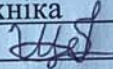


Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

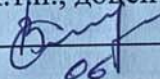
Бакалаврська дипломна робота на тему:

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МЕТОДІВ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ В
БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

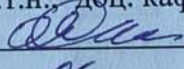
Виконав: студент 4-го курсу, групи ПЗТ-20 6
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

 Щербік О.О.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ІКСТ

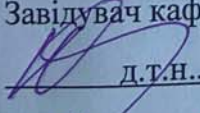
 Воловик А.Ю.
« 11 » 06 2024 р.

Рецензент: к.т.н., доц. каф. ІРТС

 Осадчук Я.О.
« 11 » 06 2024 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., проф. Кичак В.М.

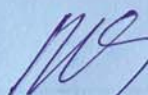
« 11 » 06 2024 р.

Вінниця ВНТУ - 2024 рік

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

 д.т.н., професор В.М. Кичак
«06» 05 2024 року

З А В Д А Н Н Я
НА БАКАЛАВРСЬКУ ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Щербіка Олександра Олександровича

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Порівняльний аналіз методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку

керівник роботи Воловик Андрій Юрійович, к.т.н., доцент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом ВНТУ від «11» березня 2024 року № 80

2. Строк подання студентом роботи: 07 червня 2024 року

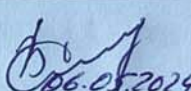
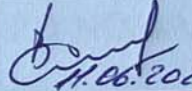
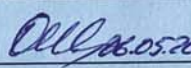
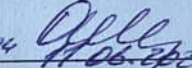
3. Вихідні дані до роботи: методи ортогонального та квазіортогонального множинного доступу, метод множинного доступу з ортогональним частотним поділом каналів OFDMA, методи неортогонального множинного доступу, метод множинного доступу з розрідженим кодом SCMA, метод множинного доступу з розподілом каналів за потужністю PD-NOMA

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): аналіз методів множинного доступу, метод неортогонального множинного доступу pd-noma, метод послідовного придушення перешкод SIC, розрахунок пропускної спроможності каналу зв'язку PD-NOMA, метод множинного доступу з поділом каналів за потужністю ортогональних несучих, порівняння пропускних здібностей OFDMA та PD-NOMA, Результати моделювання PD/OFDMA, розділ охорони праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): приклад мультиплексування 4-х каналів при використанні ортогональних методів FDMA, TDMA та CDMA, мультиплексування OFDMA 4-х каналів, класифікація неортогональних методів множинного доступу, схема MIMO/PD-NOMA, приклад розподілу ресурсу, приклад мультиплексування 4-х каналів, структурна схема каналу передачі PD-NOMA, сигнальне сузір'я транспортного сигналу на виході, сигнальне сузір'я транспортного сигналу на вході приймачів, структурна схема SIC приймача, розрахунок пропускної спроможності каналу зв'язку PD-NOMA, структурна схема розповсюдження сигналу,

мультиплексування каналів у PD-NOMA та OFDMA, залежність пропускну
спроможності каналів від SINR, структура сигналів PD-NOMA та OFDMA,
розрахована залежність $C(SINR)$ каналів PD-NOMA, залежність $BER(SINR)$,
залежність $BER(SINR)$ каналів конфігурації 1 при багатопроменевому каналі
PPB, порівняння CL-SIC та SL-SIC, залежність обчислювальної складності
системи PD-NOMA щодо OFDMA, розподіл 4-х каналів у D/OFDMA,
формування PD/OFDMA, мультиплексування користувачів в OFDMA та
PD/OFDMA, значення SINR, у якому досягається $BER = 10^{-5}$ у каналі зв'язку,
що використовує сигнально-кодову конструкцію на основі QAM-модуляції,
залежність $C(SINR)$ системи конфігурації 1, залежність $BER(SINR)$ системи
конфігурації

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Воловик А.Ю., к.т.н., доцент кафедри ІКСТ	 06.05.2024	 11.06.2024
Охорона праці	Рембизюк С.В. проф. кафедри ІКСТ	 06.05.2024	 11.06.2024

7. Дата видачі завдіуання «06» травня 2024 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів бакалаврської дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської дипломної роботи (БДР)	06.05.2024р.	
2	Виконання спеціальної частини БДР. Перший рубіжний контроль виконання БДР	20.05.2024р.	
3	Виконання спеціальної частини БДР. Другий рубіжний контроль виконання БДР	31.05.2024р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	04.06.2024р.	
5	Нормоконтроль БДР	05.06.2024р.	
6	Попередній захист БДР	06.06.2024р.	
7	Рецензування БДР	07.06.2024р.	
8	Захист БДР	12.06.2024р.	

Студент

(підпис)

Щербік О.О.

Керівник роботи

(підпис)

Воловик А.Ю.

АНОТАЦІЯ

Порівняльний аналіз методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку. Бакалаврська робота / О.О. Щербік – Вінниця: ВНТУ, 2024. . – 97 с., 46 рис., 9 табл., 19 дж. – українською мовою.

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

Проведено аналіз методів множинного доступу, метод неортогонального множинного доступу pd-noma та методу послідовного придушення перешкод SIC. Здійснено розрахунок пропускної спроможності каналу зв'язку PD-NOMA. Проведено порівняння пропускних здібностей OFDMA та PD-NOMA. Отримано моделювання PD/OFDMA.

Виконано розділ з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

ABSTRACT

Comparative analysis of multiple access methods in multi-channel communication systems. Bachelor thesis / O.O. Shcherbik - Vinnytsia: VNTU, 2024. . – 97 pp., 46 figs., 9 tables, 19 pages. - In ukrainian.

The purpose of this work is to research methods and algorithms that allow to increase the efficiency of the use of time-frequency resources in telecommunication wireless mobile broadband access systems.

The analysis of multiple access methods, pd-noma nonorthogonal multiple access method and SIC interference suppression method was carried out. The throughput capacity of the PD-NOMA communication channel has been calculated. A comparison of the bandwidths of OFDMA and PD-NOMA was made. Received PD/OFDMA simulation.

The section on labor protection and life safety has been completed.

ЗМІСТ

	ВСТУП	4
1	МЕТОДИ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ.....	7
1.1	Методи ортогонального та квазіортогонального множинного доступу	8
1.2	Метод множинного доступу з ортогональним частотним поділом каналів OFDMA	10
1.3	Методи неортогонального множинного доступу	12
1.4	Метод множинного доступу з розрідженим кодом SCMA	14
1.5	Метод множинного доступу з розподілом каналів за потужністю PD-NOMA	15
1.6	Висновки до розділу.....	18
2	МЕТОД НЕОРТОГОНАЛЬНОГО МНОЖИННОГО ДОСТУПУ PD-NOMA	19
2.1	Метод послідовного придушення перешкод SIC	23
2.2	Розрахунок пропускної спроможності каналу зв'язку PD-NOMA	26
2.3	Подання системної перешкоди як АБГШ	29
2.4	Порівняння пропускних здібностей OFDMA та PD-NOMA	32
2.5	Моделювання PD-NOMA	36
2.5.1	Канал з АБГШ	39
2.5.2	Багатопроменевий канал	40
2.6	Проблеми реалізації PD-NOMA	42
2.7	Метод множинного доступу з поділом каналів за потужністю ортогональних несучих	47
2.8	Моделювання PD/OFDMA	51
2.9	Висновки до розділу	56
3	АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ ПРОВЕДЕНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ.....	58
3.1	Загальна інформативна ефективність.....	58

3.2	Завадостійкість системи.....	60
3.3	Аналіз результатів розрахунку та моделювання.....	67
3.4	Висновки до розділу	68
4	ОХОРОНА ПРАЦІ	69
4.1	Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	70
4.2	Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	71
4.2.1	Мікроклімат	71
4.2.2	Склад повітря робочої зони	72
4.2.3	Виробниче освітлення.....	73
4.2.4	Виробничий шум.....	74
4.2.5	Виробничі випромінювання.....	75
4.3	Пожежна безпека.....	76
4.3.1	Технічні рішення системи запобігання пожежі.....	77
4.3.2	Технічні рішення системи протипожежного захисту.....	78
4.4	Висновки до розділу	78
	ВИСНОВКИ.....	79
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	81
	Додаток А (обов'язковий) - Ілюстративний матеріал	83
	Додаток Б – Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень	96

ВСТУП

Актуальність теми. Колосальне зростання трафіку мобільних пристроїв потребує збільшення пропускної спроможності каналів мобільних систем зв'язку. Провідні світові розробники заявляють, що швидкість передачі даних мережного рівня мобільного зв'язку наступного покоління повинна досягати 10-20 Гбіт/с (у 10-20 разів більше, ніж у поточному поколінні), а швидкість одного абонентського каналу повинна досягати 1 Гбіт/с (у 10 разів більше, ніж у поточному поколінні). Більше того, бурхливий розвиток нової технології "інтернету речей" призводить до того, що система зв'язку наступного покоління повинна забезпечувати роботу безлічі бездротових пристроїв, датчиків, сенсорів та побутових приладів у межах однієї вузлової станції.

На даний момент ця проблема вирішується єдиним способом - збільшенням смуги частот та використанням додаткових частотних діапазонів. Однак такий шлях має два недоліки: дорожня оренда операторами частотного діапазону та його фізично обмежений ресурс.

Іншим шляхом вирішення проблеми може бути збільшення ефективності використання доступного фізичного частотно-часового ресурсу (ЧЧР), який є часовим інтервалом і смугою частот для передачі сигналу [1]. Для найефективнішої роботи системи зв'язку необхідно розподіляти ЧЧР між користувачами так, щоб він використовувався кожним користувачем максимально ефективно.

Аналіз останніх досліджень. У 2015 році на конференції ITU-2020 [2, 3] кількома групами розробників (METIS спільно з 5GPP [4], NGMN [5], IMT-2020 Promotion Group [6], південнокорейський 5G Forum [7, 8]) були запропоновані нові перспективні технології, покликані збільшити ефективність використання частотно-часового ресурсу, виділеного системі. На мережному рівні пропонується модернізувати архітектуру мережі, використовувати мікростільники та нові алгоритми контролю об'єктів мережі. На фізичному рівні до таких технологій відноситься Massive MIMO (множинна багатоантенна

система), All-Spectrum Access (доступ у всьому частотному діапазоні), FBMC (застосування гребінчастих фільтрів), Full Duplex (одночасний прийом та передача сигналу в єдиній смузі частот) [9] та нові методи множинного доступу.

У подальшому [9, 10] проводились дослідження методу неортогонального множинного доступу з розділенням каналів за потужністю PD-NOMA, який є одним з перспективних методів мультиплексування для застосування на фізичному рівні у мобільних системах зв'язку 5-го покоління. Алгоритми та методи, отримані в результаті таких досліджень, можуть бути використані в телекомунікаційних безпроводних мобільних системах широкосмугового доступу [10].

Мета та постановка задачі. Дослідження методів та алгоритмів, що дозволяють підвищити ефективність використання частотно-часового ресурсу у телекомунікаційних бездротових мобільних системах широкосмугового доступу.

Задачами бакалаврської дипломної роботи є:

- проведення огляду новітніх технологій фізичного рівня мобільних систем зв'язку, застосування яких розглядається в системах наступного покоління для підвищення спектральної ефективності;
- здійснення оцінки обчислювальної складності демодуляції PD-NOMA сигналу;
- експериментальна перевірка працездатності та ефективності алгоритму формування та обробки PD/OFDMA сигналів при організації багатоканального зв'язку. Порівняти інформаційну ефективність каналів PD-NOMA щодо OFDMA.

Об'єкт дослідження. Дослідження методів та алгоритмів, що дозволяють підвищити ефективність використання частотно-годинного ресурсу в телекомунікаційних бездротових мобільних системах широкосмугового доступу.

Предмет дослідження процеси формування та обробки сигналів множинного доступу з поділом каналів за потужністю

Практичне значення. В ході поведеного дослідження визначено вигоду за надійності системи PD/OFDMA відносно OFDMA при однакових швидкостях передачі та однакових параметрах каналу РРВ.

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

1 МЕТОДИ МНОЖИННОГО ДОСТУПУ

Поняття множинного доступу пов'язані 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 була еквівалентна кількості користувачів. Однак, в даний час одному абоненту може бути виділено кілька різних каналів зв'язку (канал керування та широкомовний канал), а один канал зв'язку може бути призначений для кількох користувачів (синхронізаційний канал, опорний канал). Ефективне застосування методів множинного доступу та планування частотно-часового ресурсу може суттєво збільшити спектральну ефективність системи.

Ідеологічно методи множинного доступу можна розділити на дві категорії - ОМА (Orthogonal Multiple Access - ортогональний або квазіортогональний метод множинного доступу) та NOMA (Non-Orthogonal Multiple Access - неортогональний метод множинного доступу) [1, 2]. 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 схемах ОМА є максимально можливе виключення міжканальної інтерференції, яка не дозволяє достовірно демодувати каналні символи. Однак, у процесі проходження сигналу через канал поширення радіохвиль може виникати неконтрольована міжканальна інтерференція, яка допустима доти, поки сигнали одних каналів трохи збільшують ймовірність появи помилок в інших. На відміну від ОМА, група методів NOMA ґрунтується на ідеї використання контрольованої міжканальної інтерференції для отримання виграшу спектральної ефективності. Розподіл каналів користувача при обробці сигналу відбувається за допомогою спеціальних алгоритмів компенсації міжканальної перешкоди.

1.1 Методи ортогонального та квазіортогонального множинного доступу

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

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

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

3. CDMA (Code Division Multiple Access) – метод кодового поділу каналів. Кожному каналу виділяється сигнал з ансамблю ортогональних або квазіортогональних послідовностей.

4. OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) – ортогональний частотний поділ каналів. Кожному каналу виділяється ділянка частотно-часового ресурсу у вигляді набору ортогональних піднесучих та часового слота з використанням OFDM-модуляції [3].

5. SDMA (Space Division Multiple Access) – просторовий поділ каналів. Формується багатопроточна діаграма спрямованості і кожен промінь направлений у бік абонента за допомогою адаптивної фазованої антенної решітки (АФАР).

6. PDMA (Polarization Division Multiple Access) - поляризаційний поділ каналів. Для поділу сигналів використовується ортогональна поляризація, що дозволяє використовувати один частотно-часовий ресурс.

7. WDM (Wavelength Division Multiplexing) – поділ каналів за довжиною хвилі. Аналог FDMA, але виконується в оптичному середовищі передачі.

У системах мобільного зв'язку до теперішнього часу використовувалися перші чотири методи. У FDMA для організації каналу зв'язку між двома абонентами із загального вільного частотного діапазону виділяється ділянка спектру, яка доступна протягом усього сеансу зв'язку. При цьому ширина

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

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

Проблемою FDMA та TDMA є виділення великого (20-30% від загальної кількості ЧЧР) захисного інтервалу в частотному та часовому доменах відповідно для усунення міжканальної інтерференції, що є наслідком низької (за сьогоднішніми мірками) спектральної ефективності.

