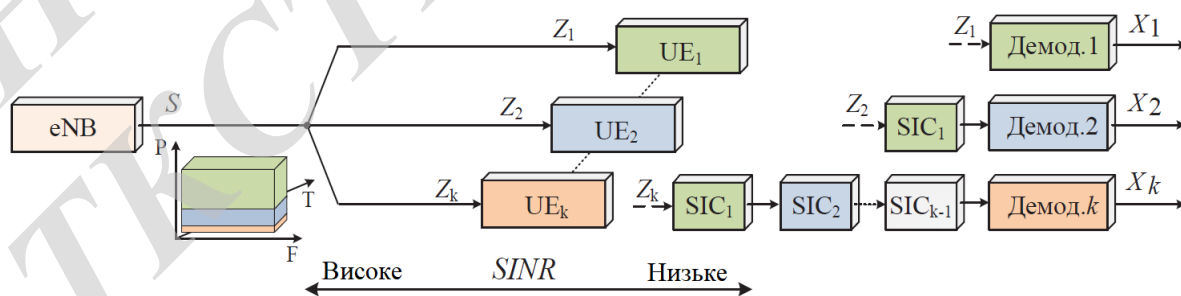


Рисунок 2.3 – Структурна схема каналу передачі PD-NOMA

На рис. 2.4 (в) зображено сигнальне сузір'я транспортного сигналу, яке утворене шляхом суперпозиції сигнальних сузір'їв двох призначених для

користувача каналів UE_1 і UE_2 , які використовують каналні символи QPSK і QAM-16 з парціальною потужністю $p_1 = 0,9$ Вт і $p_2 = 0,1$ Вт і представлені на рис. 2.4 (а, б).

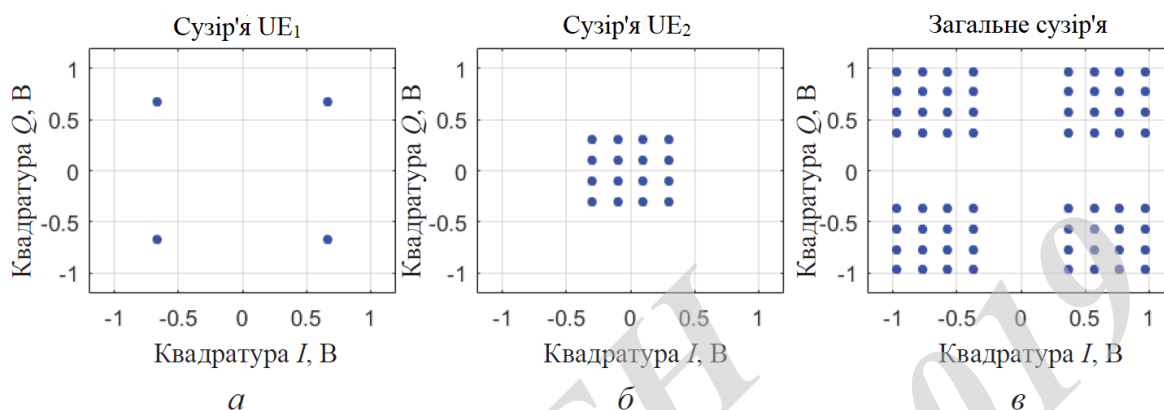
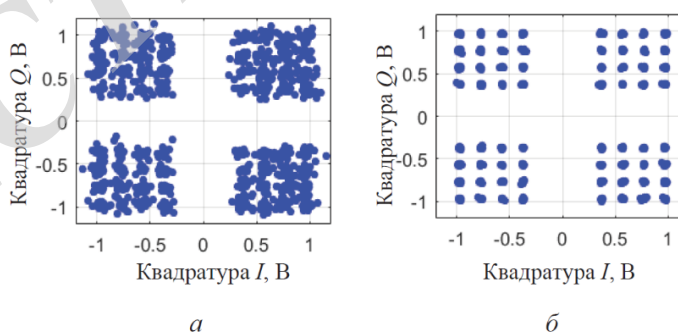


Рисунок 2.4 – Сигнальне сузір'я транспортного сигналу на виході передавача eNB : а - сузір'я QPSK з потужністю 0,9 Вт; б - сузір'я QAM16 з потужністю 0,1 Вт; в - загальне сузір'я транспортного сигналу

На вхід приймальних пристроїв UE_1 і UE_2 поступають спотворені каналом поширення сигнали. На рис 2.5 (а,б) представлені сигнальні сузір'я на вході UE_1 і UE_2 відповідно. Демодуляція сигналу відбувається методом послідовного пригнічення перешкод SIC (Serial Interference Cancellation), опис якого приведений в розділі 2.1.



Малюнок 2.5 – Сигнальне сузір'я транспортного сигналу на вході приймачів : а - першого абонента UE_1 ; б - другого абонента UE_2

2.1 Метод послідовного пригнічення перешкод SIC

Уперше метод послідовного пригнічення перешкод SIC (Serial Interference Cancellation) запропонований в [37, 38]. SIC застосовується для демодуляції сигналу, який є суперпозицією сигналів декількох користувачів. Структурна схема SIC- приймача приведена на малюнку 2.6.

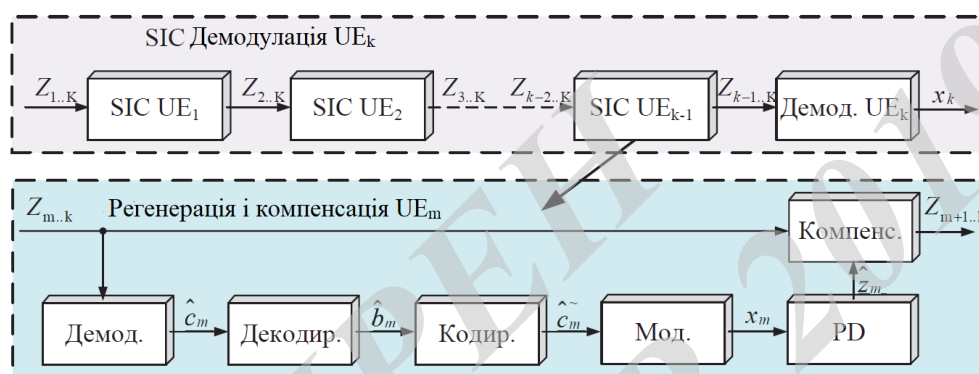


Рисунок 2.6 – Структурна схема SIC приймача

Метод SIC полягає в послідовній демодуляції, регенерації і компенсації

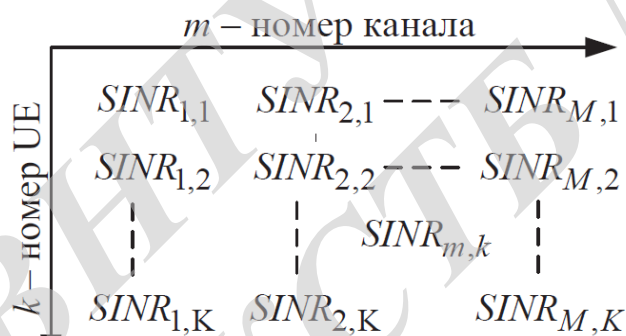


Рисунок 2.7 - Можливі
варіації SINR

найбільш потужних сигналів для подальшої демодуляції найменш потужних. В першу чергу демодулюється сигнал користувача з максимальною потужністю, який регенерується і усувається з прийнятого сигналу. Таким чином, стає можливою демодуляція другого по рівню потужності користувача сигналу. По

ланцюжку здійснюється демодуляція усіх каналів.

Процедура регенерації є відтворенням сигналу в такому вигляді, в якому він був сформований в передавачі. Процедура компенсації включає в себе усунення (віднімання) регенерованого сигналу із загального прийнятого. Операції

декодування і кодування не є обов'язковими при регенерації, проте, вони дозволяють виправити деяку кількість бітових помилок і точніше відновити каналні символи, витративши на це додаткову обчислювальну потужність. Якщо SIC демодуляція відбувається без використання завадостійкого кодування/декодування, то регенерація каналів відбувається на рівні каналних символів і такий метод називають SL-SIC (Symbol Level - SIC). В протилежному випадку регенерація каналів відбувається на рівні бітового слова і такий метод називають CL-SIC (Code Level- SIC) [60, 74,75].

Пусть $SINR_{m,k}$ - (Signal-to-interference-plus-noise ratio) відношення сигнал/шум, при якому відбувається демодуляція сигналу m -го користувача в приймачі k -го користувача. Всі можливі варіації SINR представлені у вигляді матриці на рис. 2.7. Якщо $m = k$, то k -й користувач демодулює власний канал (діагональ матриці). Будемо рахувати, що кожному користувачеві UE_k досить демодулювати власний канал, при цьому потрібно обов'язкову компенсацію каналів верхнього рівня $m < k$. Прийmemo допущення, що канали верхнього рівня демодулюються і компенсуються безпомилково, а системна перешкода інтерферуючих каналів нижнього рівня являє собою АБГШ.

Перший користувач UE_1 відразу може демодулювати свій власний сигнал на тлі системної перешкоди сигналів нижнього рівня $UE_{2...k}$, при цьому $SINR_{1,1}$ буде розраховуватися як:

$$SINR_{1,1} = \frac{\alpha_1 \cdot p_1}{\alpha_1 \cdot \sum_{i=2}^k p_i + N_1}$$

де α_1 - коефіцієнт послаблення і N_1 - потужність АБГШ в каналі РРВ UE_1 , p_1 - потужність сигналу UE_1 на виході передавача, p_i - потужність сигналів $UE_{2...k}$ нижнього рівня.

Другий користувач UE_2 для демодуляції власного сигналу повинен спочатку демодулювати сигнал першого користувача UE_1 з $SINR_{1,2}$:

$$SINR_{1,2} = \frac{\alpha_2 \cdot p_1}{\alpha_2 \cdot \sum_{i=2}^K p_i + N_2}$$

Демодульований сигнал UE₁ регенерується і видаляється із загального прийнятого сигналу, після чого стає можливою демодуляція власного сигналу UE₂ з SINR_{2,2} на тлі системної перешкоди від UE_{3...K}:

$$SINR_{2,2} = \frac{\alpha_2 \cdot p_2}{\alpha_2 \cdot \sum_{i=3}^K p_i + N_2}$$

Для демодуляції останнім K -м користувачем свого сигналу вимагається послідовно демодулювати і компенсувати канали верхнього рівня $m < K$ з SINR _{m,K} :

$$SINR_{m,K} = \frac{\alpha_K \cdot p_m}{\alpha_K \cdot \sum_{i=m+1}^K p_i + N_K}, m < K$$

У разі безпомилкової компенсації сигналів $m < K$ міжканальна перешкода повністю усувається. Тоді сигнал останнього K -го користувача в приймачі K -го користувача демодулюється з відношенням сигнал/шум:

$$SINR_{m=K,K} = \frac{\alpha_K \cdot p_K}{N_K}$$

Узагальнене вираження для розрахунку SINR, з яким k -ий користувач демодулює власний сигнал:

$$SINR_k = \begin{cases} \frac{\alpha_k \cdot p_k}{\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k} & 1 \leq k < K \\ \frac{\alpha_k \cdot p_k}{N_k} & k = K \end{cases} \quad (2.2)$$

Повернемося до сигнального сузір'я, яке зображене на рис. 2.5. Користувач UE₁ демодулює сигнальне сузір'я QPSK на тлі шумі перешкоди від каналу UE₂ (QAM - 16) і АБГШ. Користувач UE₂ спочатку демодулює сигнальне сузір'я QPSK користувача UE₁, регенерує його, видаляє з прийнятого сигналу (1 ітерація SIC) і демодулює власне сузір'я QAM-16 на фоні АБГШ. Сигнальні сузір'я на вході приймача і демодулятора приймальних пристроїв зображені на рис. 2.8.

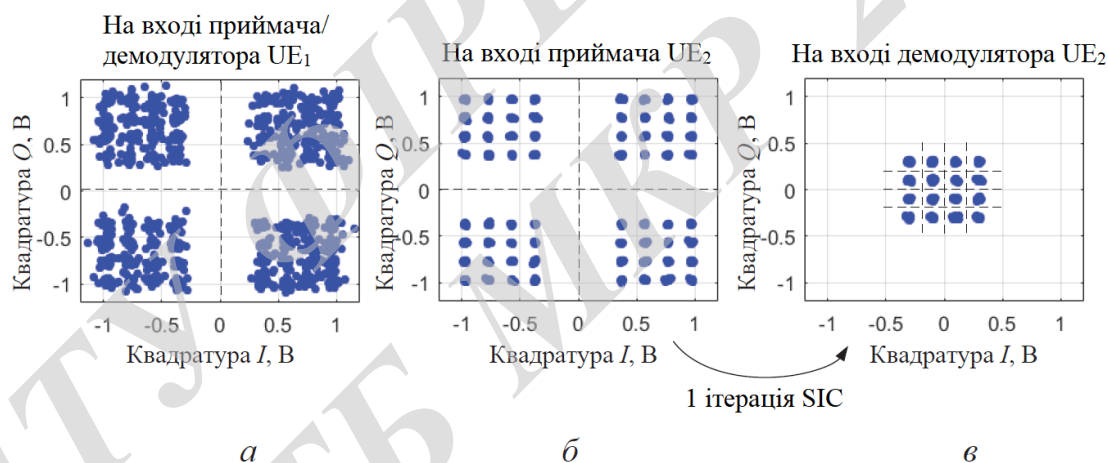


Рисунок 2.8 – Сигнальне сузір'я: *а* - на вході приймача/демодулятора UE₁; *б* - на вході приймача UE₂; *в* - на вході демодулятора UE₂

2.2 Розрахунок пропускної здатності каналу зв'язку PD-NOMA

Розрахунок граничної пропускної здатності C каналу зв'язку PD-NOMA відбувається за допомогою теореми Шеннона [76], яка говорить про те, що гранична пропускна здатність каналу зв'язку в каналі з АБГШ:

$$C = F \cdot \log_2(1 + SNR), \quad (2.3)$$

де F - ширина смуги каналу, а SNR - відношення сигнал/шум, яке може бути виражене:

$$SNR = \frac{\alpha \cdot P}{N},$$

де P - потужність сигналу, а α - ослаблення сигналу і N - потужність АБГШ в каналі зв'язку.

Пропускна здатність єдиного каналу зв'язку в системі буде визначатися теоремою Шеннона. У багатоканальній системі зв'язку, що складається з K каналів, загальна пропускна здатність системи $C_{\text{сист}}$ являється сумою пропускних здатностей всіх каналів $C_{\text{сист}} = \sum C_{1..K}$. Для багатоканальних систем з частотним розділенням каналів FD (Frequency Division) пропускна здатність k -го каналу визначається:

$$C_k^{FD} = F_k \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot P_k}{N_k} \right) \quad 1 \leq k \leq K \quad (2.4)$$

В даному випадку доступна смуга F системи розділяється на діапазони F_k , кожен з яких призначається k -му каналу. В ідеальному випадку при ортогональному мультиплексуванні міжканальна інтерференція відсутня і в першому наближенні перешкодою є тільки АБГШ. На рис. 2.9 приведена залежність $C_k^{FD}(SNR)$ при мультиплексуванні 1-го, 2-х і 4-х каналів ($K = 1, 2, 4$), отримана за допомогою вираження (2.4) при розділенні доступного частотного ресурсу порівну ($F_1 = F_2 = \dots = F_k$) між каналами.

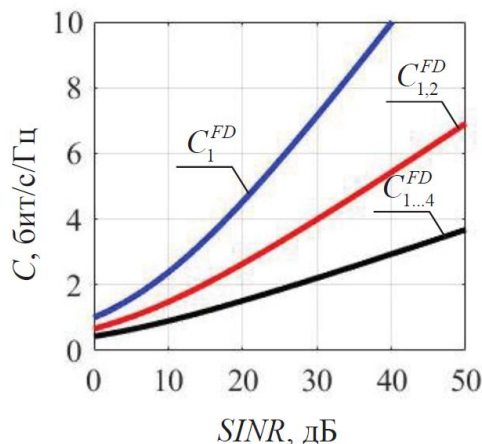


Рисунок 2.9 – Залежність $C_k^{FD}(SINR)$

При неортогональному мультиплексуванні перешкодою є суміш АБГШ і сигналів сусідніх каналів (системна перешкода). У наступному розділі поточної глави показано, що представлення системної перешкоди у вигляді нормальної перешкоди відображає найгірший випадок для каналу зв'язку. Тому при розрахунках системна перешкода потужністю P буде представлена у вигляді нормальної перешкоди N ідентичною потужністю.

У багатоканальній системі з K каналів з розділенням по потужності PD (Power Division), одночасно використовують єдину смугу F при відомих парціальних потужностях в каналах $p_1 \dots p_K$ пропускна здатність k -го каналу визначається:

$$C_k^{PD} \begin{cases} F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot p_k}{\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k} \right) & 1 \leq k \leq K \\ F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot p_k}{N_k} \right) & k = K \end{cases} \quad (2.5)$$

У каналах $1 \leq k < K$ сума парціальних потужностей \sum_{p_i} каналів $i < k$ являється системною перешкодою для k -го каналу, а в останньому K -му каналі при повному усуненні системної перешкоди спотворення вносить тільки АБГШ потужністю N_K . Тому, вираження (2.5) справедливе у разі повного усунення системної перешкоди каналів верхнього рівня при SIC-демодуляції. На рис. 2.10 приведена залежність

$C_k^{PD}(SINR)$ для 2-х і 3-х каналів ($K=2$ і $K=3$), отримана за допомогою вираження (2.5).

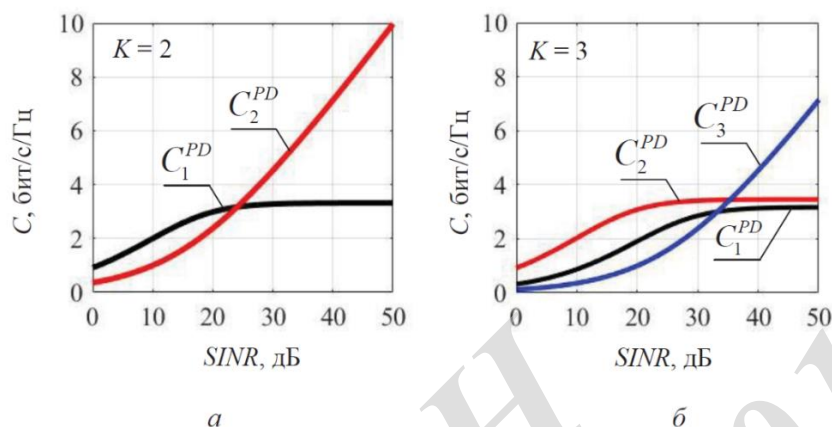


Рисунок 2.10 - Залежність $C_k^{PD}(SINR)$ при мультиплексуванні: а - 2-х каналів;
б - 3-х каналів

2.3 Представлення системної перешкоди в якості АБГШ

У вираженнях розрахунку пропускної здатності PD-NOMA каналів (2.5) в якості системної перешкоди від користувацьких каналів нижнього рівня використовується АБГШ. При використанні цього допущення можливо отримати найгіршу характеристику пропускної здатності каналу, оскільки АБГШ являється найгіршою перешкодою з усіх можливих [77].

Пропускную здатність каналу з відомою перешкодою можна розрахувати, використовуючи теорему Шеннона [76], представляючи ентропію системної перешкоди в якості ентропії АБГШ, взятого з коефіцієнтом.

Якщо x_1, x_2, \dots, x_n - миттєві значення системної перешкоди в послідовних точках відліку, а $p(x_1, x_2, \dots, x_n)dx_1 \dots dx_n$ - ймовірність того, що ці значення лежать між x_1 і x_1+dx_1 , x_2 і x_2+dx_2 і т.д., то ентропія перешкоди описується вираженням:

$$H_n = -\frac{1}{n} \int \dots \int p(x_1, x_2, \dots, x_n) \times \log_e p(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 \dots dx_n$$

Тоді:

$$H = \lim_{n \rightarrow \infty} (H_n)$$

Вимірювання випадковості системної перешкоди можна проводити в порівнянні з білим шумом. Потужність білого шуму, що має таку ж ентропію, як дана перешкода $N_1 = \frac{1}{2\pi e} \exp(2H)$. Згідно теореми [77] пропускна здатність каналу

C лежить в межах:

$$F \cdot \log_2\left(\frac{P+N_1}{N_1}\right) \leq C \leq F \cdot \log_2\left(\frac{P+N}{N_1}\right),$$

де P - середня потужність сигналу, F - смуга сигналу, N - потужність перешкоди в смузі F , N_1 - ентропійна потужність в смузі F .

Якщо перешкода представляє АБГШ, то $N_1 = N$ і обидві межі співпадають, а обчислення зводиться до класичної теореми Шеннона про пропускної здатності каналу. Для перешкоди, не представляє АБГШ, $N_1 < N$. Тому АБГШ являється найгіршою перешкодою з усіх можливих і, представляючи системну перешкоду в якості АБГШ, розглядається нижня межа граничної пропускної здатності каналу.

Порівняємо вплив АБГШ і системної перешкоди каналу нижнього рівня однакової потужності на канал верхнього рівня. В якості прикладу канал верхнього рівня UE₁ містить каналні символи QPSK з потужністю $p_1 = 0,9$ Вт (-0,45 дБ), а канал нижнього рівня UE₂ - QAM-16 символи з каналною потужністю $p_2 = 0,1$ Вт (-10 дБ). Загальна потужність P транспортного сигналу складає $P = 1$ Вт. Розглянемо два випадки впливу перешкоди на канал UE₁:

- У першому випадку в якості системної перешкоди виступає канал UE₂, а в якості додаткової адитивної завади – АБГШ потужністю $P_{\text{AWGN}} = 0,0032$ Вт (-25 дБ).

У другому випадку в якості перешкоди виступає АБГШ потужністю $p_2 + P_{\text{AWGN}} = 0,1032$ Вт (-9,8632 дБ).

У обох випадках відношення сигнал/шум на вході демодулятора UE₁ складає $SINR_1 = 9,4$ дБ, проте, природа перешкоди розрізняється. На рис. 2.11 приведено сигнальне сузір'я транспортного сигналу і щільність розподілу ймовірності квадратури I для першого випадку. Щільність розподілу квадратури I і Q однакові. У цій ситуації можливо зробити безпомилкову демодуляцію каналних символів QPSK каналу UE₁ на фоні перешкоди від UE₂ і АБГШ, а ймовірність появи значення амплітуди квадратури сигналу I на межі області детектування укрій мала (область обведена). В даному випадку закон щільності розподілу ймовірності (ЩРЙ) сигналу на вході демодулятора UE₁ є результатом перемножування ЩРЙ QPSK, ЩРЙ QAM-16 і ЩРЙ АБГШ.

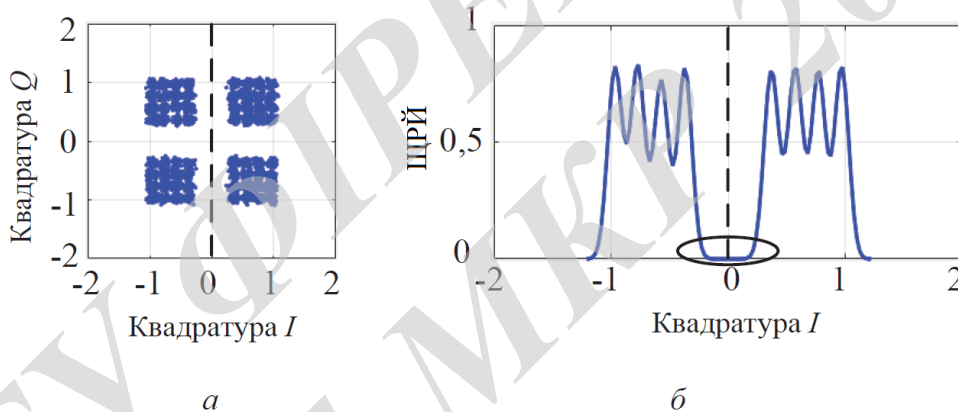


Рисунок 2.11 - Перший даний випадок: *a* - сигнальне сузір'я транспортного сигналу; *б* - щільність розподілу ймовірності величини I

На рис. 2.12 приведено сигнальне сузір'я транспортного сигналу і щільність розподілу ймовірності квадратури I для другого випадку. Ймовірність появи значення амплітуди квадратури I на межі області детектування QPSK вища, ніж в першому випадку, що приводить до помилкового детектування і збільшення ймовірності бітової помилки при QPSK демодуляції каналу UE₁.

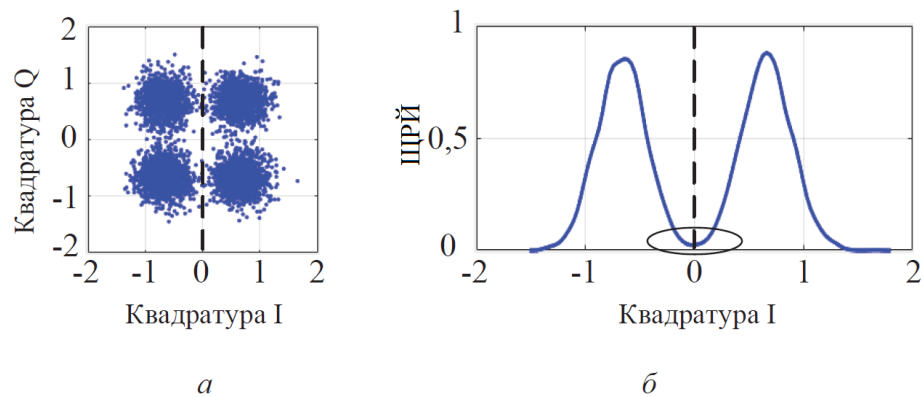


Рисунок 2.12 - Другий даний випадок: *a* - сигнальне сузір'я транспортного сигналу; *б* - щільність розподілу ймовірності величини *I*

Таким чином, АБГШ є гіршою перешкодою при демодуляції UE₁, чим перешкода від UE₂ з такою ж потужністю. Використання АБГШ в якості системної перешкоди при розрахунку відображає найгірших випадок для каналу зв'язку.

2.4 Порівняння пропускних здібностей OFDMA і PD – NOMA

Для порівняння PD - NOMA і OFDMA розраховується сумарна пропускна здатність систем $C_{\text{сист}}$ при мультиплексуванні каналів двох користувачів UE₁ і UE₂ (простий випадок) за допомогою виразів (2.4, 2.5). Нехай користувачі UE_{1,2} розташовані на відстані $d_1 > d_2$ від вузлової станції eNB. Розглянемо поширення сигналу у відкритому просторі, в якому що пригнічують вплив на сигнал робить послаблення α . У першому наближенні послаблення однакових сигналів залежить тільки від відстані d , тоді послаблення в каналах користувачів буде $\alpha_1 < \alpha_2$.

Структурна схема поширення сигналу від eNB до UE_{1,2} зображена на рис. 2.13

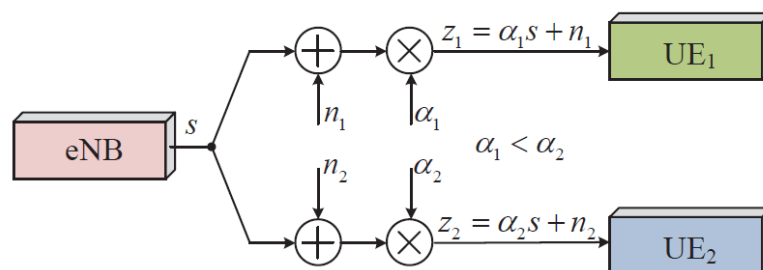


Рисунок 2.13 - Структурна схема поширення сигналу

Позначимо $UE_{1,2}^{PD}$ і $UE_{1,2}^{FD}$ за канали зв'язку PD-NOMA і OFDMA. Нехай F - смуга передачі сигналу, а P - випромінювана потужність сигналу в цій смузі. Обидва канали $UE_{1,2}^{PD}$ займають єдиний частотний ресурс F , використовуючи для передачі потужність: p_1 - потужність UE_1^{PD} і $p_2 = P - p_1$ - потужність UE_2^{PD} , при цьому $p_1 > p_2$ (т.к. $\alpha_1 < \alpha_2$). Обидва канали $UE_{1,2}^{FD}$ використовують потужність P , але займають частину частотного ресурсу: F_1 - смуга UE_1^{FD} і $F_2 = F - F_1$ - смуга UE_2^{FD} . Розподіл частотного і енергетичного ресурсів між користувачами представлено на рис. 2.14.

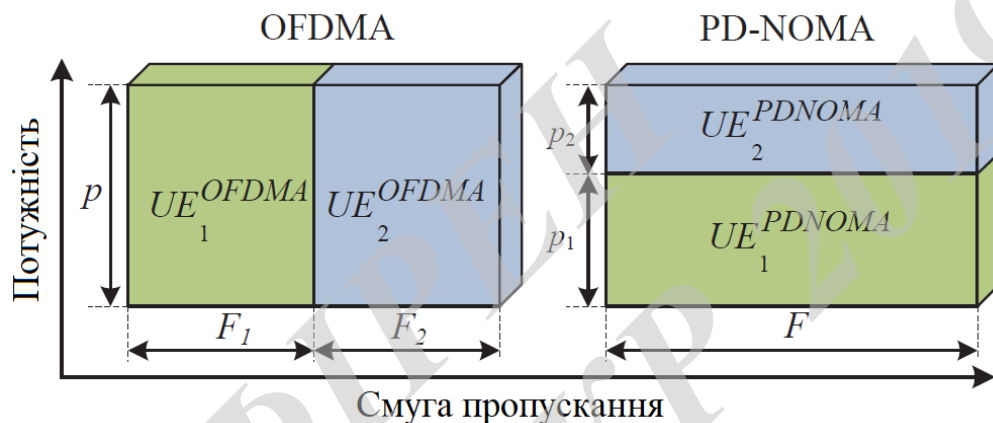


Рисунок 2.14 - Мультиплексування каналів в PD-NOMA і OFDMA

Скористаємося формулами (2.4, 2.5) для запису вираження розрахунку пропускної здатності C каналів $UE_{1,2}^{FD}$ і $UE_{1,2}^{PD}$ відповідно:

$$\begin{aligned}
 C_1^{FD} &= F_1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \cdot P}{N_1} \right) & C_1^{PD} &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_1 \cdot p_1}{\alpha_1 \cdot p_2 + N_1} \right) \\
 C_2^{FD} &= F_2 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 \cdot P}{N_2} \right) & C_2^{PD} &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_2 \cdot p_2}{N_2} \right)
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Задамося розподілом відстаней, смуги і потужності між користувачами і розрахуємо пропускні здатності $UE_{1,2}^{FD}$ і $UE_{1,2}^{PD}$ за формулою (2.6). Нехай відстані $d_1 = 450$ м і $d_2 = 150$ м, тоді коефіцієнти послаблення (при несучої частоті $f_0 = 2$ ГГц) $\alpha_1 = 4,69e^{-9}$ і $\alpha_2 = 4,22e^{-8}$. Потужність АБГШ приймачів $N_1 = N_2 = 1e^{-10}$ Вт (- 100 дБ). Загальний доступний частотний ресурс $F = 1$ Гц і потужність випромінювання

$P = 1$ Вт. Частотний ресурс в OFDMA розділений навпіл між користувачами $F_1 = F_2 = 0,5$ Гц, а в PD-NOMA потужність між користувачами розділена як: $p_1 = 0,9$ Вт і $p_2 = 0,1$ Вт. Тоді, згідно (2.6) пропускна здатність кожного користувача каналу.

$$C_1^{FD} = 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,69e^{-9} \cdot 1}{1e^{-10}} \right) = 2,79 \quad C_1^{PD} = 1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,69e^{-9} \cdot 0,9}{4,69e^{-9} \cdot 0,1 + 1e^{-10}} \right) = 3,07$$

$$C_2^{FD} = 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,22e^{-8} \cdot 1}{1e^{-10}} \right) = 4,36 \quad C_2^{PD} = 1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,22e^{-8} \cdot 0,1}{1e^{-10}} \right) = 5,43$$

Загальна пропускна здатність системи $C_{\Sigma}^{PD} = 8,5$ (біт/Гц/с) більше $C_{\Sigma}^{FD} = 7,15$ (біт/Гц/с) в 1,18 рази при вибраних умовах розподілу потужності і характеристики каналу PPB. При виборі інших початкових умов значення відношення сигнал/шум ($SINR$) в кожному зміниться і пропускні здатності каналів будуть перераховані. $SINR$ визначається рівнем міжканального інтерференції і характеристикою каналу PPB (ослаблення і адитивна перешкода).

У сучасних системах мобільного зв'язку кожному користувачеві виділяється така швидкість передачі, яка потрібна йому для виконання поточного завдання. Крім того, використовуються алгоритми адаптивної модуляції, які дозволяють виходячи із стану каналу PPB вибрати швидкість завадостійкого кодування і тип квадратурної модуляції. Тому розглянутий сценарій різних швидкостей в призначених для користувача каналах зв'язку може часто відбуватися на практиці в мобільних системах зв'язку.

За формулою (2.6) розраховані і представлені на рис. 2.15 залежності $C_{1,2}^{PD}$ ($SINR$) і $C_{1,2}^{FD}(SINR)$ для випадку, коли рівень міжканального інтерференції залишається незмінним (розподіл потужності між каналами не змінюється), а значення $SINR$ регулюється тільки каналом передачі. Точка перетину кривих визначає значення $SINR_{cp}$, при якому $C_{1,2}^{PD} = C_{1,2}^{FD}$. При цьому видно, що:

$$C_1^{PD}(SINR_1 \leq SINR_{cp}) \geq C_1^{FD}(SINR_1 \leq SINR_{cp})$$

$$C_2^{PD}(SINR_2 \geq SINR_{cp}) \geq C_2^{FP}(SINR_2 \leq SINR_{cp})$$

Якщо відносини сигнал / шум в двох призначених для користувача каналах розподілені $SINR_1 \leq SINR_{cp}$ і $SINR_2 \geq SINR_{cp}$, то багатоканальна система з методом множинного доступу з ущільненням каналів по потужності може мати вирашем пропускної здатності відносно систем з частотним або часовим поділом каналів.

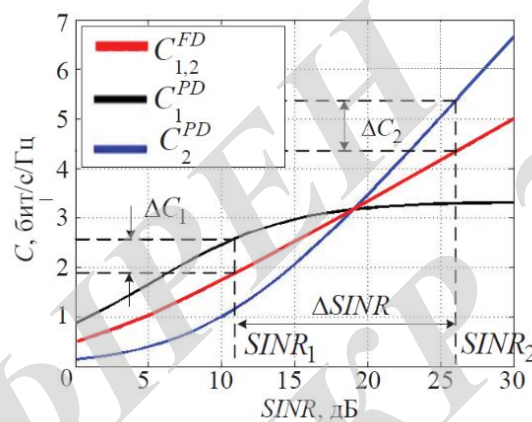


Рисунок 2.15 - Залежності пропускної здатності каналів від SINR

Із (2.6) отримані і представлені на рис. 2.16 залежності $C_1^{FD}(C_2^{FD})$ і $1C_1^{PD}(C_2^{PD})$ для 3-х випадків: призначені для користувача канали PPB мають однакове відношення сигнал/шум ($\Delta SINR = 0$ дБ) і різне ВСШ ($\Delta SINR = 10$ дБ і $\Delta SINR = 25$ дБ). Чим більше $\Delta SINR$ в каналах, тим більше вирашу системи PD-NOMA C_{Σ}^{PD} відносно OFDMA C_{Σ}^{FD} , тому для збільшення вирашу пропускної здатності рекомендується мультиплексировать користувача канали з найбільшою відмінністю відношенням сигнал/шум.