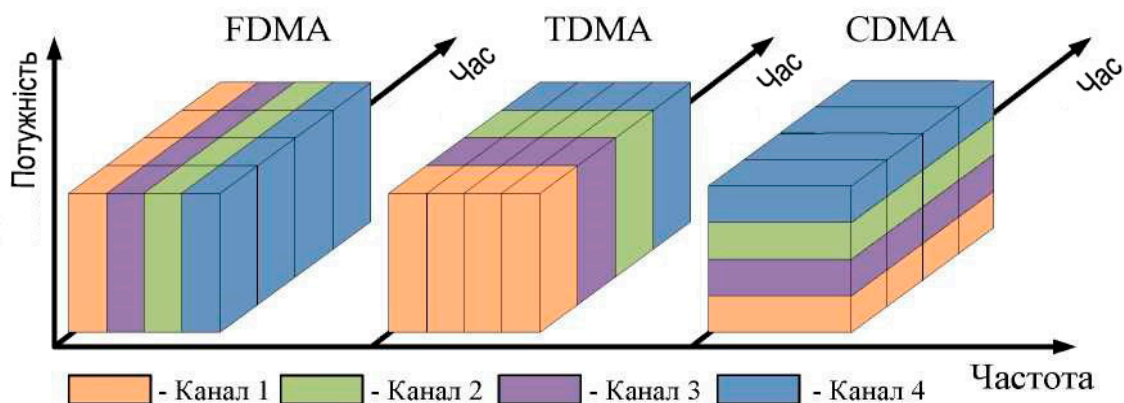


Рисунок 1.1 – Приклад мультиплексування 4-х каналів при використанні ортогональних методів FDMA, TDMA та CDMA

В CDMA використовується ущільнення каналів за допомогою ортогональних функцій (наприклад, функцій Уолша) при одночасному використанні всього ЧЧР усіма користувачами. Це дозволяє відмовитися від захисних інтервалів (часових та частотних) та використовувати ЧЧР більш ефективно. Приклад мультиплексування 4-х каналів методами FDMA, TDMA та CDMA продемонстровано на рисунку 1.1. Застосування SDMA та PDMA у рамках мобільної системи зв'язку досить проблематичне. Кількість активних

абонентських пристроїв у секторі покриття вузлової станції може досягати кількох десятків і навіть сотень [2, 3], а можливості сучасних адаптивних фазованих антенних ґрат не дозволяють формування вузького променя у напрямку кожного абонента.

1.2 Метод множинного доступу з ортогональним частотним поділом каналів OFDMA

Збільшення пропускної спроможності каналів передачі в мобільних системах зв'язку спричинило розширення використовуваної смуги частот, що призвело 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 накладання в приймачі символів один на одного, яке виникає у разі наявності в точці прийому радіосигналу не тільки прямого, але й відбитих або заломлених променів. МСІ призводить до суттєвого 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, витрачено на боротьбу з МСІ, досить велика по відношенню до всього 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 такій же самій смузі 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 у часовій області. OFDM-символ також має захисний інтервал, що називається циклічним префіксом (ЦП). ЦП є копією хвостових відліків символу, поміщених на початок. Таким чином, зберігається взаємна

ортогональність піднесучих OFDM-символу. Тривалість ЦП повинна бути більшою за найбільшу затримку поширення сигналу і вибирається виходячи з радіусу зони обслуговування вузлової станції. На сьогоднішній день технологія OFDM найбільш ефективно вирішує проблему міжсимвольної інтерференції, викликаній проходженням сигналу через канал із частотно - селективними завмираннями та доплерівським розсіюванням.

OFDM модуляція так само має і недоліки. До першого недоліку відноситься чутливість до міжчастотної інтерференції, яка виникає у разі порушення ортогональності піднесучих за відсутності синхронізації несучої частоти передавача і приймача через вплив фазового шуму [4, 5]. Другий недолік - велике значення пік-фактора сигналу, що визначає жорсткі вимоги до лінійності аналогових трактів передачі та розрядності ЦАП/АЦП [16].

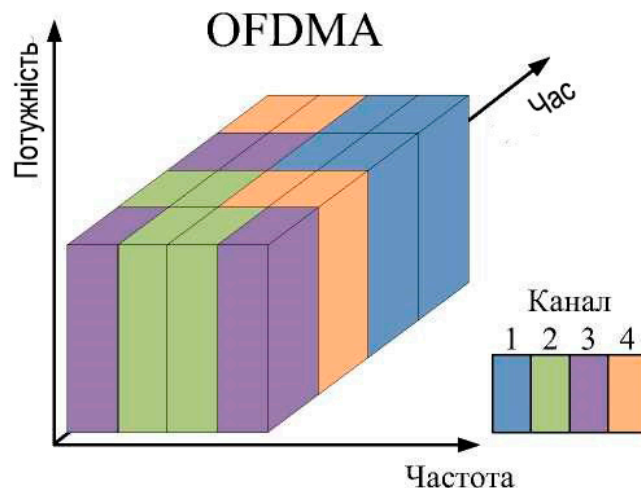


Рисунок 1.2 – Мультиплексування OFDMA 4-х каналів

В даний час метод множинного доступу з ортогональним частотним поділом каналів OFDMA є одним з найбільш ефективних для використання в мобільних системах зв'язку і застосовується в таких високошвидкісних системах як LTE [6] та Wi-MAX [5, 6]. OFDMA ґрунтується на принципах ортогональної частотної модуляції OFDM. Під кожен канал зв'язку виділяється певна смуга частот у вигляді набору ортогональних піднесучих OFDM-символу, які можуть містити як модуляційні символи QAM, і елементи кодової

послідовності. У спектральній області OFDM-символу відбувається ущільнення декількох каналів користувача за частотою. Приклад мультиплексування 4-х каналів методом OFDMA представлено на рисунку 1.2.

Однією з головних переваг OFDMA є можливість вимірювання параметрів каналу передачі та використання адаптивної модуляції, кодування та гнучкого розподілу каналних символів по ортогональних піднесучих. Піднесучі, які найбільш явно схильні до спотворення через вплив каналу передачі, можуть переносити меншу кількість інформації (низький індекс QAM-модуляції) або зовсім не використовуватися для передачі. Приклад адаптивної модуляції піднесучих представлений на рисунку 1.3.

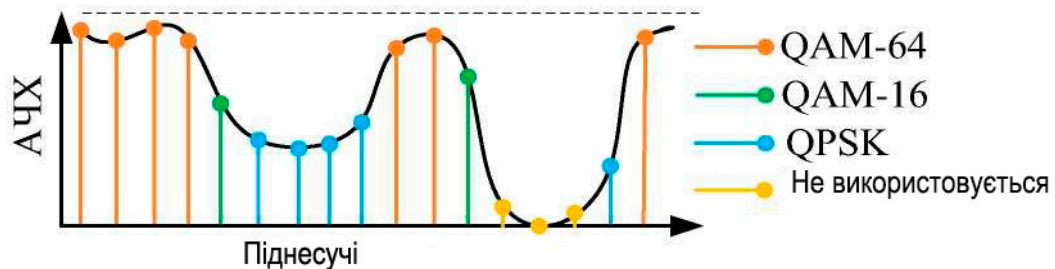


Рисунок 1.3 – Приклад адаптивної модуляції піднесучих

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

1.3 Методи неортогонального множинного доступу

На відміну від методів ОМА, методи множинного неортогонального доступу NOMA дозволяють використання єдиного частотно-часового ресурсу кількома користувачами без використання ортогональних функцій. Це може

сприяти збільшенню спектральної ефективності та зростанню кількості користувачів, що одночасно перебувають у мережі. На даний момент всі технології NOMA можуть бути розділені на дві категорії - PD-NOMA (Power Division NOMA, PD-NOMA) і кодове CD-NOMA (CD-NOMA).

У CD-NOMA застосовується поділ каналів за допомогою спеціальної квазіортогональної розширювальної кодової послідовності (схожий з CDMA). CD-NOMA можна розділити на кілька напрямків: розширення каналних символів послідовністю низької щільності LDS-CDMA, розширення каналних символів послідовністю низької щільності з наступною OFDM-модуляцією LDS-OFDM [5] і використання спеціальних кодових книг для формування каналних символів SCMA [31- 36]. За оцінкою інженерів [6] метод SCMA є найперспективнішим у групі CD-NOMA, оскільки забезпечує кращу продуктивність за найменшої обчислювальної складності.

У PD-NOMA для поділу каналів вводиться додатковий домен - потужність. Таким чином, канали користувача розташовуються в єдиному частотно-часовому ресурсі, але мають відмінну один від одного потужність. Для прийому та обробки сигналу PD-NOMA використовується метод послідовного придушення перешкод SIC (Serial interference cancellation) [7].

Існує ще два методи множинного неортогонального доступу, тісно пов'язані з NOMA: Pattern Division Multiple Access (PDMA) і Spatial Division Multiple Access (SDMA). PDMA може бути реалізований у кількох доменах. На стороні передавача реалізується максимальне рознесення і мінімізація накладень каналів користувача один на одного, утворюючи неортогональні сектори. Мультиплексування секторів відбувається в кодовому домені, просторовому домені або одночасно в обох доменах. У SDMA для поділу абонентів використовується індивідуальна імпульсна характеристика каналу. Цей принцип виявляється корисним у разі, якщо кількість висхідних каналів значно перевищує число антен базової станції. Класифікація методів множинного неортогонального доступу, запропонованих для використання в системах мобільного зв'язку наступного покоління представлена на рисунку

1.4. Найбільш перспективними для дослідження та застосування є методи SCMA та PD-NOMA [6, 7].

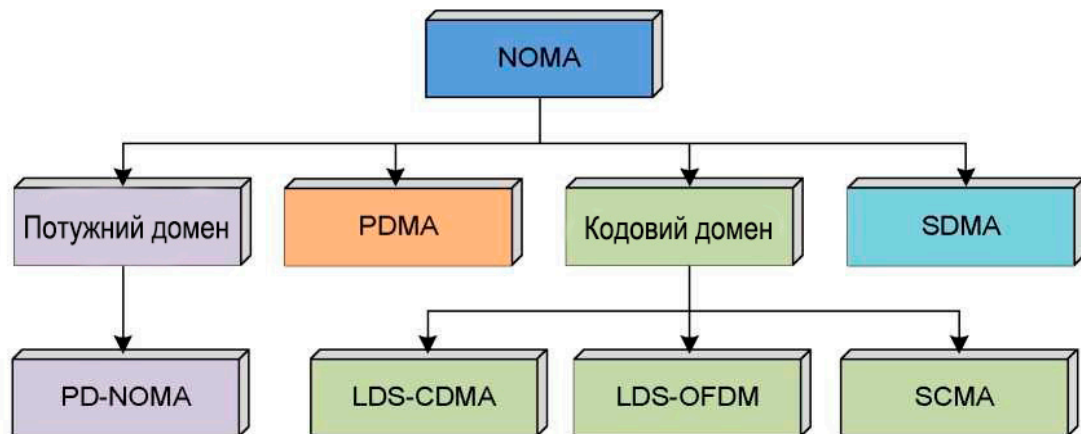


Рисунок 1.4 – Класифікація неортогональних методів множинного доступу

1.4 Метод множинного доступу з розрідженим кодом SCMA

В основі методу множинного доступу з розрідженим кодом SCMA лежить ідея суміщення кодового розділення каналів (CDMA) та частотного ортогонального розділення каналів (OFDMA). Користувальницькі канали поділяються у трьох доменах: часовому, частотному та кодовому. Подібна реалізація використовується методом багаточастотного кодового поділу каналів MC-CDMA (Multi Carrier CDMA). Алгоритм детектування передбачає використання набору кореляторів та блоків швидкого перетворення.

Зменшення обчислювальної складності детектування сигналів з розширенням спектра кодовою послідовністю досягається за допомогою використання кодів з низькою густиною сигнатур LDS (Low Density Signature). Для детектування LDS-символів застосовується алгоритм поширення довіри МРА (Message Passing Algorithm), який істотно знижує обчислювальні витрати [6].

На відміну від LDS, у SCMA відбувається формування багатовимірних комплексних кодових слів замість двійкових кодів, що здійснюють розподіл

QAM символів. Завдяки цьому досягається суттєвий вигравш перешкодозахищеності системи зв'язку [5]. Кодові слова SCMA неортогональні, а їх кількість може перевищувати кількість фізичних ортогональних піднесучих OFDM.

На даний момент існує два основних актуальних завдання у рамках SCMA. По-перше – розробка спрощених алгоритмів декодування SCMA сигналів. Декодування SCMA ґрунтується на ітераційному методі МРА, а обчислювальна складність суттєво зростає зі збільшенням кількості мультиплексованих каналів. По-друге - реалізація кодових книг для каналного мультиплексування, які безпосередньо визначають стійкість до перешкод каналу і, відповідно, його пропускну здатність.

1.5 Метод множинного доступу з розподілом каналів за потужністю PD-NOMA

В основі методу PD-NOMA лежить технологія суперпозиційного кодування SC (Superposition Coding), представлена вперше [6]. Технологія SC дозволяє одночасно передавати інформацію кільком абонентським пристроям в одній смузі частот. Поділ каналів користувача відбувається за потужністю, а загальний сигнал на виході передавача є суперпозицією сигналів всіх користувачів з відмінною один від одного потужністю. Для демодуляції сигналу SC використовується алгоритм SIC.

На 2013-2015 роки припав основний обсяг оглядових публікацій з тематики PD-NOMA. В основному, дані публікації включають концептуальні роботи та обґрунтування застосування методу PD-NOMA в системах зв'язку [7]. У цих роботах наведено результати розрахунку та моделювання, які показують, що метод PD-NOMA у певних умовах є ефективним.

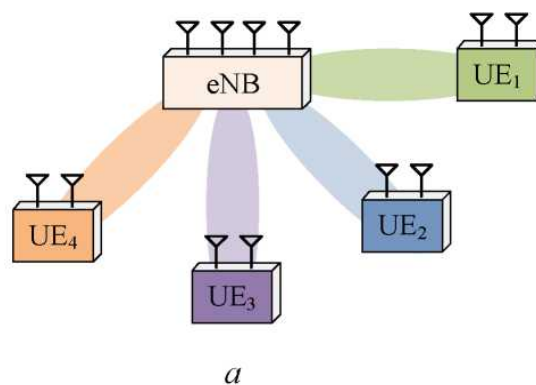
Глибші наукові роботи з тематики PD-NOMA публікуються з 2015 року і до сьогодні. Вони присвячені питанням оптимізації розподілу потужності [6], максимізації пропускнуєї спроможності та інших аспектів. Окремо можна

виділити кілька робіт, які присвячені ідеям об'єднання PD-NOMA з іншими сучасними технологіями, наприклад Massive MIMO або OFDMA.

В останні роки увага розробників зосереджена на розробці технології формування багатопроменевої діаграми спрямованості в мобільних системах зв'язку, яка отримала назву Massive MIMO. Ідея Massive MIMO полягає у тому, щоб сформувати вузький промінь у напрямку кожного користувача та, таким чином, виключити міжканальну інтерференцію.

Кожному користувачеві для організації каналу зв'язку виділяється весь ЧЧР системи. Недостатнє рознесення користувачів в азимутальній площині призводить до накладання променів та міжканальної інтерференції. Цю проблему можна вирішити шляхом формування вузької діаграми спрямованості променя, однак, таке рішення накладає дуже жорсткі вимоги до антенної системи та обчислювальної потужності базової станції. Приклад технології Massive MIMO наведено на рисунку 1.5.

Використовуючи метод PD-NOMA у комбінації з Massive MIMO, можна отримати компромісне рішення, використовуючи переваги обох методів. Групи з кількох користувачів UE, що мають досить близьку кутову координату щодо вузлової станції eNB, можуть бути мультиплексовані методом PD-NOMA у межах одного променя. Для обробки сигналу може бути використаний алгоритм послідовного придушення перешкод SIC. Схема MIMO/PD-NOMA представлена на рисунку 1.6.



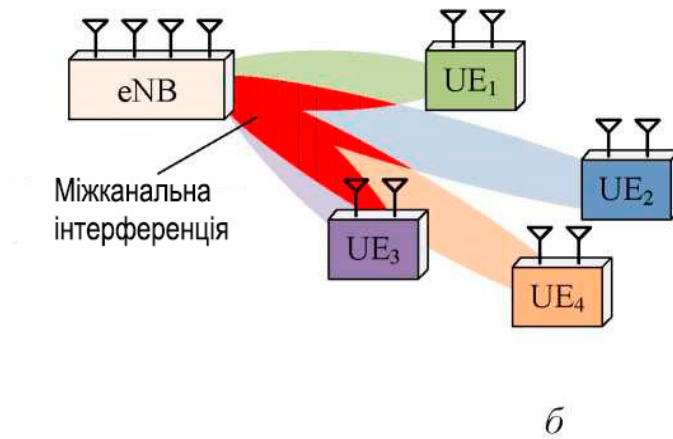


Рисунок 1.5 – Технологія Massive MIMO:

а – міжканальна інтерференція відсутня; б - міжканальна інтерференція присутня

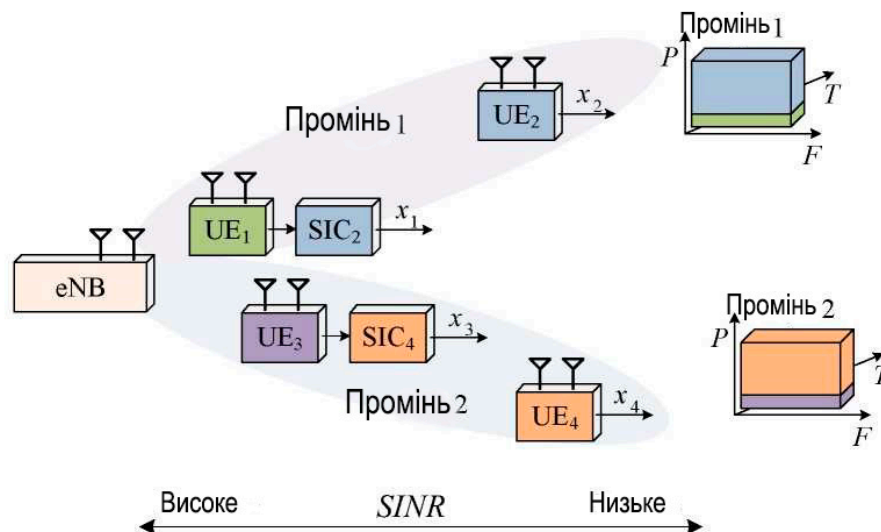


Рисунок 1.6 - Схеми MIMO/PD-NOMA

Об'єднання OFDMA та PD-NOMA є найвигіднішим рішенням для застосування в мобільних системах зв'язку зі складними умовами каналу РРВ. OFDMA дозволяє найбільш ефективно працювати в складному багатопроменевому каналі передачі та розподіляти частотно-часовий ресурс між абонентами, а PD-NOMA дозволяє гнучко розподіляти енергетичний ресурс залежно від оцінки стану каналу РРВ. Перспектива використання такого підходу описана у [7]. Приклад розподілу ресурсу представлений на рисунку

1.7. У цій роботі розглянуто підхід до формування та обробки PD/OFDMA каналів, а також продемонстровано його ефективність.

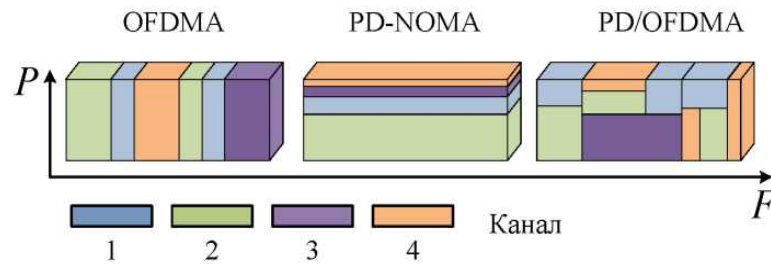


Рисунок 1.7 – Приклад розподілу ресурсу

1.6 Висновки до розділу

Зростання трафіку мобільних пристроїв потребує збільшення пропускної спроможності мобільних систем зв'язку. На даний момент ця проблема вирішується єдиним способом - збільшенням смуги частот та використанням додаткових частотних діапазонів. Такий шлях має два недоліки: дорожняча оренди операторами та фізично обмежений ресурс.

У даній роботі розглядається інший спосіб вирішення цієї проблеми - підвищення ефективності використання частотного ресурсу, застосовуючи новий метод множинного неортогонального доступу з поділом абонентських каналів за потужністю PD-NOMA.

Методи множинного доступу, що використовуються в даний час, такі як OFDMA, CDMA тощо ідеологічно ґрунтуються на максимальному виключенні міжканальної інтерференції. У викладених методах будь-яка міжканальна інтерференція є неконтрольованою і приводить до додаткових спотворень сигналу.

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

2 МЕТОД МНОЖИННОГО НЕОРТОГОНАЛЬНОГО ДОСТУПУ PD-NOMA

Метод неортогонального множинного доступу з поділом каналів за потужністю PD-NOMA передбачає використання потужного домену для поділу каналів користувача, які при цьому фізично розміщуються в єдиному частотно-часовому ресурсі, але мають відмінну один від одного потужність. Приклад мультиплексування 4-х каналів методом PD-NOMA зображено на рисунку 2.1. Величини потужності, виділеної кожному каналу, має бути достатньо для забезпечення заданої швидкості передачі в умовах каналу РРВ. Недолік виділеної потужності каналу призведе до зростання помилок демодуляції каналних символів, а надлишок потужності призведе до збільшення міжканальної інтерференції та зменшення завадостійкості сусідніх каналів [8].

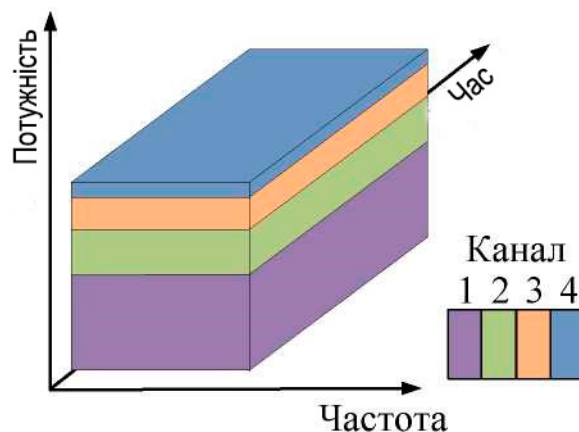


Рисунок 2.1 – Приклад мультиплексування 4-х каналів

Чим більше відношення потужностей в каналах, що мультиплексуються, тим легше компенсувати міжканальну перешкоду. Тому застосування PD-NOMA виявляється вигідним у ситуації, коли абонентські канали передачі дуже різняться по відношенню сигнал/шум (ВСШ). Тоді користувачеві з простим каналом РРВ та високим відношенням сигнал/шум (4-й канал на рисунку 2.1) можливо надати малу частку потужності щодо користувача з складним каналом РРВ та низьким відношенням сигнал/шум (1-й канал на рисунку 2.1). При

цьому виділеній потужності має бути достатньо для забезпечення швидкості передачі всіх абонентів.

У мобільних системах зв'язку в реальному часі можуть отримувати доступ до мережі кілька десятків і навіть сотень абонентів, розташованих випадково в зоні радіодоступу вузлової станції. Тому завжди можливі ситуації, у яких канали РРВ користувачів значно різняться один від одного. Характеристика каналу РРВ залежить від траси проходження сигналу, яка в межах міської забудови може бути як простою, так і дуже складною [8, 9].

Розглянемо випадок мультиплексування методом PD-NOMA двох абонентів, коли перший абонент UE_1 (User Equipment – користувальницьке обладнання) знаходиться близько до вузлової станції eNB (eNodeB – позначення вузлової станції в документації LTE), а другий UE_2 – на її околиці. У найпростішому випадку канал РРВ не має частотно-селективних замирань, а ослаблення сигналу зумовлено лише поширенням у вільному просторі. На рисунку 2.2 наведено застосування PD-NOMA для двох користувачів у межах стільника вузлової станції.

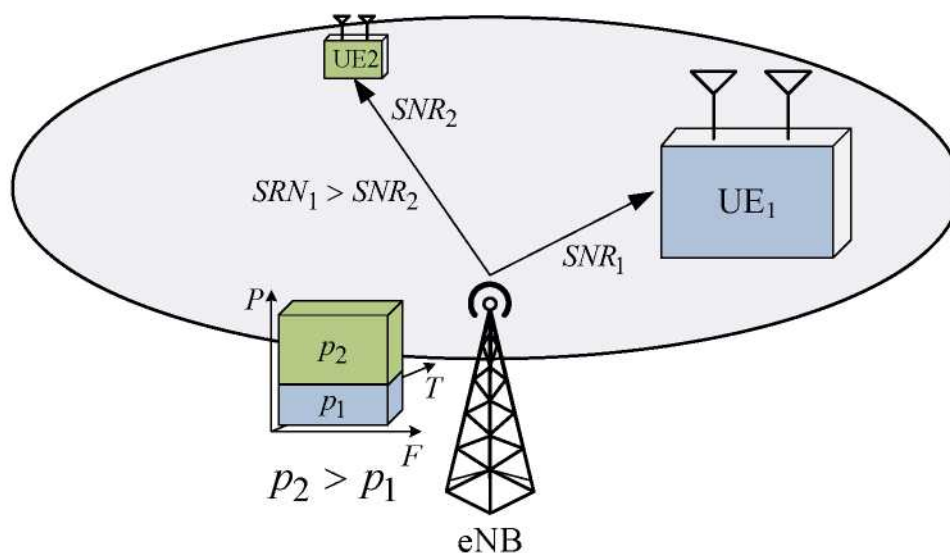


Рисунок 2.2 – Приклад застосування PD-NOMA для двох користувачів у межах стільника вузлової станції

При однаковій потужності власних шумів приймача UE_1 має краще ВСП, ніж користувач UE_2 ($SNR_1 > SNR_2$). Для ефективної демодуляції користувачеві UE_2 буде виділено найбільшу частину доступної потужності, а користувачеві UE_1 - найменшу ($p_1 < p_2$), а значення величин $p_{1,2}$ розраховуються з урахуванням $SNR_{1,2}$.

Розглянемо формування сигналу PD-NOMA низхідного потоку (Downlink), який містить у 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 таким правилом:

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

Структурна схема каналу передачі PD-NOMA сигналу зображена на рисунку 2.3. Сигнал Z_k на вході k -го абонента є транспортним сигналом 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 перешкоди;

$\otimes$ – операція згортки.

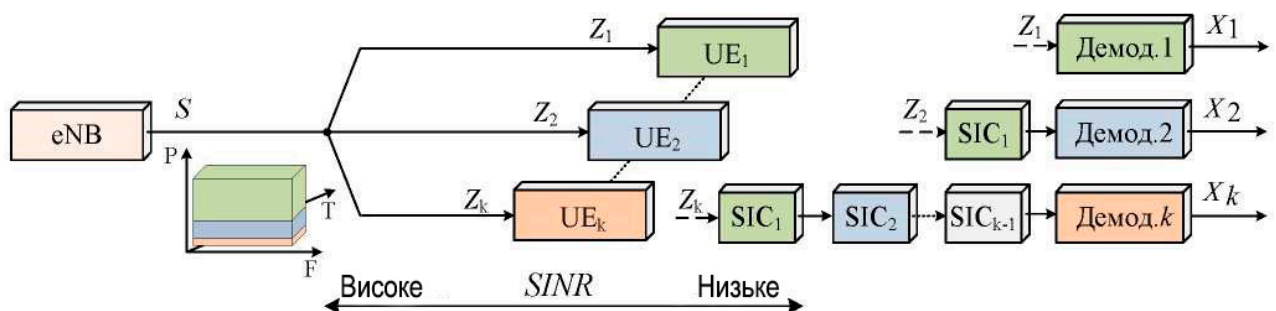


Рисунок 2.3 – Структурна схема каналу передачі PD-NOMA

На рисунку 2.4 (в) зображено сигнальне сузір'я транспортного сигналу, яке утворено шляхом суперпозиції сигнальних сузір'їв двох 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 рисунку 2.4 (а, б).