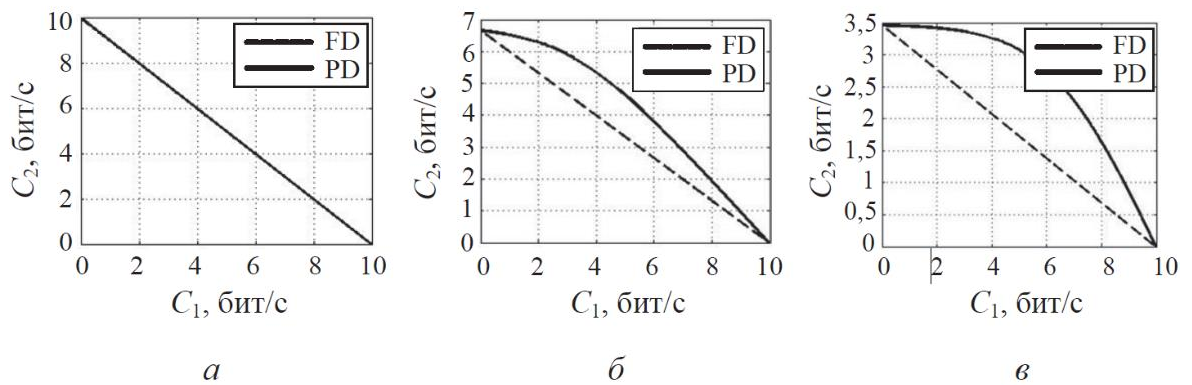


Рисунок 2.16 – Залежності $C_1^{FD}(C_2^{FD})$ і $C_1^{PD}(C_2^{PD})$ при: *a* – $\Delta SINR = 0$ дБ; *б* – $\Delta SINR = 10$ дБ; *в* – $\Delta SINR = 25$ дБ

2.5 Моделювання PD-NOMA

Метою моделювання є порівняння характеристик завадостійкості каналів передачі даних OFDMA і PD-NOMA при однаковій бітовій швидкості передачі R і однакових умовах поширення сигналу. Завадостійкість оцінюється по залежності ймовірності бігової помилки BER (BER - Bit Error Rate) від величини відношення потужності сигналу до суми потужності шуму і інтерферируючого сигналу $SINR$. В моделі здійснюється передача даних від вузлової станції eNB до мобільних облаштувань UE (рис. 2.13). В першій частині моделювання розглядається передача даних по каналу РРВ з АБГШ, а в другій частині розглядається передача даних по каналу РРВ з частотно-селективними завмираннями, доплерівським розсіянням і АБГШ.

Структура каналу зв'язку заснована на призначеному для користувача ширококомовному каналі PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) системи LTE [13]. На виході базової станції формуються два слота тривалістю по 0,5 мс, що складаються з 7-ми OFDM-символів, із яких 6 символів відведені під передачу даних користувача, а 1 центральний символ RS є опорним і використовується для оцінки каналу поширення і еквалайзирования. В кожному OFDM-символі по 512 частотних піднесуть з частотним відстанню $\Delta f = 15$ кГц. Смуга сигналу становить 7,68 МГц, а тривалість OFDM-символу становить 71,4 мкс.

У першому слоті канали мультиплексовані методом OFDMA, а в другому - методом PD-NOMA. Швидкість передачі біт, смуга і потужність в слотах однакова. Канальне кодування не використовується. Структура сигналу представлена на рис. 2.17.

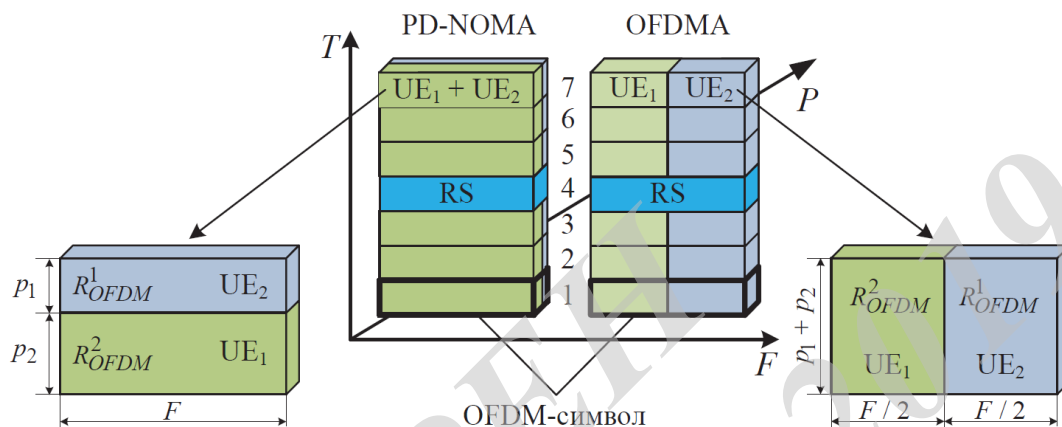


Рисунок 2.17 - Структура сигналів PD-NOMA і OFDMA

Використано три різних конфігурації ущільнення каналів зв'язку, які складені таким чином, щоб при рівних витратах фізичного ресурсу забезпечувалася однакова швидкість передачі даних в каналах PDNOMA і OFDMA. У загальному випадку можливо сформувати нескінченна множина конфігурацій, тому складені такі конфігурації, в яких за виразами (2.4 і 2.5) очікується отримати вигравш або рівність завадостійкості PD-NOMA відносно OFDMA при однаковій швидкості передачі. Конфігурації використовуваних систем наведені в таблиці 1.

Таблиця 2.1 - Конфігурації систем

Конфігурація			Розподіл по каналам UE ₁ /UE ₂ /UE ₃				
L	K	Метод	F, МГц	P, Вт	R _{QAM}	R _{OFDM}	R _Σ
1	2	OFDMA	1,92/1,92	1	8/8	600/600	1200
		PDNOMA	3,84	0,938/0,062	4/4	600/600	1200
2	2	OFDMA	3,84/3,84	1	4/8	600/1200	1800

		PDNOMA	7,68	0,9/0,1	2/4	600/1200	1800
3	3	OFDMA	2,56/2,56/2,56	1	3/6/12	300/600/1200	2100
		PDNOMA	7,68	0,8/0,19/0,01	1/2/4	300/600/1200	2100

Пояснення до таблиці. L - номер конфігурації, K - кількість мультиплексованих каналів, F - канална смуга, P - канална потужність, R_{QAM} - кількість біт в символі квадратурної модуляції (індекс модуляції), R_{OFDM} - кількість каналних біт в одному інформаційному OFDM символ, R_{Σ} - загальна кількість переданих біт в OFDM символі.

Для наведених у таблиці конфігурацій каналів за формулами (2.4, 2.5) розраховані залежності C ($SINR$), які представлені на рис. 2.18. Символом w_k позначений вигравш завадостійкості PD-NOMA в k -му каналі. Мета розрахунку - намітити прогноз завадостійкості каналів при заданій швидкості передачі.

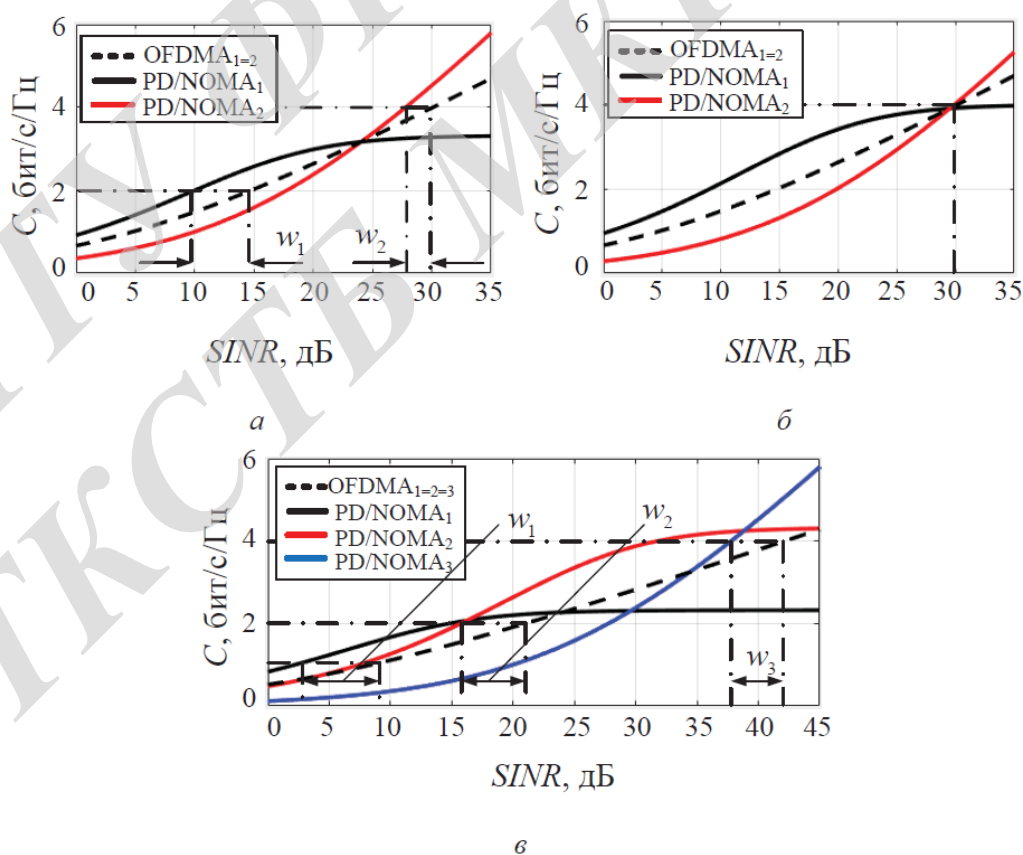


Рисунок 2.18 - Розрахована залежність C ($SINR$) каналів PD-NOMA для: a - конфігурації 1, b - конфігурації 2, v - конфігурації 3

Із рис. 2.18 видно, що в конфігурації 1 і 3 очікується отримати вигравш завадостійкості, а в конфігурації 2 очікується отримати однакову завадостійкість в кожному каналі зв'язку PD-NOMA відносно OFDMA. Варто зазначити, що розрахунок відображає грубий прогноз, т.к. не враховує помилку демодуляції каналів верхнього рівня при демодуляції каналів нижнього рівня, а в якості системної перешкоди виступає АБГШ. Так само з не враховані особливості використовуваної сигнально-кодової конструкції.

2.5.1 Канал з АБГШ

У даній моделі відбувається порівняння завадостійкості каналів зв'язку PD-NOMA і OFDMA в умовах каналу РРВ з нормальною аддитивною перешкодою. Структурна схема моделі представлена на рис. 2.3, а на рис. 2.19 представлені отримані в результаті моделювання залежності $BER(SINR)$.

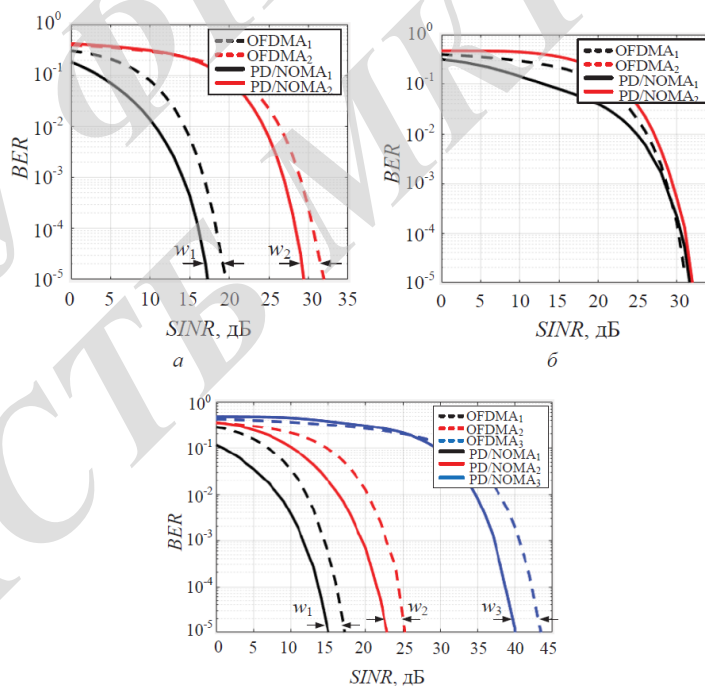


Рисунок 2.19 - Залежність $BER(SINR)$ для: a - конфігурації 1, b - конфігурації 2, v - конфігурації 3.

Згідно з розрахунком, вдалося зафіксувати наявність вигравшу завадостійкості в 1 і 3 конфігурації, а в конфігурації 2 криві $BER(SINR)$ практично сходяться в

кожному каналі при пороговому рівні ймовірності бітової помилки $BER = 10^{-5}$. Більш докладно результати моделювання, разом з результатами експерименту і розрахунку розібрані в розділі 4.

2.5.2 Багатопроменевий канал

У даній моделі проводиться порівняння завадостійкості каналів зв'язку конфігурації 1 (таблиця 2.1) в умовах каналу PPV з багатопроменевим каналом поширення з впливом частотно-селективних замирань, доплерівського розсіювання і АБГШ. Для імітації каналу PPV використовувалися 3 моделі, рекомендовані документом [78] для тестування мобільних систем зв'язку: ЕРА - модель пішохода, ЕВА - модель автомобіля, ЕТУ - модель міської забудови. Для симуляції доплерівського розсіювання використовується модифікована модель розподілу Jakes [79]. На основі перерахованих моделей складені 2 сценарії поширення сигналу, які наведені в таблиці 2.2. Кожен сценарій описується моделлю багатопроменевого каналу і величиною доплерівського розсіювання f_d .

Таблиця 2.2 - Сценарії трас поширення радіохвиль

Трас	Сценарій 1	Сценарій 2
UE ₁	ЕВА, $f_d = 5$ Гц	ЕРА, $f_d = 5$ Гц
UE ₂	ЕРА, $f_d = 5$ Гц	ЕТУ, $f_d = 5$ Гц

На рис. 2.20 представлена отримана в результаті моделювання залежність BER ($SINR$) для багатопроменевого каналу. Видно, канали PD-NOMA мають кращу завадостійкість, ніж канали OFDMA. Очікування наявності виграшу завадостійкості так само підтверджуються.

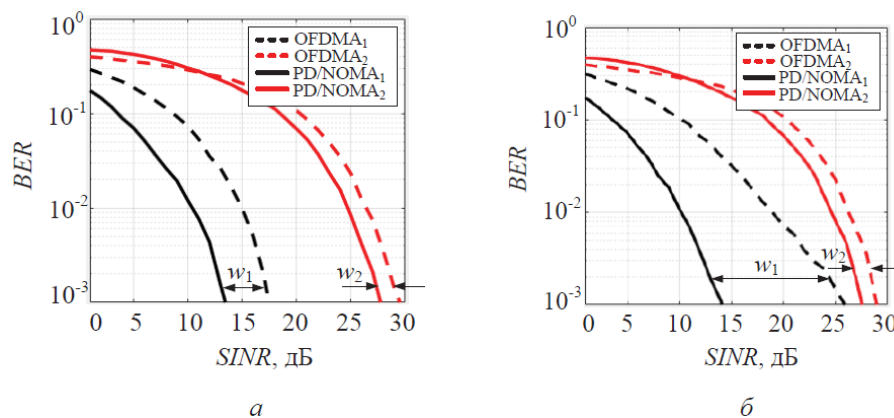


Рисунок 2.20 - Залежність BER ($SINR$) каналів конфігурації 1 при багатопроменевому каналі PPB: a - сценарій 1; b - сценарій 2;

2.6 Проблеми реалізації PD-NOMA

При практичній реалізації методу PD-NOMA існує ряд проблем, пов'язаних з особливостями даного методу.

1. Накопичення помилок при SIC-демодуляції

Алгоритм SIC ефективно функціонує в разі відсутності помилок при виконанні процедур послідовної демодуляції, регенерації та компенсації. Однак, помилково детектування і далі регеновані каналні символи в одному з каналів призводять до критичного зростання ймовірності помилкової демодуляції в наступних каналах. Застосування регенерації SIC на рівні бітового слова CL-SIC сприяє підвищенню ймовірності правильної компенсації навіть при невірно детектованому символі модуляції внаслідок виправлення бігової помилки завадостійким декодером. Послідовна операція кодування/декодування застосовується на кожному етапі SIC-демодуляції. Структурна схема CL-SIC декодера представлена на рис. 2.21.

Вектор сигнальних відліків Z_{k-1} , отриманий після компенсації $1 \dots k-1$ каналів поступає на вхід демодулятора k -го каналу. Демодульовані біти C_k проходять через декодер, утворюючи вектор Біт B_k , в якому можливе виправлення деякої кількості помилкових біт. Ефективність декодування залежить від типу завадостійкого коду

і довжини кодового слова. Компенсуючі каналні символи R_k формуються шляхом ідентичного кодування і модуляції вектора B_k .

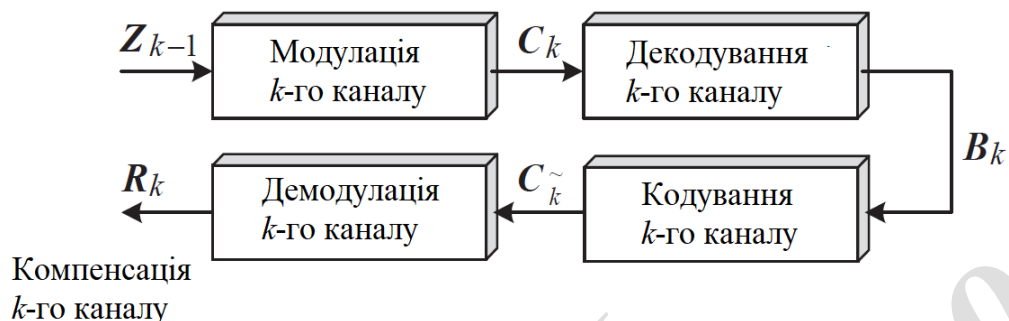


Рисунок 2.21 - Структурна схема CL-SIC компенсації

В результаті моделювання отримані залежності BER ($SINR$) для SL-SIC і CL-SIC при демодуляції каналу 4-го рівня, які представлені на рис. 2.22 (а). На малюнку 2.22 (б) представлена залежність середньоквадратичного відхилення (CKB) амплітуд каналних символів на вході демодулятора каналу 4-го рівня від $SINR$.

Із залежностей, представлених на рис. 2.22, видно, що застосування CL-SIC при демодуляції каналів нижнього рівня не дає істотного перевагу перед SL-SIC.

Це пов'язано з тим, що розподіл потужності між каналами таке, що канали верхнього рівня мають кращу завадостійкість і демодулюються при меншому відношенні сигнал / шум. Для досягнення нижчого значення BER в наступному каналі обов'язковою умовою є низьке значення BER в попередньому каналі.

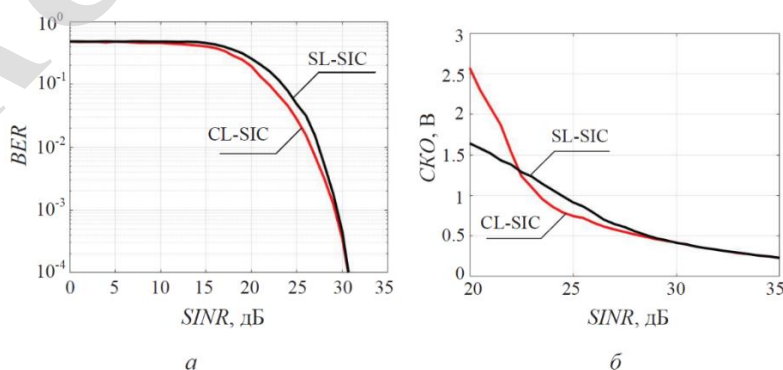


Рисунок 2.22 - Залежність: а - BER ($SINR$) каналу 4-го рівня; б - CKO ($SINR$) каналу 4-го рівня

2. Обчислювальні витрати SIC

Демодуляція сигналу методом SIC або подібними методами послідовної компенсації вимагає значних витрат обчислювальної потужності, яка зростає пропорційно збільшенню числа каналів. При обробці каналу верхнього рівня обчислювальні витрати не високі і є приблизно такими ж, як і при обробці, наприклад, OFDMA - каналу. Однак, при обробці каналів нижнього рівня проводиться одна або декілька ітерацій SIC, а обчислювальна складність значно збільшується. Використання регенерації на рівні символів модуляції SL-SIC може істотно знизити обчислювальну складність в обмін на втрату завадостійкості.

На структурній схемі на рис. 2.6 показано, що кожна ланка SIC здійснюється послідовним виконанням операцій демодуляції/модуляції, декодування/кодування (CL-SIC) і компенсації. Загальна обчислювальна складність всього ланцюжки SIC лінійно залежить від обчислювальної складності однієї ланки і загальної кількості ланок.

Проводиться спрощена оцінка обчислювальної складності кожної ланки SIC і ланцюжки в цілому, яка порівнюється з обчислювальною складністю обробки каналу OFDMA при однакових алгоритмах кодування/декодування і модуляції/демодуляції.

Процедури демодуляції і декодування є найбільш складними щодо інших процедур в ланці за рахунок виконання алгоритмів прийняття рішень, які вимагають відносно високих обчислювальних витрат. На рис. 2.23 наведено розрахунок часу виконання кожної операції в ланці SIC, отриманий в процесі моделювання. Час виконання операцій демодуляції і декодування в 10 разів перевищує час виконання інших операцій.

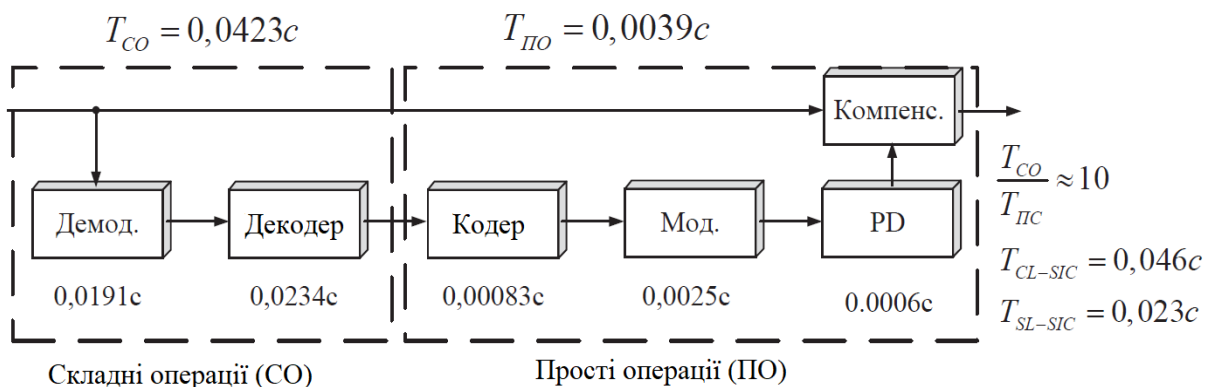


Рисунок 2.23 - Час виконання кожної операції в одній ланці SIC

При обробці OFDMA каналу в кожному приймачі одного разу виконуються операції демодуляції і декодування. Для обробки PD-NOMA каналу кожному приймачу потрібно виконати кілька подібних операцій.

На рис. 2.24 представлена залежність часу виконання операції CL-SIC і SL-SIC від кількості ланок. Загальна обчислювальна складність зростає пропорційно кількості ланок в ланцюжку SIC, а виконання SL-SIC вимагає в 2 рази менше обчислювальних витрат, ніж CL-SIC за рахунок відсутності операція декодування/кодування.

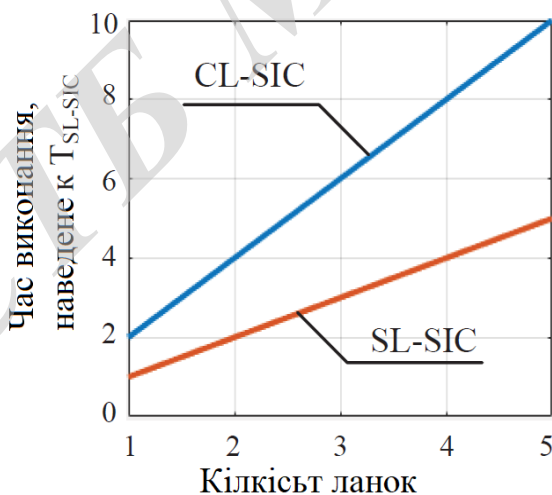


Рисунок 2.24 - Порівняння CL-SIC і SL-SIC

На малюнку 2.25 наведена оцінка залежності загальної обчислювальної складності системи PD-NOMA в порівнянні з OFDMA для низхідного (Downlink) і

висхідного (Uplink) потоків від кількості мультиплексованих каналів. У Downlink першому користувачеві потрібно зробити одну ітерацію SIC, другого - дві ітерації і т.д.

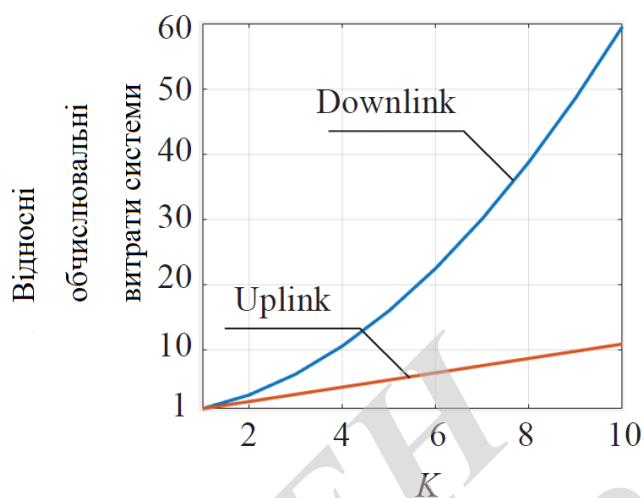


Рисунок 2.25 - Залежність обчислювальної складності системи PD-NOMA відносно OFDMA

Загальні обчислювальні витрати складаються з суми обчислювальних витрат всіх абонентів, тому залежність має нелінійний характер. У Uplink канали всіх користувачів послідовно обробляються на вузловій станції, тому ріст обчислювальної складності лінійний. При аналізі обчислювальної складності можна зробити висновок про те, що мультиплексування більш 3-х каналів призведе до значного зростання обчислювальної складності при невисокому виграші пропускної здатності системи відносно OFDMA.

3. Розрахунок парціальної потужності каналів

Розрахунок парціальної потужності є однією з найважливіших умов ефективної роботи PD - NOMA системи. Методологія розрахунку може базуватися на різних критеріях, таких як: Методологія розрахунку може базуватися на різних умовах, таких як: необхідна пропускна здатність каналу, оцінка стану каналу PPВ, конфігурація інших каналів і т.д.

4. Обмеження числа призначених для користувача каналів

Теоретично PD-NOMA дозволяє мультиплексування великої кількості призначених для користувача каналів. При цьому потрібно точний розрахунок потужності для кожного каналу при мінімальній похибці оцінки характеристик каналу РРВ. В реальних умовах неточність розрахунку через високу похибку оцінки каналу РРВ і зміна характеристики РРВ каналу за час сеансу зв'язку призведе до зменшення відношення сигнал / шум і збільшення ймовірності помилки при SIC-демодуляції. При аналізі наукових результатів виявлено, що при мультиплексуванні більше 3-х каналів відбувається зростання обчислювальної складності і серйозно зростають вимоги до точності оцінки каналу РРВ і при розподілі потужності без істотного збільшення виграшу пропускну здатності системи. Однак, якщо характеристика каналів РРВ сприятлива (високе відношення сигнал/шум), то метод PD-NOMA можна використовувати для мультиплексування великої кількості низькошвидкісних каналів (в кілька разів більше, ніж в OFDMA).

5. Розрахунок системної перешкоди

Основну частину завади при демодуляції каналу PD-NOMA становить системна перешкода, яку потрібно точно враховувати при розрахунку потужності і швидкості передачі. Раніше було показано, що уявлення системної перешкоди в якості АБГШ є найгіршим випадком і може бути використано при грубих розрахунках. Однак для більш точного розподілу потужності і збільшення спектральної ефективності системи (особливо при збільшенні кількості мультиплексіруємих каналів) потрібен точний облік міжканального перешкоди.

2.7 Метод множинного доступу з розподілом каналів за потужністю на ортогональних несучих

При використанні методу PD-NOMA в мобільних системах зв'язку виникає ряд труднощів. Збільшення обчислювальних витрат при багатоступінчастої обробці сигналу і погіршеність оцінки каналу передачі роблять мультиплексування великої кількості абонентів неможливим завданням. Тому апаратна реалізація

алгоритму PD-NOMA в "чистому вигляді" недоцільна. У цій ситуації вигідним рішенням є застосування методу PD-NOMA на базі OFDMA.

Комбінація PD-NOMA і OFDMA може сприяти збільшенню спектральної ефективності відносно OFDMA. OFDMA дозволяє гнучко розподіляти ЧВР між користувачами, ефективно боротися з міжсимвольним інтерференцією і досить просто проводити процедуру еквалайзирования, а PD-NOMA дозволяє ефективно розподіляти енергетичний ресурс між каналами, ґрунтуючись на оцінці траси РРВ. У тривимірному просторі (потужність-час-частота) розподіл частотно часового і енергетичного ресурсів для 4-х каналів методом PD / OFDMA представлено на рис. 2.26.

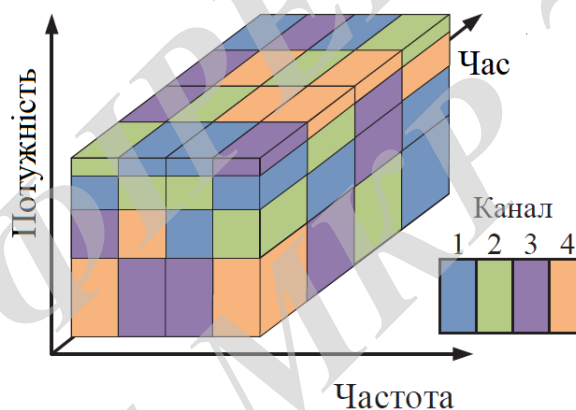


Рисунок 2.26 - Розподіл 4-х каналів в PD/OFDMA

Використання PD-NOMA на базі OFDMA утворює метод множинного доступу з поділом призначених для користувача каналів по потужності на ортогональних гармонійних несучих PD/OFDMA. Ущільнення по потужності і формування каналних символів відбувається за схемою PD-NOMA, а розподіл каналних символів в частотному ресурсі відбувається за класичною схемою OFDMA.

При літературному огляді у вітчизняних джерелах не було знайдено інформації з проблематики PD/OFDMA. У зарубіжних джерелах даний метод мультиплексування розглядається оглядово поряд з іншими. У зв'язку з цим запропоновано алгоритм формування та обробки PD/OFDMA сигналу. Алгоритм формування представлений у вигляді структурної схеми на рис. 2.27.

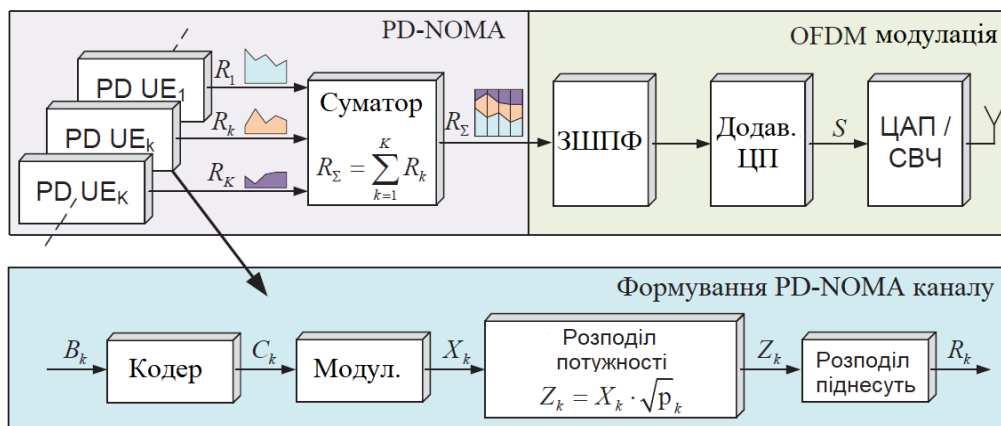


Рисунок 2.27 - Формування PD/OFDMA

Біти B_k k -го користувача кодуються і модулюються, утворюючи кодову послідовність C_k , яка надходить на вхід квадратурного модулятора. Символи модуляції X_k надходять на блок розподілу по потужності, де перемножуються з парціальною потужністю каналу $\sqrt{P_k}$, формуючи парціальні символи модуляції Z_k . Парціальна потужність розраховується, ґрунтуючись на необхідній швидкості передачі і оцінці стані каналу РРВ, отриманої по каналу зворотного зв'язку. Вектор Z_k символів k -го PD-NOMA каналу:

$$Z_k = \sqrt{P_k} \cdot X_k$$

Парціальні символи модуляції розподіляються по тих, що піднесуть відповідно до правила розміщення OFDMA, утворюючи вектор R_k . Масиви розподілених по піднесучих парціальних символів модуляції каналів всіх користувачів надходять на вхід суматора, де відбувається операція додавання амплітуд. Канали після PD-NOMA ущільнення можна представити таким чином:

$$R_\Sigma(l) = \sum_{k=1}^K R_k(l) \quad l = 1 \dots N_{FFT} ,$$

де N_{FFT} - розмірність перетворення Фур'є, а l - номер піднесе.

Подальші процедури формування сигналу виконуються згідно зі схемою OFDM-модуляції. Вектор відліків R_{Σ} надходить на блок зворотного швидкого перетворення Фур'є (ЗШПФ), який формує тимчасові відліки PD/OFDMA-символу. Після додавання циклічного префікса (ЦП) PD/OFDMA-символ надходить в блок цифро-аналогового перетворення і СВЧ тракт. Звіти PD/OFDMA символу з циклічним префіксом:

$$S(t) = \sum_{l=1}^{N_{FFT}} R_{\Sigma}(l) \cdot e^{j2\pi l \Delta f (t - N_{CP} \cdot 1/F_s)},$$

де N_{CP} - кількість відліків ЦП, F_s - частота дискретизації, Δf – частотне відстань між поднесушими.

На приймальній стороні k -го користувача обробка PD/OFDMA сигналу починається з OFDM-демодуляції. Сигнал проходить СВЧ тракт, дискретізується і усувається циклічний префікс. Вектор відліків S надходить на вхід ШПФ, на виході якого формуються спектральні відліки PD/OFDMA-символу. Еквалайзер виправляє спотворення, викликані каналом РРВ, після чого із спектру PD/OFDMA-символу селекціюються піднесущі, що містять парціальні символи модуляції k -го абонента і надходять в SIC-демодулятор, який реалізований за стандартною схемою, описаною в попередньому розділі. Для компенсації каналів опціонально може використовуватися SL-SIC або CL-SIC демодуляція. Структурна схема обробки PD/OFDMA зображена на рис. 2.28. UE_k

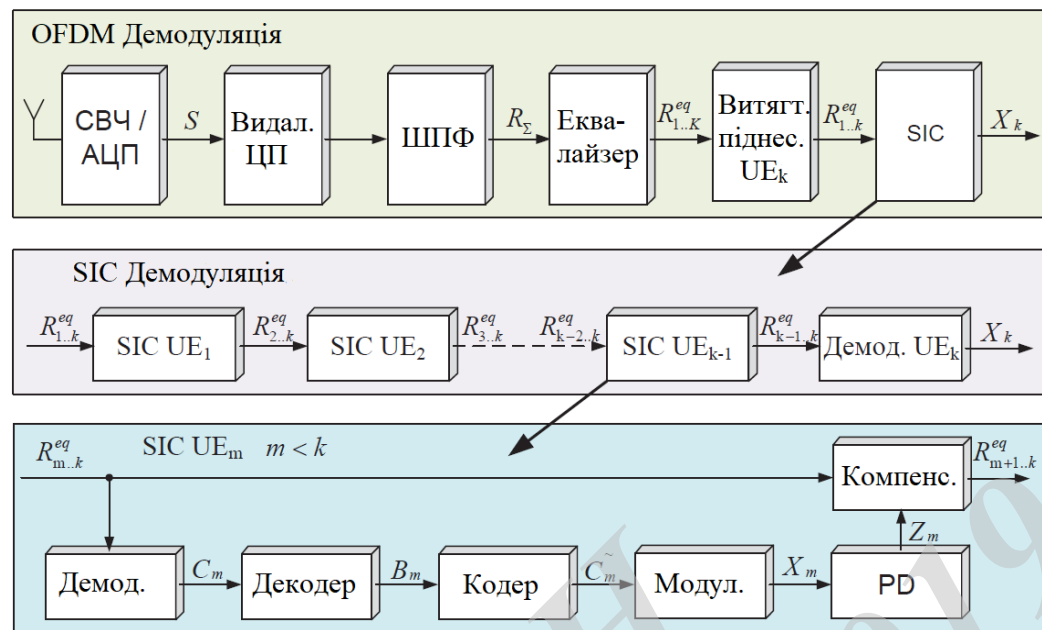


Рисунок 2.28 - Обробка PD/OFDMA

2.8 Моделювання PD/OFDMA

Для порівняння пропускної здатності C систем PD/OFDMA і OFDMA проведено імітаційне моделювання для сценарію, коли K користувальних пристроїв випадково розташовуються на відстані $D_{\text{MIN}} < d < D_{\text{MAX}}$ в зоні обслуговування вузлової станції при нормальному законі розподілу d . Потрібно організувати спадний (Downlink) канал зв'язку з усіма користувачами, розташовуючи смугою передачі F і потужністю випромінювання P . Ймовірність знаходження користувача поблизу (1÷50м) вузлової станції невелика, тому $D_{\text{MIN}} = 50\text{м}$.

Характеристика каналу РРВ індивідуальна для кожного користувача. Розподіл відстаней $d_1 < d_k < d_K$ в першому наближенні забезпечить розподіл коефіцієнтів ослаблення $\alpha_1 > \alpha_k > \alpha_K$. Рівень спектральної щільності потужності АБГШ однаковий для всіх каналів $N_{1..K} = -100$ дБ/Гц.

При мультиплексуванні методом OFDMA увесь частотний ресурс F розподіляється порівну між K абонентами, а P - потужність кожного каналу в виділеній смузі F/K . При мультиплексуванні PD/OFDMA увесь частотний ресурс

розподіляється порівну між групами із M (2-х або 3-х) ущільнюються по потужності абонентів. Кількість утворених груп $V = K/M$. Загальна потужність випромінювання групи P в смузі $M \cdot F/K$ така ж, як в OFDMA.

Розглянуто 3 підходи об'єднання користувачів в єдину групу: об'єднання далеких один від одного користувачів, об'єднання близьких один до одного користувачів і об'єднання користувачів випадковим чином. Розрахунок парціальної потужності для v -ї групи призначених для користувача каналів $p_{1,v} \dots p_{M,v}$ проведений по першій запропонованою методикою (при $P_{\text{ізіл}} = P$), яка описана в 3-й розділі. Вирази для розрахунку пропускної здатності систем ґрунтуються на (3,4):

$$C_{m,v}^{PD/OFDMA} = \begin{cases} M \cdot \frac{F}{K} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{m,v} \cdot p_{m,v}}{\alpha_{m,v} \cdot \sum_{i=m+1}^M p_{i,v} + N_{m,v}} \right) & 1 \leq m \leq M \\ & 1 \leq v \leq V \\ M \cdot \frac{F}{K} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{m,v} \cdot p_{m,v}}{N_{m,v}} \right) & m = M \end{cases}$$

$$C_k^{PD/OFDMA} = \frac{F}{K} \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_k \cdot P}{N_k} \right) \quad 1 \leq k \leq K$$

де v - номер групи, а m - номер користувача всередині групи v .

Величина ξ визначає виґраш пропускної здатності системи PD/OFDMA щодо системи OFDMA і розраховується згідно:

$$\xi = \frac{\sum_{v=1}^V \sum_{m=1}^M C_{m,v}^{PD/OFDMA}}{\sum_{k=1}^K C_k^{OFDMA}} \quad (2.7)$$

Розглянемо підхід випадкового вибору пари ($M = 2$) абонентів для ущільнення по потужності.

На рис. 2.29 представлений виґраш пропускної здатності ξ PD/OFDMA відносно OFDMA в залежності від максимальної відстані D_{MAX} при фіксованому

значенні кількості каналів $K = 20$ (рис 2.29а) і в залежності від K при фіксованому $D_{\text{MAX}} = 1$ км.

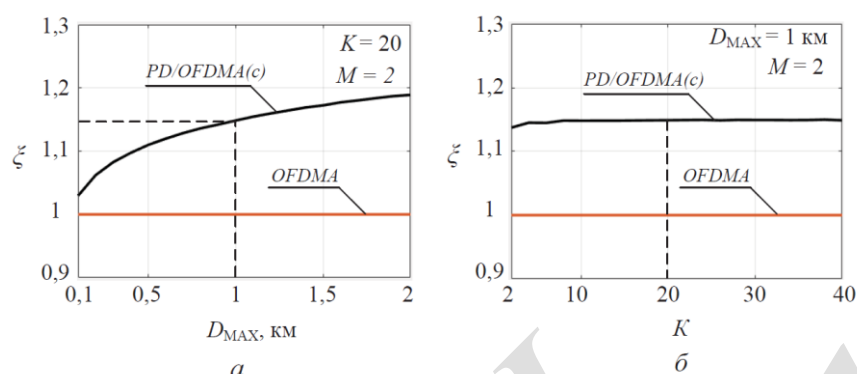


Рисунок 2.29 - Виграш ξ пропускної здатності PD/OFDMA: *a* - при зміні D_{MAX} і фіксованому K ; *б* - при зміні K і фіксованому D_{MAX} .

При випадковому виборі пари абонентів виграш пропускної здатності $\xi(D_{\text{max}} = 1 \text{ км}, K = 20) = 1,15$. При цьому з збільшенням зони обслуговування вузлової станції D_{max} виграш ξ так само зростає. Розглянемо і порівняємо два алгоритма мультиплексування каналів: мультиплексування по максимальному (мультиплексування найбільш далеких) і мінімального (мультиплексування найбільш ближніх) середній відстані Δd_{cp} ($\Delta d_{\text{cp}} \rightarrow \text{max}$ і $\Delta d_{\text{cp}} \rightarrow \text{min}$) між користувачами, яке визначається:

$$\Delta d_{\text{cp}} = \frac{\sum \Delta d}{V},$$

де V – кількість утворених пар мультиплексування, а Δd - відстань між конкретними користувачами.

Розглянемо випадок при ущільненні по потужності 2-х користувачів ($M = 2$). Всі абоненти поділяються на 2 групи по $K/2$ абонентів у кожній – абонентів найбільш близьких UE_{κ}^B і далеких UE_{κ}^D від вузлової станції. У смузі $2 \cdot F/K$ відбувається ущільнення по потужності 2-х каналів по одному з кожної групи UE_{κ}^B

і UE_k^D з потужностями p_1 і p_2 , при цьому $p_1 < p_2$. На рис. 2.30 представлено мультиплексування в OFDMA і PD/OFDMA.

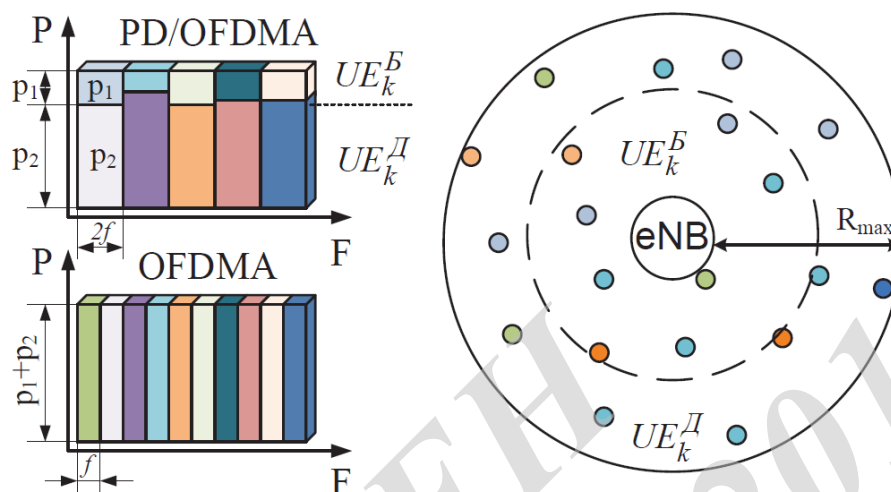


Рисунок 2.30 - Мультиплексування користувачів в OFDMA і PD/OFDMA

На малюнку 2.31 представлена залежність величини виграшу пропускної здатності системи PD/OFDMA ξ від максимального радіуса зони обслуговування D_{\max} і від кількості користувачів всередині зони K для 3-х розглянутих методик вибору абонентів для ущільнення по потужності всередині групи, де PD/OFDMA (д) - ущільнення далеких, де PD/OFDMA (б) - ущільнення ближніх, а PD/OFDMA (с) - ущільнення випадкових абонентів.

Результат моделювання показав, що алгоритм об'єднання по найбільшій середній відстані забезпечує найбільший виграш пропускної здатності PD/OFDMA, ніж алгоритм випадкового об'єднання та об'єднання за мінімальним середній відстані. При цьому загальна пропускна здатність системи PD/OFDMA $C_{\Sigma}^{PD/OFDMA}$ в 1,25 разів більше, ніж загальна пропускна здатність системи OFDMA C_{Σ}^{OFDMA} при радіусі зони обслуговування вузлової станції $D_{\max} = 2$ км і кількості користувачів $K = 20$.

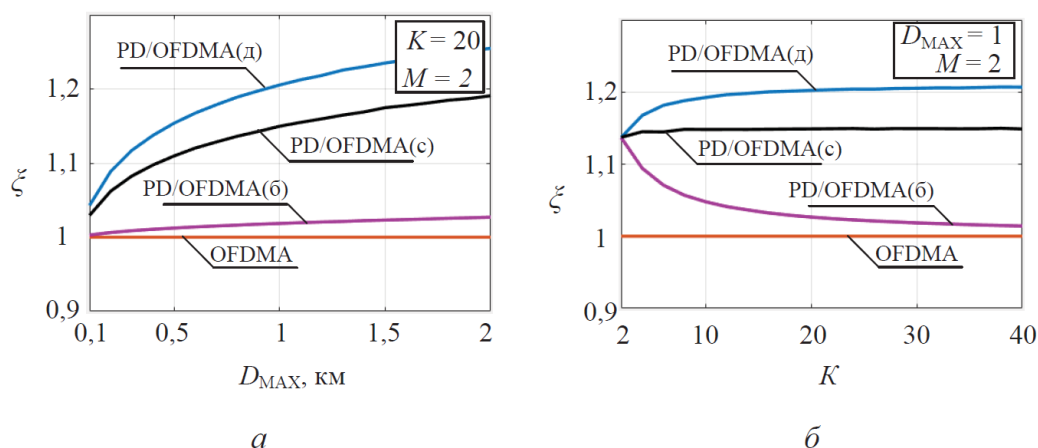


Рисунок 2.31 - Залежність виграшу ζ пропускної здатності PD/OFDMA відносно OFDMA від: *a* - D_{MAX} при фіксованому K ; *б* - K при фіксованому D_{MAX} .

На малюнку 2.32 (*a*) представлена залежність виграшу ζ пропускної здатності системи PD/OFDMA від середньої різниці у відношенні сигнал/шум між мультиплексуваними каналами ($\Delta SINR_{cp}$). С збільшенням $\Delta SINR_{cp}$ величина виграшу ζ зростає. На рис. 2.32 (*б*) представлена залежність ζ (D_{MAX} , $K = 30$) для випадків ущільнення по потужності 2-х ($M = 2$) і 3-х ($M = 3$) каналів всередині групи. При збільшенні кількості M ущільнюються по потужності каналів величина ζ так само зростає.

В результаті моделювання виявлено, що система PD/OFDMA має кращу пропускну здатність, ніж OFDMA при однаковому частотно-часовому і енергетичному ресурсах. Виграш пропускної здатності залежить від методу об'єднання і від кількості мультиплексіруємих абонентів на ортогональних OFDM-піднесуть. Показано, що збільшення різниці відношення сигнал/шум між ущільнюються по потужності каналами ($\Delta SINR$) призводить до збільшення виграшу спектральної ефективності.

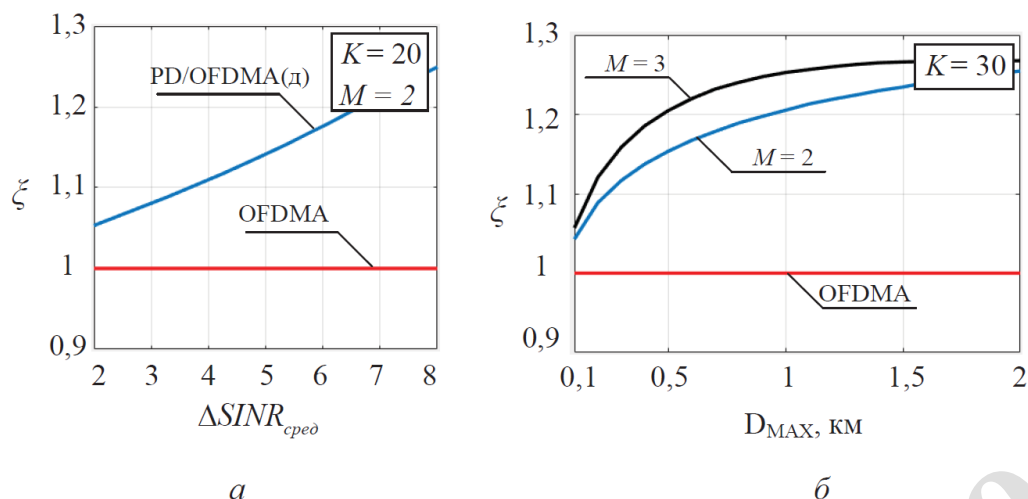


Рисунок 2.32 - Залежність виграшу пропускної здатності PD/OFDMA ζ від:
 а - $\Delta SINR_{ср}$ при $K = 20$ і $M = 2$; б - D_{MAX} при $K = 30$, а $M = 2$ і $M = 3$

2.9 Висновки

У розділі розглянуто метод неортогональної множинного доступу з поділом користувальних каналів по потужності PD-NOMA, який здатний забезпечити виграш пропускної здатності багатоканальної системи в порівнянні з використовуваними в даний час ортогональними (квазіортогональними) методами множинного доступу в разі, якщо мультиплексируєми канали мають різним один від одного відношенням сигнал/шум.

Розглянуто метод SIC-демодуляції, що застосовується для демодуляції PD-NOMA сигналу. Отримано порівняння обчислювальної складності та ефективності SIC-демодуляції з компенсацією на рівні каналних символів SL-SIC і на рівні кодового слова CL-SIC.

Показано, що CL-SIC не дає істотної переваги в завадостійкості щодо SL-SIC, володіючи при цьому в 2 рази більшою обчислювальною складністю. Застосування CL-SIC виправдано в разі складного і швидкоплинні каналу передачі для найбільш точної компенсації каналних символів.

На підставі теореми Шеннона зроблено розрахунок граничної пропускної здатності каналів PD-NOMA. Отримано оцінку виграшу завадостійкості каналів

PD-NOMA щодо OFDMA. Вироблено моделювання порівняння систем зв'язку OFDMA і PD-NOMA в умовах простого каналу РРВ з АБГШ і складного багатопроменевого каналу РРВ. Результат моделювання підтвердив наявність виграшу завадостійкості. При цьому величина отриманого в моделі виграшу відрізняється від розрахованої, що пояснюється припущеннями, зробленими при розрахунку.

Відображено складності і проблеми, які можуть виникнути при реалізації технології PD-NOMA в мобільних системах зв'язку. Однією з основних проблем є недоцільність ущільнення каналів по потужності без попереднього ущільнення по частоті і (або) часу. Тому вигідним рішенням є застосування PD-NOMA на основі OFDMA.

Запропоновано алгоритм формування та обробки сигналів множинного доступу з поділом користувальних каналів по потужності на ортогональних несучих. Результат моделювання показав, що застосування методу PD/OFDMA сприяє збільшенню пропускної здатності багатоканальної системи зв'язку в 1,25 разів у порівнянні з OFDMA. Виграш пропускної здатності зростає як при збільшенні різниці ВСШ, так і при збільшенні кількості мультиплексіруємих по потужності каналів.

3 РОЗРАХУНОК ПАРЦІАЛЬНОЇ ПОТУЖНОСТІ КАНАЛІВ PD-NOMA

Розрахунок енергетичних параметрів каналів зв'язку є визначальним фактором для ефективного функціонування багатоканальної системи. Для систем стільникового зв'язку характерно управління параметрами абонентських каналів на стороні вузлової станції. Для цього повинна бути проведена оцінка параметрів каналу РРВ всіх абонентів (потужність АБГШ і коефіцієнти ослаблення). В сучасних мобільних системах зв'язку (наприклад, LTE) абонент здійснює оцінку каналу передачі протягом сеансу зв'язку, яка передається по каналу зворотного зв'язку на вузлову станцію. Адаптивно до стану каналу РРВ кожному абонентському каналу зв'язку визначаються тип сигнально-кодової конструкції (тип модуляції і канального кодування), спектральні та енергетичні параметри.

У системах з ортогональним (квазіортогональним) мультиплексуванням при відсутності міжканального інтерференції зміна потужності одного користувальницького каналу ніяк не впливає на завадостійкість сусідніх. У системах PD-NOMA зміна потужності одного каналу напряму впливає на завадостійкість сусідніх внаслідок міжканального інтерференції. Потужність кожного каналу в системі визначає як його енергетичні параметри, так і енергетичні параметри сусідніх каналів і системи в цілому. Потужність повинна бути розподілена таким чином, щоб канали нижнього рівня мали максимальну енергетичну ефективність, але при цьому не були непереборною завадою при демодуляції каналів верхнього рівня.

У PD-NOMA точність оцінки каналу РРВ відіграє виняткову роль, а велика погрішність оцінки або суттєва зміна його стану протягом сеансу зв'язку призведе до помилкової компенсації при SIC демодуляції. У реальних умовах роботи системи мобільного зв'язку канал РРВ постійно змінюється через рух передавача або приймача і (або) навколишніх об'єктів. Актуальна оцінка каналу повинна передаватися з таким інтервалом часу, протягом якого можливо підтримувати адаптивне до каналу розподіл потужності. Система PD-NOMA не здатна забезпечувати стабільні канали зв'язку в разі, якщо вузлова станція не встигає

відслідковувати зміну характеристик абонентських каналів РРВ і виробляти адаптивний розрахунок парціальної потужності. У зв'язку з цим можна виділити ряд особливостей, які повинні враховуватися при розрахунку потужності:

1. Для розрахунку потужності і ефективного використання енергетичного ресурсу погрішність оцінки стану траси РРВ повинна бути мінімальною.
2. При розрахунку потужності повинно враховуватися зміна характеристик каналу передачі за час поширення сигналу, тому що це призводить до порушення енергетичного співвідношення призначених для користувача каналів і до збільшення ймовірності помилки демодуляції.
3. Інтервал часу, з яким призначені для користувача станції повідомляють оцінку свого каналу РРВ на сторону базової станції, повинен бути мінімальним.

3.1 Стан проблеми

В рамках даної проблематики у відкритому доступі відсутні публікації вітчизняних авторів. Зарубіжні автори пропонують свої методики розрахунку потужності і виділяють ряд проблем: облік похибки неточною оцінкою каналу РРВ при розрахунку потужності; облік флуктуацій каналу РРВ під час сеансу зв'язку і вибір критеріїв ефективності методики розрахунку.

В роботі [61] автори розглядають вплив флуктуацій каналу РРВ на розрахунок парціальної потужності і пропонують два способи: розрахунок при миттєвої і усередненою оцінкою каналу передачі. У роботах [62,80] розглядається метод розрахунку парціальної потужності для абонентів в області спрямованого променя передавача для технології Beamforming.

Найбільш комплексний підхід, заснований на досягненні максимальної швидкості передачі системи PD-NOMA з урахуванням вимог якості обслуговування користувачів, запропонували автори в роботі [63]. Алгоритм зводиться до розподілу загальної доступною потужності випромінювання між призначеними для користувача каналами з урахуванням необхідної швидкості передачі кожного каналу. У всіх перерахованих роботах розрахунок потужності

проводиться з урахуванням необхідної швидкості передачі при фіксується потужності випромінювання транспортного сигналу.

У даній роботі пропонується два різних підходи розрахунку парціальної потужності. Перший підхід ґрунтується на розподілі доступною потужності випромінювання між користувачами без урахування необхідної пропускної здатності. Другий підхід передбачає розрахунок парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної здатності з мінімізацією загальної потужності випромінювання.

При розрахунку приймається допущення про те, що відома точна оцінка параметрів каналу РРВ, а його імпульсна характеристика не змінюється або змінюється несуттєво за час формування та передачі сигналу. Дане припущення дозволяє уникнути непотрібного ускладнення алгоритму, а помилка оцінки і зміна ІХ каналу РРВ може бути представлена у вигляді вагового коефіцієнта при розрахунку потужності.

3.2 Розрахунок парціальної потужності без урахування необхідної пропускної здатності каналів при фіксованій загальній потужності випромінювання

Розрахунок парціальної потужності при відсутності вимог пропускної здатності каналів зводиться до розподілу доступною потужності випромінювання $P_{\text{вкл}}$ між каналами. Запропонована методика розрахунку ґрунтується на визначенні середнього відношення сигнал/шум $SINR_{\text{ср}}$ в призначених для користувача каналах РРВ і обчисленні парціальних потужностей $p_{1...K}$ для забезпечення однакової пропускної здатності при $SINR_{\text{ср}}$ в кожному каналі (точка перетину кривих на рис. 3.1). Розраховані значення парціальних потужностей $p_1 > p_{\dots} > p_K$ визначаються для каналів відповідно $SINR_1 < SINR_{\dots} < SINR_K$, тобто каналу з найгіршим $SINR$ призначається максимальне p , і, навпаки. Тоді пропускні здатності каналів $C_{1...K}$ при $SINR_{1...K}$ утворених методом PD-NOMA будуть більше, ніж в OFDMA. На рис.

3.1 приведена залежність C ($SINR$) для каналів 3-х каналів ($K = 3$) OFDMA і PD/NOMA, отримана за допомогою виразів (2.4 і 2.5).

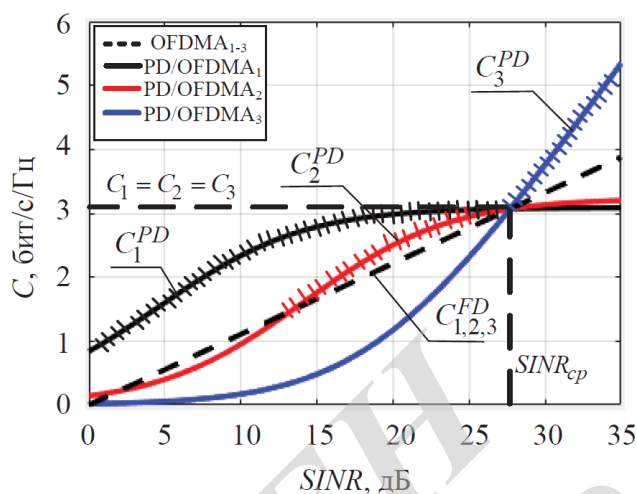


Рисунок 3.1 - Залежність C ($SINR$) при $K = 3$

Розраховані значення $C_k(SINR_{cp})$ повинні знаходитися на кривій $C_k(SINR)$ у діапазоні, в якому пропускна здатність каналів PD/OFDMA більше, ніж у OFDMA ($C_k^{PD} \geq C_k^{FD}$, області відзначені штрихом на рис. 3.1). При цьому забезпечується вигреш пропускної здатності системи PD/OFDMA відносно OFDMA при даних значеннях $SINR$.

У разі, коли потрібно мультиплексувати K призначених для користувача каналів з відомими значеннями оцінки ослаблення $\alpha_{1...K}$ і потужності АБГШ $N_{1...K}$ в каналі РРВ кожного користувача при заданій загальній потужності випромінювання $P_{\text{вкл}}$ середнє відношення сигнал/шум $SINR_{cp}$ (відносно $P_{\text{вкл}}$) обчислюється:

$$SINR_{cp} = \sum_{k=1}^K SINR_k / K, \quad (3.1)$$

де $SINR_k$ – відношення сигнал/шум в k -му користувальницькому каналі $SINR_k$
 $SINR_k = \alpha_k \cdot P_{\text{вкл}} / N_k$. Відповідно, середнє значення ослаблення і потужності АБГШ α_{cp} і N_{cp} :

$$\begin{aligned} N_{cp} &= \sum_{k=1}^K N_k \\ \alpha_{cp} &= \sum_{k=1}^K \alpha_k / K \end{aligned} \quad (3.2)$$

Для розрахунку парціальних потужностей $p_{1...K}$ для забезпечення $C_1 = C_{...} = C_K$ при $SINR_{cp}$ потрібно знайти рішення системи рівнянь:

$$C_k = \begin{cases} F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{cp} \cdot P_k}{\alpha_{cp} \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_{cp}} \right) & 1 \leq k < K \\ F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{cp} \cdot P_k}{N_{cp}} \right) & k = K \end{cases} \quad (3.3)$$

При цьому загальна сумарна потужність випромінювання:

$$P_{\text{изл}} = \sum_{k=1}^K p_k \quad (3.4)$$

Для обчислення $p_{1...K}$ потрібно знайти рішення системи рівнянь (3.3), виконуючи умову (3.4). Для цього парціальні потужності $p_{1..K-1}$ можуть бути виражені за допомогою p_K , а система рівнянь (3.3) вирішена відносно p_K . Пропускна здатність каналів C_k в смузі F обчислюється за допомогою формули (2.5) при розрахованих парціальних потужностях $p_{1...K}$ і відомих характеристиках каналу РРВ $\alpha_{1...K}$ і $N_{1...K}$.

3.3 Розрахунок парціальної потужності при мультиплексуванні 3-х користувачів запропонованим алгоритмом

Представлений висновок аналітичного виразу для розрахунку парціальної потужності $p_{1,2,3}$ при ущільненні 3-х абонентів ($K = 3$) в смузі F і відомих коефіцієнтах ослаблення сигналу $\alpha_{1,2,3}$ і потужності АБГШ $N_{1,2,3}$ в каналі передачі, а також загальної потужності випромінювання $P_{\text{изл}}$.

Крок 1. Розрахунок середнього ослаблення $\alpha_{cp} = (\sum_{k=1}^3 \alpha_k) / 3$ і потужності АБГШ $N_{cp} = (\sum_{k=1}^3 N_k) / 3$ відбувається згідно (3.2).

Крок 2. Запис системи рівнянь розрахунку пропускної здатності $C_{1...3}$, згідно (3.3):

$$\begin{aligned} C_1 &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{cp} \cdot p_1}{\alpha_{cp} \cdot (p_2 + p_3) + N_{cp}} \right) \\ C_2 &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{cp} \cdot p_2}{\alpha_{cp} \cdot p_3 + N_{cp}} \right) \\ C_3 &= F \cdot \log_2 \left(1 + \frac{\alpha_{cp} \cdot p_3}{N_{cp}} \right) \end{aligned} \quad (3.5)$$

Крок 3. Розрахунок парціальної потужності p_2 через p_3 за допомогою рішення рівняння (3.5) при $C_2 = C_3$:

$$\begin{aligned} \frac{p_2 \cdot \alpha_{cp}}{p_3 \cdot \alpha_{cp} + N_{cp}} &= \frac{p_3 \cdot \alpha_{cp}}{N_{cp}}, \text{ тогдa} \\ p_2 &= \frac{p_3 \cdot (N_{cp} + p_3 \cdot \alpha_{cp})}{N_{cp}} \end{aligned} \quad (3.6)$$

Крок 4. Розрахунок парціальної потужності p_1 через p_3 за допомогою рішення рівняння (3.5) при $C_1 = C_3$, використовуючи (3.6):

$$\begin{aligned} \frac{p_1 \cdot \alpha_{cp}}{(p_3 \cdot (N_{cp} + p_3 \cdot \alpha_{cp}) / N_{cp} + p_3) \cdot \alpha_{cp} + N_{cp}} &= \frac{p_3 \cdot \alpha_{cp}}{N_{cp}}, \text{ тогдa} \\ p_1 &= \frac{p_3 \cdot (N_{cp} + \alpha_{cp} \cdot (p_3 + (p_3 \cdot (N_{cp} + p_3 \cdot \alpha_{cp})) / N_{cp}))}{N_{cp}} \end{aligned} \quad (3.7)$$

Крок 5. Знаходження кореня статичного рівняння (3.4) і розрахунок p_3 , використовуючи (3.6 і 3.7):

$$P_3 = \sqrt[3]{\frac{N_{cp}^3}{h_{cp}^3} + \frac{N_{cp}^2 \cdot P_{изл}}{N_{cp}^2}} - \frac{N_{cp}}{h_{cp}} \quad (3.8)$$

Крок 6. Розрахунок p_1 і p_2 за допомогою (3.6 і 3.7), використовуючи (3.8).

Крок 7. Розподіл $p_{1,2,3}$ відповідно до $SINR_1 < SINR_2 < SINR_3$.

На рис. 3.2 представлені залежності $C(SINR)$, отримані за допомогою виразів (2.4 і 2.5) з розрахованої парціальної потужності p при $P_{изл} = 1$ Вт в разі ущільнення 2-х і 3-х ($K = 2$ і $K = 3$) користувачів, випадково розташованих на відстані d в радіусі 500м від вузлової станції. У таблиці 3.1 наведені розраховані характеристики каналів передачі. Величина потужності АБГШ однакова для всіх користувачів $N = 100$ дБ, а ослаблення α визначається загасанням у вільному просторі при поширенні сигналу з частотою $f_0 = 2$ ГГц на відстань d . Величинами $SINR_k$ і C_k позначені значення відношення сигнал/шум в k -му каналі і його пропускна здатність. Величиною ξ (вираз 2.7) позначений вигравш пропускної здатності PD/OFDMA відносно OFDMA.

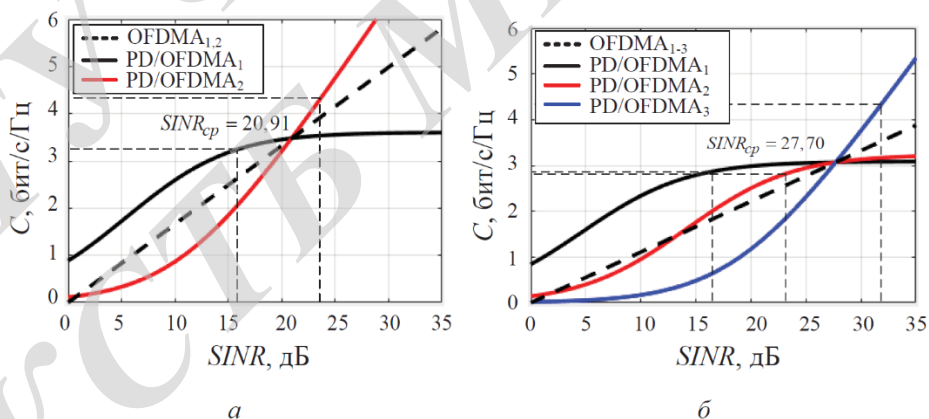


Рисунок 3.2 - Залежність пропускної здатності каналів від $SINR$ при розрахованих парціальних потужностях при мультиплексуванні: a - 2-х каналів;

b - 3-х каналів

Таблиця 3.1 - Значення розрахованих характеристик каналів

К	2	3
P_k , Вт	$p_1 = 0,917, p_2 = 0,083$	$p_1 = 0,882; p_2 = 0,105; p_3 = 0,012$
C_k , біт/с/Гц	$C_1 = 3,29; C_2 = 4,13$	$C_1 = 2,86; C_2 = 2,80; C_3 = 4,32$
$SINR_k$, дБ	$SINR_1 = 16,21;$ $SINR_2 = 23,27$	$SINR_1 = 16,54; SINR_2 = 23,01;$ $SINR_3 = 31,81$
$SINR_{cp}$	$SINR_{cp} = 20,91$	$SINR_{cp} = 27,70$
ξ	1,12	1,26

3.4 Розрахунок парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної здатності каналів з мінімізацією загальної потужності випромінювання

Пріоритетним завданням даного методу розрахунку є забезпечення необхідних пропускних здатностей в призначених для користувача каналах з мінімізацією загальної потужності випромінювання транспортного сигналу [64]. В якості критерію ефективності методу виступає максимізація загальної пропускної здатності системи при мінімізації загальних енергетичних витрат:

$$\begin{aligned} & \max(\sum_{k=1}^K C_k) \\ & \min(\sum_{k=1}^K p_k) \end{aligned} \quad (3.8)$$

Для мультиплексування K користувальних каналів необхідно розрахувати парціальну потужність кожного каналу $p_1 \dots p_K$ і визначити порядок ущільнення при відомих коефіцієнтах ослаблення $\alpha_1 \dots \alpha_K$ і потужності АБГШ $N_1 \dots N_K$ в каналі РРВ, а також необхідної пропускної здатності $C_1 \dots C_K$. Під поняттям "порядок ущільнення" мається на увазі порядок розподілу каналів по верствам (рівням) в єдиному частотно-часовому сегменті (рис. 3.3). Виходячи із кількості каналів K , відбувається формування $M = !K$ різних комбінацій, після чого проводиться пошук найбільш ефективного порядку ущільнення каналів.