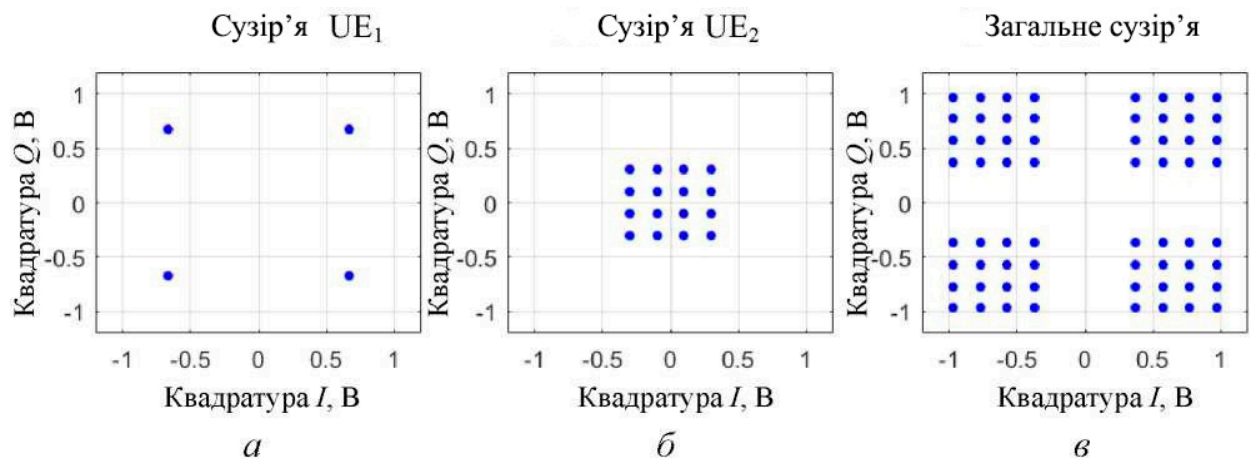


Рисунок 2.4 – Сигнальне сузір'я транспортного сигналу на виході передавача eNB: а – сузір'я QPSK з потужністю 0,9 Вт; б - сузір'я QAM16 із потужністю 0,1 Вт; в - загальне сузір'я транспортного сигналу

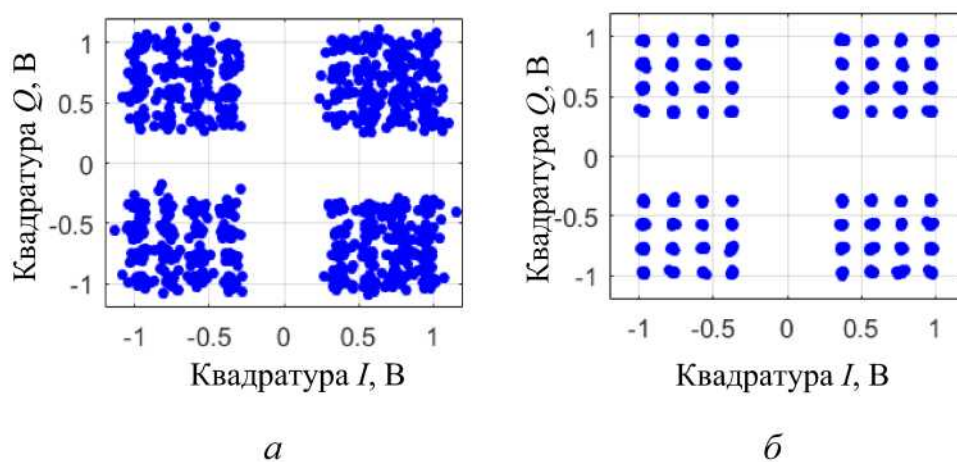


Рисунок 2.5 – Сигнальне сузір'я транспортного сигналу на вході приймачів: а – першого абонента UE_1 ; б - другого абонента UE_2

На вхід приймальних пристроїв UE_1 та UE_2 надходять спотворені каналом розповсюдження сигнали. На рисунках 2.5 (а, б) представлені сигнальні сузір'я на вході UE_1 та UE_2 відповідно. Демодуляція сигналу відбувається методом

послідовного придушення перешкод SIC (Serial Interference Cancellation), опис якого наведено у наступному розділі.

2.1 Метод послідовного придушення перешкод SIC

Вперше метод послідовного придушення перешкод SIC (Serial Interference Cancellation) запропонований у [9]. SIC застосовується для демодуляції сигналу, який є суперпозицією кількох користувачів. Структурна схема SIC-приймача наведена на рисунку 2.6.

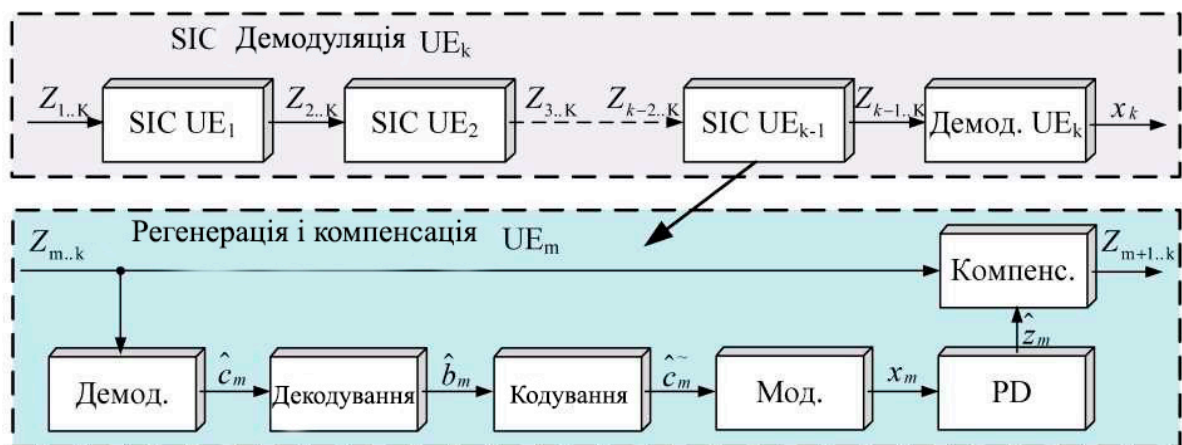


Рисунок 2.6 – Структурна схема SIC приймача

Метод SIC полягає в послідовній демодуляції, регенерації та компенсації найбільш потужних сигналів для подальшої демодуляції найменш потужних. Насамперед демодулюється сигнал користувача з максимальною потужністю, який регенерується та усувається з прийнятого сигналу. Таким чином, стає можливою демодуляція другого за рівнем потужності сигналу користувача. По ланцюжку здійснюється демодуляція всіх каналів.

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

Операції декодування та кодування не є обов'язковими при регенерації, однак, вони дозволяють виправити кілька бітових помилок і точніше відновити

канальні символи, витративши на це додаткову обчислювальну потужність. Якщо SIC демодуляція відбувається без використання перешкодостійкого кодування/декодування, регенерація каналів відбувається на рівні канальних символів і такий метод називають SL-SIC (Symbol Level - SIC). В іншому випадку регенерація каналів відбувається на рівні бітового слова і такий метод називають CL-SIC (Code Level – SIC) [60, 74,75].

Нехай $SINR_{m,k}$ - (Signal-to-interference-plus-noise ratio) відношення сигнал/шум, у якому відбувається демодуляція сигналу m -го користувача в приймачі k -го користувача. Усі можливі варіації $SINR$ представлені як матриці на рисунку 2.7. Якщо $m = k$, то k -й користувач демодулює власний канал (діагональ матриці). Вважатимемо, що кожному користувачеві UE_k достатньо демодулювати власний канал, при цьому потрібна обов'язкова компенсація каналів верхнього рівня $m < k$. Приймемо припущення, що канали верхнього рівня демодулюються і компенсуються безпомилково, а системна перешкода інтерферуючих каналів нижнього рівня є АБГШ.

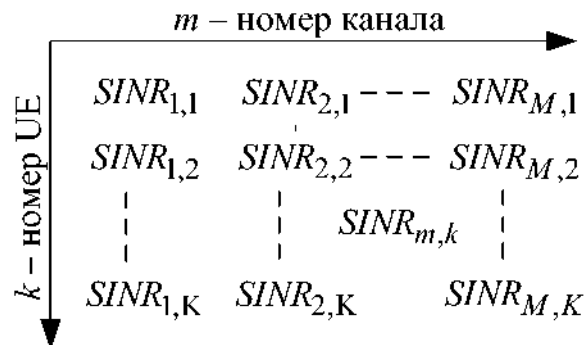


Рисунок 2.7 – Можливі варіації SINR

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

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

де α_1 – коефіцієнт ослаблення;

N_1 – потужність АБГШ у каналі РРВ UE₁;

p_1 – потужність сигналу UE₁ на виході передавача;

p_i – потужність сигналів UE_{2...K} нижнього рівня.

Другий користувач UE₂ для демодуляції власного сигналу повинен спочатку демодулювати сигнал першого користувача UE₁ 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 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 потрібно послідовно демодулювати та 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:

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

Узагальнений вираз для розрахунку SINR, з яким k -ий користувач демодулює власний сигнал:

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

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

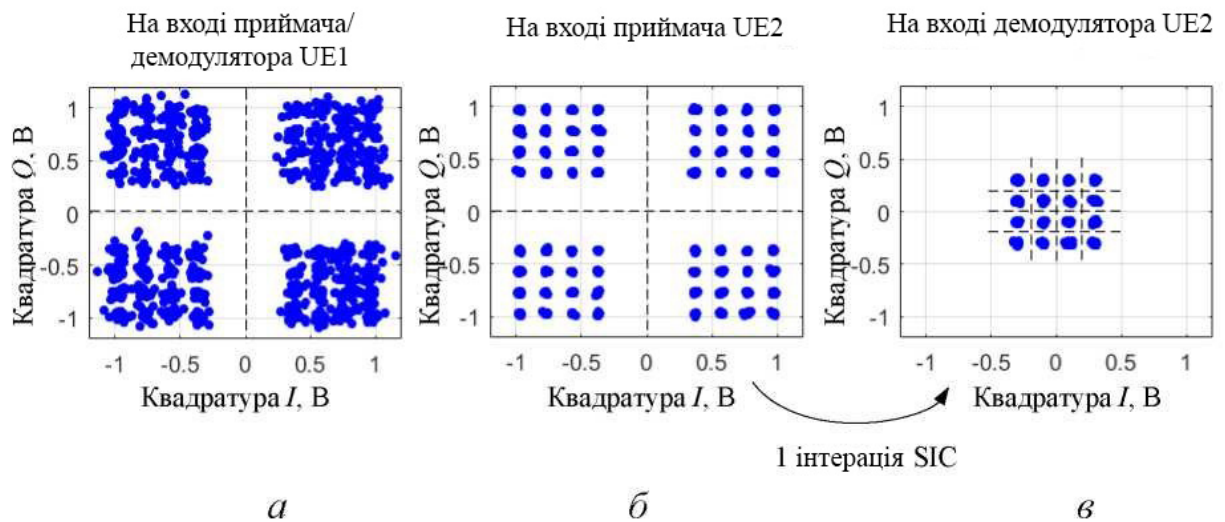


Рисунок 2.8 – Сигнальні сузір'я: а - на вході приймача/демодулятора UE₁; б - на вході приймача UE₂; в - на вході демодулятора UE₂

2.2 Розрахунок пропускної спроможності каналу зв'язку PD-NOMA

Розрахунок граничної пропускної здатності каналу зв'язку PD-NOMA відбувається за допомогою теореми Шеннона [6], яка говорить про те, що гранична пропускна здатність каналу зв'язку в каналі з АБГШ:

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

де F - ширина смуги каналу;

SNR - відношення сигнал/шум, яке може бути виражене:

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

де P - потужність сигналу;

α - ослаблення сигналу;

N - потужність АБГШ в каналі зв'язку.

Пропускна здатність єдиного каналу зв'язку в системі визначатиметься теоремою Шеннона. У багатоканальній системі зв'язку, що складається з K каналів, загальна пропускна спроможність системи $C_{сист}$ є сумою пропускних здібностей усіх каналів $C_{сист} = \sum C_{1...K}$. Для багатоканальних систем із частотним поділом каналів FD (Frequency Division) пропускна здатність k -го каналу визначатиметься:

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

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

При неортогональному мультиплексуванні перешкодою є суміш АБГШ та сигналів сусідніх каналів (системна перешкода). Далі показано, що уявлення системної перешкоди як нормальної перешкоди відбиває найгірший випадок для каналу зв'язку. Тому при розрахунках системна перешкода потужністю P буде представлена у вигляді нормальної перешкоди N ідентичної потужності.

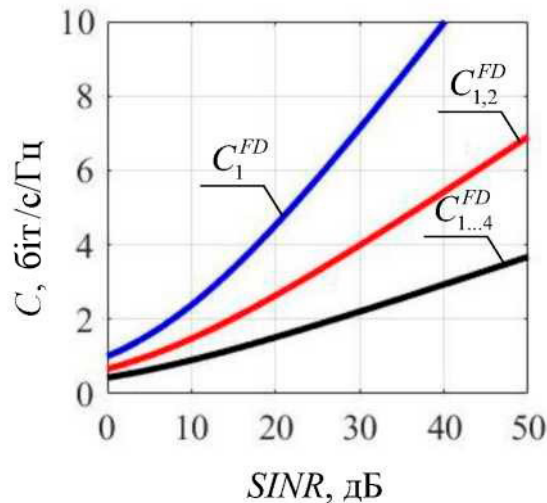


Рисунок 2.9 – Залежність $C_k^{FD}(SINR)$

У багатоканальній системі з K каналів з поділом по потужності PD (Power Division), що одночасно використовують єдину смугу F при відомих парціальних потужностях в каналах $p_1 \dots p_K$ пропускна здатність k -го каналу визначається [8]:

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

У каналах $1 \leq k < K$ сума парціальних потужностей $\sum p_i$ каналів $i < k$ є 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 вираз (2.5) справедливий у разі повного усунення системної перешкоди каналів верхнього рівня при SIC-демодуляції. На рисунку 2.10 наведено залежність $C_k^{PD}(SINR)$ для 2-х та 3-х каналів ($K=2$ та $K=3$), отримана за допомогою виразу (2.5).

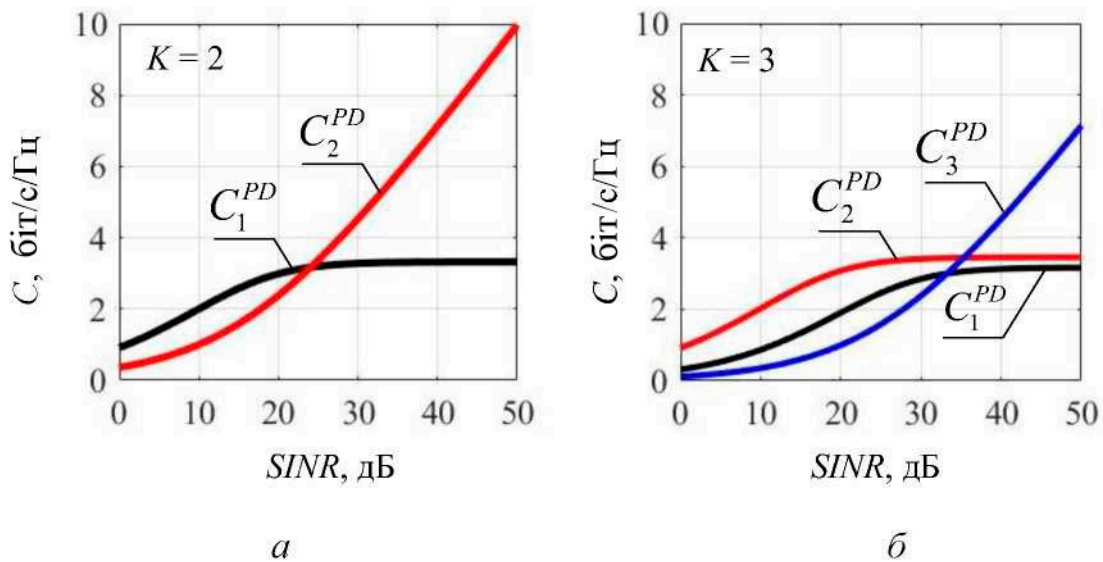


Рисунок 2.10 – Залежність $C_k^{PD}(\text{SINR})$ при мультиплексуванні:

а - 2-х каналів; б - 3-х каналів

2.3 Подання системної перешкоди як АБГШ

У виразах розрахунку пропускної спроможності PD-NOMA каналів (2.5) в якості системної перешкоди від каналів користувача нижнього рівня використовується АБГШ. З використанням цього припущення можна отримати найгіршу характеристику пропускну здатність каналу, оскільки АБГШ є найгіршою перешкодою із усіх можливих [8].