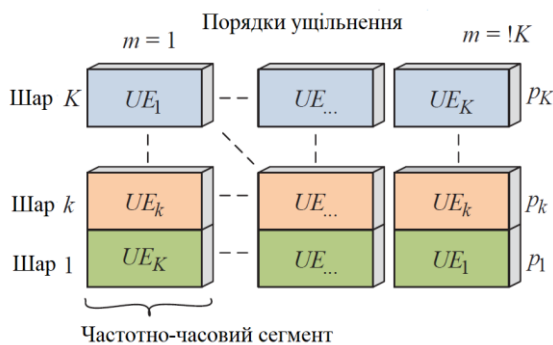


Рисунок 3.3 - Формування порядків ущільнення каналів

Далі для кожної m -й комбінації проводиться послідовний розрахунок парціальної потужності $p_{1,m} \dots p_{K,m}$, починаючи з останнього K -го шару:

$$P_{k,m} \begin{cases} \frac{(2^{R_k/F} - 1) \cdot (\alpha_k \cdot \sum_{i=k+1}^K p_i + N_k)}{\alpha_k} & 1 \leq k < K \\ \frac{(2^{R_k/F} - 1) \cdot N_k}{\alpha_k} & k = K \end{cases} \quad (3.9)$$

Загальна потужність m -го порядку ущільнення є сумою всіх каналних потужностей $P_m = \sum_{k=1}^K P_{k,m}$ цього порядку. Далі визначається номер порядку m , при якому P_m приймає мінімальне значення, тобто виконується критерій ефективності (3.8). У разі обмеження максимальної потужності випромінювання $P_{\text{івл}}$ вводиться додаткова умова $P_m \leq P_{\text{івл}}$.

У разі невиконання умови приймається рішення про неможливість забезпечення необхідної пропускної здатності в існуючих умовах каналу РРВ. Вирішенням конфлікту є збільшення доступною потужності випромінювання $P_{\text{івл}}$ або зменшення необхідної пропускної здатності C . На рис. 3.4 представлена структурна схема процедури розрахунку потужності.

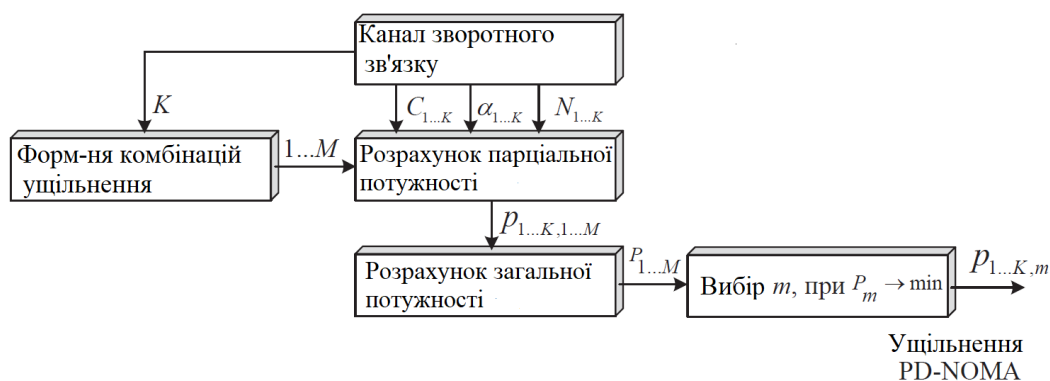


Рисунок 3.4 - Структурна схема процедури розрахунку парціальної потужності

В процесі моделювання розрахована парціальна потужність PD/OFDMA каналів за допомогою запропонованого алгоритму при мультиплексуванні 2-х, 3-х і 4-х каналів в єдиному ЧВР. Умови моделювання ідентичні умовам, описаним в розділі 3.3. У моделюється ситуації відсутнє обмеження загальної потужності випромінювання транспортного сигналу. На рис. 3.5 наведені залежності C ($SINR$) для 2, 3 і 4-х каналів, а в таблиці 3.2 - значення характеристик кожного каналу.

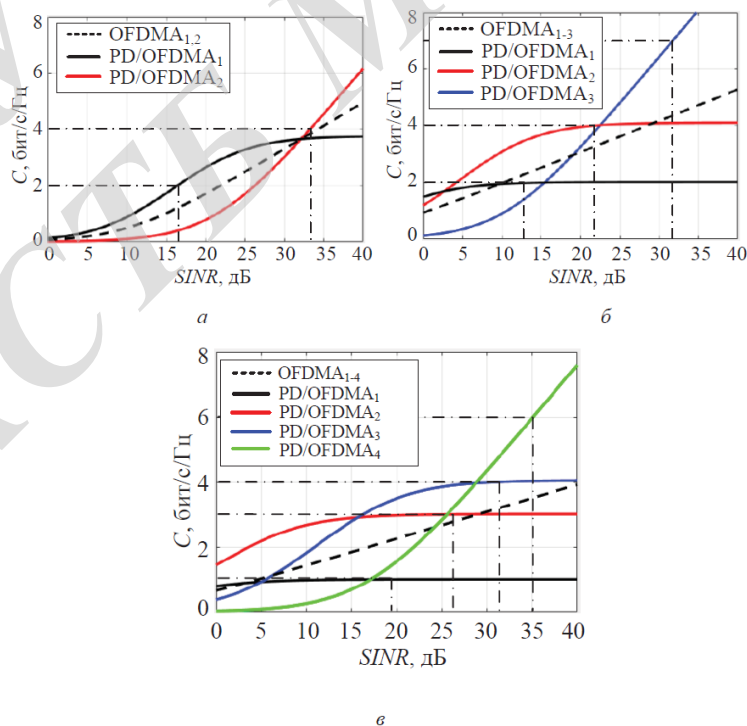


Рисунок 3.5 - Залежність пропускної здатності каналів від $SINR$ при мультиплексуванні: *а* - 2-х каналів; *б* - 3-х каналів; *в* - 4-х каналів

Таблиця 3.2 - Характеристики користувальних каналів передач

К	2	3	4
P_k , Вт	$p_1 = 0,882$; $p_2 = 0,0071$;	$p_1 = 0,882$; $p_2 = 0,105$; $p_3 = 0,012$	$p_1 = 2,59$; $p_2 = 2,26$; $p_3 = 0,30$; $p_4 = 0,02$;
C_k , біт/с/Гц	$C_1 = 2$; $C_2 = 4$;	$C_1 = 2$; $C_2 = 4$; $C_3 = 7$	$C_1 = 1$; $C_2 = 3$; $C_3 = 4$; $C_4 = 6$
a_k	$a_1 = 4,4e^{-9}$; $a_2 = 2,1e^{-7}$;	$a_1 = 5,8e^{-9}$; $a_2 = 1,4e^{-8}$; $a_3 = 1,5e^{-7}$	$a_1 = 8,3e^{-9}$; $a_2 = 4,3e^{-8}$; $a_3 = 1,3e^{-7}$; $a_4 = 3,3e^{-7}$
$P_{\text{івл}}$, Вт	0,0964	0,999	5,17
ξ	1,17	1,14	1,21

3.5 Вирішення конфліктних ситуацій в умовах обмеженої потужності

При розподілі обмеженою загальною потужністю випромінювання між мультиплексуємими каналами можливі три події:

- 1) Стан каналу РРВ дозволяє задовольнити власні запити на пропускну здатність повністю.
- 2) Стан каналу РРВ дозволяє задовольнити власні запити на пропускну здатність частково.
- 3) Стан каналу РРВ не дозволяє задовольнити жодного власного запиту на пропускну здатність.

Ситуація 1 виникає, коли при мультиплексуванні 2-х каналів UE₁ і UE₂ з відносинами сигнал/шум в каналі РРВ $SINR_1 = 15$ дБ і $SINR_2 = 25$ дБ потрібно забезпечити пропускі здатності $C_{1,T} = 2$ біт/с/Гц і $C_{2,T} = 4$ біт/с/Гц в кожному каналі при фіксованій загальної потужності випромінювання $P_{\text{івл}} = 1$ Вт.

Зробимо розрахунок щодо першого абонента UE₁. Для того щоб забезпечити вимога UE₁ необхідна мінімальна потужність $p_1 = 0,785$ Вт, відповідно $p_2 = 1 - 0,785$

= 0,215 Вт. При відповідних парціальних потужностях $p_{1,2}$ в першому каналі $C_1 = 2$ біт/с/Гц, а в другому каналі $C_2 = 6,1$ біт/с/Гц. Тепер зробимо розрахунок відносно UE₂. Для того щоб забезпечити вимога UE₂ необхідна мінімальна потужність $p_2 = 0,05$ Вт, відповідно $p_1 = 1 - 0,05 = 0,95$ Вт, при цьому в другому каналі $C_2 = 4$ біт/с/Гц, а в першому каналі $C_1 = 3,75$ біт/с/Гц. В цьому випадку допустимо 2 розподілу потужності, які задовольняють вимогам: $p_1/p_2 = 0,785/0,215$ і $p_1/p_2 = 0,95/0,05$ при відповідній сумарній пропускну здатності систем 8,1 біт/с/Гц і 7,75 біт/с/Гц відповідно. Графічно цей приклад зображений на рис. 3.6.

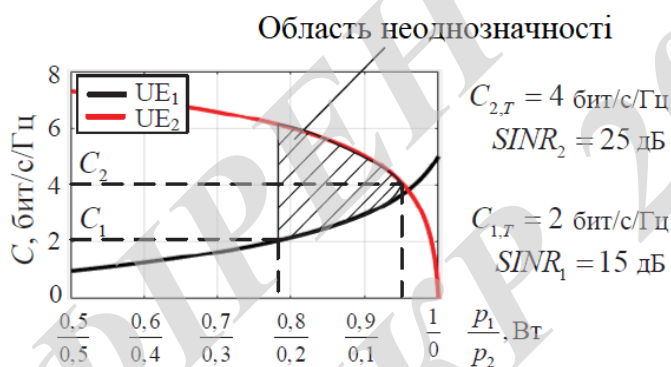


Рисунок 3.6 - Перший приклад розподілу потужності

Із залежностей, представлених на рис. 3.6 видно, що між співвідношеннями 0,785/0,215 і 0,95/0,05 утворилася область неоднозначності, в якій вимоги обох каналів задовольняються. В межах цієї області можливо перерозподіляти енергетичний ресурс між каналами, віддаючи перевагу або першому, або другому каналу. З точки зору максимізації пропускну здатності потрібно розподіляти потужність так, щоб загальна пропускну здатність системи була максимальна. З цієї точки зору розподіл $p_1/p_2 = 0,785/0,215$ є найбільш ефективним.

Ситуація 2 виникає в разі, якщо запит необхідної пропускну здатності $C_{1,T} = 3$ біт/с/Гц і $C_{2,T} = 6$ біт/с/Гц при тих же $SINR_1 = 15$ дБ $SINR_2 = 25$ дБ. Зробимо розрахунок щодо UE₁. Для забезпечення $C_{1,T}$ необхідна мінімальна потужність $p_1 = 0,9$ Вт, відповідно $p_2 = 1 - 0,9 = 0,1$ Вт, при цьому в другому каналі $C_2 = 5$ біт/с/Гц. Тепер зробимо розрахунок щодо UE₂. Для того щоб забезпечити $C_{2,T}$ необхідна

мінімальна потужність $p_2 = 0,2$ Вт, відповідно $p_1 = 1 - 0,2 = 0,8$ Вт, при цьому в першому каналі $C_1 = 5$ біт/с/Гц. Графічно цей випадок зображений на малюнку 3.7.

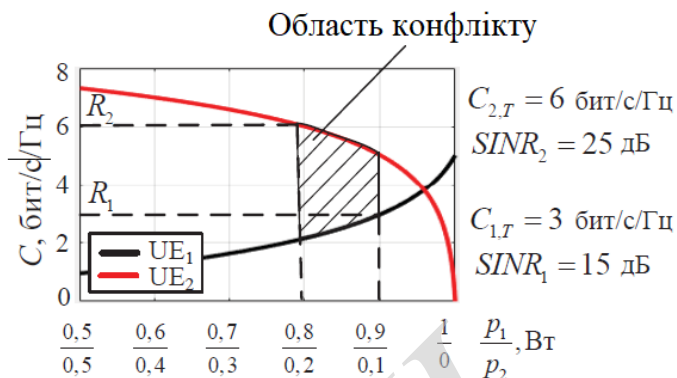


Рисунок 3.7 - Другий приклад розподілу потужності

На рис. 3.7 заштрихована область в межах співвідношення потужностей $0,8/0,2$ і $0,9/0,1$ є конфліктною між UE₁ і UE₂. Це означає, що в повній мірі можливо забезпечити пропускну здатність або першого, або другого абонента.

Ситуація 3 можлива в тому випадку, якщо SINR1 і SINR2 не достатно для забезпечення ні C₁, T, ні C₂, T. В такому випадку необхідно або збільшити потужність передавача, поліпшивши SINR1,2, або зменшити необхідну пропускну здатність. У будь-якому випадку дана ситуація зведеться або до ситуації 1, або до ситуації 2.

Рішенням проблеми конфлікту може бути введення додаткового системного параметра для прийняття рішення - каналного пріоритету. При розподілі потужності в першу чергу будуть забезпечити вимоги каналу, який має високий пріоритет. Наприклад, службовий канал може мати більш високий пріоритет над широкомовною каналом, або один користувач може мати більш високий пріоритет над іншими.

3.6 Висновки

Управління енергетичними параметрами каналу зв'язку істотно впливає на його ефективність. Особливо це затвердження відноситься до каналів зв'язку, які мультиплексовані неортогональною методом множинного доступу з поділом каналів за потужністю, тому що зміна потужності одного каналу безпосередньо впливає на завадостійкість сусідніх каналів внаслідок міжканального інтерференції. У зв'язку з цим існує проблема розрахунку парціальної потужності користувальних каналів. Запропоновано два методи розрахунку парціальної потужності, які забезпечують:

1. Розрахунок парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної здатності каналів і мінімізації загальної потужності випромінювання.
2. Розрахунок парціальної потужності без урахування необхідної пропускної здатності каналів при фіксованій загальній потужності випромінювання.

Перший метод здійснює розподіл загальної потужності випромінювання між призначеними для користувача каналами, не враховуючи вимоги пропускної здатності в каналах. Другий метод може бути використаний при розрахунку парціальної потужності для забезпечення необхідної пропускної здатності в кожному каналі з мінімізацією загальної потужності випромінювання.

Ефективність запропонованих методів підтверджується результатами розрахунку і моделювання. Загальна пропускна здатність системи PD/OFDMA перевершує OFDMA при розрахованих парціальних потужностях. Основна відмінність запропонованих методів від раніше відомих - використання іншого набору параметрів при розрахунку і використання іншого підходу.

4 ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ PD/OFDMA КАНАЛІВ В ЛАБОРАТОРНИХ УМОВАХ

Метою експериментального дослідження є підтвердження працездатності методу множинного доступу PD/OFDMA, порівняння завадостійкості та інформаційної ефективності систем PD/OFDMA і OFDMA при використанні запропонованих алгоритмів формування і обробки сигналу.

Опис експериментальної частини структурно розділена на три розділи. У першому розділі наведено методику експерименту, опис експериментального обладнання та умов експерименту. У другому розділі описаний процес проведення експерименту і використовуються алгоритми формування та обробки сигналів. У третьому розділі представлені результати експерименту і їх обговорення.

4.1 Методика експерименту

Методика експерименту полягає в організації на багатокористувацького каналу зв'язку за технологіями PD/OFDMA і OFDMA між передавачем і приймачем. Результатом експерименту є залежність ймовірності бітової помилки в кожному каналі від відношення сигнал/шум. Аналіз результатів полягає в порівнянні технологій за критерієм завадостійкості при однаковій каналній швидкості передачі даних, а також порівняння експериментальних результатів з результатами моделювання і розрахунку.

Формування та обробка сигналу проводиться на персональному комп'ютері (ПК) в платформі Matlab. Сформований цифровий сигнал завантажується в передавальний пристрій, де перетворюється в аналоговий сигнал в заданій смузі і переноситься на задану несучу частоту, після чого надходить на вхід антени або коаксіального кабелю і випромінюється в канал РРВ. Приймальний пристрій оцифровує сигнал в заданій смузі на заданій несучої частоті, після чого сигнальні відліки поступають в ПК, де відбувається подальша обробка і аналіз. Алгоритм

формування і обробки сигналу детально розглянуто далі. Структурна схема експериментальної установки наведена на рис. 4.1.

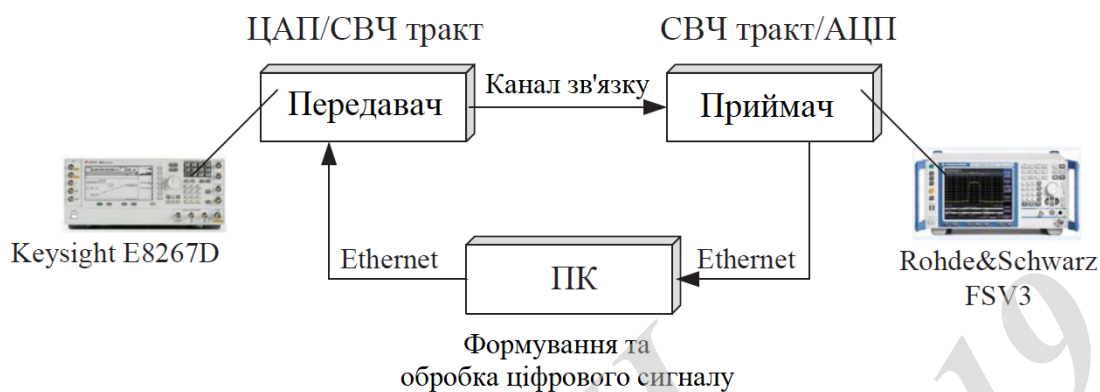


Рисунок 4.1 – Структурна схема експериментальної установки

В якості передавача використовується векторний генератор сигналів Keysight E8267D, параметри якого наведені в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Основні характеристики генераторів сигналу Keysight E8267D

Частота вихідного сигналу	100 кГц ÷ 20 ГГц
Смуга вихідного сигналу	До 100 МГц
Вихідні потужність в діап. 0.4 – 3.2 ГГц	-130 дБм ÷ 21 дБм
Фазові шуми в діапазоні 2 – 3.2 ГГц	-128 дБн/Гц

В якості приймач використовується векторний аналізатор сигналів Rohde & Schwarz FSV 3 Signal Analyzer, параметри якого наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Основні характеристики векторного аналізатора сигналів Rohde & Schwarz FSV 3 Signal Analyzer

Діапазон частот, Гц	9 кГц – 3.6 ГГц
Смуха сигналу	До 40 МГц
Погрішність рівня	0.4 дБ

Вирішення по частоті, Гц	1 Гц – 10МГц
Фазові шуми	-106 дБн/Гц
Рівень власних шумів	-155 дБ

Провідний канал зв'язку організований за допомогою коаксіального кабелю Enforcer SI-195, основні параметри якого наведені в таблиці 4.3.

Таблиця 4.3 – Основні характеристики Enforcer SI-195

Довжина кабеля	1 м
Опір	50 Ом
Загасання на частоті 2,5 ГГц	55.4 дБ/100 м

Для організації бездротового каналу зв'язку використовуються дві приймально-передавальні антени TL-ANT2409CL, основні параметри яких наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Основні характеристики антен TL-ANT2409CL

Діапазон частот	2.4 ГГц – 2.5 ГГц
Опір	50 Ом
Підсилення	9 дБ
Поляризація	Лінійна

4.2 Обґрунтування умов експерименту

Для коректного порівняння завадостійкості систем PD/OFDMA з OFDMA використовувані канали передачі мають однакову швидкість передачі в одній і тій же смузі пропускання при однаковій потужності випромінювання. У загальному випадку існує нескінченна кількість комбінацій мультиплексування, що задовольняють цим умовам. Тому було складено 3 різні конфігурації системи. Під

терміном "конфігурація системи" розуміється наступний набір параметрів кожного каналу: парціальна потужність каналу, швидкість передачі і смуга частот. Конфігурації розраховані на підставі міркувань:

- 1) Потужність каналних символів нормована на 1 Вт
- 2) Швидкість передачі в PD/OFDMA і OFDMA однакові
- 3) Використовується квадратурна модуляція
- 4) Завадостійке кодування не використовується

Складено 2 конфігурації при мультиплексуванні 2-х і 1 конфігурація при мультиплексуванні 3-х користувальницьких каналів. Мультиплексування 4-х і більше каналів вимагає високого відношення сигнал/шум при демодуляції сигналу, тому даний випадок не розглядається. У таблиці 4.5 наведені параметри каналів в використовуваних конфігураціях систем.

Таблиця 4.5 – Основні конфігурації систем

Конфігурація			Розподіл $UE_1/UE_2/UE_3$				
L	K	Метод	F, МГц	P, Вт	R_{QAM}	R_{OFDM}	R_{Σ}
1	2	OFDMA	1.92/1.92	1	8/8	600/600	1200
		PD/OFDMA	3.84	0.938/0.062	4/4	600/600	1200
2	2	OFDMA	3.84/3.84	1	4/8	600/1200	1800
		PD/OFDMA	7.68	0.9/0.1	2/4	600/1200	1800
3	3	OFDMA	2.56/2.56/2.56	1	3/6/12	300/600/1200	2100
		PD/OFDMA	7.68	0.8/0.19/0.01	1/2/4	300/600/1200	2100

Пояснення до таблиці. L – номер конфігурації, K – кількість мультиплексованих каналів, F – канална смуга, P – канална потужність, R_{QAM} – кількість біт в символі квадратурної модуляції (індекс модуляції), R_{OFDM} – кількість каналних біт в одному інформаційному OFDM символ, R_{Σ} – загальна кількість переданих біт в OFDM символі.

4.3 Формування сигналу

4.3.1 Організація каналу зв'язку

Передачу інформації по каналу зв'язку здійснюється кадрами, які складаються з набору послідовних OFDM-символів, що містять мультиплексовані методом PD/OFDMA або OFDMA призначені для користувача дані, синхросигнал SS і опорний сигнал RS. Конструкція кадру приведена на рис. 4.2.

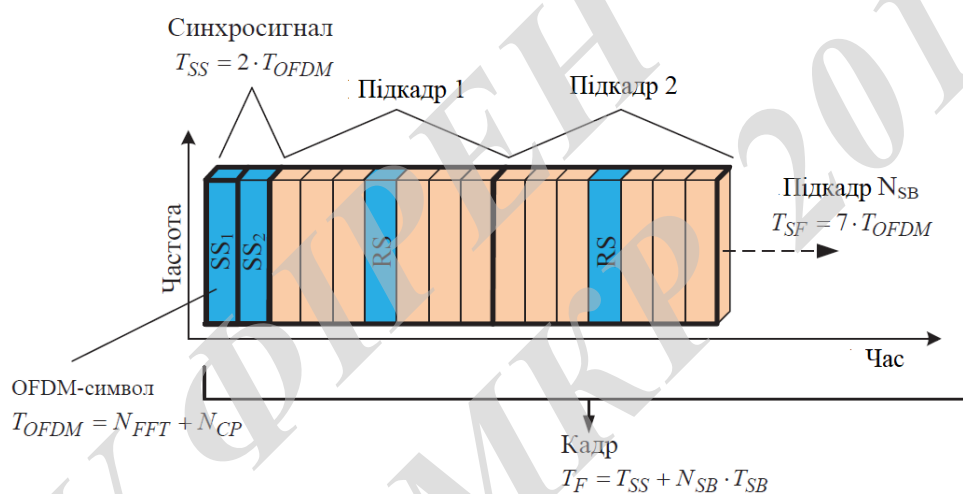


Рисунок 4.2 – Конструкція кадру

Така конструкція кадру дозволяє здійснювати синхронізацію і періодично проводити вимірювання каналу РРВ на всій тривалості кадру. Тривалість кадру T_F складається з суми тривалості синхросигналу T_{SS} і кількості підкадрів $N_{SB} = 20$ тривалістю T_{SB} . Тривалість кожного підкадрів складається з тривалості 7-ми OFDM символів і становить 500 мкс. Тривалість цілого кадру становить $T_F = 10,14$ мс.

Для того, щоб отримати експериментальних характеристики методів мультиплексування без впливу завадостійкого кодування, MIMO і інших сучасних технологій було вирішено використовувати найбільш просту конфігурацію системи. Загальні дані системи наведені в таблиці 4.6.

Таблиця 4.6 – Загальні параметри системи

Антенний режим	SISO
Частота несучої	2.49 ГГц
Завадостійке кодування	Ні
Скремблювання біт	LITE Скремблер
Перемеження піднесуть	Чергування
ЧВР опорного сигналу (щодо всього ЧВР)	14.2%

Загальна схема формування сигналу багатоканальній системі PD/OFDMA, використовуваною в експерименті, представлена на рис. 4.3. Сигнал для системи OFDMA формується за схожим алгоритмом, виключаючи процедури розрахунку каналної потужності і ущільнення каналів по потужності. Формування сигналу синхронізації і опорного сигналу відбувається однакою способом для OFDMA і PD/OFDMA. В системі OFDMA в призначених для користувача каналах після розподілу абонентських каналних символів в спектрі OFDM символу відбувається перемеження піднесуть, ЗШПФ і додавання ЦП.

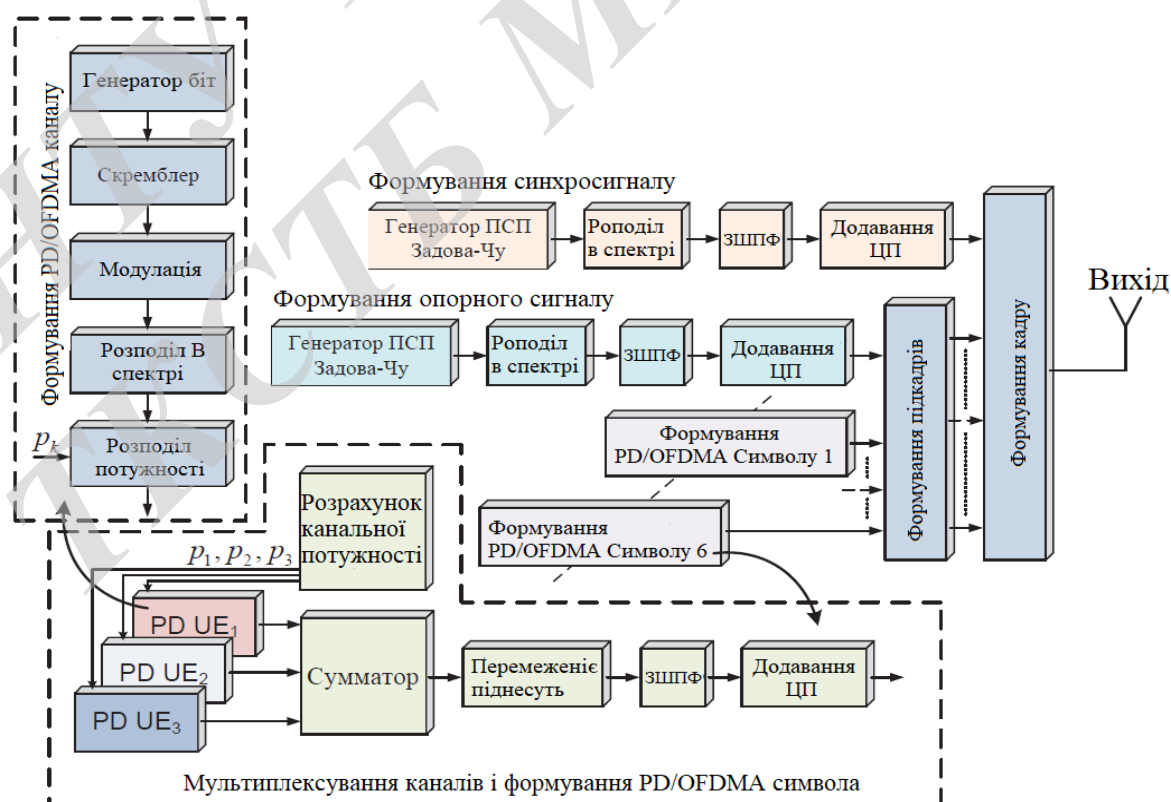


Рисунок 4.3 – Загальна структурна схема формування сигналу

4.3.2 Формування сигналу синхронізації і опорного сигналу

Сигнал синхронізації і опорний сигнал мають однакову структуру і являють собою OFDM-символи, сформовані на основі псевдовипадкової послідовності (ПСП) Задова-Чу, визначеної в частотній області. ПСП Задова-Чу має хорошу характеристику взаємно кореляційних функцій (ВКФ) і автокореляційних функцій (АКФ), що робить її придатною для застосування в процедурі синхронізації [81-84]. Правило формування ПСП Задова-Чу:

$$z(n) = \frac{u \cdot n \cdot (n+1)}{N_{ZC}} \quad n = 1 \dots N_{ZC},$$

де u – корінь ПСП, N_{ZC} – довжина ПСП. Послідовності відрізняються один від одного коренем u . Для формування сигналу синхронізації використовується корінь $u = 35$, а для опорного сигналу $u = 29$. АКФ в часовому і частотному домені, а також діаграма сузір'їв ПСП Задова-Чу представлена на рис. 4.4.

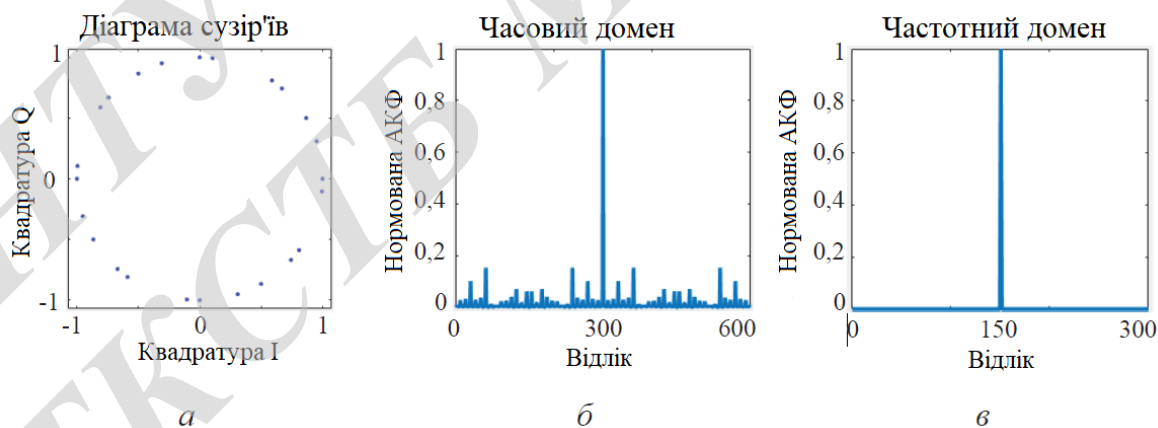


Рисунок 4.4 – *a* – діаграма сузір'їв ПСП Задова-Чу; *б* – АКФ в часовому домені; *в* – АКФ в частотному домені

4.3.3 Скремблювання бітової послідовності

Скремблювання застосовується для перемішування бітової послідовності і усунення групових бітових помилок. Правило скремблювання запозичене зі стандарту LTE [87-89]. Блок біт на вході b_1, b_2, \dots, b_M скремблюється з індивідуальною для кожного абонентського канал послідовністю c_1, c_2, \dots, c_M , утворюючи блок скремблених біт b_1, b_2, \dots, b_M згідно з правилом:

$$\tilde{b}(i) = b(i) \oplus c(i),$$

де $c(i)$ - скремблюється послідовність, яка генерується згідно з правилом:

$$\begin{aligned} c(n) &= x_1(n + N_c) \oplus x_2(n + N_c) \\ x_1(n + 31) &= x_1(n + 3) \oplus x_1(n) \\ x_2(n + 31) &= x_2(n + 3) \oplus x_2(n + 2) \oplus x_2(n + 1) \oplus x_2(n) \end{aligned},$$

де $N_c = 1600$ і перша m -послідовність x_1 (1...31) ініціалізується $x_1(1) = 1$, $x_1(2...31) = 0$, а друга m -послідовність x_2 (1...31) ініціалізується за допомогою випадкового числа C_{init} згідно з правилом:

$$C_{init} = \sum_{i=1}^{31} x_2(i) \cdot 2^i$$

Число C_{init} є індивідуальним для кожного абонентського каналу і формується випадково для кожного наступного OFDM-символу. Щоб де скремблювати прийняте повідомлення на приймальній стороні потрібно зробити ідентичні дії, що і в передавачі:

$$b(i) = \tilde{b}(i) \oplus c(i)$$

4.3.4 Квадратурна модуляція і мультиплексування

Скремблювання бітова послідовність надходить на вхід квадратурного модулятора [90-93]. В експерименті використовуються квадратурна модуляція, індекс модуляції якої залежить від швидкості R (таблиця 4.5): BPSK ($R = 1$), QPSK ($R = 2$), QAM8 ($R = 3$), QAM16 ($R = 4$), QAM64 ($R = 6$), QAM256 ($R = 8$), QAM4096 ($R = 12$).

Метод PD/OFDMA мультиплексування описаний у 2-му розділі роботи. Символи модуляції кожного користувача перемножуються з парціальною потужністю і розподіляються в спектрі OFDM-символу (у всій доступній смузі), після чого відбувається суперпозиція каналних символів і ущільнення по потужності.

При мультиплексуванні за технологією OFDMA каналні символи користувачів розподіляються в своїй частині спектра OFDM-символу (частина смуги), після чого застосовується переміщення піднесуть. У системах зв'язку (наприклад, в LTE) переміщення (переміщення) OFDM піднесуть використовується для того, щоб уникнути групових помилок в разі великого спотворення групи піднесуть на ділянці глибокого провалу АЧХ каналу РРВ (рис. 4.5).

В каналі РРВ можуть виникнути глибокі частотно-селективні завмирання на певній частоті, що призведе до зростання ймовірності помилки демодуляції в одному з каналів. Для усунення цього ефекту застосовується розташування піднесучих користувацьких каналів за правилом чергування. Індеси піднесучих k_{UE_i} каналу користувача UE_i розраховуються згідно з правилом $k_{UE_i} = i : K : N_{SC}$, де N_{SC} – кількість використовуваних (не нульовими) OFDM-піднесучих, а K – кількість мультиплексованих каналів.

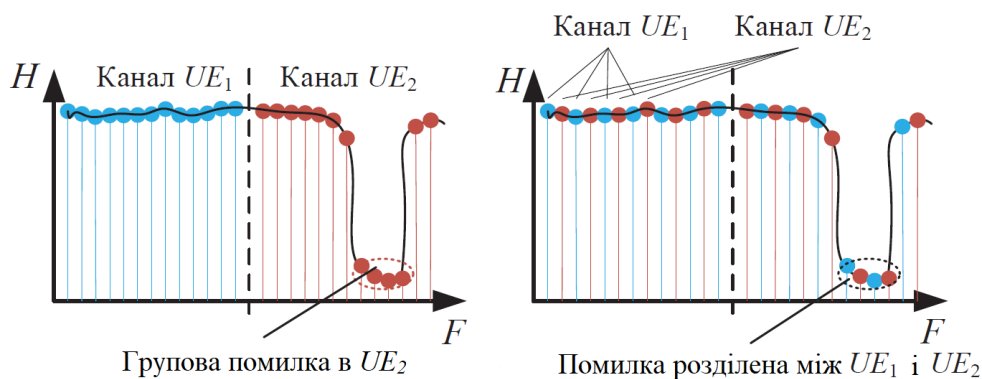


Рисунок 4.5 – перемеженням піднесуть

4.3.5 OFDM модуляція, формування кадру і запис сигналу в генератор

В експерименті використовується кілька типів OFDM-символів, що мають загальну структуру, але різну смугу передачі. Мультиплексовані спектральні звіти розташовуються в центральній частині спектра, при цьому центральна піднесна обнуляється. Кількість тих, що піднесуть, використовуваних для передачі - N_{SC} . Ліворуч і праворуч від інформаційних піднесуть розташовані нульові піднесна, які є захисним інтервалом в частотній області. Набір спектральних відліків надходить в блок ЗШПФ розмірності N_{FFT} , на виході якого формуються часові відліки символу, до яких додається циклічний префікс розмірністю N_{CP} . Розмірність перетворення Фур'є N_{FFT} залежить від використовуваної частоти дискретизації F_s . Структура спектра OFDM зображена на рис. 4.6.