Пропускную здатність каналу з відомою перешкодою можна розрахувати, використовуючи теорему Шеннона [9], представляючи ентропію системної завади як ентропію АБГШ, взятого з коефіцієнтом. Якщо $x_1, x_2, \dots, x_n$ - миттєві значення системної перешкоди у 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 та $x_1 + dx_1$, x_2 і $x_2 + dx_2$ і т.д., то ентропія перешкоди описується виразом:

$$H_n = -\frac{1}{n} \int \dots \int p(x_1, x_2, \dots, x_n) \cdot \log_2(x_1, x_2, \dots, x_n) dx_1 \dots dx_n.$$

Тоді:

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

Вимірювання випадковості системної перешкоди можна проводити, порівняно з білим шумом. Потужність білого шуму, що має таку ж ентропію, як дана перешкода $N_1 = \frac{1}{2\pi e} \exp(2H)$. Відповідно до теореми [10] пропускна спроможність каналу C лежить у 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 у смузі F ;

N_1 – ентропійна потужність у смузі F .

Якщо перешкода представляє АБГШ, то $N_1 = N$ та обидві межі збігаються, а обчислення зводиться до класичної теореми Шеннона про пропускну здатність каналу. Для перешкоди, що не становить АБГШ, $N_1 < N$. Тому АБГШ є найгіршою перешкодою з усіх можливих і, представляючи системну перешкоду як АБГШ, розглядається нижня межа граничної пропускної спроможності каналу.

Порівняємо вплив АБГШ та системної перешкоди каналу нижнього рівня однакової потужності на канал верхнього рівня. Як приклад, канал верхнього рівня UE_1 містить канальні символи QPSK з потужністю $p_1 = 0,9$ Вт (-0,45 дБ), а канал нижнього рівня UE_2 - QAM-16 символи з канальною потужністю $p_2 = 0,1$ Вт (-10 дБ). Загальна потужність P транспортного сигналу становить $P = 1$ Вт. Розглянемо два випадки впливу перешкоди на канал UE_1 :

- у першому випадку як системна перешкода виступає канал UE_2 , а як додаткова адитивна перешкода - АБГШ потужністю $P_{AWGN} = 0,0032$ Вт (-25 дБ).

- у другому випадку як перешкода виступає АБГШ потужністю $p_2 + P_{AWGN} = 0,1032$ Вт (-9,8632 дБ).

В обох випадках відношення сигнал/шум на вході демодулятора UE₁ становить $\text{SINR}_1 = 9,4$ дБ, проте, природа перешкоди відрізняється. На рисунку 2.11 наведено сигнальне сузір'я транспортного сигналу та густина розподілу ймовірності квадратури I для першого випадку. Щільність розподілу квадратур I і Q однакові. У цій ситуації можна 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 вкрай мала (область обведена). В даному випадку закон густини розподілу ймовірності (ГРВ) сигналу на вході демодулятора UE₁ є результатом перемноження ГРВ QPSK, ГРВ QAM-16 та ГРВ АБГШ.

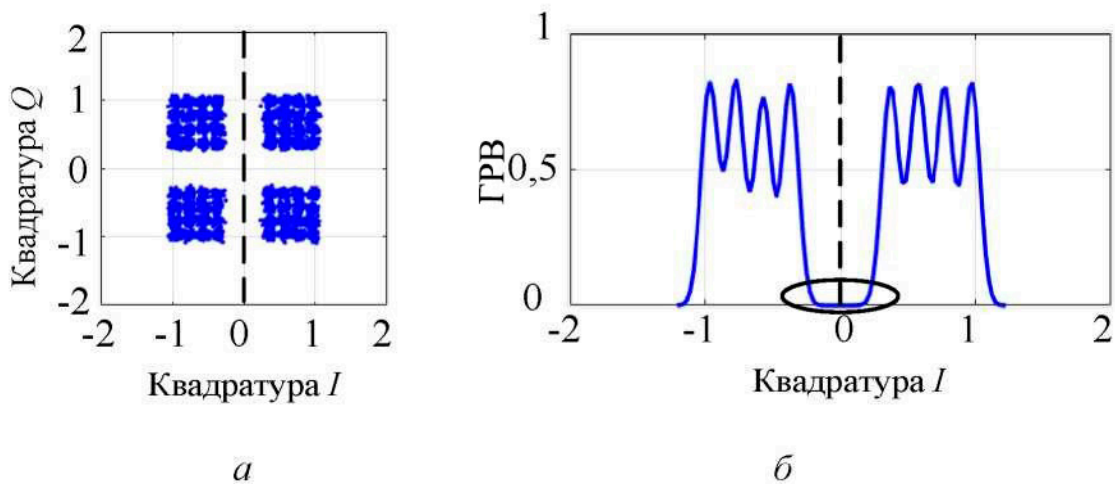


Рисунок 2.11 – Перший випадок, що розглядається: а - сигнальне сузір'я транспортного сигналу; б - густина розподілу ймовірності величини I

На рисунку 2.12 наведено сигнальне сузір'я транспортного сигналу та густина розподілу ймовірності квадратури I для другого випадку. Ймовірність появи значення амплітуди квадратури I на межі області детектування QPSK вище, ніж у першому випадку, що призводить до помилкового детектування та збільшення ймовірності бітової помилки при QPSK демодуляції каналу UE₁.

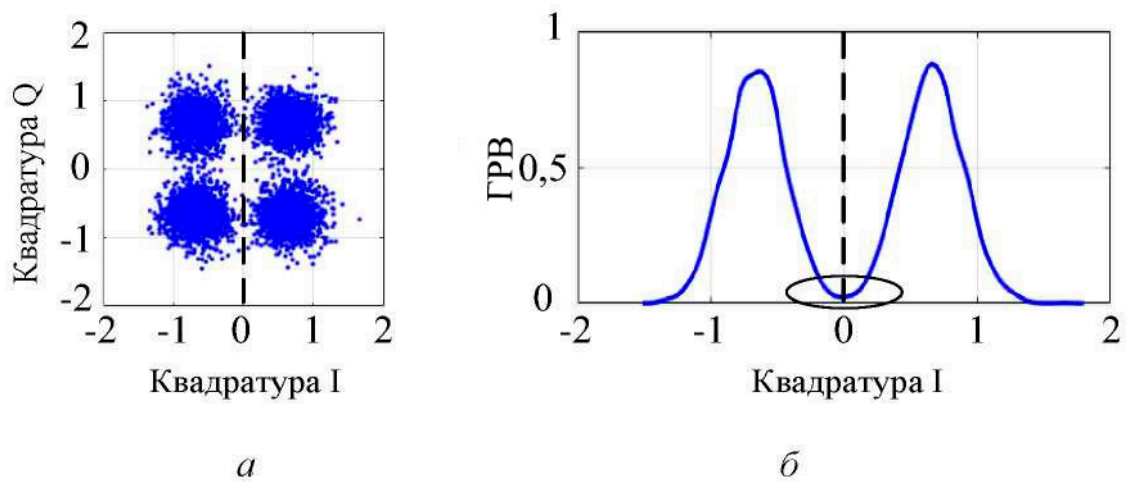


Рисунок 2.12 – Другий випадок, що розглядається: а - сигнальне сузір'я транспортного сигналу; б - густина розподілу ймовірності величини I

Таким чином, АБГШ є найгіршою перешкодою при демодуляції UE_1 , ніж перешкода від UE_2 з такою ж потужністю. Використання АБГШ як системної перешкоди при розрахунку відображає найгірший випадок для каналу зв'язку.

2.4 Порівняння пропускних здібностей OFDMA та PD-NOMA

Для порівняння PD-NOMA та OFDMA розраховується сумарна пропускна здатність систем $C_{\text{сист}}$ при мультиплексуванні каналів двох користувачів UE_1 та UE_2 (найпростіший 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 переважний вплив на сигнал має ослаблення α . У першому наближенні ослаблення однакових сигналів залежить лише від відстані d , тоді ослаблення в каналах користувачів буде $\alpha_1 < \alpha_2$. Структурна схема поширення сигналу від eNB до $UE_{1,2}$ зображена на рисунку 2.13.

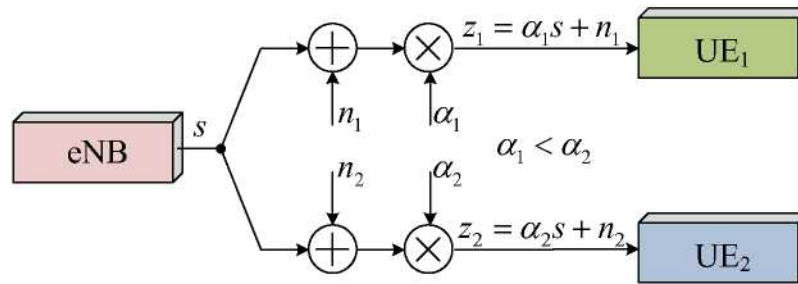


Рисунок 2.13 – Структурна схема розповсюдження сигналу

Позначимо $UE_{1,2}^{PD}$ та $UE_{1,2}^{FD}$ канали зв'язку PD-NOMA та OFDMA. Нехай F - смуга передачі сигналу, а P - випромінювана потужність сигналу у 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 $p_1 > p_2$ (оскільки $\alpha_1 < \alpha_2$). Обидва канали $UE_{1,2}^{FD}$ використовують потужність P , але займають частину частотного ресурсу: F_1 - смуга UE_1^{FD} та $F_2 = F - F_1$ - смуга UE_2^{FD} . Розподіл частотного та енергетичного ресурсів між користувачами представлено на рисунку 2.14.

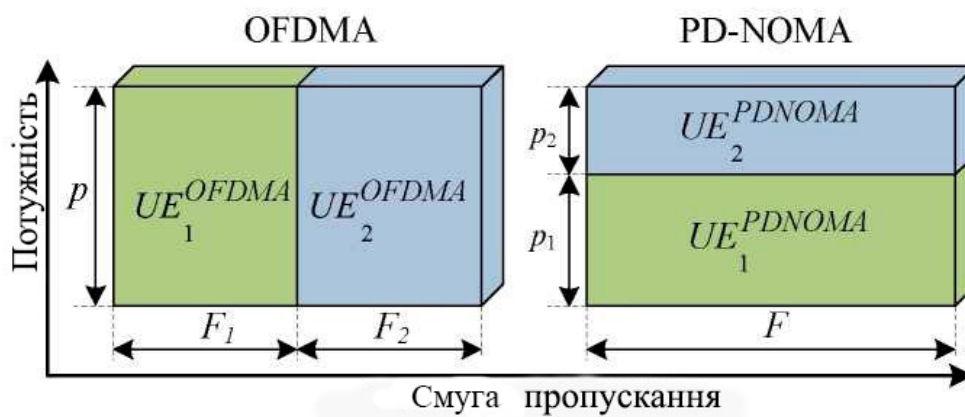


Рисунок 2.14 – Мультиплексування каналів у PD-NOMA та OFDMA

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

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

Задамося розподілом відстаней, смуги та потужності між користувачами та розрахуємо пропускні здібності $UE_{1,2}^{FD}$ та $UE_{1,2}^{PD}$ за формулою (2.6). Нехай відстані $d_1 = 450$ м та $d_2 = 150$ м, тоді коефіцієнти ослаблення (при несучій частоті $f_0 = 2$ ГГц) $\alpha_1 = 4,69 \cdot e^{-9}$ і $\alpha_2 = 4,22 \cdot e^{-8}$. Потужність АБГШ приймачів $N_1 = N_2 = 1e^{-10}$ Вт (-100 дБ). Загальний доступний частотний ресурс $F = 1$ Гц та 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 так: $p_1 = 0,9$ Вт і $p_2 = 0,1$ Вт. Тоді, згідно (2.6) пропускна здатність кожного каналу користувача [9]:

$$\begin{aligned} C_1^{FD} &= 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,69 \cdot e^{-9} \cdot 1}{1 \cdot e^{-10}} \right) = 2,79 & C_1^{PD} &= 1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,69 \cdot e^{-9} \cdot 0,9}{4,69 \cdot e^{-9} \cdot 0,1 + 1 \cdot e^{-10}} \right) = 3,07 \\ C_2^{FD} &= 0,5 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,22 \cdot e^{-8} \cdot 1}{1 \cdot e^{-10}} \right) = 4,36 & C_2^{PD} &= 1 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4,22 \cdot e^{-8} \cdot 0,1}{1 \cdot e^{-10}} \right) = 5,43 \end{aligned}$$

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

У сучасних системах мобільного зв'язку кожному користувачеві виділяється така швидкість передачі, яка необхідна для виконання поточного завдання. Крім того, використовуються алгоритми адаптивної модуляції, які дозволяють виходячи зі стану каналу РРВ вибрати швидкість завадостійкого кодування та тип квадратурної модуляції. Тому розглянутий сценарій різних

швидкостей в каналах зв'язку користувача може часто відбуватися на практиці в мобільних системах зв'язку.

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

$$C_1^{PD}(\text{SINR}_1 \leq \text{SINR}_{\text{cp}}) \geq C_1^{FD}(\text{SINR}_1 \leq \text{SINR}_{\text{cp}})$$

$$C_2^{PD}(\text{SINR}_2 \geq \text{SINR}_{\text{cp}}) \geq C_2^{FD}(\text{SINR}_2 \geq \text{SINR}_{\text{cp}})$$

Якщо відношення сигнал/шум у двох користувальницьких каналах розподілені $\text{SINR}_1 \leq \text{SINR}_{\text{cp}}$ і $\text{SINR}_2 \geq \text{SINR}_{\text{cp}}$, то багатоканальна система з методом множинного доступу з ущільненням каналів за потужністю може мати вигоду пропускної здатності у порівнянні з системами з частотним або часовим поділом каналів.

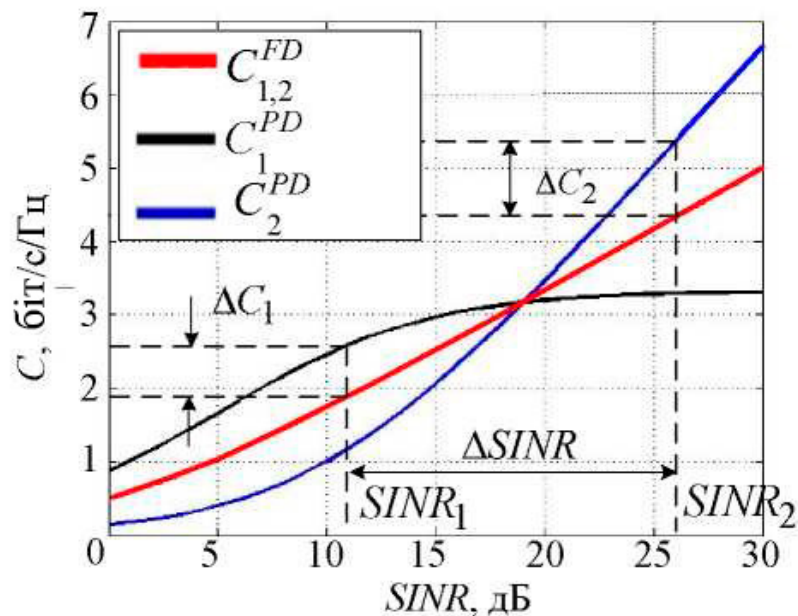


Рисунок 2.15 - Залежність пропускної спроможності каналів від SINR

З (2.6) отримані і представлені на рисунку 2.16 залежності C_1^{FD} (C_2^{FD}) і C_1^{PD} (C_2^{PD}) для 3-х випадків: користувальницькі 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 виграш системи PD-NOMA C_Σ^{PD} щодо OFDMA C_Σ^{FD} , тому для збільшення виграшу пропускної спроможності рекомендується мультиплексувати користувальницькі канали з найбільшою різницею відношення сигнал/шум.

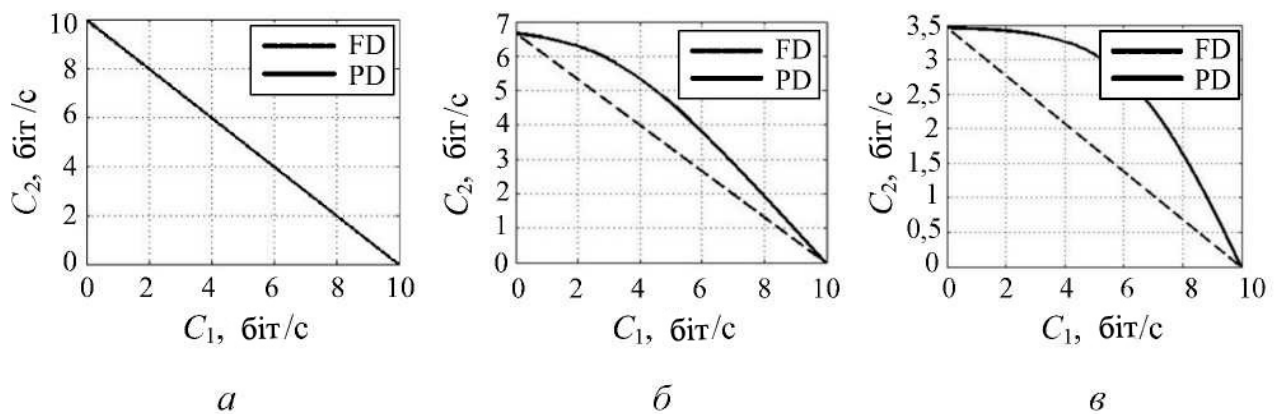


Рисунок 2.16 – Залежності C_1^{FD} (C_2^{FD}) і C_1^{PD} (C_2^{PD}) при:

а - $\Delta SINR = 0$ 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 та PD-NOMA при однаковій бітовій швидкості передачі R та однакових умов поширення сигналу. Перешкодостійкість оцінюється залежно від ймовірності бітової помилки BER (BER - Bit Error Rate) від величини відношення потужності сигналу до суми потужності шуму та інтерферуючого сигналу SINR. У моделі здійснюється передача даних від вузлової станції eNB до мобільних пристроїв UE (рис. 2.13). У першій частині моделювання розглядається передача даних каналом PPB з АБГШ, а у другій частині розглядається передача даних каналом PPB з частотно-селективними завмираннями, доплерівським розсіюванням і АБГШ.

Структура каналу зв'язку заснована на широкомовному користувальному каналі PUSCH (Physical Uplink Shared Channel) системи LTE [6, 10]. На виході базової станції формуються два слоти тривалістю по 0,5 мс, що складаються з 7 OFDM-символів, з яких 6 символів відведені під передачу даних, а 1 центральний символ RS є опорним і використовується для оцінки каналу поширення та еквалайзування. У кожному OFDM-символі по 512 частотних піднесучих з частотною 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 та потужність у слотах однакова. Канальне кодування не використовується. Структура сигналу представлена рисунку 2.17.

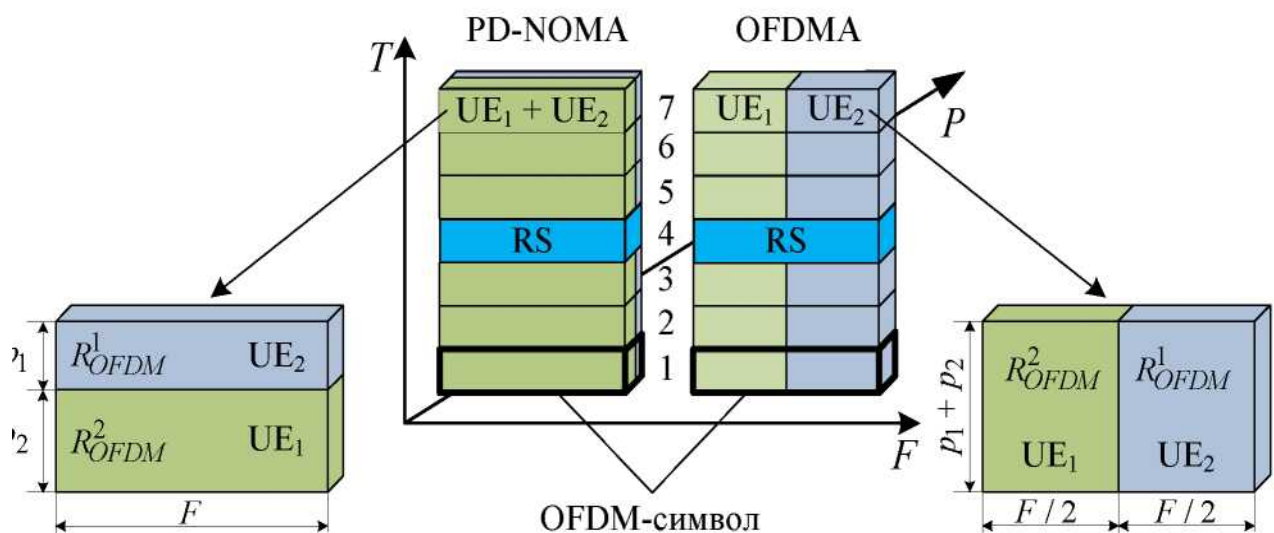


Рисунок 2.17 – Структура сигналів PD-NOMA та OFDMA

Використані три різні конфігурації ущільнення каналів зв'язку, які складені таким чином, щоб при рівних витратах фізичного ресурсу забезпечувалася однакова швидкість передачі даних у каналах PD-NOMA та OFDMA. У загальному випадку можливо сформувавши безліч конфігурацій, які задовольняють даній умові, тому складені такі конфігурації, в яких за виразами (2.4 і 2.5) очікується отримати вииграш або рівність перешкодостійкості PD-

NOMA відносно OFDMA при однаковій швидкості передачі. Конфігурації використовуваних систем наведено у таблиці 2.1.

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 у символі квадратурної модуляції (індекс модуляції), R_{OFDM} – кількість каналних біт в одному інформаційному OFDM символі, R_{Σ} – загальна кількість переданих біт в символі OFDM.

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

З рисунка 2.18 видно, що в конфігурації 1 і 3 очікується отримати виграш завадостійкості, а в конфігурації 2 очікується отримати однакову завадостійкість у кожному каналі зв'язку PD-NOMA відносно OFDMA. Розрахунок відбиває грубий прогноз, оскільки не враховує помилку демодуляції каналів верхнього рівня при демодуляції каналів нижнього рівня, а в якості системної перешкоди виступає АБГШ. Також не враховані особливості використовуваної сигнально-кодової конструкції.

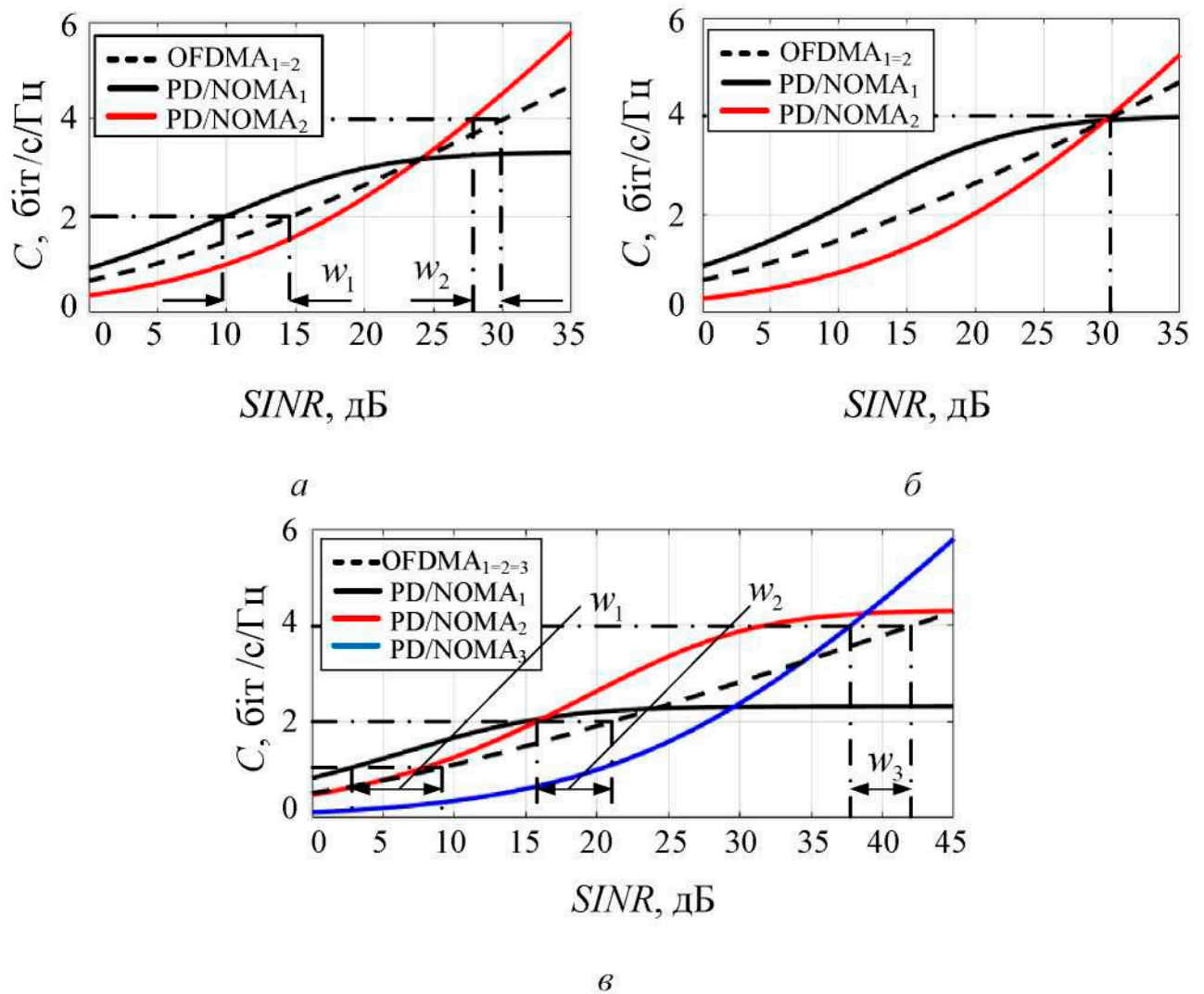


Рисунок 2.18 - Розрахована залежність $C(SINR)$ каналів PD-NOMA для:
а - конфігурації 1, б - конфігурації 2, в - конфігурації 3

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 адитивною перешкодою. Структурна схема моделі представлена на рисунку 2.3, а на рисунку 2.19 представлені отримані результати моделювання залежності $BER(SINR)$.

Згідно з розрахунком, вдалося зафіксувати наявність виграшу 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 детально результати моделювання, разом із результатами експерименту та розрахунку розібрані нижче.