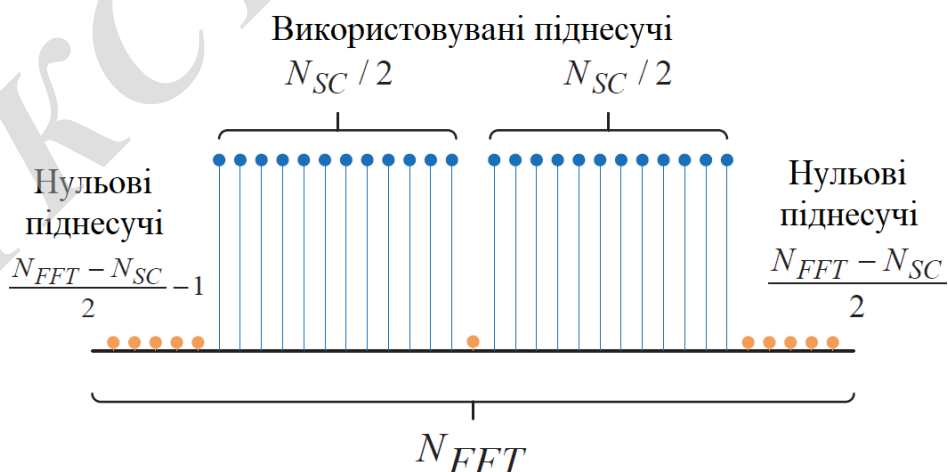


Рисунок 4.6 – Структура спектра OFDM

Тривалість OFDM-символу завжди однакова і становить $T_{\text{OFDM}} = 71,35$ мкс, з яких 4,68 мкс займає циклічний префікс. Частотне відстань між піднесуча так само однаково і становить 15 кГц. В експерименті застосовувалися 4 різних типів OFDM, які наведені в таблиці 4.7.

Таблиця 4.7 - Конфігурації використовуваних OFDM-символів

Тип OFDM	F_s , МГц	N_{FFT}	N_{SC}	N_{CP}
OFDM 1	1.92	128	72	9
OFDM 2	3.84	256	150	18
OFDM 3	7.68	512	300	36
OFDM 4	15.36	1024	600	72

Набір OFDM-символів розподіляється на часової осі згідно з правилом формування кадру (рис. 4.2), який записується в генератор сигналів довільної форми, і, після СВЧ-перетворень, випромінюється в радіоефір.

4.4 Обробка сигналу

В якості приймача використовується векторний аналізатор спектру Rohde&Schwarz FSV, який дозволяє на заданій несучій частоті і з заданою частотою дискретизації оцифрувати квадратурний сигнал. Комплексні сигнальні відліки записуються в масив, розмір якого становить 500000 відліків і містить у собі декілька повних кадрів. Далі масив з даними виду $S_{rv}(n) = I(n) + j \cdot Q(n), n = 1 \dots 500000$ обробляється в платформі Matlab на ПК. Структурна схема алгоритму обробки сигналу представлена на рис. 4.7

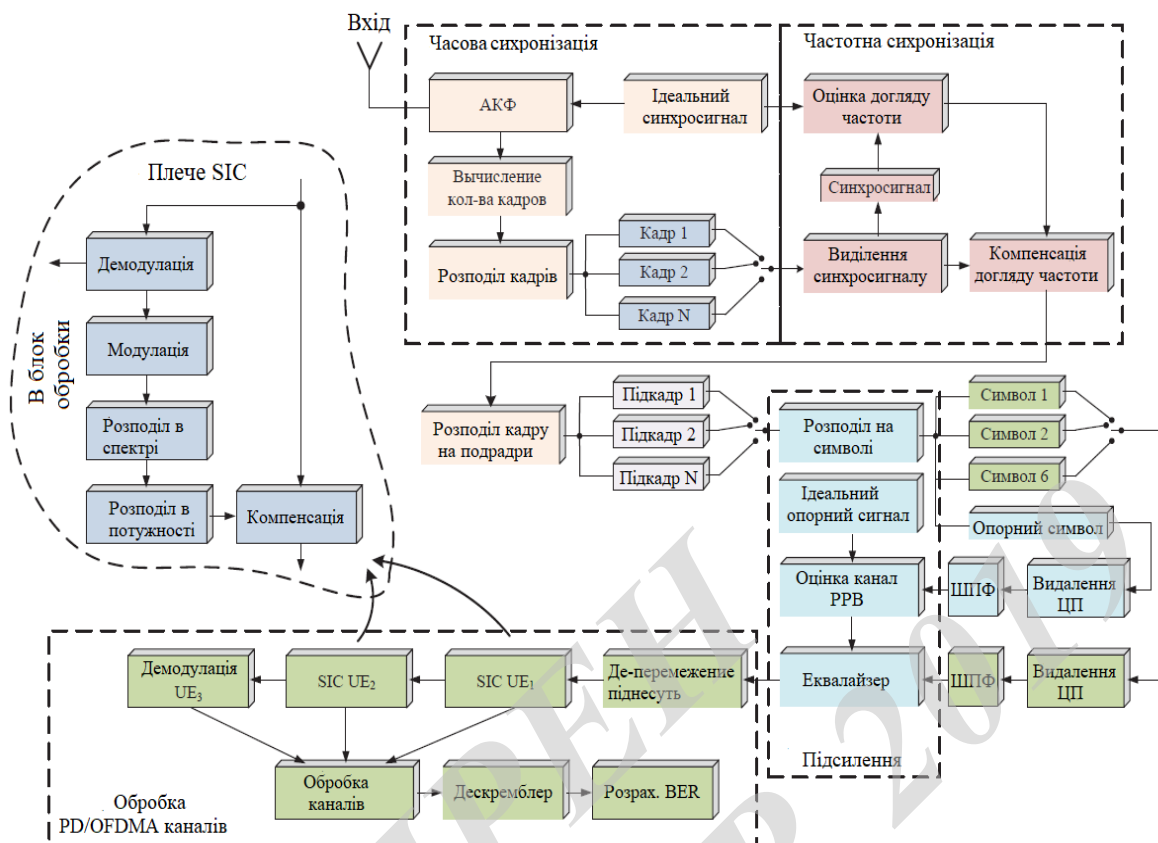


Рисунок 4.7 – Структурна схема алгоритму обробки сигналу

4.4.1 Визначення початку кадру і часова синхронізація

Запис сигнальних відліків в приймачі відбувається не синхронно з початком кадру, тому першочерговим завданням є визначення початку першого кадру і кількість повних кадрів в записаному масиві [94-97]. Початок кадру визначається по піку АКФ прийнятого сигналу S_{rx} і синхросигналу SS_{tx} в часовій області, яку можна записати в такий спосіб:

$$R_{sync} = xcorr[S_{rx}, SS_{tx}],$$

де S_{rx} – вектор сигнальних відліків прийнятого сигналу, SS_{tx} – вектор відліків переданого синхросигналу, $xcorr$ – функція взаємної кореляції.

Результат АКФ зображений на рис. 4.8. По першому піку визначається початок першого кадру, а за кількістю піків обчислюється число записаних повністю кадрів.

З прийнятого сигналу S_{rx} витягується ціле число виявлених кадрів, які обробляються послідовно і незалежно один від одного.

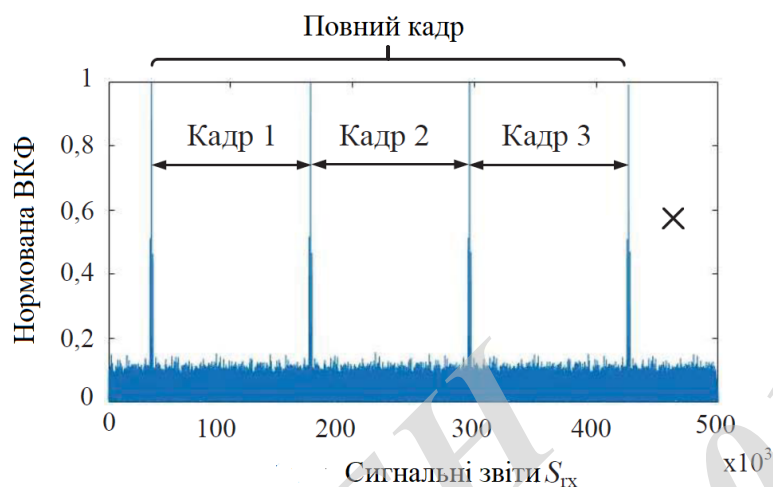


Рисунок 4.8 – Результат кореляції синхросигналів

4.4.2 Оцінка і компенсація розузгодження частоти опорних генераторів передавача і приймача.

Оцінка догляду частоти здійснюється за алгоритмом, описаним в [98]. Обчислюється взаємна кореляційна функція (ВКФ) між першим SS_{rx}^1 і другим SS_{rx}^2 OFDM-символами синхросигналу:

$$R_{ss} = \text{xcorr}[SS_{rx}^1, SS_{rx}^2]$$

Загальний фазовий набіг за період OFDM-символу обчислюється з арктангенса відношення мнимої і реальної частини максимального значення ВКФ:

$$\Delta\Phi = \text{arctg}\left(\frac{\text{Im}[\text{MAX}(R_{ss})]}{\text{Re}[\text{MAX}(R_{ss})]}\right)$$

Визначається фазовий набіг, що припадає на один спектральний відлік:

$$\Delta\varphi = \frac{\Delta\Phi}{N_{FFT} + N_{CP}}$$

Проводиться процедура усунення частотного зсуву для кожного OFDM-символу в кадрі за алгоритмом:

$$S_q(n) = S_{rx}(n) \cdot e^{i \cdot n \cdot \Delta\varphi},$$

де S_q – сигнал після компенсації частотного зсуву, а n – кількість відліків в кадрі. Процедура оцінки і компенсації догляду несучої частоти по синхросигналом наведено на рис. 4.9.

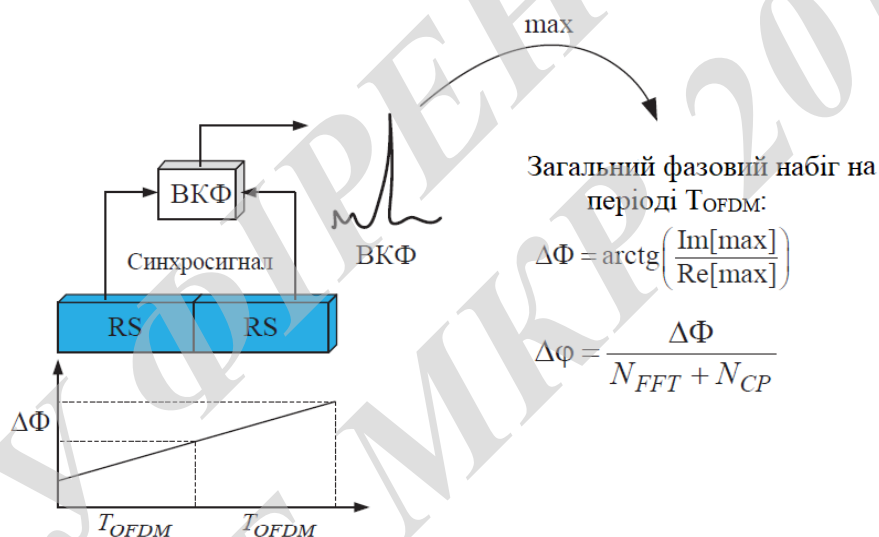


Рисунок 4.9 – Частотна синхронізація

Сигнальне сузір'я, утворене суперпозицією 2-х каналів з QPSK-модуляцією з парціальними потужностями $p_1 = 0,9$ Вт і $p_2 = 0,1$ Вт, до і після компенсації догляду несучої частоти представлено на рис. 4.10.

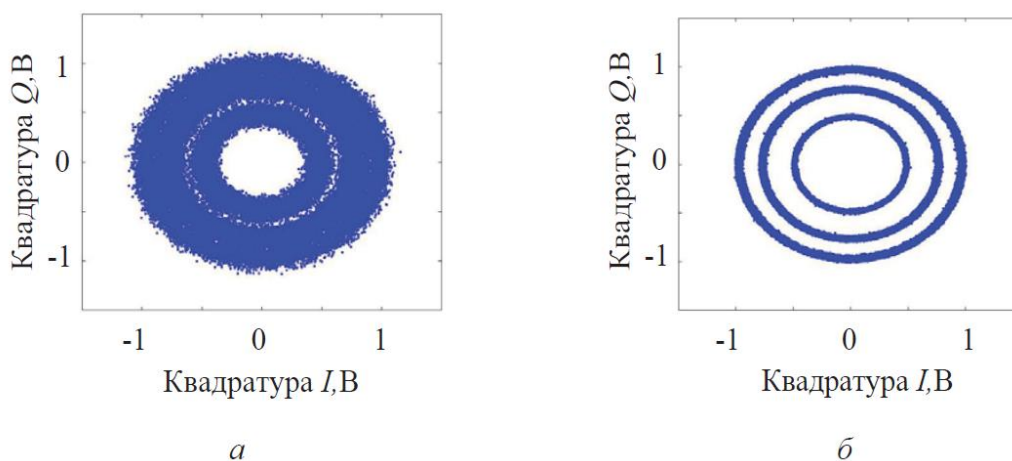


Рисунок 4.10 – Сигнальне сузір'я транспортного сигналу PD-NOMA: *a* – без компенсації догляду несучої частоти; *б* – з компенсації догляду несучої частоти

4.4.3 OFDM демодуляція

Після компенсації догляду несучої частоти кадр розділяється на OFDM-символи, кожен з яких послідовно демодулюється. Процедура демодуляції кожного символу включає в себе видалення циклічного префікса, пряме перетворення Фур'є і видалення із спектру захисних інтервалів і центральної нульовою піднесе. Спектральні відліки прийнятого OFDM символу представлені на рис. 4.11.



Рисунок 4.11 – Спектральні відліки прийнятого OFDM символу

4.4.4 Еквалайзування

Завданням еквалайзера є компенсація спотворень спектру OFDM, які вносить канал передачі. Інформаційні OFDM-символи в підкадрів еквалайзуються по опорному сигналу, який розташований в середині підкадрів [22, 84-86]. Процедура еквалайзування зображена на рис. 4.12.

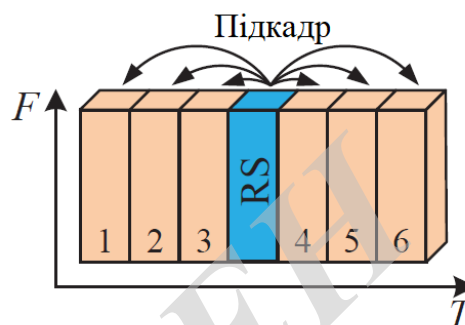


Рисунок 4.12 – Процедура еквалайзування в підкадрів

Оцінка передавальної характеристики каналу H визначається виразом:

$$H = \frac{RS_{rx}}{RS_{tx}},$$

де RS_{rx} – вектор спектральних відліків прийнятого опорного символу, а RS_{tx} – вектор спектральних відліків неспотвореного опорного сигналу. Еквалайзоване спектра OFDM-символу з даними відбувається за алгоритмом:

$$D_{eq}^N = \frac{D_{rx}^N}{H},$$

де D_{rx} і D_{eq} – вектора спектральних відліків прийнятого N -го інформаційного OFDM-символу до і після еквалайзера. Чим далі інформаційний і опорний символи рознесені за часом, тим більше перешкода, яку вносить еквалайзером.

Сигнальне сузір'я, утворене суперпозицією 2-х каналів з QPSK-модуляцією з парціальними потужностями $p_1 = 0,9$ Вт і $p_2 = 0,1$ Вт, до і після еквалайзера представлено на рис. 4.13.

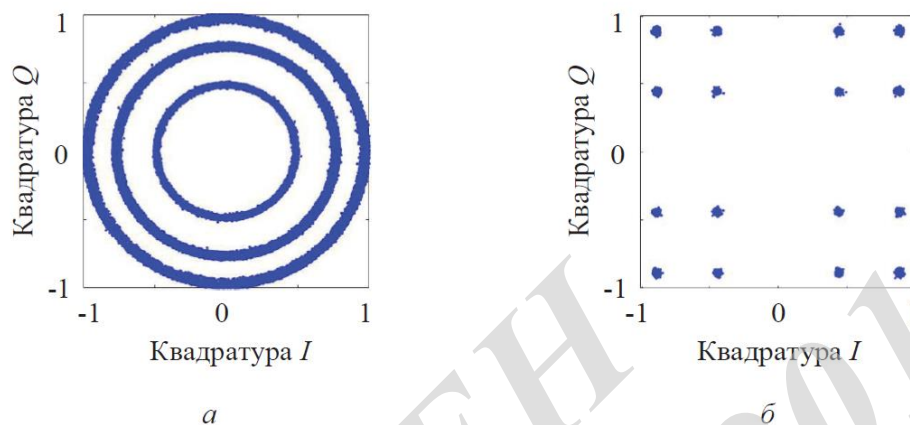


Рисунок 4.13 – Сигнальне сузір'я транспортного сигналу PD-NOMA: *а* - до еквалайзера; *б* - після еквалайзера

4.4.5 Селекція користувальних каналів, SIC-демодуляція і дескремблювання бітової послідовності

Селекція користувальних каналів із спектру OFDM символу відбувається за зворотнім алгоритму каналного мультиплексування. На приймальній стороні відомі індекси піднесуть кожного користувача каналу, тому спектральні відліки кожного абонента витягуються з спектра, об'єднуються в один вектор і надходять в SL-SIC демодулятор. Застосований алгоритм SL-SIC- демодуляції детально розглянуто у 2-му розділі цієї роботи.

Демодульованні біти надходять на вхід дескремблера. Дескремблювання бітової послідовності є ідентичною процедурою скремблювання, застосованої до вже скремблюванні послідовності, яка описана в розділі 4.3.3. Дескремблювання бітова послідовність надходить в блок обчислення ймовірності бітових помилок, в якому порівнюється з бітової послідовністю, яка була згенерована в передавачі.

4.4.6 Оцінка відношення сигнал/шум

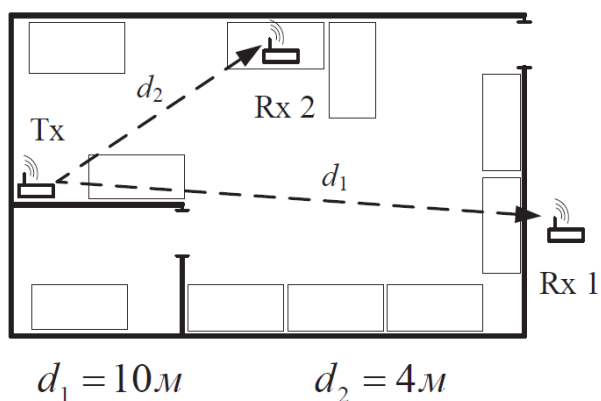
Оцінка відношення сигнал/шум $SINR$ здійснюється на вході демодулятора відповідно до виразу:

$$SINR = 10 \cdot \log\left(\frac{P_{sig}}{\sigma^2}\right),$$

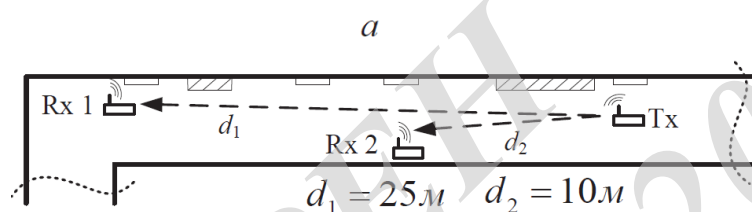
де P_{sig} – потужність каналних символів, нормованих на 1 Вт (на виході модулятора передавача), а σ^2 - дисперсія шуму. Оцінка відношення сигнал/шум проводиться на інтервалі цілого кадру і є усередненою. Так само на неї впливає як адитивна завада, так і помилки еквалайзера.

4.5 Проведення експерименту

Для достовірності експерименту використані 3 різні сценарії каналу РРВ, які зображені на рис. 4.14. У першому сценарії для передачі сигналу використовується коаксіальний кабель довжиною 1 м; у другому сценарії сигнал передається по бездротовому каналу зв'язку (рис. 4.14а), а в третьому сценарії сигнал передається по бездротовому каналу зв'язку в коридорі (рис. 4.14б). Управління відношенням сигнал/шум на вході приймача здійснювалося за допомогою регулювання потужності випромінювання передавача. Таким чином вдалося досягти діапазон зміни ВСШ від 0 до 52,3 дБ. Для обчислення кожного значення BER використовується вибірка кількістю 105 біт.



Сценарій 2



Сценарій 3

б

Рисунок 4.14 – Схема розташування приймача і передавача: а – сценарій 2; б – сценарій 3

Умови сценарію 1 найбільш наближені до умов моделювання (розділ 2). Опорні генератори несучої частоти генератора сигналу і аналізатора спектра не синхронізовані між собою, однак при обробці сигналу неузгодженість частоти оцінюється і компенсується. В іншому можна рахувати, що канал РРВ має плоску АЧХ, а ослаблення мінімально. Схема експериментальної установки для сценарію 1 приведена на рис. 4.15.

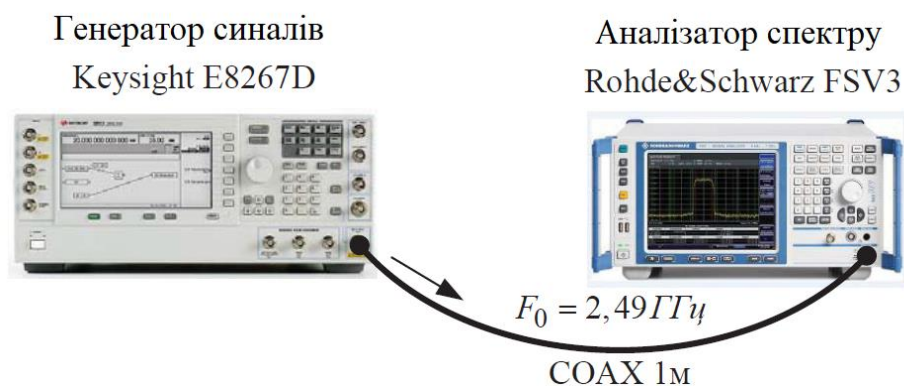


Рисунок 4.15 – Схема експериментальної установки сценарію 1

Умови сценарію 2 і 3 більш наближені до реальних умов розповсюдження сигналу, ніж в сценарії 1. У сценаріях 2 і 3 використано 2 точки прийому, що знаходяться на різній відстані d_1 і d_2 від передавача. Таким чином симулюється ситуація різниці ВСШ в призначених для користувача каналах РРВ. Несуча частота $F_0 = 2,49 \text{ ГГц}$ вибрана виходячи з характеристик приймально-передавальних антен, і щоб виключити перешкоду від діючого Wi-Fi випромінювання радіотехнічного корпусу. Схема експериментальної установки для сценаріїв 2 і 3 наведена на рис. 4.16.

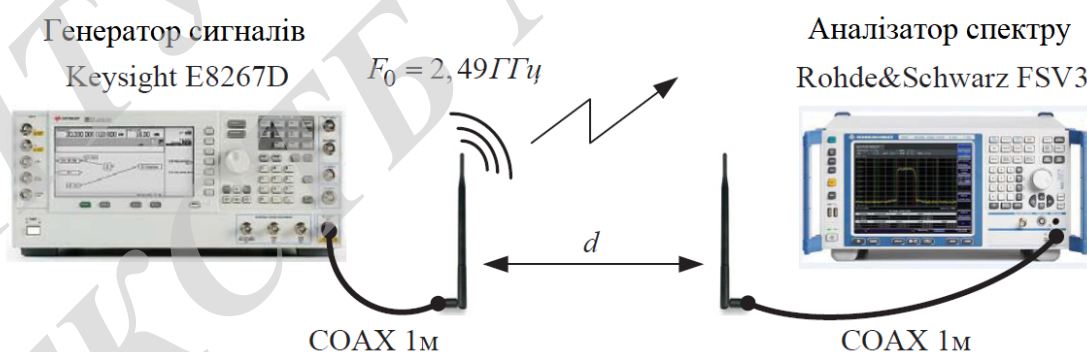
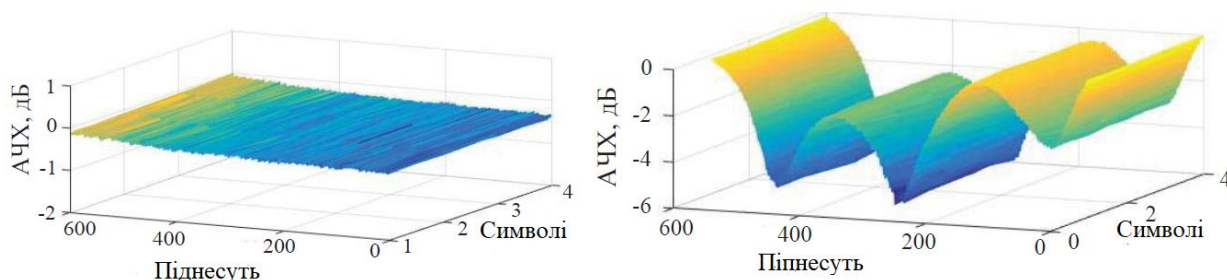


Рисунок 4.16 – Схема експериментальної установки сценаріїв 2 і 3

Характеристику бездротових каналів можна рахувати Райсовской, тому що в точці прийому відбувається інтерференція прямого і відбитого променів. АЧХ проводового каналу має плоский характер, а оцінка АЧХ бездротових каналів при максимальному $SINR$ в смузі 7,68 МГц представлена на рис. 4.17. Максимальне

значення $SINR$, яке вдалося досягти: для сценарію 1 - 52,3 дБ; для сценарію 2 - 45 дБ; для сценарію 3 - 35 дБ.



a

б

Рисунок 4.17 – Нормована АЧХ бездротових каналів: *a* – в межах другий сценарій; *б* – в межах третій сценарій

Канал РРВ в межах другий сценарій володіє плоскою АЧХ, а частотно-селективні завмирання відсутні. АЧХ бездротового каналу в межах третій сценарій має провали 5-6 дБ через частотно-селективних завмирань. При цьому канали є стабільними, тому що АЧХ каналу істотно не змінюється у часі.

4.6 Обговорення результатів експерименту

Розглянемо спільно результати експерименту, моделювання та теоретичного розрахунку. Узагальненою характеристикою ефективності систем зв'язку є коефіцієнт використання каналу по пропускній здатності (інформаційна ефективність), який характеризує реальну швидкість передачі інформації R за відношенню до пропускної здатності C каналу зв'язку [99-102]:

$$\eta = \frac{R}{C} \quad (4.1)$$

Інформаційна ефективність η завжди менше одиниці; чим ближче η до одиниці, тим більш досконалія система. Для оцінки ефективності систем зв'язку вводяться також коефіцієнт використання каналу за потужності (енергетична ефективність):

$$\beta = \frac{R}{P / N_0} \quad (4.2)$$

і коефіцієнт використання каналу за смузі частот (спектральна ефективність):

$$\gamma = \frac{R}{F} \quad (4.3)$$

де P – потужність сигналу, N_0 – спектральна щільність потужності шуму, F – ширина смуги частот, C – гранична пропускна здатність системи. Тоді, виграш інформаційної ефективності k -го каналу PD/OFDMA щодо OFDMA можна знайти за формулою:

$$Q_{\eta}^k = \frac{\eta_k^{PD}}{\eta_k^{FD}} \quad (4.4)$$

де η^{PD} – інформаційна ефективність PD/OFDMA, а η^{FD} – інформаційна ефективність OFDMA. А виграш загальної інформаційної ефективності системи розраховується за формулою:

$$Q_{\eta}^{сум} = \frac{\sum \eta^{PD}}{\sum \eta^{FD}} \quad (4.5)$$

Позначимо змінними w^1 , w^2 і w^3 різницю завадостійкості між PD/OFDMA і OFDMA у 1-му, 2-му і 3-му каналах передачі відповідно. Порівняємо величини

$Q_{\eta}^{сум}$ і w , отримані в ході теоретичного розрахунку, моделювання і експериментального дослідження.

На рис. 4.18 представлено відношення сигнал/шум, при якому досягається швидкість передачі R з ймовірністю бітової помилки $BER = 10^{-5}$ при використанні QAM модуляції в реальній системі. Величиною U позначено значення відношення сигнал/шум $SINR$, при якому досягається ймовірність бітової помилки $BER = 10^{-5}$ з використанням сигнально-кодової конструкції на основі QAM модуляції в каналі зв'язку. Величиною ΔU позначено відставання завадостійкості цього каналу зв'язку від межі Шеннона C . В таблиці 4.8 наведені значення ΔU і U для модуляції QAM при ймовірності бітової помилки $BER = 10^{-5}$.

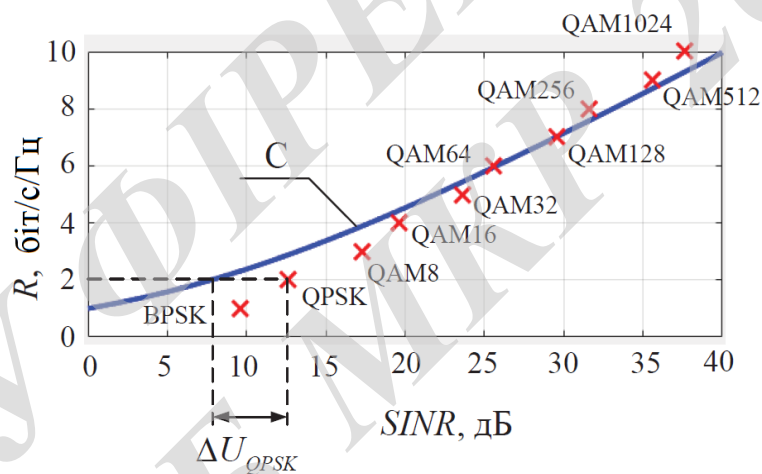


Рисунок 4.18 – Значення $SINR$, при якому досягається $BER = 10^{-5}$ в каналі зв'язку, що використовує сигнально-кодову конструкцію на основі QAM модуляції

Таблиця 4.8 – Значення U і ΔU при $BER = 10^{-5}$

Модул.	BPSK	QPSK	QAM8	QAM16	QAM32	QAM64	QAM128
ΔU , дБ	9,6	4,5	4	1,8	1,7	-0,2	2
U	9,6	12,6	17,3	19,6	23,6	25,6	29,6
Модул.	QAM256	QAM512	QAM1024	X	X	X	X
ΔU , дБ	-1,55	-1	-2,4	X	X	X	X

U	31,6	35,6	37,6	X	X	X	X
-----	------	------	------	---	---	---	---

Розглянемо конфігурацію системи 1, в якій очікується отримати вигравш завадостійкості в обох PD/OFDMA каналах. На рис. 4.19 приведена залежність C ($SINR$), отримана за формулами (2.4 і 2.5) для системи конфігурації 1 (таблиця 4.5). Величини $SINR_T^{1,2PD}$ і $SINR_T^{1,2FD}$ - значення відношення сигнал/шум, при якому очікується забезпечення заданої швидкості передачі R в смузі F з ймовірністю бітової помилки $BER = 10^{-5}$. З урахуванням поправочних значень з таблиці 4.8 $SINR_T^{1PD} = 9,8 + \Delta U_{QPSK} = 14,3$ дБ і $SINR_T^{2PD} = 27,6 + \Delta U_{QPSK16} = 29,5$ дБ, а $SINR_T^{1FD} = \Delta U_{QPSK16} = 19,6$ дБ і $SINR_T^{2FD} = \Delta U_{QPSK256} = 31,6$ дБ. Розрахована енергетична ефективність каналів PD/OFDMA (згідно 4.2) $\beta_T^{1,PD} = 0,148$ і $\beta_T^{2,PD} = 0,009$, а каналів OFDMA $\beta_T^{1,FD} = 0,044$ і $\beta_T^{2,FD} = 0,0055$. Розрахована завадостійкість каналів PD/OFDMA перевершує OFDMA на $w_T^1 = 5,3$ дБ і $w_T^2 = 2,1$ дБ. Інформаційна ефективність каналів PD/OFDMA $\eta_T^{1,PD} = 0,51$ і $\eta_T^{2,PD} = 0,454$, а каналів OFDMA $\eta_T^{1,FD} = 0,36$ та $\eta_T^{2,FD} = 0,42$. Вигравш інформаційної ефективності першому каналі $Q_{\eta T}^1 = 1,43$ і в другому каналі $Q_{\eta T}^2 = 1,08$. Вигравш ефективності інформаційної системи PD/OFDMA щодо OFDMA $Q_{\eta T}^{cum} = 1,24$. Варто відзначити, що дані значення є теоретичним межею з урахуванням зроблених допущень і в реальних умовах пропускна здатність будь-якого каналу при тому ж відношенні сигнал/шум завжди гірше, ніж гранична.

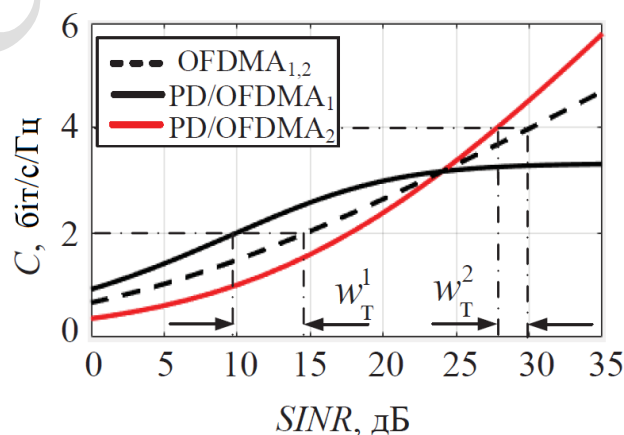


Рисунок 4.19 – Залежність $C(SINR)$ для системи конфігурації 1

На рис. 4.20(a) наведена залежність $BER(SINR)$ для конфігурації системи 1, отримана в результаті моделювання. При пороговому рівні ймовірності бітової помилки $BER = 10^{-5}$ енергетична ефективність PD/OFDMA $\beta_M^{1,PD} = 0,0798$; $\beta_M^{2,PD} = 0,009$ і OFDMA $\beta_M^{1,FD} = 0,0429$; $\beta_M^{2,FD} = 0,005$. Виграш завадостійкості $w_M^1 = 2,7(\text{дБ})$ і $w_M^2 = 2,3(\text{дБ})$. Інформаційна ефективність PD/OFDMA $\eta_M^{1,PD} = 0,4252$; $\eta_M^{2,PD} = 0,4544$ і OFDMA $\eta_M^{1,FD} = 0,3588$; $\eta_M^{2,FD} = 0,4153$, а виграш інформаційної ефективності в першому $Q_{\eta,M}^1 = 1,185$ і другому $Q_{\eta,M}^2 = 1,094$ каналах відповідно. Виграш ефективності інформаційної системи PD/OFDMA щодо OFDMA $Q_{\eta,M}^{сист} = 1,14$

Результат моделювання підтвердив очікування теоретичного розрахунку про наявність виграшу завадостійкості. Різниця в першому каналі між величинами w_T^1 і w_M^1 пояснюється допущенням при розрахунку, яке говорить про те, що перешкода від каналу нижнього рівня представляється у вигляді АБГШ. У моделі перешкода від каналу нижнього рівня являє собою модуляційні QAM-16 символи. Виграш завадостійкості у другому каналі в розрахунку та в моделюванні практично однаковий ($w_T^2 \approx w_M^2$), т.к. перешкодою є тільки АБГШ. Різниця виграшу інформаційної ефективності пояснюється відмінністю завадостійкості першому каналі між розрахунком і результатом моделювання ($w_T^1 \neq w_M^1$).

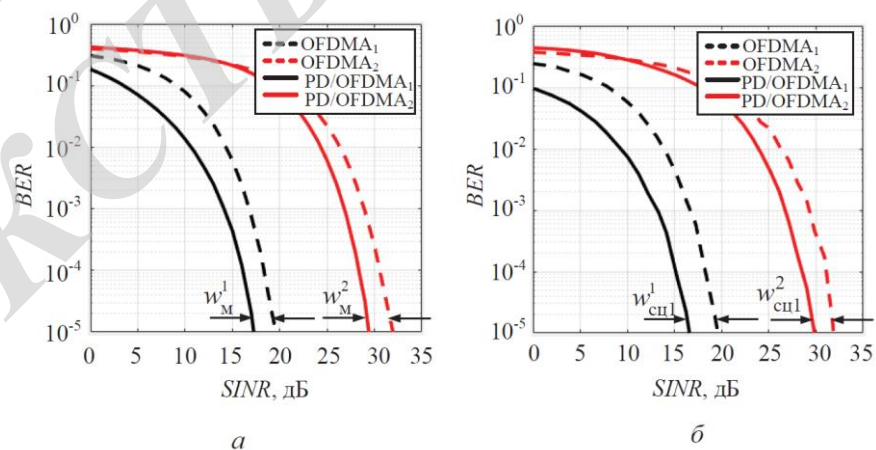


Рисунок 4.20 – Залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 1, отримана в результаті: *a* – моделювання; *б* – експерименту при сценарії 1

На рис. 4.20(б) і 4.21(а,б) наведено залежності $BER(SINR)$ для конфігурації системи 1, отримані в результаті експерименту при сценарії 1, 2 і 3 відповідно. Розраховані значення $Q_{\eta, M}^{сист}$ наведені в таблиці 4.9. Встановлено, що у сценарії 1 $W_{cy1}^1 = 2,9(\partial Б)$ і $W_{cy1}^2 = 2,3(\partial Б)$; у сценарії 2 $W_{cy2}^1 = 3(\partial Б)$ і $W_{cy2}^2 = 2,5(\partial Б)$; у сценарії 3 $W_{cy3}^1 = 4,5(\partial Б)$ і $W_{cy3}^2 = 4,5(\partial Б)$ відповідно. Простежується загальна тенденція виграшу завадостійкості PD/OFDMA та інформаційної ефективності системи у всіх експериментальних сценаріях.

Так як умови моделювання і провідного каналу РРВ (сценарій 1) є практично ідентичними, то очікувано $W_M^1 \approx W_{cy1}^1$ і $W_M^2 \approx W_{cy1}^2$. В бездротовому каналі РРВ (сценарій 2 і 3) простежується збільшення завадостійкості щодо провідного каналу: $W_{cy1}^{1,2} < W_{cy2}^{1,2} < W_{cy3}^{1,2}$. Даний ефект пояснюється тим, що в експерименті PD/OFDMA сигнал виявився найбільш стійким до спотворень, викликаним каналом РРВ і перешкодою від еквалайзера за рахунок більш ефективного розподілу енергетичного ресурсу. У OFDMA використовується менш завадостійка квадратурна модуляція (індекс модуляції в 2 рази вище в кожному каналі, ніж у PD/OFDMA), тому каналні символи більш чутливі до спотворень і різниця завадостійкості w зростає.

Таблиця 4.9 - Розраховані значення виграшу інформаційної ефективності системи і завадостійкості в результаті теоретичного розрахунку, моделювання і експерименту для системи конфігурації 1.

К.1	Розрахунок	Модель	Експ. Сцен. 1	Експ. Сцен. 2	Експ. Сцен. 3
$Q_{\eta}^{сист}$	1,24	2,15	1,17	1,16	1,20
$w^k, (\partial Б)$	$w_T^1 = 5,3$ $w_T^2 = 2,1$	$w_M^1 = 2,7$ $w_M^2 = 2,3$	$w_{cy1}^1 = 2,9$ $w_{cy1}^2 = 2,3$	$w_{cy2}^1 = 3$ $w_{cy2}^2 = 2,5$	$w_{cy3}^1 = 4,5$ $w_{cy3}^2 = 4,5$

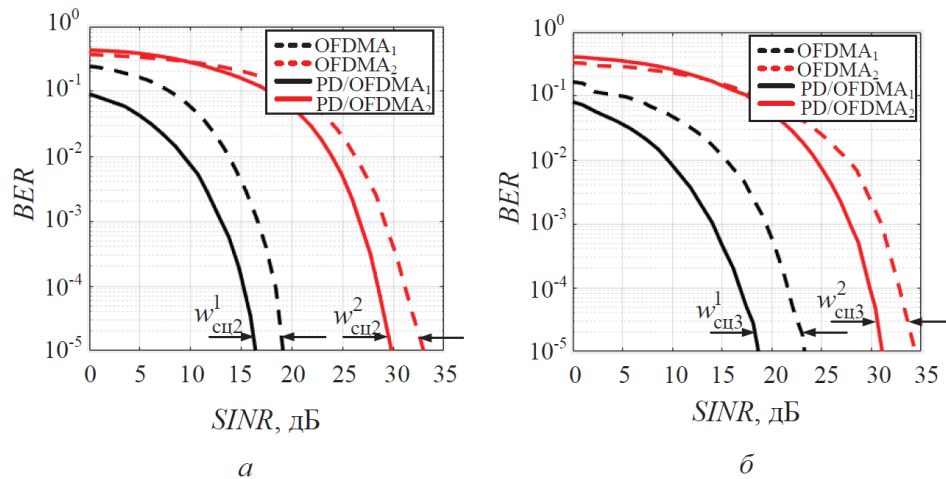


Рисунок 4.21 – Залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 1, отримана в результаті експерименту: a – сценарій 2; b – сценарій 3

Розглянемо конфігурацію системи 2, в якій очікується отримати однакову характеристику завадостійкості каналів PD/OFDMA і OFDMA. Так само очікується, що при моделюванні BER обох каналів буде сходиться, так як в розрахунку при швидкості $C = 4$ біт/с/Гц залежності каналів пересікаються. У точці пересічення з урахуванням поправочних значень з таблиці $SINR_T^{1,2PD} = 31,8$ і $SINR_T^{1,2FD} = 31,6$, тоді $w_T^{1,2} = -0,2(\text{дБ})$. На рис. 4.22 наведена залежність $C(SINR)$, отримана за формулами (2.4 і 2.5) для конфігурації системи 2 (таблиця 4.5).

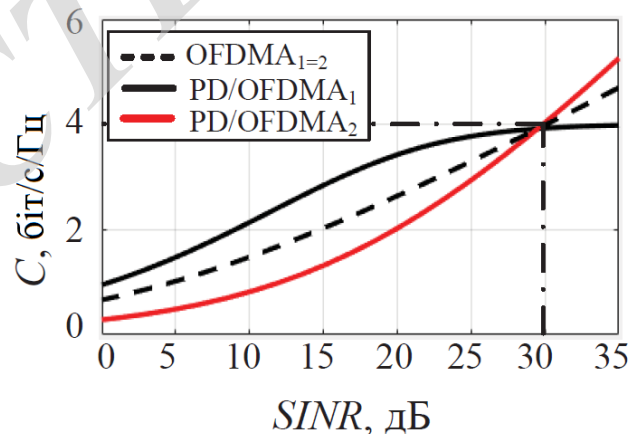


Рисунок 4.22 – Залежність $C(SINR)$ для системи конфігурації 2

На рис. 4.23(*a*) представлена залежність $BER(SINR)$, отримана в результаті моделювання. Результат моделювання практично співпадає з результатом розрахунку $w_M^1 \approx -0,4$ і $w_M^2 \approx -0,5$.

На рис. 4.23(*б, в, г*) представлені залежності $BER(SINR)$, отримані в результаті експерименту. Отримані значення $W_{cu1}^{1,2} = -2(\text{дБ})$, $W_{cu2}^{1,2} = -1(\text{дБ})$, $W_{cu3}^{1,2} = 1(\text{дБ})$. В таблиці 4.10 наведені розраховані значення інформаційної ефективності та виграшу завадостійкості.

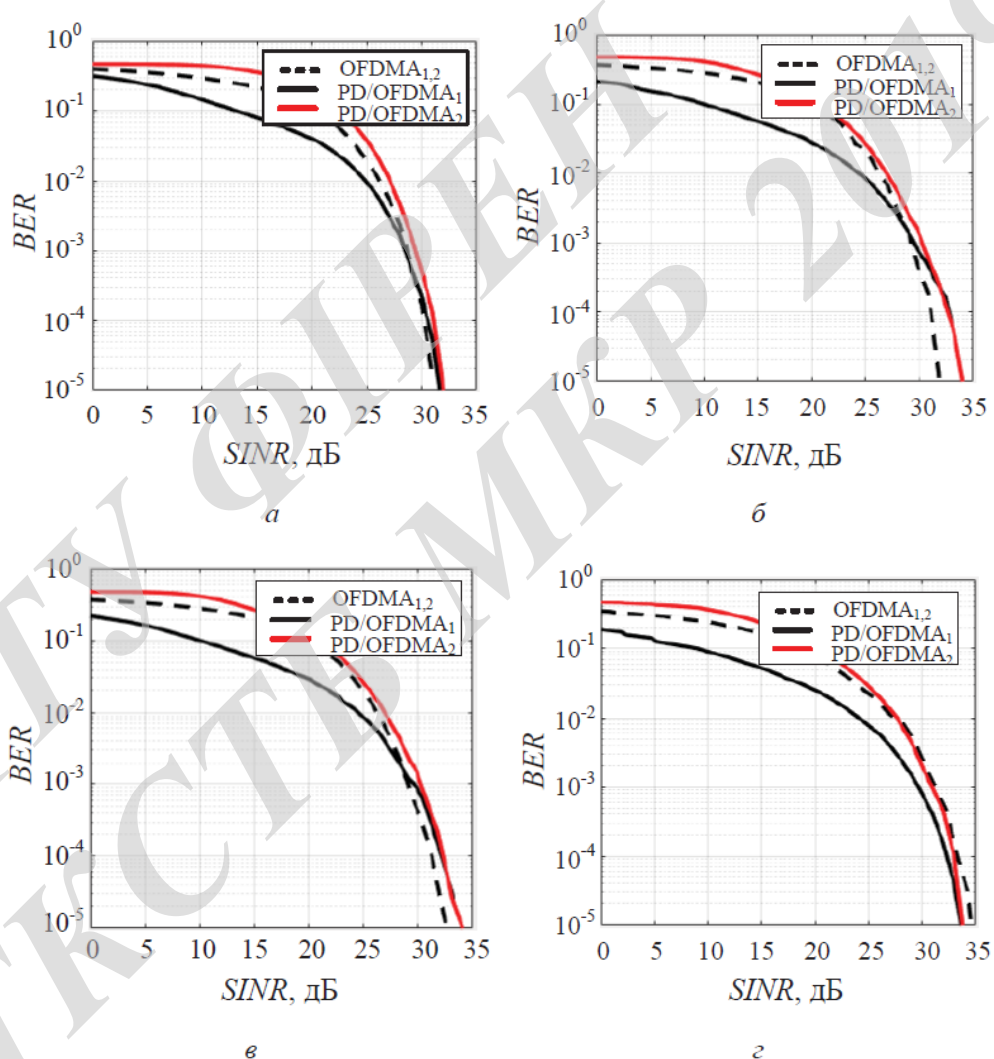


Рисунок 4.23 – Залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 2, отримана в результаті експерименту: *a* – моделювання 2; *б* – сценарій 1; *в* – сценарій 2; *г* – сценарій 3

При відсутності різниці у відношенні сигнал/шум в призначених для користувача каналах передачі застосування методу множинного доступу PD/OFDMA не забезпечує вигравш пропускної здатності. Із залежності (рис. 4.22) видно, що при однаковому відношенні сигнал/шум в каналі PPВ пропускні здатності каналів зв'язку PD/OFDMA і OFDMA однакові. При цьому в розрахунку не враховується помилка компенсації каналу верхнього рівня (PD/OFDMA1) при демодуляції каналу нижнього рівня (PD/OFDMA2) і вважається що компенсація пройшла безпомилково.

Результат моделювання і експерименту (сценарій 1 і 2) показав, що при однаковому відношенні сигнал/шум в каналі PPВ завадостійкість каналів зв'язку PD/OFDMA гірше, ніж OFDMA за рахунок наявності помилки компенсації при SIC-демодуляції. Тому, використання методу множинного доступу з ущільненням по потужності недоцільно в разі малої різниці у відношенні сигнал/шум між мультиплексуваними каналами.

Таблиця 4.10 – Розраховані значення вигравшу інформаційної ефективності системи і завадостійкості в результаті теоретичного розрахунку, моделювання і експерименту для системи конфігурації 2.

К.2	Розрахунок	Модель	Експ. Сцен. 1	Експ. Сцен. 2	Експ. Сцен. 3
$Q_{\eta}^{сист}$	0,99	0,97	0,93	0,96	1,03
$w^k, (\partial Б)$	$w_T^1 = -0,2$ $w_T^2 = -0,2$	$w_M^1 = -0,4$ $w_M^2 = -0,5$	$w_{сч1}^1 = -2$ $w_{сч1}^2 = -2$	$w_{сч2}^1 = -1$ $w_{сч2}^2 = -1$	$w_{сч3}^1 = 1$ $w_{сч3}^2 = 1$

Розглянемо систему конфігурації 3, в якій розглядається мультиплексування 3-х каналів. На рис. 4.24 приведена залежність $C(SINR)$, отримана за формулами (2.4 і 2.5) для системи 2 (таблиця 4.5). З урахуванням поправочних значень з таблиці 4.11 $w_T^1 = 5,2(\partial Б)$, $w_T^2 = 5,1(\partial Б)$, $w_T^3 = 4(\partial Б)$.

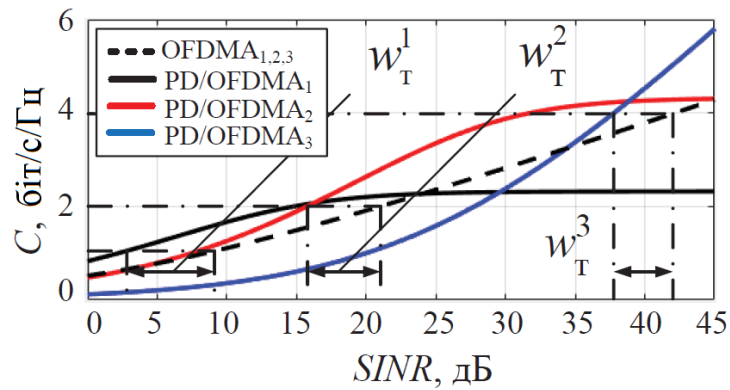


Рисунок 4.24 – Залежність $C(SINR)$ для системи конфігурації 2

На рис. 4.25(a) представлена залежність $BER(SINR)$, отримана в ході моделювання, а значення виграшу завадостійкості в кожному каналі: $w_M^1 = 2,5(\text{дБ})$; $w_M^2 = 2,5(\text{дБ})$ і $w_M^3 = 2,5(\text{дБ})$.

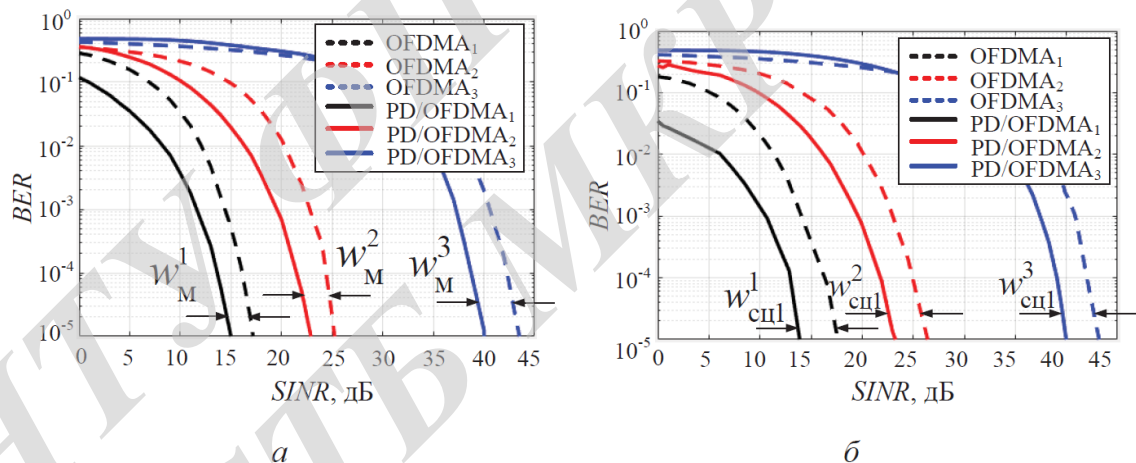


Рисунок 4.25 – Залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 3, отримана в результаті: *a* – моделювання; *б* – експерименту при сценарії 1

На рис. 4.25(б) і 4.26(а,б) представлені залежності $BER(SINR)$, отримані в результаті експерименту для конфігурації системи 3. Удалося зафіксувати наступні значення виграшу завадостійкості: для сценарію 1 $w_{сц1}^1 = 3,5(\text{дБ})$, $w_{сц1}^2 = 3,2(\text{дБ})$ і $w_{сц1}^3 = 4(\text{дБ})$; для сценарію 2 $w_{сц2}^1 = 3(\text{дБ})$, $w_{сц2}^2 = 3,2(\text{дБ})$ і $w_{сц2}^3 = 4,5(\text{дБ})$; для сценарію 3 $w_{сц3}^1 = 4,8(\text{дБ})$, $w_{сц3}^2 = 4,7(\text{дБ})$ а $w_{сц3}^3$ при $BER = 10^{-5}$ встановити не удалось через обмеження максимального $SINR_{\text{max}} = 35$ дБ бездротового каналу в 3-ий сценарі.

Розраховані значення інформаційного виграшу системи PD/OFDMA щодо системи PD/OFDMA $Q_{\eta}^{суст}$ і виграшу завадостійкості в кожному каналі w наведені в таблиці 4.11.

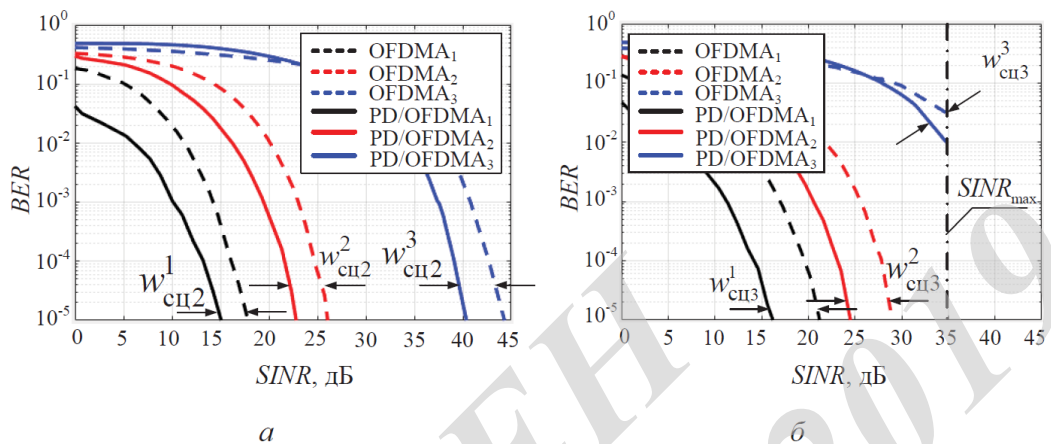


Рисунок 4.26 – Залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 3, отримана в результаті експерименту: *a* – сценарій 2; *б* – сценарій 3

Таблиця 4.11 - Розраховані значення виграшу інформаційної ефективності системи і завадостійкості в результаті теоретичного розрахунку, моделювання і експерименту для системи конфігурації 3

К.3	Розрахунок	Модель	Експ. Сцен. 1	Експ. Сцен. 2	Експ. Сцен. 3
$Q_{\eta}^{суст}$	1,28	1,13	1,16	1,25	1,28
$w^k, (дБ)$	$w_T^1 = 5,2$ $w_T^2 = 5,1$ $w_T^3 = 4$	$w_M^1 = 2,5$ $w_M^2 = 2,5$ $w_M^3 = 4$	$w_{сц1}^1 = 3$ $w_{сц1}^2 = 3,2$ $w_{сц1}^3 = 4,5$	$w_{сц2}^1 = 3$ $w_{сц2}^2 = 3,2$ $w_{сц2}^3 = 4,5$	$w_{сц3}^1 = 4,8$ $w_{сц3}^2 = 4,7$ $w_{сц3}^3 = X$

З результатами розрахунку, моделювання і експерименту можна зробити висновки:

1. Канали зв'язку PD/OFDMA здатні володіти найкращою завадостійкістю і інформаційної ефективністю, ніж канали OFDMA за умови різниці відношення сигнал/шум в призначених для користувача каналах.

2. Різниця значень завадостійкості при розрахунку і моделюванні пояснюється припущенням, зробленим при розрахунку, суть якого в тому, що перешкода від каналів нижнього рівня представляється у вигляді АБГШ.

3. За допомогою теоретичного розрахунку можна намітити прогноз виграшу завадостійкості та інформаційної ефективності.

4. В однакових каналах поширення РРВ метод множинного доступу PD/OFDMA не забезпечує виграш пропускної здатності щодо OFDMA. Канали PD/OFDMA виявляються менш завадостійкими за рахунок наявності ймовірності помилки компенсації при SIC-демодуляції. У цій ситуації застосування PD/OFDMA недоцільно через зменшення завадостійкості і збільшення обчислювальної складності обробки сигналу в порівнянні з OFDMA.

5. Чим складніше канал РРВ, тим більше виграш завадостійкості та інформаційної ефективності здатна забезпечити система PD/OFDMA за рахунок більш ефективного і адаптивного до каналу РРВ розподілу енергетичного ресурсу між каналами.

6. У каналі з частотно-селективними завмираннями (сценарій 3) виграш завадозахищеності становить до 5 дБ в кожному каналі при ймовірності бітової помилки 10⁻⁵ щодо OFDMA

4.7 Висновки

Даної розділу присвячений експериментальному дослідженню завадостійкості каналу зв'язку PD/OFDMA при передачі сигналу в реальних умовах поширення радіохвиль. Наведено методику експерименту і описані алгоритми формування та обробки сигналу. В експерименті було використано кілька конфігурацій систем з різною парціальною потужністю, швидкістю передачі і кількістю мультіплексованих каналів. Використовувалися 3 сценарії поширення радіохвиль: провідний канал, бездротової канал і бездротової канал. Зроблено оцінку АЧХ кожного каналу РРВ.

Отримано очікуваний виграш завадостійкості системи PD/OFDMA щодо OFDMA при однакових швидкостях передачі і однакових параметрах каналу поширення радіохвиль. Різниця виграшу завадостійкості в каналах верхнього рівня, отриманого в розрахунку і моделювання, пояснюється припущенням, зробленим при розрахунку, суть якого в тому, що перешкода від каналу нижнього рівня представляється у вигляді АБГШ.

Інформаційна ефективність системи PD/OFDMA вище, ніж в OFDMA за рахунок більш ефективного розподілу енергетичного і частотно-часового ресурсу між мультиплексованими каналами.

Метод множинного доступу з поділом каналів за потужністю на ортогональних несучих може бути адаптивно застосовано в реальних системах мобільного зв'язку в тому випадку, якщо характеристики каналу поширення радіохвиль дозволяють зробити ущільнення каналів по потужності з наступною компенсацією міжканального перешкоди на приймальній стороні. При цьому досягається збільшення спектральної ефективності системи зв'язку.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Магістерська кваліфікаційна робота присвячена формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю.

Для проведення технологічного аудиту було залучено 3-х незалежних експертів кафедри телекомунікаційних систем та телебачення Вінницького національного технічного університету: Васильківського М. В., Стальченко О. В., Городецької О. С.

Таблиця 5.1 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 48	Високий

В таблиці 5.2 наведено результати оцінювання експертами комерційного потенціалу розробки.

Таблиця 5.2 – Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Васильківський М.В.	Стальченко О.В.	Городецька О.С.
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	3	4

2	3	3	4
3	4	2	2
4	2	2	3
5	2	4	4
6	3	3	2
7	3	2	2
8	4	4	3
9	2	4	3
10	3	3	3
11	4	4	4
12	2	3	4
Сума балів	СБ1=36	СБ2=37	СБ3=38
Середньо-арифметична сума Балів СБ	$\overline{СБ} = \frac{\sum_{i=1}^3 СБ_i}{3} = \frac{36+37+38}{3} = 37$		

Середньоарифметична сума балів за оцінками експертів – 37 балів. Відповідно до таблиці 5.2, рівень комерційного потенціалу розробки – вище середнього.

Проведемо порівняння нової розробки з аналогом, який існує на ринку. В якості аналога для розробки було обрано багатоканальний системи PD/OFDMA.

Основними недоліками аналога є бисока завадостійкість та мала функціональність. В розробці дану проблема вирішується за рахунок використання сучасного алгоритму обробки сигналів та апаратного забезпечення.

В таблиці 5.3 наведені основні техніко-економічні показники аналога і нової розробки.

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості
	Базовий (конкурент)	Новий	
Завадостійкість	100 кГц	20 ГГц	Покращено

Кількість функціональних параметрів	3	6	Покращено
Енергоживання	10 Вт	30 Вт	Покращено

З таблиці 5.3 видно, що нова розробка є кращою аналога за усіма критеріями, в неї більше функціональних параметрів, споживає менше електроенергії, менше завадостійкість.

Крім вище наведених критеріїв в новій розробці є ще такі переваги порівняно з аналогом як: стабільність характеристик у всьому діапазоні умов експлуатації; можливість адаптації до постійно змінюваних умов роботи; модернізація пристрою за рахунок модифікації програмного забезпечення без зміни апаратної частини.

Проведемо оцінку якості продукції, яка є найефективнішим засобом забезпечення вимог споживачів та порівняємо її з аналогом.

Визначимо відносні одиничні показники якості по кожному параметру за формулами (5.1) та (5.2) і занесемо їх у відповідну колонку табл. 5.4.

$$q_i = \frac{P_{Hi}}{P_{Bi}}, \quad (5.1)$$

або

$$q_i = \frac{P_{Bi}}{P_{Hi}}. \quad (5.2)$$

де P_{Hi} , P_{Bi} – числові значення і-го параметру відповідно нового і базового виробів.

Таблиця 5.4 – Основні параметри нової розробки та товару-конкурента

Параметри	Варіанти		Відносний показник якості	Коефіцієнт вагомості параметра
	Базовий (конкурент)	Новий		
Завадостійкість	100 кГц	20 ГГц	5,00	0,3

Кількість функціональних параметрів	3	6	2,00	0,2
Енергоживання	10 Вт	30 Вт	3,00	0,2
Надійність, років	20	30	1,5	0,3

$$q_1 = \frac{100}{20} = 5;$$

$$q_2 = \frac{6}{3} = 2;$$

$$q_3 = \frac{30}{10} = 3;$$

$$q_4 = \frac{30}{20} = 1,5.$$

Відносний рівень якості нової розробки визначаємо за формулою:

$$K_{Я.В.} = \sum_{i=1}^n q_i \cdot a_i, \quad (5.3)$$

$$K_{Я.В.} = 5 \cdot 0,3 + 2 \cdot 0,2 + 3 \cdot 0,2 + 1,5 \cdot 0,3 = 2,95.$$

Відносний коефіцієнт показника якості нової розробки більший одиниці, отже нова розробка якісніший базового товару-конкурента.

Наступним кроком є визначення конкурентоспроможності товару. Конкурентоспроможність товару є головною умовою конкурентоспроможності підприємства на ринку і важливою основою прибутковості його діяльності.

Однією із умов вибору товару споживачем є збіг основних ринкових характеристик виробу з умовними характеристиками конкретної потреби покупця. Такими характеристиками найчастіше вважають нормативні та технічні параметри, а також ціну придбання та вартість споживання товару.

Приблизна ціна нового товару складе 150000 грн. Занесемо ці та інші показники (взяті з попередніх розрахунків) до табл. 5.5.

Таблиця 5.5 – Нормативні, технічні та економічні параметри інноваційного рішення і товару-виробника.

Параметри	Варіанти	
	Базовий (конкурент)	Новий
Завадостійкість	100	20
Кількість функціональних параметрів	3	6
Енергоживання	10	30
Ціна за продукт, тис. грн.	300000	150000

Загальний показник конкурентоспроможності інноваційного рішення (K) з урахуванням вищезазначених груп показників можна визначити за формулою:

$$K = \frac{I_{m.n.}}{I_{e.n.}}, \quad (5.4)$$

де $I_{m.n.}$ – індекс технічних параметрів; $I_{e.n.}$ – індекс економічних параметрів. Індекс технічних параметрів є відносним рівнем якості інноваційного рішення. Індекс економічних параметрів визначається за формулою (5.5)

$$I_{e.n.} = \frac{\sum_{i=1}^n P_{Hei}}{\sum_{i=1}^n P_{Bei}}, \quad (5.5)$$

де P_{Hei} , P_{Bei} – економічні параметри (ціна придбання та споживання товару) відповідно нового та базового товарів.

$$I_{e.n.} = \frac{150000}{300000} = 0,5;$$

$$K = \frac{2,95}{0,5} = 5,9.$$

Зважаючи на розрахунки, можна зробити висновок, що нова розробка буде конкурентоспроможніше, ніж конкурентний товар

5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи

1. Основна заробітна плата – винагорода за виконану роботу відповідно до встановлених норм праці. Вона встановлюється у вигляді тарифних ставок (окладів) і відрядних розцінок для робітників та посадових окладів для службовців. Стаття «Основна заробітна плата робітників» містить витрати на виплату основної заробітної плати робітникам, зайнятим виробництвом продукції.

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників) з розраховується за формулою:

$$Z = \frac{M}{T_p} \cdot t, [\text{грн}], \quad (5.6)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника.

T_p – число робочих днів, $T_p = 22$;

t – число днів роботи розробника.

Розрахунки основної заробітної плати зведемо в таблицю 5.6:

Таблиця 5.6 – Розрахунок основної заробітної плати розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	7850	340	5	1700
Інженер	5000	190	30	5700

Всього:	7400
---------	------

2. До статті «Додаткова заробітна плата» відносяться витрати на виплату виробничому персоналу підприємства додаткової заробітної плати за працю понад установлені норми, заохочувальні виплати за поточну виробничу діяльність, компенсаційні виплати тощо. Звичайно, ці витрати встановлюються у відсотках до основної заробітної плати на підставі відповідних розрахунків на підприємстві:

$$Z_d = 10\% \cdot Z_\Sigma, \quad (5.7)$$

$$Z_d = 11\% \cdot (7400) = 814[\text{грн.}].$$

3. Витрати на соціальні заходи виникають внаслідок здійснення обов'язкової сплати єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування. Відрахування на соціальні заходи здійснюється від суми всіх витрат на оплату праці робітників, зайнятих безпосередньо виробництвом продукції:

$$B_{cs} = (Z_\Sigma + Z_d) \cdot \frac{\beta}{100\%}, \quad (5.8)$$

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

З 1.01.2016 року ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування встановлена залежно від класу професійного ризику виробництва і для бюджетної сфери $\beta=22,0\%$.

$$B_{cs} = (7400 + 814) \cdot \frac{22,0\%}{100\%} = 1807,08[\text{грн.}].$$

4. У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування у загальному можуть бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{C \cdot T}{T_{\text{кор}} \cdot 12} \text{ [грн]}, \quad (5.9)$$

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

$T_{\text{кор}}$ – час користування;

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

Згідно пункту 138.3.3 Податкового кодекса амортизація нараховується на основні засоби вартістю понад 2500 грн.

Всі проведені розрахунки амортизаційних відрахувань заносимо в табл. 5.7.

Таблиця 5.7 – Розрахунок амортизаційних відрахувань

Найменування	Ціна, грн.	$t_{\text{кор}}$ (р)	Термін використання, м.	Сума амортизації
ПК	10000	3	1	194,44
Генератор Keysight E8267D	240000	3	1	8333,33
Векторного аналізатора Rohde&Schwarz FSV3	208000	3	1	7000,56
Антен	8000	3	2	312,5
Всього				15840,88

5. До статті «Паливо та енергія на технологічні цілі» відносяться витрати на всі види палива й енергії, що безпосередньо використовуються у процесі виробництва продукції. У даному випадку будемо враховувати лише витрати на електроенергію. Витрати на енергію визначаються на основі витрат на одиницю продукції та тарифів на енергію за допомогою залежності:

$$B_e = B \cdot P \cdot \Phi \cdot K_{\Pi}, \quad (5.10)$$

де B – вартість 1 кВт енергії, грн. $B = 2,1$ грн/кВт*год;

P – установлена потужність обладнання, кВт.

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, год. $\Phi = 40$ год;

K_{Π} – коефіцієнт використання потужності. $K_{\Pi} = 0,6$.

$$B_e = 2,1 \cdot 0,6 \cdot 40 \cdot 0,6 = 30,24 [\text{грн}].$$

6. Інші витрати $B_{\text{ін}}$ охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати $B_{\text{ін}}$ можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які виконували дану МКНР, тобто:

$$B_{\text{ін}} = (1..3) \cdot (3 + 3_p). \quad (5.11)$$

$$B_{\text{ін}} = 1 \cdot (7400) = 7400 [\text{грн.}]$$

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

$$B = 7400 + 814 + 1807,08 + 30,24 + 7400 = 17451,32 [\text{грн.}]$$

Загальна вартість всієї МКНР визначається за формулою:

$$B_{\text{заг}} = \frac{B}{\alpha} \quad (5.12)$$

$$B_{\text{заг}} = \frac{17451,32}{0,5} = 34902,64 [\text{грн.}]$$

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

$$ЗВ = \frac{B}{\beta}, \quad (5.13)$$

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

Оскільки, робота знаходиться на стадії розробки дослідного зразка, то коефіцієнт $\beta = 0,2$.