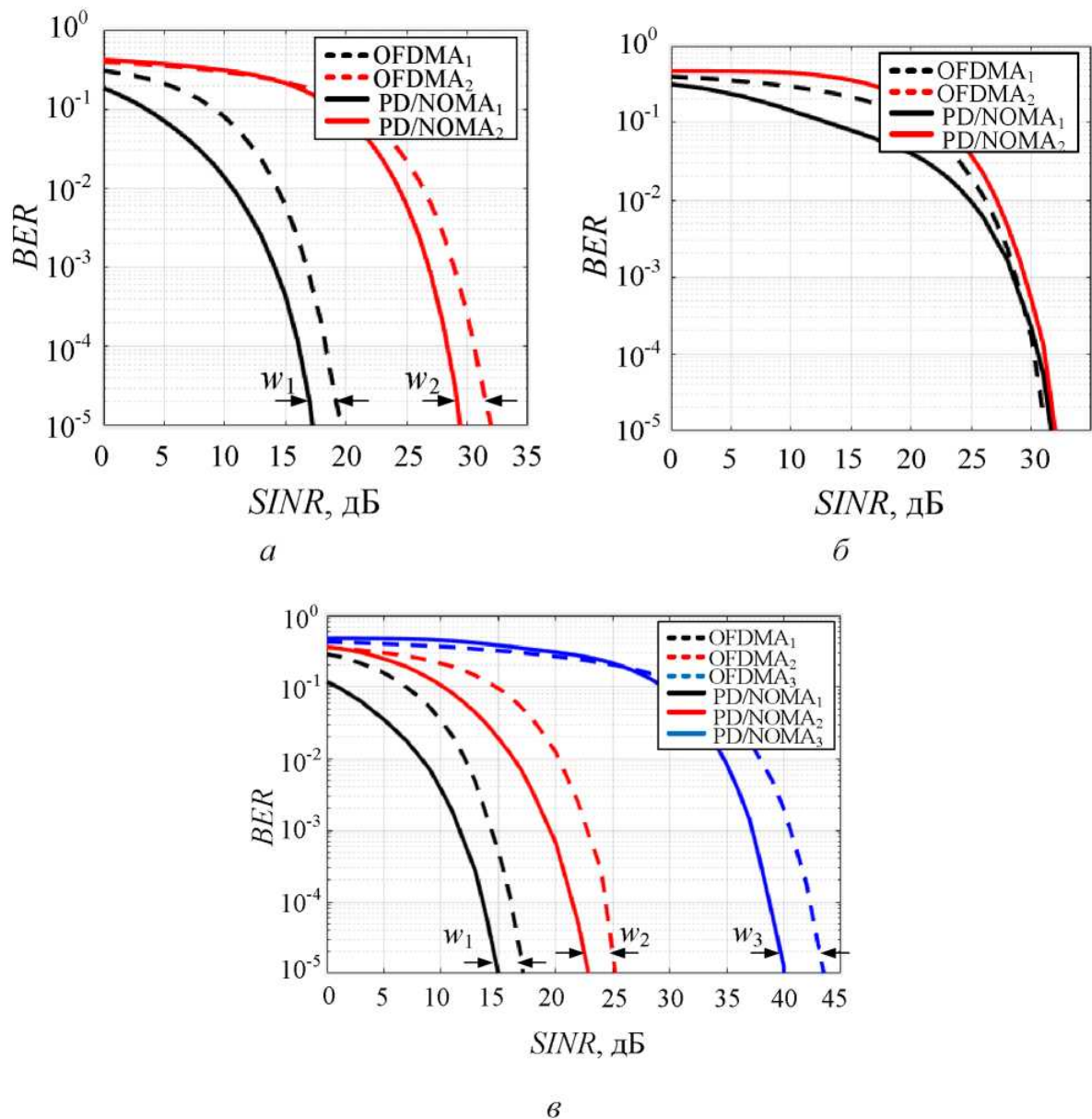


Рисунок 2.19 - Залежність $BER(SINR)$ для:
а - конфігурації 1, б - конфігурації 2, - конфігурації 3

2.5.2 Багатопроміньовий канал

У цій моделі проводиться порівняння завадостійкості каналів зв'язку конфігурації 1 (таблиця 2.1) в умовах каналу РРВ з багатопроміньовим каналом поширення з впливом частотно-селективних замирань, доплерівського розсіювання та АБГШ. Для імітації каналу РРВ використовувалися 3 моделі, рекомендовані документом [7, 8] 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 [11]. На основі перерахованих моделей складено 2 сценарії поширення сигналу, які наведені в таблиці 2.2. Кожен сценарій описується моделлю багатопроменевого каналу та величиною доплерівського розсіювання f_d .

Таблиця 2.2 – Сценарії трас поширення радіохвиль

Траса	Сценарій 1	Сценарій 2
UE ₁	EVA, $f_d = 5$ Гц	EPA, $f_d = 5$ Гц
UE ₂	EPA, $f_d = 5$ Гц	ETU, $f_d = 70$ Гц

На рисунку 2.20 представлена отримана внаслідок моделювання залежність $BER(SINR)$ для багатопроменевого каналу. Видно, канали PD-NOMA мають кращу завадостійкість, ніж канали OFDMA. Очікування наявності виграшу завадостійкості також підтверджуються.

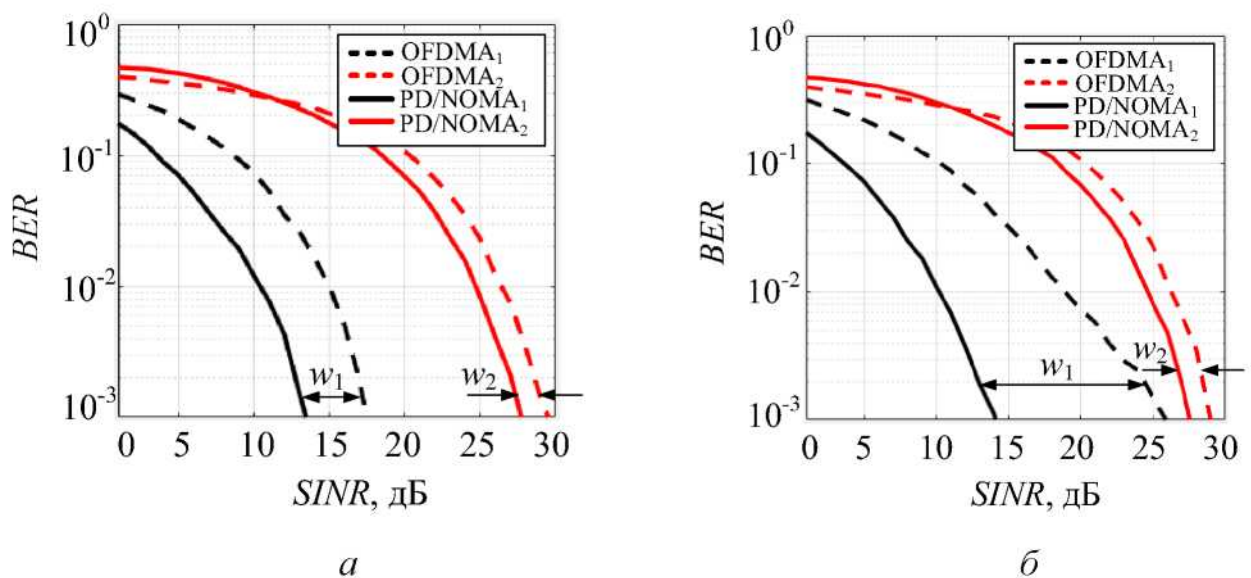


Рисунок 2.20 - Залежність $BER(SINR)$ каналів конфігурації 1 при багатопроменовому каналі РРВ: а - сценарій 1; б – сценарій 2;

2.6 Проблеми реалізації PD-NOMA

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

1. Накопичення помилок при SIC-демодуляції

Алгоритм SIC ефективно функціонує у разі відсутності помилок під час виконання процедур послідовної демодуляції, регенерації та компенсації. Однак помилково детектовані і далі регенеровані 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 неправильно детектованому символі модуляції внаслідок виправлення помилки бітової перешкодостійким декодером. Послідовна операція кодування/декодування застосовується на кожному етапі SIC-демодуляції. Структурна схема CL-SIC декодера представлена на рисунку 2.21.

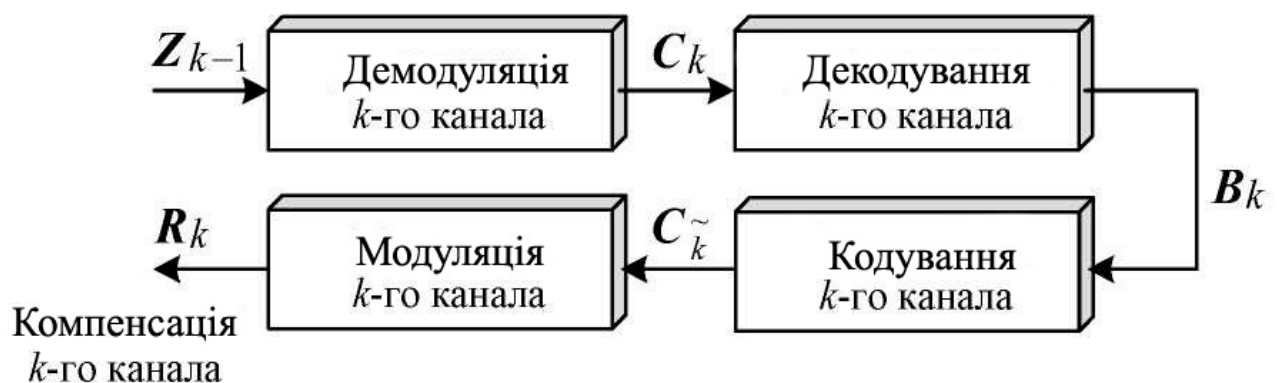


Рисунок 2.21 – Структурна схема CL-SIC компенсації

Вектор сигнальних відліків Z_{k-1} , отриманий після компенсації 1... $k-1$ каналів, надходить 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 та довжини кодового слова.

Компенсуючі канальні символи R_k формуються шляхом ідентичного кодування і модуляції вектора B_k .

В результаті моделювання отримані залежності $BER(SINR)$ для SL-SIC та CL-SIC при демодуляції каналу 4-го рівня, що представлені на рисунку 2.22 (а). На рисунку 2.22 (б) представлена залежність середньоквадратичного відхилення (СКВ) амплітуд канальних символів на вході демодулятора каналу 4-го рівня від SINR.

З залежностей, представлених рисунку 2.22, видно, що застосування CL-SIC при демодуляції каналів нижнього рівня не дає істотної переваги перед SL-SIC.

Це пов'язано з тим, що розподіл потужності між каналами такий, що канали верхнього рівня мають кращу стійкість до перешкод і демодулюються при меншому відношенні сигнал/шум. Для досягнення низького значення BER у наступному каналі обов'язковою умовою є низьке значення BER у попередньому каналі.

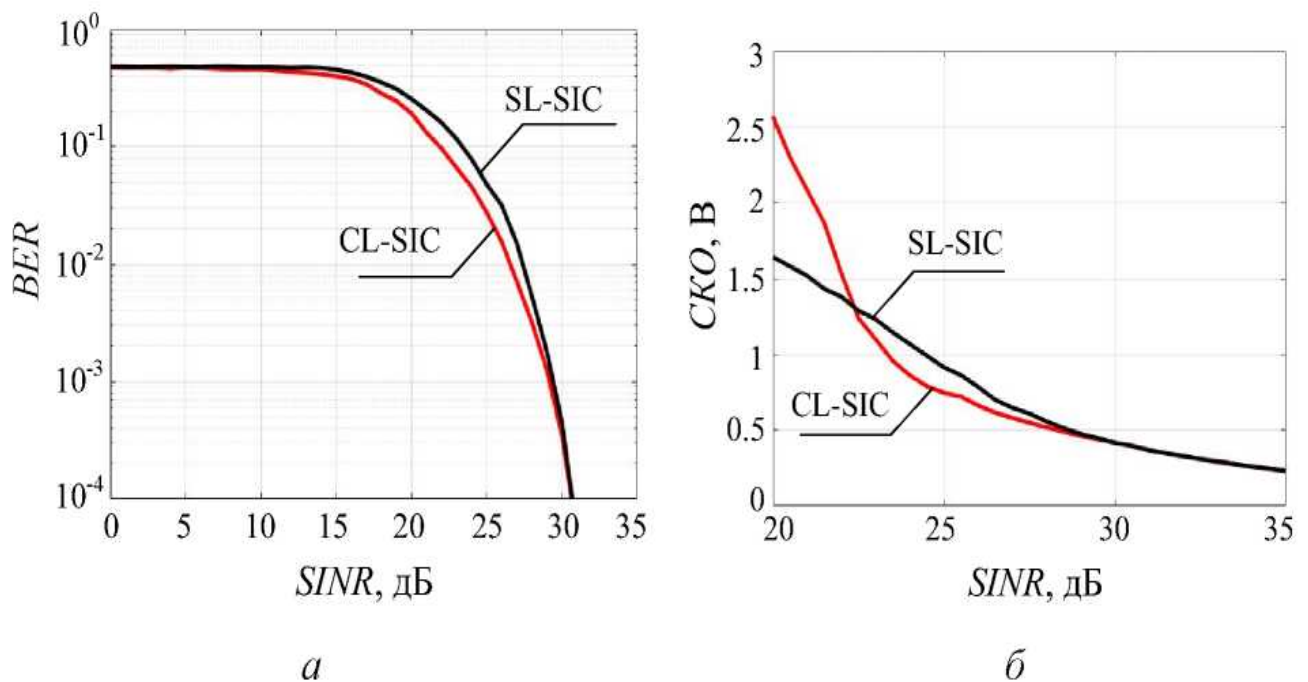


Рисунок 2.22 – Залежність:

а – $BER(SINR)$ каналу 4-го рівня; б – $CKB(SINR)$ каналу 4-го рівня

2. Обчислювальні витрати SIC

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

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

Проводиться спрощена оцінка обчислювальної складності кожної ланки SIC та ланцюжка в цілому, яка порівнюється з обчислювальною складністю обробки каналу OFDMA за однакових алгоритмів кодування/декодування та модуляції/демодуляції.

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

При обробці OFDMA каналу в кожному приймачі один раз виконуються операції демодуляції та декодування. Для обробки PD-NOMA каналу кожному приймачеві потрібно виконати кілька таких операцій.

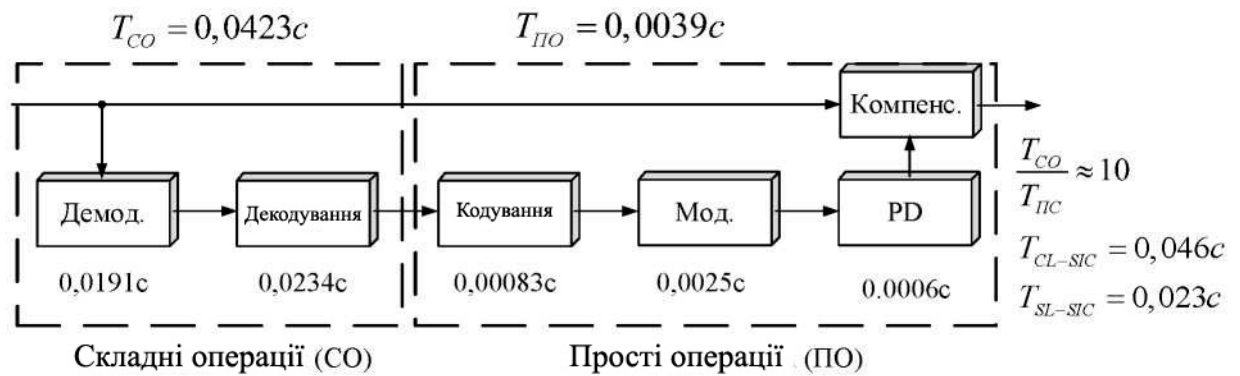


Рисунок 2.23 – Час виконання кожної операції в одній ланці SIC

На рисунку 2.24 представлена залежність часу виконання операції CL-SIC та SL-SIC від кількості ланок. Загальна обчислювальна складність зростає пропорційно кількості ланок у ланцюжку SIC, а виконання SL-SIC вимагає вдвічі менше обчислювальних витрат, ніж CL-SIC за рахунок відсутності операція декодування/кодування.