Звідси:

$$ЗВ = \frac{34902,64}{0,2} = 174513,2[\text{грн.}].$$

5.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації результатів розробки

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

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta C_o \cdot N + C_o \cdot \Delta N)_i \cdot \lambda \cdot \rho \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (5.14)$$

де ΔC_o – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році.

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

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

C_0 – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

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

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

p – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. $p = 0,25$;

v – ставка податку на прибуток. У 2018 році – 18%.

Припустимо, що при ціні 150000 грн. за одиницю виробу, термін збільшення прибутку складе 3 роки. Після завершення розробки інноваційного рішення і його вдосконалення, можна буде підняти його ціну на 300000 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року – на 15 шт., протягом другого року – ще на 10 шт., протягом третього року – ще на 5 шт.

$$\Delta\Pi_1 = (300000 \cdot 1 + 300000 \cdot 15) \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 819672[\text{грн}];$$

$$\Delta\Pi_2 = [300000 \cdot 1 + 300000 \cdot (15 + 10)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 1580738[\text{грн}];$$

$$\Delta\Pi_3 = [300000 \cdot 1 + 300000 \cdot (15 + 10 + 5)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 - \frac{18}{100}\right) = 1836885[\text{грн}].$$

5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Розрахуємо основні показники, які визначають доцільність фінансування наукової розробки певним інвестором, є абсолютна і відносна ефективність вкладених інвестицій та термін їх окупності. Теперішню вартість інвестицій PV, що вкладаються в наукову розробку приймемо рівну загальним витратам $PV = ZB = 174513,2$ [грн].

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

$$E_{abc} = (ПП - PV), \quad (5.14)$$

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

$$ПП = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t}, \quad (5.15)$$

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

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

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

t – період часу (в роках).

$$ПП = \frac{819672 + 1580738 + 1836885}{1 + 0,2^3} = 2452138,31[\text{грн}];$$

$$E_{abc} = (2452138,31 - 174513,2) = 2277625,11[\text{грн}].$$

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

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

$$E_e = T_{ж} \sqrt[1 + \frac{E_{abc}}{PV}]{} - 1, \quad (5.16)$$

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

$$E_e = \sqrt[8]{1 + \frac{2277625,31}{174513,2}} - 1 = 0,39 = 39\%.$$

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

$$\tau = d + f, \quad (5.17)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні $d = (0,14 \dots 0,2)$;

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

$$\tau = 0,18 + 0,05 = 0,23.$$

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

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

$$T_{OK} = \frac{1}{E_e}; \quad (5.18)$$

$$T_{OK} = \frac{1}{0,39} = 3,22[\text{рік}].$$

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

5.5 Висновки

В даному розділі було оцінено комерційний потенціал розробки і визначення коефіцієнта наукової значимості формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по кожній з статей витрат складе 34902,64 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 174513,2 грн.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Забезпечення захисту працівників під час трудового процесу від небезпечних та шкідливих виробничих факторів, що справляють негативний вплив на життя, здоров'я та працездатність людини, гарантування належних умов праці є основними аспектами безпеки життєдіяльності у виробничому середовищі.

В даному розділі наводиться розгляд шкідливих, небезпечних [103] і уражаючих для людини і навколишнього довкілля факторів, які утворюються при проведенні дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю. Тут розглядаються, зокрема, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела магнітного поля, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

6.1 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Визначаємо для приміщення для проведення дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іб.

У відповідності із [104] допустимі показники температури, відносної вологості та швидкості руху повітря в робочій зоні для холодного та теплого періодів року наведені у таблиці 6.1.

При опроміненні менше 25% поверхні тіла працівника, допустима інтенсивність теплового опромінення – 100 Вт/м^2 .

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони та підлягає систематичному контролю для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці 6.2 додатку.

При використанні ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, які містяться у повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів мають відповідати [105] і приведені в таблиці 6.3 додатку.

З метою встановлення нормованих параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено:

- 1) у приміщенні має бути розміщена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року;
- 2) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

6.1.2 Виробниче освітлення

Для забезпечення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях великі вимоги висуваються щодо якісних та кількісних параметрів освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю, згідно [105] визначаємо, що вони відносяться до IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній та характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *v*.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) та мінімальні значення освітленості для штучного освітлення приведені в таблиці 6.4.

Оскільки приміщення розташоване у м. Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а світлові пройми розташовані за азимутом 270°, то для таких умов КЕО визначатиметься за формулою [105, 106]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (6.1)$$

де e_H – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – порядковий номер групи забезпеченості природним світлом.

Підставляючи відомі значення отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N.b} = 1,5 \cdot 0,85 = 1,28[\%];$$

$$e_{N.c} = 0,9 \cdot 0,85 = 0,77[\%].$$

З метою забезпечення нормативних значень показників освітлення запропоновано такі заходи:

1) за недостатнього природного освітлення у світлу пору доби доповнення штучним завдяки використанню газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) використання штучного освітлення в темну пору доби.

6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого генерує шум та вібрацію, потрібно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Визначено, що приміщення, де відбувається робота з дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється рухомими елементами ЕОМ.

Для попередження травмування працівників від дії шуму він підпадає під нормування. Головним документом стосовно промислового шуму, що діє на території України, є [107], згідно з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не мають бути більшими ніж значення, які наведено у таблиці 6.5. Норми виробничих вібрацій наведено в таблиці 6.6 для локальної вібрації.

З метою покращення віброакустичного клімату у приміщенні запропоновано такі заходи:

- 1) оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання;
- 2) передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

6.1.4 Виробничі випромінювання

Аналіз умов праці показав, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження може містити електромагнітні випромінювання.

Гранично допустимі рівні електромагнітних полів наведені в таблиці 6.1.

Таблиця 6.1 – Гранично допустимі значення електромагнітних полів на робочих місцях згідно [116]

Параметри та одиниці вимірювання	Граничні значення в діапазонах частот					
	1-10 кГц	10-60 кГц	0,06-3 МГц	3-30 МГц	30-50 МГц	50-300 МГц
$E_{Гд}$, В/м	1000	700	500	300	80	
$E_{H_{Гд}}$, $(В/м)^2 \cdot год$	120000	40000	20000	7000	800	
$H_{Гд}$, А/м	75	57	50	–	3,0	–
$E_{H_{H_{Гд}}}$, $(А/м)^2 \cdot год$	675	390	200	–	0,72	–

Для забезпечення захисту та досягнення нормативних рівнів випромінювань необхідно застосовувати екранні фільтри та інші засоби захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат.

Визначимо безпечну відстань від джерела магнітного поля, якщо сила струму $I = 4,6$ А в провіднику (антені) довжиною $L = 10$ м.

Біля джерела ЕМВ виділяють ближню зону (зону індукції), що знаходиться на відстані $r \leq \lambda / 2\pi$, і далеку зону (зону випромінювання), для якої $r > \lambda / 2\pi$, де λ – довжина хвилі, м.

Безпечну відстань від джерела магнітного поля для ближньої зони можна визначити за формулою

$$H_{\text{бл}} = \frac{IL}{4\pi r^2} \text{ [А/м]}, \quad (6.2)$$

звідки

$$r = \sqrt{\frac{IL}{4\pi H_{\text{бл}}}} \text{ [м]}, \quad (6.3)$$

де $H_{\text{бл}}$ – напруженість магнітного поля ближньої зони, А/м;

I – сила струму в провіднику (антені), А;

L – довжина провідника (антени), м.

Для діапазону частот 0,06...3 МГц $H_{\text{ГД}} = 50$ А/м.

Після підстановки відомих значень у формулу (6.3), одержимо:

$$r = \sqrt{\frac{4,6 \cdot 10}{4 \cdot 3,14 \cdot 50}} = 0,2706 \text{ [м]}.$$

6.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Розміщення робочих місць, оснащених ЕОМ здійснюється у приміщеннях з однобічним розташуванням світлових отворів, які обов'язково мають бути оснащені сонцезахисним засобами: жалюзями та шторами [109].

У випадку розміщення робочих місць у приміщеннях з джерелами шкідливих та небезпечних виробничих факторів, вони зобов'язані розташовуватися у абсолютно ізольованих кабінетах з природним освітленням та організованим повітрообміном. Площа, на якій розташовується одне робоче місце для обслуговуючого персоналу, повинна становити не менше $6,0 \text{ м}^2$, об'єм – не менше ніж 20 м^3 , а висота – не менше $3,2 \text{ м}$ [110].

Поверхня підлоги має бути рівною, не слизькою, без вибоїн, мати антистатичні властивості, зручною для вологого прибирання. Забороняється використовувати для оснащення інтер'єру полімери, що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини.

6.2.2 Електробезпека

У середині приміщення, в якому здійснюється робота з дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю, особливу увагу потрібно надати уникненню загрози ураження електричним струмом. У відповідності до [106] це приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (понад 75 %) відносної вологості. Через це безпека використання електрообладнання має гарантуватись рядом заходів, що передбачають застосування ізоляції струмовідних елементів, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [107].

6.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [108] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Дане приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій приміщення, що розглядається наведені в таблиці 6.7. В таблиці 6.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, а також ємністю з піском [109].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Система передачі даних спрямована на забезпечення послугами цифрового зв'язку для різних видів літальних апаратів. У зв'язку з тим, що це має важливе значення для воєнної сфери, то на них можуть справляти значний вплив загрозливі чинники надзвичайні ситуації різного типу і необхідно провести оцінку безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних. До таких НС можна віднести: стихійні лиха (землетруси, блискавка, зливи), а особливо впливовими на РЕА мають іонізуючі випромінювання та ЕМІ. Тому при забезпеченні даних пристроїв слід забезпечити найвищий рівень захисту від тої чи іншої НС, оскільки кожна НС справляє свій вплив на даний пристрій.

Тож, в даній частині розділу необхідно виконати дослідження оцінки безпеки роботи та розробку заходів по підвищенню стійкості роботи багатоканальної

системи передачі даних в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу.

В РЕА застосовуються елементи, до складу яких входять такі матеріали: метали, неорганічні матеріали (в основному діелектрики), провідники і різноманітні органічні сполуки (діелектрики, смоли і т.д.). Серед цих матеріалів метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань, оскільки їм властива висока концентрація вільних носіїв.

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінень створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В результаті опромінення у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробою та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань.

Для інженерної практики найбільший інтерес представляє перший випадок, тобто дослідження безпеки роботи РЕА при перебуванні її в зараженій радіоактивними речовинами місцевості протягом певного часу після випадання радіоактивних речовин у даній місцевості.

ЕМІ ушкоджує напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. Це являє велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших загрозливих чинників. Тому слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних ушкоджень не захищає від впливу ЕМІ. Апаратура може втратити працездатність, знаходячись у надійних захисних спорудженнях.

6.3.1 Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії іонізуючих випромінювань.

За критерій безпеки роботи системи в цих умовах приймається таке граничне значення рівня ($P_{зв}$, Р/год), при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але пристрій буде працювати з потрібною якістю.

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації багатоканальної системи передачі даних, складається таблиця потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента $P_{зв.i}$, що викликають початок зворотних змін. Отримані значення занесемо до таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – Потужність граничної експозиційної дози для багатоканальної системи передачі даних

№	Елементи радіоелектронної системи	$P_{зв.i}$, Р/с	$P_{зв.}$, Р/с
1	Процесори, інтегральні мікросхеми	10^3	10^3
2	Діоди загального призначення	10^4	
3	Транзистори загального призначення	10^4	
4	Мікросхеми	10^5	
5	Конденсатори	10^7	
6	Резистори	10^8	

Визначається елемент, який найбільшою мірою піддається впливу випромінюванням, тобто елемент із мінімальним значенням $P_{зв}$.

$$P_{зв} = 10^3 \text{ Р/с}$$

В якості критерію стійкості роботи РЕА використовується граничне значення рівня іонізуючих випромінювань:

$$P_{гр} = K_{над} \cdot P_{зв} \cdot K_{посл}, \quad (6.4)$$

де $P_{зв}$ - рівень радіації незворотних змін пристрою в цілому;

$K_{над}$ - коефіцієнт надійності ($K_{над} = 0,9 \div 0,95$);

$K_{посл}$ - коефіцієнт послаблення.

$$P_{гр} = 0,95 \cdot 10^3 \cdot 2 = 7,6 \text{ [P/c]}.$$

З наведеної таблиці слідує, що мінімальні значення граничних рівнів радіації елементів, при яких в елементній базі можливі необоротні зміни мають інтегральні мікросхеми великої ступені інтеграції та мікропроцесори – $P_{зв} = 10^3$, $K_{посл} = 2$.

Визначаємо допустимий час роботи пристрою:

$$t_{доп} = \left(\frac{D_{гр} \cdot K_{осл} + 2 \cdot P_1 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot P_1} \right)^2, \quad (6.5)$$

$$t_{доп} = \left(\frac{10^3 \cdot 2 + 2 \cdot 7,6 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 7,6} \right)^2 = 17313 \text{ [год]}.$$

Таким чином, допустимий час роботи багатоканальної системи передачі даних складатиме 17313 годин при максимальному рівні радіації 7,6 P/c.

6.3.2 Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії електромагнітного імпульсу.

За критерій безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах дії електромагнітного імпульсу можна прийняти коефіцієнт безпеки:

$$K_6 = 20 \lg \frac{U_d}{U_r} \geq 40 \text{ [дБ]},$$

де U_d – допустиме коливання напруги живлення (для мікросхем 5 В);

U_r – напруга наведена за рахунок електромагнітних випромінювань у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах, В.

Допустимі коливання напруги живлення:

$$U_d = U_{ж} + \frac{U_{ж}}{100} * N = 5 + \frac{5}{10} = 5,25 [В]$$

В зв'язку з тим, що окремі елементи приладу можуть мати різні значення коефіцієнтів безпеки, то стійкість роботи системи в цілому визначається мінімальним значенням коефіцієнта безпеки.

З рівняння (5.1) визначаємо:

$$U_r = \frac{U_d}{10^{20}} = \frac{5,25}{100} = 0,05 [В]$$

Прийmemo максимальну довжину горизонтальних струмопровідних частин $l_r=0,58$ м. Тоді горизонтальна складова напруженості електричного поля визначається за формулою:

$$E_r = U_r / l_r = 0,05 / 0,58 = 0,09 [В/м]$$

Звідси вертикальна складова напруженості буде $E_v=90$ В/м.

Таким чином, робота багатоканальної системи передачі даних можлива у випадку, якщо не перевищується значення вертикальної складової напруженості електричного поля 90 В/м.

6.3.3 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних в умовах НС.

З метою зменшення негативного впливу на багатоканальному систему передачі даних можна використати наступні методи.

Для захисту розробки, як і любых радіоелектронних пристроїв від дії іонізуючих випромінювань можна використати алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багат шарові матеріали. Також для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній вітчизняний метод, що полягає в захисному покритті радіоелектронної апаратури, що розміщується на поверхнях даних елементів, які піддаються впливу іонізуючого випромінювання, відмінним тим, що захисне покриття виконане у вигляді наноструктури, яка включає сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці, або утворює її захисний шар.

Найкращим для захисту від електромагнітного імпульсу є захищене пасивним, металевим екраном приміщення, в якому розміщена радіоелектронна апаратура. Оскільки такий захист в ряді випадків неможливо виконати, то використовуються менш надійні засоби захисту, такі як струмопровідні сітки та плівкові покриття вікон, стільникові металеві конструкції для повітрозбірників та вентиляційних отворів і контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Також для захисту кабельних вводів використовують в їх конструкції фільтри та встановлення вбудованих зенерівських діодів.

В ході виконання було розглянуто вплив іонізуючого випромінювання та ЕМІ на компоненти схеми, виконано розрахунки з яких видно, що ні один з класів елементів схеми не зазнає більшого впливу за граничне значення, також розраховано термін безпечної роботи системи, який складає 17313год. Що стосується впливу електромагнітного імпульсу, то з урахуванням необхідного рівня коефіцієнта безпеки було розраховано значення напруженості електричного

поля. Для підвищення безпеки роботи багатоканальної системи передачі даних наведено основні заходи боротьби з впливом загрозливих чинників НС.

6.4 Висновки

Під час написання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення безпечної відстані від джерела магнітного поля, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження формування та обробки сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВИСНОВКИ

Актуальність дослідження, проведеного в ході магістерської роботи, полягає в необхідності підвищення ефективності використання частотно-часового ресурсу в майбутніх бездротових мобільних системах зв'язку широкопasmового доступу.

Розглянуто метод неортогональної множинного доступу з поділом призначених для користувача каналів по потужності PD-NOMA, який здатний забезпечити вигаш пропускну здатності багатоканальної системи в порівнянні з використовуваними в даний час ортогональними методами множинного доступу в разі, якщо мультиплексуванні канали мають різний один від одного відношення сигнал/шум.

Розглянуто метод SIC-демодуляції, який застосовується для демодуляції PD-NOMA сигналу. Отримано оцінку обчислювальної складності процедури демодуляції каналів PD-NOMA щодо OFDMA. Проведено порівняння SIC-компенсації на рівні каналних символів і компенсації на рівні кодового слова.

Однією з основних проблем застосування PD-NOMA в реальних системах зв'язку є складність практичної реалізації ущільнення по потужності великої кількості каналів. Це пов'язано як з підвищенням обчислювальних витрат при обробці сигналу, так і зі складністю розрахунку парціальної потужності.

Рішенням даної проблеми може бути додаткове ущільнення каналів по частоті і (або) часу. Вигідним рішенням є застосування методу PD-NOMA на основі методу OFDMA.

Запропоновано алгоритм формування та обробки сигналів множинного доступу з поділом каналів за потужністю на ортогональних несучих PD/OFDMA, який дозволяє збільшити пропускну здатність системи багатоканального зв'язку.

Показано, що вигаш пропускну здатності безпосередньо залежить від методу розрахунку парціальної потужності мультиплексуваних методом PD-NOMA каналів. Запропоновано два методи розрахунку парціальної потужності, які забезпечують:

1. Розрахунок парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної здатності каналів і мінімізації загальної потужності випромінювання.
2. Розрахунок парціальної потужності без урахування необхідної пропускної здатності каналів при фіксованій загальній потужності випромінювання.

В ході експериментального дослідження зафіксовано вигравш завадостійкості системи PD/OFDMA щодо OFDMA при однакових швидкостях передачі і однакових параметрах каналу РРВ. Експериментально підтверджена ефективність методу мультиплексування PD/OFDMA і запропонованих методів формування і обробки PD/OFDMA сигналів.

Метод множинного доступу з поділом каналів за потужністю на ортогональних несучих може бути адаптивно застосовано в реальних системах мобільного зв'язку в тому випадку, якщо характеристики каналу поширення радіохвиль дозволяють зробити ущільнення каналів по потужності з наступною компенсацією міжканального перешкоди на приймальній стороні. При цьому досягається збільшення спектральної ефективності системи зв'язку.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ.; под ред. А. В. Назаренко. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.
2. Marcus M. J. 5G and "IMT for 2020 and beyond" [Spectrum Policy and Regulatory Issues] // IEEE Wireless Communications. – 2015. – Vol. 22. – №. 4. – PP. 2-3.
3. Soldani D., Manzalini A. Horizon 2020 and beyond: on the 5G operating system for a true digital society // IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2015. – Vol. 10. – № 1. – PP. 32-42.
4. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project/ A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun et al. // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52. – № 5. – PP. 26–35.
5. 5G Vision, Enablers and Challenges for NGMN the Wireless Future/ Outlook visions and research directions for the Wireless World, 2015, No 16, V 0.1 / 2015-04 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.wwrf.ch/files/wwrf/content/files/publications/outlook/Outlook16.pdf> (Дата обращения 21.10.2016).
6. View on 5G Architecture (white paper) // 5G PPP Architecture Working Group. – 2016. – 61 p. 7. 5G Network Architecture Design В. О. Возможности технологии 5G для создания сетей широкополосного беспроводного доступа в малых и средних населенных пунктах. Презентация Региональный семинар МСЭ для стран СНГ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf, свободный (дата обращения 12.01.2017).
8. Тихвинский В. О., Бочечка Г. С. Концептуальные аспекты создания 5G // Электросвязь. – 2013. – №. 10. – С. 29-34.

9. Rogozhnikov E. V. Full duplex wireless communication system, analog and digital cancellation, experimental research / E.V. Rogozhnikov, A.S. Koldomov, D.A. Pokamestov, Ya. V. Kryukov // Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference on. – 2017. – PP. 1–5.
10. P. Wang, J. Xiao Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems // IEEE Veh. Technol. Mag. – 2006. – Vol. 1. – № 3. – PP. 4- 11
11. Покаместов Д.А. Обнаружение OFDM сигналов с периодической преамбулой / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2014». – Томск: В-Спектр, 2014. – Ч. 2. – С. 58–60.
12. Покаместов Д.А. Регистратор OFDM сигналов на базе ПЛИС ALTERA / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, А.В. Максимов // Многоядерные процессоры, параллельное программирование, ПЛИС, системы обработки сигналов. Сборник научных статей Всероссийской научно-практической конференции. – Барнаул, 2015. – С. 58-63.
13. Покаместов Д.А. Расчет зон обслуживания кластера базовых станций систем сотовой связи при заданном распределении абонентов / Д.А. Покаместов, В.А. Кологривов, Г.П. Бабур-Карателли, Я.В. Крюков // Вестник СИБГУТИ, 2017. – №2. – С. 26–34.
14. Майков Д. Ю. Оценка сдвига частоты для процедуры Initial Ranging в системе «мобильный WiMax» / Д.Ю. Майков, А.Я. Демидов, Н.А. Каратаева, Е.П. Ворошилин // Доклады ТУСУР. – 2011. – № 2(24). – Ч. 1. – С. 59–63.
15. Крюков Я.В. Модель фазового шума с учетом спектральной маски синтезаторов частоты и генераторов сигнала / Я.В. Крюков Д.А. Покаместов, Е.В. Рогожников / Известия Томского политехнического университета. Информационные технологии. – 2014. – Т. 325. №5. – С. 54-61.

16. Майков Д. Ю. Алгоритмы оценки параметров символьной и частотной синхронизации в мобильных OFDM-системах радиосвязи. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – 2014, 133 с.
17. 3GPP TS 36.211 version 12.4. 0 Release 12, Access, Evolved Universal Terrestrial Radio, Physical channels and modulation. – 2014.
18. Sesia S. LTE-the UMTS long term evolution: from theory to practice. – John Wiley & Sons. – 2011. – 792 p.
19. Cosnes J. et al. Long term evolution of disease behavior of Crohn's disease //Inflammatory bowel diseases. – 2002. – Vol. 8. – №. 4. – PP. 244-250.
20. Mehlführer C. Simulating the long term evolution physical layer //Signal Processing Conference, 2009 17th European. – IEEE, 2009. – PP. 1471-1478.
21. Жунисбеков Д. Применение зондирующего опорного сигнала для эквалайзирования в системе LTE / Жунисбеков Д., Крюков Я.В. // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2016», 15–17 мая 2016 г., г. Томск, Ч. 1 С. 289-292.
22. Крюков Я.В., Ушарова Д.Н., Вершинин А.С., Эквалайзирование канала данных системы LTE с частотно-селективными замираниями и аддитивным гауссовым шумом, Молодой ученый. — 2015. — №10. — С. 244-247.
23. Крюков Я.В., Покаместов Д.А., Рогожников Е.В. Помехоустойчивость канала управления системы LTE, Технологии и средства связи. — 2016. — №4. — С. 54- 57
24. Bansal S., Upadhyay R. Performance improvement of Wi-Max IEEE 802.16 e in presence of different FEC codes //Computational Intelligence, Communication Systems and Networks, 2009. CICSYN'09. First International Conference on. – IEEE, 2009. – PP. 226-229.
25. Andrews J. G., Ghosh A., Muhamed R. Fundamentals of WiMAX: understanding broadband wireless networking / J. G. Andrews, A. Ghosh, R. Muhamed // Pearson Education. – 2007. – 496 p.

26. Покаместов Д.А. Разработка модели генератора сигналов системы WiMAX / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков // Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2013». – Томск: В-Спектр, 2013. – Ч. 2. – С. 96–99.
27. Ghosh A. Broadband wireless access with WiMax/802.16: current performance benchmarks and future potential //IEEE communications magazine. – 2005. – Vol. 43. – №2. – PP. 129-136.
28. Yang Y. Relay technologies for WiMAX and LTE-advanced mobile systems //IEEE Communications Magazine. – 2009. – Vol. 47. – №10. – PP. 13-18.
29. Al-Imari M. Uplink non-orthogonal multiple access for 5G wireless networks / M. Al Imari, P. Xiao, M. A. Imran, and R. Tafazolli // Proc. Int. Symposium on Wireless Commun. Syst. (ISWCS). – 2014. – PP. 781–785.
30. M. Al-Imar Low density spreading for next generation multicarrier cellular systems // Proc. IEEE Int. Conf. Future Commun. Networks (ICFCN). – 2012. – PP. 52–57.
31. Nikopour H. Sparse code multiple access / H. Nikopour, H. Baligh // 2013 IEEE 24th Annual International Symposium on Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC). – 2013. – PP. 332–336.
32. Nikopour H. SCMA for downlink multiple access of 5G wireless networks / H. Nikopour, E. Yi, A. Bayesteh et al. // Global Communications Conference (GLOBECOM), 2014 IEEE. – 2014. – PP. 3940—3945.
33. Покаместов Д.А. Формирование и обработка сигналов множественного доступа с разреженным кодом / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков, и др. // Электросвязь. – 2016. – №10. – С. 56–61.
34. Покаместов Д.А. Влияние формирующих матриц на помехозащищенность каналов связи с множественным доступом на основе разреженных кодов / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 3. – С. 65-69.

35. Pokamestov D.A. Dynamically changing SCMA codebooks / D.A. Pokamestov, A.Ya. Demidov, Ya.V. Kryukov, E.V. Rogozhnikov // Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference on. – 2017. – PP. 1-4.
36. Покаместов Д.А. Множественный доступ с разреженным кодом / Д.А. Покаместов, А.Я. Демидов, Я.В. Крюков // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. – 2016. – Т. 4. – С. 693-700.
37. Benjebbour A. Concept and practical considerations of non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access / A. Benjebbour, Y. Saito, Y. Kishiyama, A. Li, A. Harada, T. Nakamura // Proc. Int. Symp. Intelligent Signal Process. Commun. Syst. (ISPACS). – 2013. – PP. 770-774.
38. D. Tse, P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication // Cambridge. – The UK: Cambridge University Press. – 2005.
39. Chen S. Pattern Division Multiple Access—A Novel Nonorthogonal Multiple Access for Fifth-Generation Radio Networks / S. Chen, B. Ren, Q. Gao et al. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 2017. – Vol. 66. – №. 4. – PP. 3185–3196.
40. Choi B. J. Crest-factor study of MC-CDMA and OFDM / B. J. Choi, E. L. Kuan, L. Hanzo // Vehicular Technology Conference, 1999. VTC 1999-Fall. IEEE VTS 50th. – 1999. – Vol. 1. – PP. 233-237.
41. Abe T., Matsumoto T. Space-time turbo equalization in frequency-selective MIMO channels // IEEE Trans. Veh. Technol. – 2003. – Vol. 52. – №3. – PP. 469-475.
42. Alias M. Multiple-antenna-aided OFDM employing genetic-algorithm-assisted minimum bit error rate multiuser detection / Alias M.Y., Chen S., L. Hanzo // IEEE Trans. Veh. Technol. – 2005. – Vol. 54. – №5. – PP. 1713–1721.
43. Hanzo L. Evolutionary algorithm assisted joint channel estimation and turbo multiuser detection/decoding for OFDM/SDMA / L. Hanzo, S. Chen, J. Zhang, X. Mu // IEEE Trans. Veh. Technol. – 2014. – Vol. 63. – №3. – PP. 1204–1222.

44. Hojeij M. Resource allocation in downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) for future radio access // Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st. – 2015. – PP. 1-6.
45. Parida P., Das S. S. Power allocation in OFDM based NOMA systems: A DC programming approach // Globecom Workshops (GC Wkshps), 2014. – 2014. – PP. 1026-1031.
46. Покаместов, Д. Концепция физического уровня систем связи пятого поколения / Д.А. Покаместов, Я.В. Крюков, Е.В. Рогожников, Р.Р. Абенов, А.Я. Демидов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2017. – Т. 60, N 7. – С. 367-382.
47. Krukov Ya. V., Rogozhnikov E.V., Shibelgut A.A., Multirate wideband communication channel, Control and Communication (SIBCON), 2015 International Siberian Conference, Omsk, 2015. — PP. 1-4.
48. Pokamestov D.A. Concepts of the physical level of the fifth generation communications systems / D.A. Pokamestov, Y.V. Kryukov, E.V. Rogozhnikov et al. // Radioelectronics and Communications Systems. – 2017. – Vol. 60, №7, PP. 285–296.
49. Hara S., Prasad R. Design and performance of multicarrier CDMA system in frequency-selective Rayleigh fading channels // Vehicular Technology, IEEE Transactions on. – 1999. – Vol. 48, №5. – PP. 1584-1594
50. Nathan Y., Linnartz J.P., Fettweis G. Multi-carrier CDMA in indoor wireless radio networks / Y. Nathan, J. Linnartz, G. Fettweis // IEICE Transactions on Communications. – 1994. – Vol. 77, №7. – PP. 900-904.
51. Hoshyar R. Novel low-density signature for synchronous CDMA systems over AWGN channel / R. Hoshyar, F. P. Wathan, R. Tafazolli // Signal Processing, IEEE Transactions on. – 2008. – Vol. 56. – №. 4. – PP. 1616–1626.
52. Van De Beek J., Popovic B.M. Multiple access with low-density signatures / Global Telecommunications Conference. GLOBECOM 2009. – IEEE. – 2009. – PP. 1-6.

53. T. Cover Broadcast channels // *IEEE Trans. Inf. Theory.* – 1972. – Vol. 18, №1. – PP. 2-14.
54. Abenov R.R. Powerline Communications Channel: Modeling and Noise Monitoring / R.R. Abenov, D.A. Pokamestov, Ya. V. Kryukov et al. // «Приборостроение, Электроника и Телекоммуникации – 2015» Сборник статей I Международного форума ИЕТ-2015, проводимого в рамках XI Международной научно-технической конференции «Приборостроение в XXI веке. Интеграция науки, образования и производства». – Ижевск, 2015. – С.7-13.
55. Higuchi K., Benjebbour A. Non-orthogonal multiple access (NOMA) with successive interference cancellation for future radio access // *IEICE Transactions on Communications.* – 2015. – Vol. 98. – №3. – PP. 403-414.
56. Saito Y. System-level performance evaluation of downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) // *Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2013 IEEE 24th International Symposium on.* – 2013. – PP. 611-615.
57. Saito Y. Non-orthogonal multiple access (NOMA) for cellular future radio access // *Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2013 IEEE 77th.* – 2013. – PP. 1-5.
58. Крюков Я.В. Метод неортогонального множественного доступа / Я.В. Крюков, А.Я. Демидов, Д.А. Покаместов // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Материалы конференции. – 2016. – Т. 4. – С. 658-665.
59. Ding Z. On the performance of non-orthogonal multiple access in 5G systems with randomly deployed users // *IEEE Signal Processing Letters.* – 2014. – Vol. 21. – №12. – PP. 1501-1505.
60. Dai L. Non-orthogonal multiple access for 5G: solutions, challenges, opportunities, and future research trends // *IEEE Communications Magazine.* – 2015. – Vol. 53. – №9. – PP. 74-81.

61. Timotheou S., Krikidis I. Fairness for non-orthogonal multiple access in 5G systems // IEEE Signal Processing Letters. – 2015. – Vol. 22. – №10. – PP. 1647-1651.
62. Hayashi Y. Investigations on power allocation among beams in non-orthogonal access with random beamforming and intra-beam SIC for cellular MIMO downlink // Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2013 IEEE 78th. – 2013. – PP. 1-5.
63. Zhang Y. Secrecy Sum Rate Maximization in Non-Orthogonal Multiple Access / Y. Zhang, H. Wang, Q. Yang, Z. Ding // IEEE Communications Letters. – 2016. – Vol. 20. – №. 5. – PP. 930–933.
64. Крюков Я. В. Алгоритм расчета мощности каналов при неортогональном множественном доступе NOMA / Я. В. Крюков, А. Я. Демидов, Д. А. Покаместов // Доклады ТУСУР. – 2016. – Т. 19, № 4. – С. 91–94.
65. Yin L. On the performance of non-orthogonal multiple access in visible light communication // Personal, Indoor, and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2015 IEEE 26th Annual International Symposium on. – 2015. – PP. 1354-1359.
66. Рогожников Е.В. Метод подавления прямого сигнала подсвета в многопозиционной пассивной РЛС, работающей по сигналам сторонних источников / Рогожников Е.В., Крюков Я.В., Шибельгут А.А., Ворошилин Е.П. // Известия МГТУ «МАМИ» № 1(25), 2015, Т. 4, С. 81-88.
67. Kim B. Non-orthogonal multiple access in a downlink multiuser beamforming system // Military Communications Conference. – 2013. – PP. 1278-1283.
68. Lan Y. Considerations on downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) combined with closed-loop SU-MIMO // Signal Processing and Communication Systems (ICSPCS), 2014 8th International Conference on. – 2014. – PP. 1-5.
69. Higuchi K., Kishiyama Y. Non-orthogonal access with random beamforming and intra-beam SIC for cellular MIMO downlink // Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2013 IEEE 78th. – 2013. – PP. 1-5.

70. Li A., Benjebbour A., Harada A. Performance evaluation of non-orthogonal multiple access combined with opportunistic beamforming // Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2014 IEEE 79th. – 2014. – PP. 1-5.
71. Chen X. Evaluations of downlink non-orthogonal multiple access combined with sumimo // Personal, Indoor, and Mobile Radio Communication (PIMRC), 2014 IEEE 25th Annual International Symposium on. – 2014. – PP. 1887-1891.
72. Sun Q. Sum rate optimization for MIMO non-orthogonal multiple access systems // Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), 2015 IEEE. – 2015. – PP. 747-752.
73. Han W. Orthogonal Power Division Multiple Access: A Green Communication Perspective // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. – 2016. – Vol. 34. – №12. – PP. 3828-3842.
74. Yan C. Receiver design for downlink non-orthogonal multiple access (NOMA) // Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2015 IEEE 81st. – 2015. – PP. 1-6.
75. Saito K. Performance and design of SIC receiver for downlink NOMA with openloop SU-MIMO // Communication Workshop (ICCW), 2015 IEEE International Conference on. – 2015. – PP. 1161-1165.
76. Shannon C. E. Communication in the presence of noise // Proceedings of the IRE. – 1949. – Vol. 37. – №1. – PP. 10-21.
77. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / пер. с англ.; под ред. Р. Л. Добрушина и О. Б. Лупанова. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963. – 832 с.
78. 3GPP TS 136.104, version 9.4.0, Release 9, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Base station (BS) radio transmission and reception [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
http://www.etsi.org/deliver/etsi_ts/136100_136199/136104/09.04.00_60/ts_136104v090400r.pdf, свободный (дата обращения 12.02.2017).

79. Jakes W. C., Cox D. C. Microwave mobile communications // Wiley-IEEE Press. – 1994. – 656 p.
80. Mollanoori M., Ghaderi M. Uplink scheduling in wireless networks with successive interference cancellation // IEEE Transactions on Mobile Computing. – 2014. – Vol. 13. – №5. – PP. 1132-1144.
81. Beyme S., Leung C. Efficient computation of DFT of Zadoff-Chu sequences // Electronics letters. – 2009. – Vol. 45. – №9. – PP. 461-463.
82. Li C. P., Huang W. C. A constructive representation for the Fourier dual of the Zadoff-Chu sequences // IEEE Transactions on Information Theory. – 2007. – Vol. 53. – №11. – PP. 4221-4224.
83. Казачков В. О. Реализация синхронизации с использованием сигналов Задова-Чу в стандарте LTE // Евразийский союз ученых. – 2014. – №5-3. – С. 58-61.
84. Бочечка Г. С. Оптимизация алгоритмов идентификации многолучевого канала в широкополосных системах радиодоступа. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. – 2011. – 134 с.
85. Абенов Р. Р. Исследование методов эквалайзирования для систем связи с использованием OFDM-сигналов // Вестник СибГУТИ. – 2013. – №1. – С. 50-56.
86. Абенов Р. Р., Рогожников Е. В. Способы эквалайзирования для систем широкополосного беспроводного доступа диапазона (2, 4-2, 7) ГГц // Электронные средства и системы управления. – 2012. – №1. – С. 3-9.
87. Jung Y. H., Lee Y. H. Scrambling code planning for 3GPP W-CDMA systems // Vehicular Technology Conference, 2001. VTC 2001 Spring. IEEE VTS 53rd. – 2001. – Vol. 4. – PP. 2431-2434.
88. Kim I. An efficient synchronization signal structure for OFDM-based cellular systems / I. Kim, Y. Han, H. Chung // IEEE Transactions on Wireless Communications. – 2010. – Vol. 9. – №1. – PP. 134-140.

89. Checco A. Self-configuration of scrambling codes for WCDMA small cell networks // Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), 2012 IEEE 23rd International Symposium on. – 2012. – PP. 149-154.
90. Zhou X. An improved feed-forward carrier recovery algorithm for coherent receivers with QAM modulation format // IEEE Photonics Technology Letters. – 2010. – Vol. 22. – №14. – PP. 1051-1053.
91. Alouini M. S., Goldsmith A. Adaptive M-QAM modulation over Nakagami fading channels // in IEEE Global Communications Conference. – 1997. – PP. 218-223.
92. Wilson S. K. 16 QAM modulation with orthogonal frequency division multiplexing in a Rayleigh-fading environment // Vehicular Technology Conference, 1994 IEEE 44th. – 1994. – PP. 1660-1664.
93. Schreyogg C., Reichert J. Modulation classification of QAM schemes using the DFT of phase histogram combined with modulus information // MILCOM 97 Proceedings. – 1997. – Vol. 3. – PP. 1372-1376.
94. Schmidl T. M., Cox D. C. Robust frequency and timing synchronization for OFDM // IEEE transactions on communications. – 1997. – Vol. 45. – №12. – PP. 1613-1621.
95. You C. J., Horng J. H. Optimum frame and frequency synchronization for OFDM systems // Consumer Electronics, 2001. ICCE. International Conference on. 2001. – PP. 226-227.
96. Speth M., Classen F., Meyr H. Frame synchronization of OFDM systems in frequency selective fading channels // Vehicular Technology Conference, 1997, IEEE 47th. – 1997. – Vol. 3. – PP. 1807-1811.
97. Hsieh M. H., Wei C. H. A low-complexity frame synchronization and frequency offset compensation scheme for OFDM systems over fading channels // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1999. – Vol. 48. – №5. – PP. 1596-1609.
98. Рогожников Е. В. Методы оценки параметров сигналов телекоммуникационных источников подсвета в пассивных радиолокационных системах. – 2015. – 118 с.

99. Борисов В.А., Калмыков В.В., Ковальчук Я.М. Радиотехнические системы передачи информации. / Под ред. В.В. Калмыкова. – М.: Радио и связи. – 1990. – 304 с.
100. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Назаров М.В., Финк Л.М.. Теория передачи сигналов. – М.: Радио и связь, 1986. – 304с.
101. Зюко А.Г., Кловский Д.Д., Коржик В.И., Назаров М.В. Теория электрической связи. Учебник для вузов. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с.
102. Панфилов И.П., Дырда В.Е. Теория электрической связи. – М.: Радио и связь, 1991. – 344 с.
103. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
104. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.
105. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.
106. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.
107. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.
108. ДСН 3.3.6.039 99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
109. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
110. Березюк О. В. Охорона праці. Підсумкова державна атестація спеціалістів, магістрів в галузях електроніки, радіотехніки, радіоелектронних апаратів та зв'язку : навчальний посібник / О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 104 с.
111. Правила улаштування електроустановок. 2-е вид., перероб. і доп. – Х: "Форт", 2009. – 736 с.

112. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

113. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

114. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

115. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

116. ДСанПіН 3.3.6-096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Б
(обов'язковий)

Структурна схема SIC приймача

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток В
(обов'язковий)

Структурна схема CL-SIC компенсації

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Г
(обов'язковий)

Структурна схема формування PD/OFDMA

ВНТУ ФІРБЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Д
(обов'язковий)

Структура оброблення PD/OFDMA

ВНТУ ФІРМЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Е
(обов'язковий)

Структурна схема процедури розрахунку парціальної потужності

ВНТУ ФІРБЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Ж
(обов'язковий)

Структурна схема експериментальної установки

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток 3
(обов'язковий)

Загальна структурна схема формування сигналу

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток И
(обов'язковий)

Структурна схема алгоритму обробки сигналу

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток А
(обов'язковий)

Технічне завдання

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри ТКСТБ ВНТУ,
канд. техн. наук, професор
Г.Г.Бортник
“__” _____ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКА СИГНАЛІВ БАГАТОКАНАЛЬНИХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ З РОЗПОДІЛОМ КАНАЛІВ ЗА
ПОТУЖНОСТЮ

08-34.МКР.011.00.000 ТЗ

Керівник роботи
к.т.н., доц. кафедри ТКСТБ ВНТУ
Стельченко О.В.

Виконавець: ст. гр. ТТК-18м
Фарінанго Д.

Вінниця-2019
1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету від “02” 10 2019 року № 254 та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 02.09.2019 р.

Дата закінчення: 09.12.2019 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є розробка та дослідження методів і алгоритмів, що дозволяють підвищити ефективність використання частотно-часового ресурсу в телекомунікаційних бездротових мобільних системах широкосмугового доступу.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

Провести огляд новітніх технологій фізичного рівня мобільних систем зв'язку, застосування яких розглядається в системах наступного покоління для підвищення спектральної ефективності.

- Розробити алгоритм формування і обробки сигналу багатоканальних систем зв'язку з поділом каналів за потужністю PD-NOMA.

- Провести оцінку обчислювальної складності демодуляції PD-NOMA сигналу.

- Розробити алгоритм розрахунку і розподілу потужності мультиплексованих PD-NOMA каналів.

- Експериментально підтвердити працездатність і ефективність запропонованого алгоритму формування та обробки PD / OFDMA сигналів при організації багатоканального зв'язку.

- Порівняти інформаційну ефективність каналів PD-NOMA щодо OFDMA.

Об'єкт дослідження є дослідженню методу неортогональної множинного доступу з розподілом каналів по потужності.

Предмет дослідження є методи та алгоритми для формування та обробки сигналів з розподілом за потужністю OFDM та PD-OFDMA.

Основними завданнями роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;
- аналіз методів множинного доступу;
- аналіз метод неортогонального множинного доступу PD-NOMA;
- розрахунок парціальної потужності каналів PD-NOMA;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- експериментальне дослідження PD/OFDMA каналів в лабораторних умовах;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Розроблені в ході магістерської роботи, полягає в необхідності підвищення ефективності використання частотно-часового ресурсу в майбутніх бездротових мобільних системах зв'язку широкосмугового доступу.

З ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Робота базується на результатах переддипломної практики та звіту “Формування та обробка сигналів багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю”, яка виконувалась у ВНТУ у 2019 н.р. Під час підготовки магістерської кваліфікаційної роботи будуть використані матеріали цього звіту.

Список використаних джерел розробки:

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ.; под ред. А. В. Назаренко. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1114 с.

2. Marcus M. J. 5G and "IMT for 2020 and beyond" [Spectrum Policy and Regulatory Issues] // IEEE Wireless Communications. – 2015. – Vol. 22. – №. 4. – PP. 2-3.

3. Soldani D., Manzalini A. Horizon 2020 and beyond: on the 5G operating system for a true digital society // IEEE Vehicular Technology Magazine. – 2015. – Vol. 10. – № 1. – PP. 32-42.

4. Scenarios for 5G mobile and wireless communications: the vision of the METIS project/ A. Osseiran, F. Boccardi, V. Braun et al. // IEEE Communications Magazine. – 2014. – Vol. 52. – № 5. – PP. 26–35.

5. 5G Vision, Enablers and Challenges for NGMN the Wireless Future/ Outlook visions

and research directions for the Wireless World, 2015, No 16, V 0.1 / 2015-04 [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.wurf.ch/files/wurf/content/files/publications/outlook/Outlook16.pdf> (Дата обращения 21.10.2016).

6. View on 5G Architecture (white paper) // 5G PPP Architecture Working Group. – 2016. – 61 p. 7. 5G Network Architecture Design В. О. Возможности технологии 5G для создания сетей широкополосного беспроводного доступа в малых и средних населенных пунктах. Презентация Региональный семинар МСЭ для стран СНГ [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-](https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf)

[Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf](https://www.itu.int/en/ITU-D/Regional-Presence/CIS/Documents/Events/2015/02_Moscow/Session_3_Tikhvinskiy.pdf), свobodный (дата обращения 12.01.2017).

8. Тихвинский В. О., Бочечка Г. С. Концептуальные аспекты создания 5G // Электросвязь. – 2013. – №. 10. – С. 29-34.

9. Rogozhnikov E. V. Full duplex wireless communication system, analog and digital cancellation, experimental research / E.V. Rogozhnikov, A.S. Koldomov, D.A. Pokamestov, Ya. V. Kryukov // Control and Communications (SIBCON), 2017 International Siberian Conference on. – 2017. – PP. 1–5.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи ТТК-18м Фаріанго Д.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати дослідження методи множиного доступу багатоканальних систем передачі даних з розподілом каналів за потужністю.

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

- вид методу множиного доступу PD/OFDMA;
- потужність передавача багатоканальної системи передачі – 1 Вт;
- тривалість OFDMA-символу – 71,35 мкс;
- відстань між підносійними OFDM сигналу – 15 кГц;
- число підносійних частот в OFDM сигналі – 512;
- динамічний діапазон відношення сигнал/шум – 52 дБ;
- носійна частота – 2,49 ГГц;
- ширина смуги OFDM сигналу – 8 МГц;
- тривалість OFDM-символу – 71,4 мкс;
- величина частотно-селективних завмирань в безпроводному каналі передавання – 6 дБ;
- коефіцієнт бітових помилок – 10^{-5} ;
- значення SINR – 32 дБ;
- формат модуляції – QAM-256;
- спектральна ефективність каналу передавання даних – 8 біт/с/Гц;
- антенний режим – SISO;

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	02.09.2019р.	06.09.2019р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки (ТЕО)	09.09.2019р.	13.09.2019р.	Розроблене ТЕО	Вступ. Розділ 1.
3.	Аналіз методи множинного доступу	14.09.2019р.	15.09.2019р.	Проведений аналіз	Розділ 1
4.	Аналіз метод неортогонального множинного доступу PD-NOMA	16.09.2019р.	04.10.2019р.	Проведений аналіз	Розділ 2
5.	Розрахунок парціальної потужності каналів PD-NOMA	07.10.2019р.	25.10.2019р.	Розроблений рорахунок	Розділ 3
6.	Експериментальне дослідження PD/OFDMA каналів в лабораторних умовах	28.10.2019р.	08.11.2019р.	Експериментальне дослідження	Розділ 4
7.	Аналіз економічної ефективності	11.11.2019р.	15.11.2019р.	Економічна частина МКР	Розділ 5
8.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	18.11.2019р.	22.11.2019р.	Частина ОТ та БНС	Розділ 6
9.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	25.11.2019р.	29.11.2019р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
10.	Нормоконтроль, попередній захист, рецензування МКР	02.12. 2019р.	06.12.2019р.	Позитивні відзиви	Відзив. рецензія
11.	Захист МКР ЕК		09.12. 2019р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- структура формування та оброблення PD/OFDMA;
- обчислювальні процедури і дослідити ефективність наступних алгоритмів роботи цифрових оброблювачів сигналів;

- економічна частина МКР;

- розділ ОП та БНС;

- рекомендації щодо подальшого використання розробленого PD/NOMA.

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі телекомунікацій:

- Регіональний Центр експлуатації телекомунікаційної мережі України шляхом впровадження PD/OFDMA;

- ПАТ “Укртелеком” шляхом впровадження нових методик множиного доступу та мультиплексування PD/OFDMA.

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується підвищення точності та розширення завадостікості PD/OFDMA.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

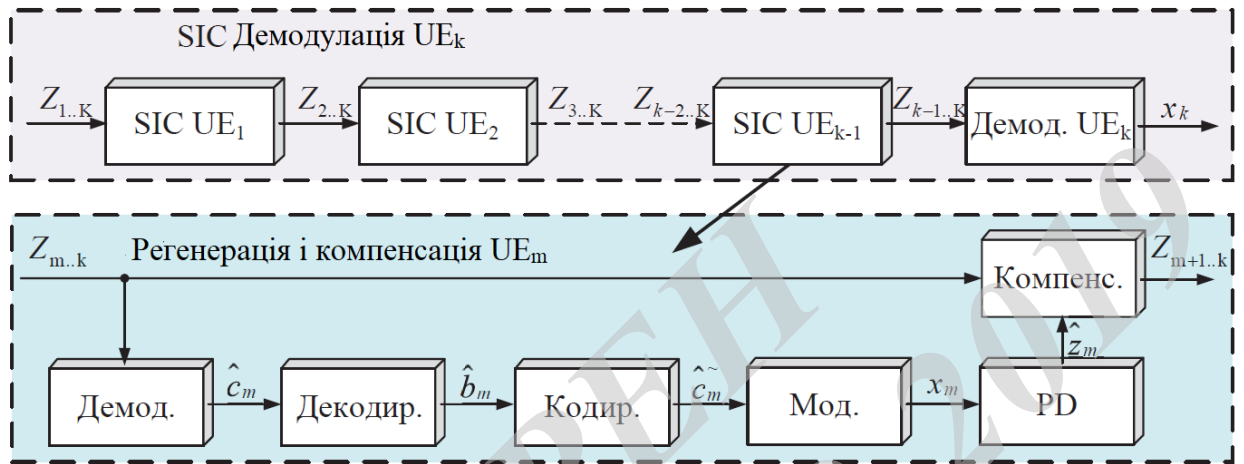
10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- техніко-економічне обґрунтування розробки;
- нову структуру PD/OFDMA;
- нову структурну схему алгоритму обробки сигналу;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;
- рекомендації щодо подальшого використання приладу.

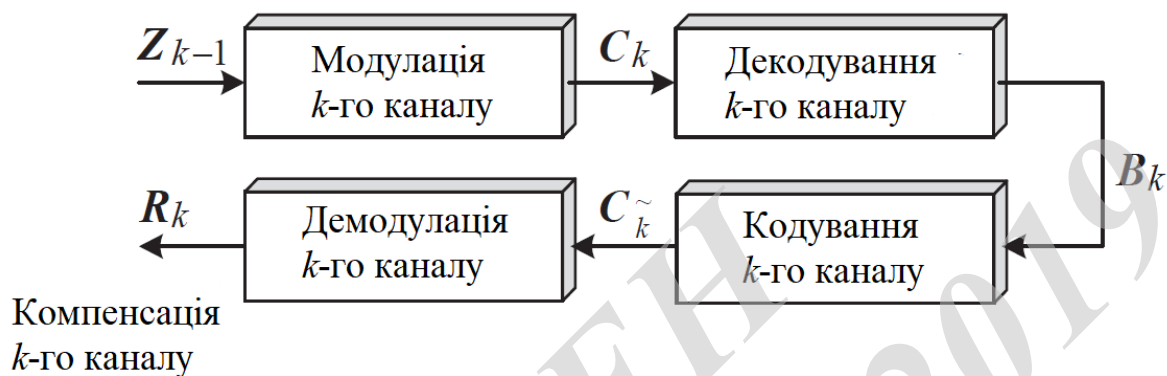
11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.



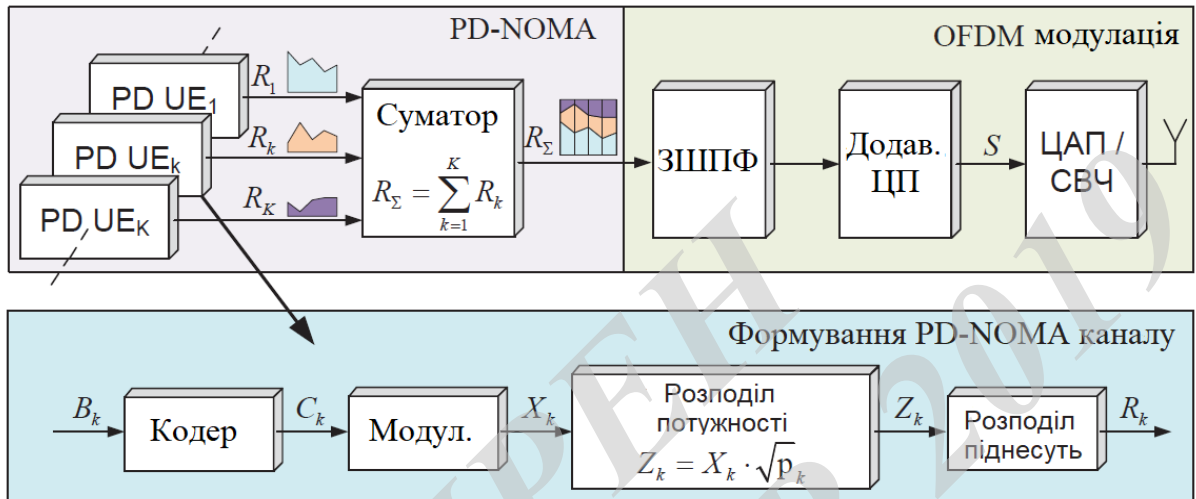
08-34-МКР.011.000Е8

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розроб.	Фарінанго Д.				Структурна схема SIC приймача	Лім.	Арк.	Аркушів
Керівник	Стальченко ОВ							
Н. Контр.	Стальченко ОВ							
Реценз.								
Затверд.	Бортник Г.Г.					ВНТУ, група ТТК-18 м		



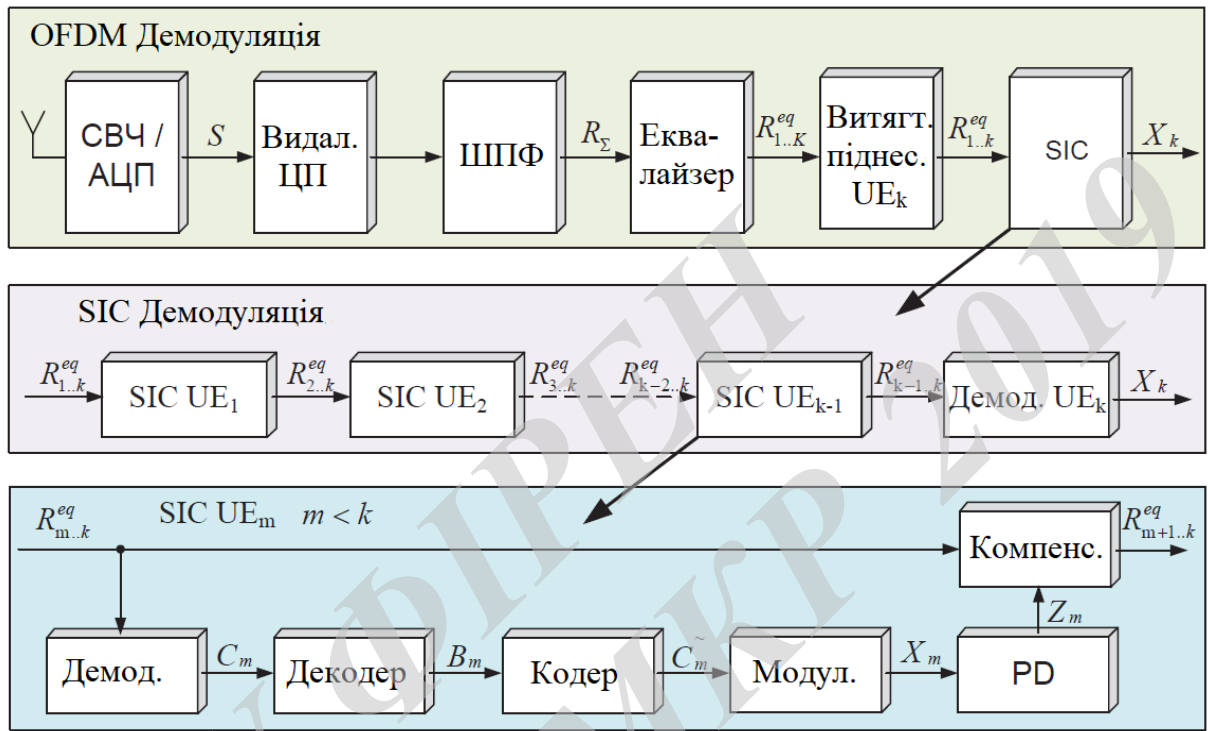
08-34-МКР.011.000Е8

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Фарінанго Д.			Структурна схема CL-SIC компенсації	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник		Стальченко ОВ						
Н. Контр.		Стальченко ОВ				ВНТУ, група ТТК-18 м		
Реценз.								
Затверд.		Бортник Г.Г.						



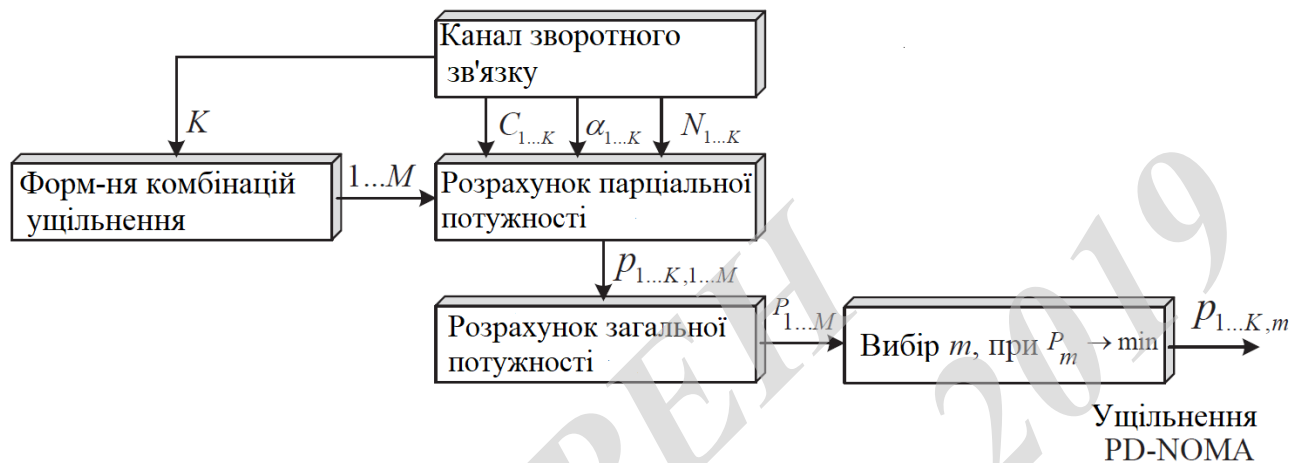
08-34-МКР.011.000Е8

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Фарінанго Д.			Структура формування PD/OFDMA	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник		Стальченко ОВ						
Н. Контр.		Стальченко ОВ						
Реценз.								
Затверд.		Бортник Г.Г.				ВНТУ, група ТТК-18 м		



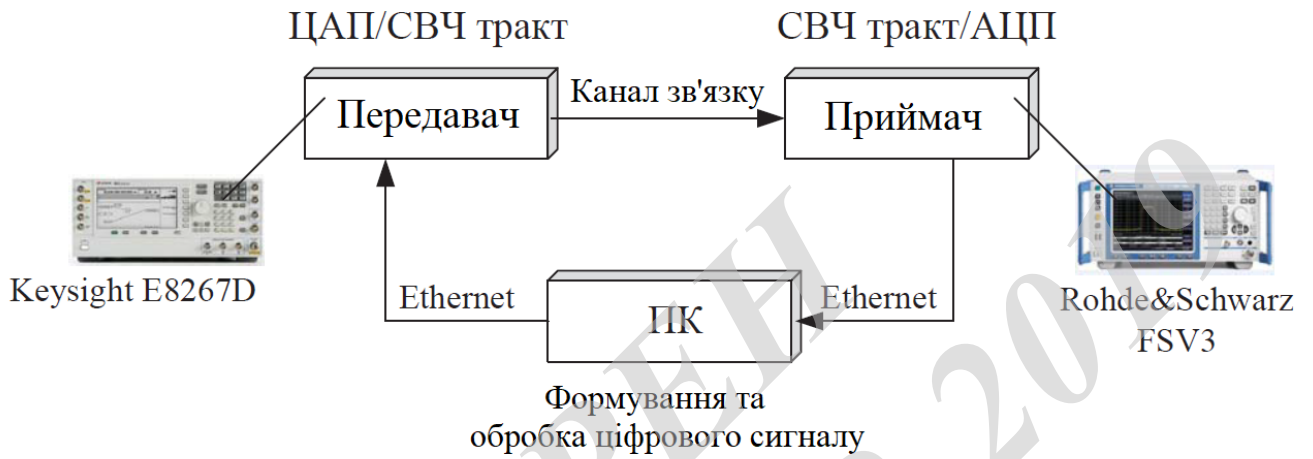
08-34-МКР.011.000Е8

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата	Структура оброблення PD/OFDMA	Лім.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Фарінанго Д.						
Керівник		Стальченко ОВ						
Н. Контр.		Стальченко ОВ						
Реценз.								
Затверд.		Бортник Г.Г.			ВНТУ, група ТТК-18 м			



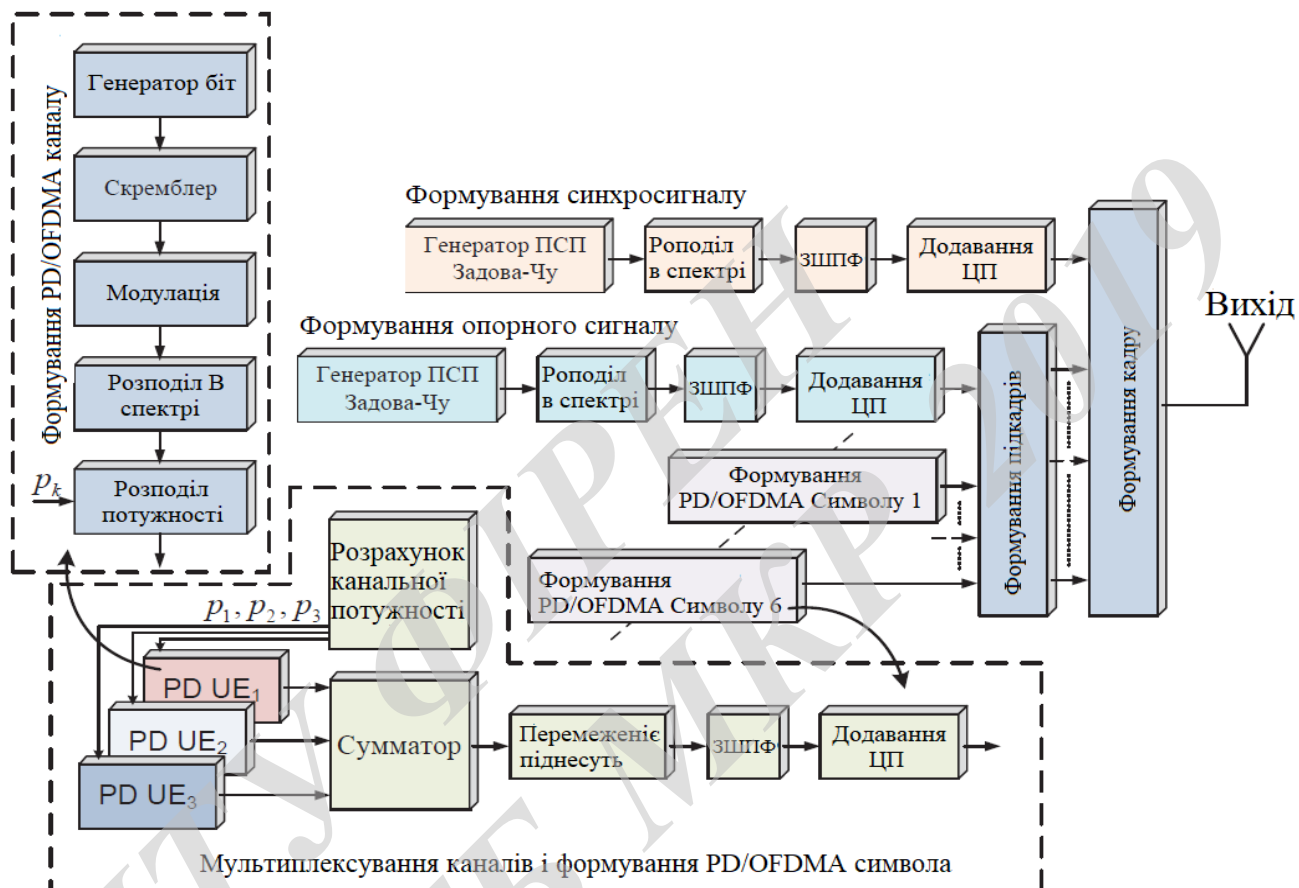
08-34-МКР.011.000Е1

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Фарінанго Д.			Структурна схема процедури розрахунку парціальної потужності	Літ.	Арк.	Аркушів
Керівник		Стальченко ОВ						
Н. Контр.		Стальченко ОВ						
Реценз.								
Затверд.		Бортник Г.Г.						
						ВНТУ, група ТТК-18 м		



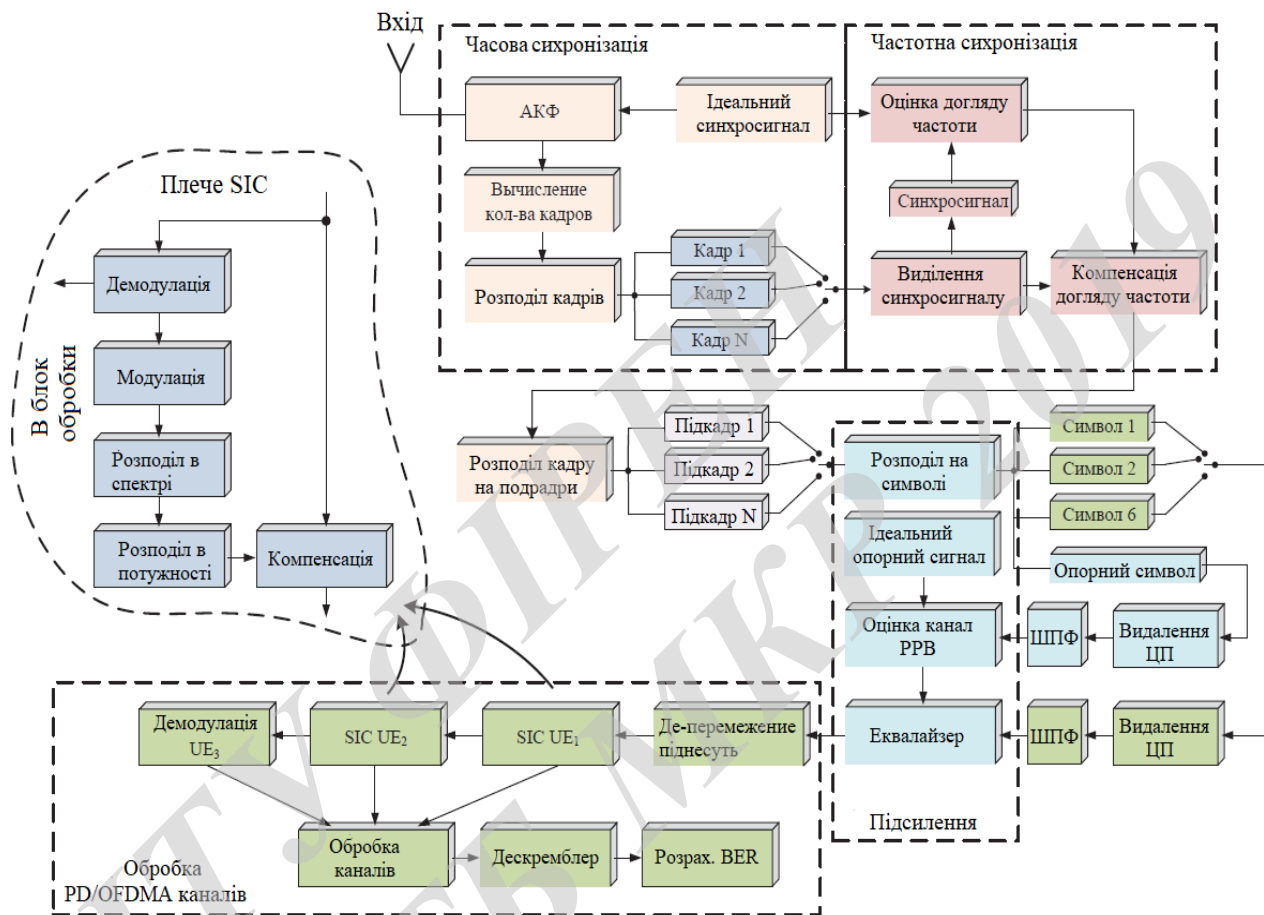
08-34-МКР.011.000Е1

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Фарінанго Д.			<p style="text-align: center;">Структурна схема експериментальної установки</p>		
Керівник		Стальченко ОВ					
Н. Контр.		Стальченко ОВ					
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					
					Літ.	Арк.	Аркушів
					ВНТУ, група ТТК-18 м		



08-34-МКР.011.000Е8

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Фарінанго Д.			Загальна структурна схема формування сигналу		
Керівник		Стальченко ОВ					
Н. Контр.		Стальченко ОВ					
Реценз.							
Затверд.		Бортник Г.Г.					
					Літ.	Арк.	Аркушів
					ВНТУ, група ТТК-18 м		



08-34-МКР.011.000Е1

Зм.	Арк.	№ Докум.	Підпис	Дата
Розроб.		Фарінанго Д.		
Керівник		Стальченко ОВ		
Н. Контр.		Стальченко ОВ		
Реценз.				
Затверд.		Бортник Г.Г.		

Структурна схема алгоритму обробки сигналу

Лім.	Арк.	Аркушів
ВНТУ, група ТТК-18 м		