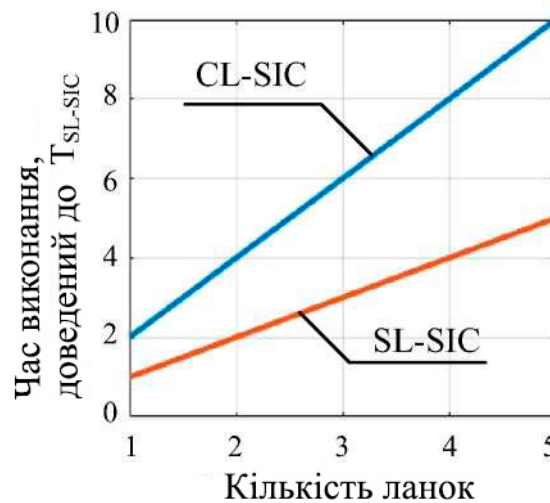


Рисунок 2.24 – Порівняння CL-SIC та SL-SIC

На рисунку 2.25 наведено оцінку 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, другому - дві ітерації і т.д.

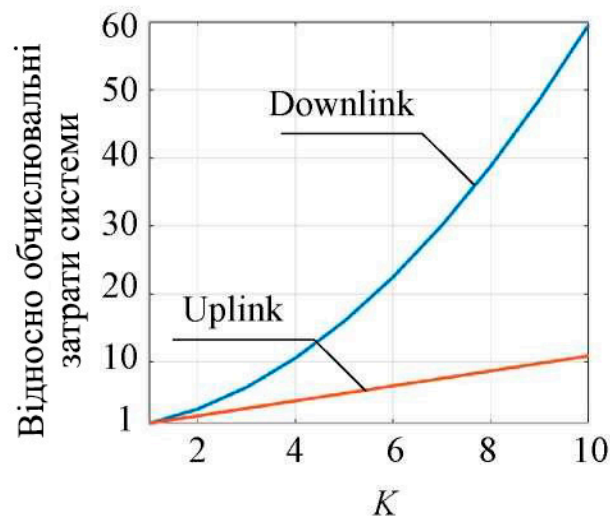


Рисунок 2.25 – Залежність обчислювальної складності системи PD-NOMA щодо OFDMA

Загальні обчислювальні витрати складаються із суми обчислювальних витрат усіх абонентів, тому залежність має нелінійний характер. У Uplink канали всіх користувачів послідовно обробляються на вузловій станції, тому зростання обчислювальної складності лінійне.

При аналізі обчислювальної складності можна дійти невтішного висновку у тому, що мультиплексування більше 3-х каналів призведе до значного зростання обчислювальної складності при невисокому виграші пропускної спроможності системи відносно OFDMA.

3. Розрахунок парціальної потужності каналів

Розрахунок парціальної потужності - це одна із найважливіших умов ефективної роботи PD-NOMA системи. Методологія розрахунку може базуватися на різних умовах, таких як: необхідна пропускна спроможність каналу, оцінка стану каналу РРВ, конфігурація інших каналів тощо.

4. Обмеження числа каналів користувача

Теоретично PD-NOMA дозволяє мультиплексування великої кількості каналів користувача. При цьому потрібен точний розрахунок потужності для кожного каналу за мінімальної похибки оцінки характеристик каналу РРВ. У реальних умовах неточність розрахунку через високу похибку оцінки каналу

РРВ та зміну характеристики РРВ каналу за час сеансу зв'язку призведе до зменшення відношення сигнал/шум та збільшення ймовірності помилки при SIC-демодуляції. При аналізі результатів виявлено, що при мультиплексуванні понад 3-х каналів відбувається зростання обчислювальної складності і серйозно зростають вимоги до точності оцінки каналу РРВ і при розподілі потужності без істотного збільшення виграшу пропускнуєї спроможності системи. Однак, якщо характеристика каналів РРВ сприятлива (високе відношення сигнал/шум), то метод PD-NOMA можна використовувати для мультиплексування великої кількості низькошвидкісних каналів (у кілька разів більше, ніж OFDMA).

5. Розрахунок системної перешкоди

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

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

При використанні методу PD-NOMA у мобільних системах зв'язку виникає низка труднощів. Збільшення обчислювальних витрат при багатоступінчастій обробці сигналу та похибка оцінки каналу передачі роблять мультиплексування великої кількості абонентів неможливим завданням. Тому апаратна реалізація алгоритму PD-NOMA у “чистому вигляді” недоцільна. У такій ситуації вигідним рішенням є застосування методу PD-NOMA з урахуванням OFDMA [5].

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

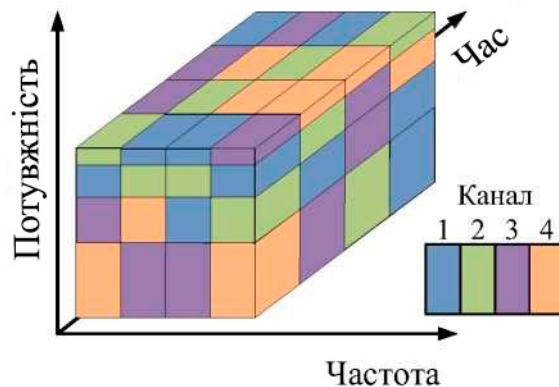


Рисунок 2.26 – Розподіл 4-х каналів у PD/OFDMA

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

При літературному огляді у вітчизняних джерелах не було знайдено інформації щодо проблематики PD/OFDMA. У зарубіжних джерелах цей 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 рисунку 2.27.

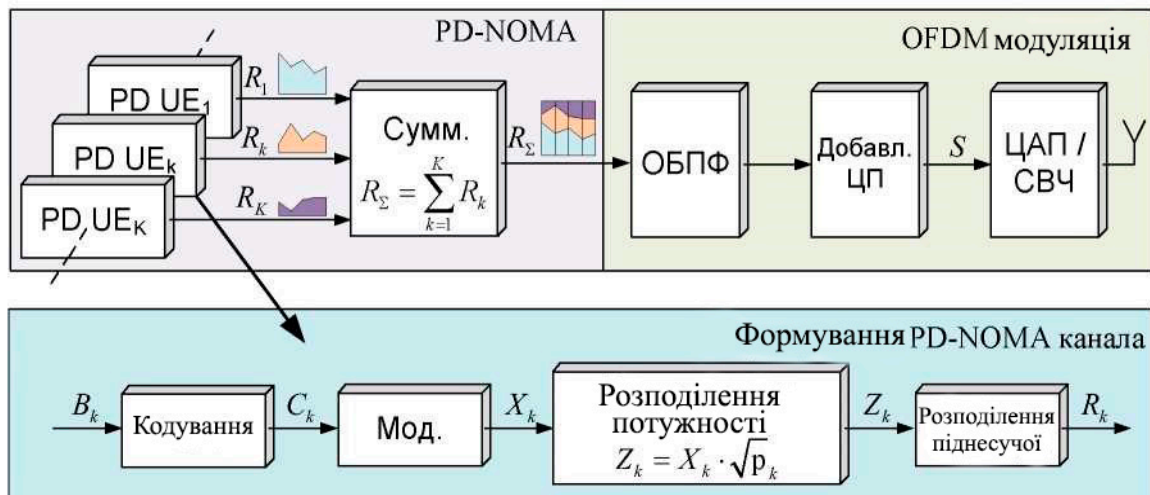


Рисунок 2.27 – Формування PD/OFDMA

Біти B_k k -го користувача кодуються та модулюються, утворюючи кодову послідовність C_k , яка надходить на вхід квадратурного модулятора. Символи модуляції X_k надходять на блок розподілу за потужністю, де перемножуються з парціальною потужністю каналу $\sqrt{p_k}$, формуючи парціальні символи модуляції Z_k . Парціальна потужність розраховується, ґрунтуючись на потрібній швидкості передачі та оцінці стану каналу РРВ, отриманої по каналу зворотного зв'язку. Вектор Z_k символів k -го PD-NOMA каналу [4]:

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

Парціальні символи модуляції розподіляються по піднесутих відповідно до правила розміщення OFDMA, утворюючи вектор R_k . Масиви розподілених по піднесутих парціальних символів модуляції каналів всіх користувачів надходять на вхід суматора, де відбувається операція складання амплітуд. Канали після PD-NOMA ущільнення можна представити так:

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

де N_{FFT} – розмірність перетворення Фур'є, а l – номер піднесущої.

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 часові відліки PD/OFDMA-символу. Після додавання циклічного префікса (ЦП) PD/OFDMA-символ надходить у блок цифро-аналогового перетворення та НВЧ тракт. Відліки 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 – частотна відстань між піднесучими.

На приймальній стороні k -го користувача обробка сигналу PD/OFDMA починається з OFDM-демодуляції. Сигнал проходить НВЧ тракт, дискретизується та усувається циклічний префікс.

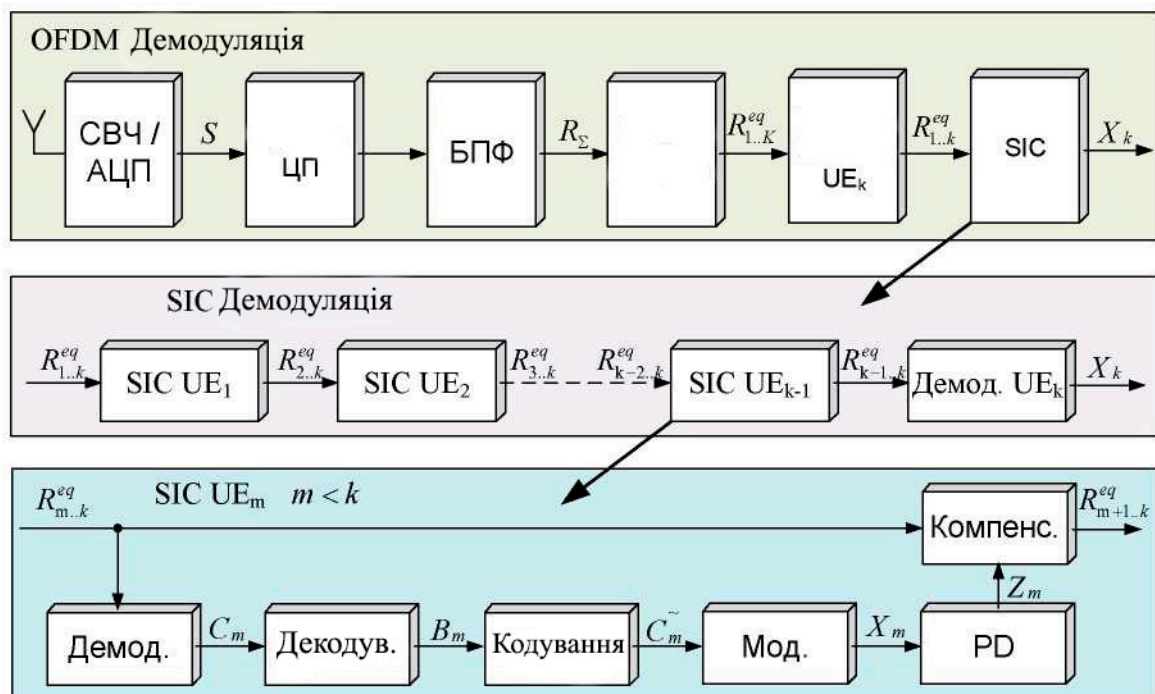


Рисунок 2.28 – Обробка PD/OFDMA

Вектор відліків S надходить на вхід БПФ, на виході якого формуються спектральні відліки PD/OFDMA-символу. Еквалайзер виправляє спотворення, викликані каналом PPB, після чого із спектру PD/OFDMA-символу селектуються піднесучі, що містять парціальні символи модуляції k -го абонента і надходять до SIC-демодулятора, який реалізований за стандартною схемою, описаною в попередньому розділі. Для компенсації каналів опційно може використовуватися демодуляція SL-SIC або CL-SIC. Структурна схема обробки PD/OFDMA зображено рисунку 2.28.

2.8 Моделювання PD/OFDMA

Для порівняння пропускної здатності систем PD/OFDMA і OFDMA проведено імітаційне моделювання для сценарію, коли K користувальницьких пристроїв випадково розташовуються на відстані $D_{\min} < d < D_{\max}$ в зоні обслуговування вузлової станції при нормальному законі розподілу d . Потрібно організувати низхідний (Downlink) канал зв'язку з усіма користувачами, маючи смугу передачі F і потужність випромінювання P . Імовірність знаходження користувача поблизу (1- 50 м) вузлової станції невелика, тому $D_{\min} = 50$ м.

Характеристика каналу PPB є індивідуальною для кожного користувача. Розподіл відстаней $d_1 < d_k < d_K$ у 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 [4, 5].

При мультиплексуванні методом OFDMA весь частотний ресурс F розподіляється порівну між K абонентами, а P - потужність кожного каналу у виділеній смузі F/K . При мультиплексуванні PD/OFDMA весь частотний ресурс розподіляється порівну між групами M (2-х або 3-х) ущільнених за потужністю абонентів. Кількість утворених груп $V = K / M$. Загальна потужність випромінювання групи P у смузі $M \cdot F/K$ така сама, як у OFDMA.

Розглянуто 3 підходи об'єднання користувачів в єдину групу: об'єднання далеких один від одного користувачів, об'єднання близьких один до одного

користувачів та об'єднання користувачів випадковим чином. Розрахунок парціальної потужності для v -ї групи користувальницьких каналів $p_{1,v} \dots p_{M,v}$ виконано за методикою, коли $P_{\text{випр}}=P$. Вирази для розрахунку пропускних здібностей систем ґрунтуються на (3,4) [6]:

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

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

де v – номер групи;

m – номер користувача всередині групи v .

Величина δ визначає вигаш пропускної спроможності системи PD/OFDMA відносно системи OFDMA та розраховується згідно:

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

Розглянемо підхід випадкового вибору пари ($M = 2$) абонентів для ущільнення за потужністю.

На рисунку 2.29 представлений вигаш пропускної спроможності δ PD/OFDMA відносно OFDMA залежно від максимальної відстані D_{MAX} при фіксованому значенні кількості каналів $K = 20$ (рисунок 2.29а) та залежно від K при фіксованому $D_{\text{MAX}} = 1$ км.

При випадковому виборі пари абонентів вигаш пропускної здатності δ ($D_{\text{max}} = 1$ км, $K = 20$) = 1,15. При цьому зі збільшенням зони обслуговування вузлової станції D_{max} вигаш δ так само зростає. Розглянемо та порівняємо два алгоритми мультиплексування каналів: мультиплексування за максимальною (мультиплексування найбільш далеких) та мінімальною (мультиплексування

найбільш ближніх) середньою відстанню Δd_{cp} ($\Delta d_{cp} \rightarrow \max$ і $\Delta d_{cp} \rightarrow \min$) між користувачами, яка визначається:

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

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

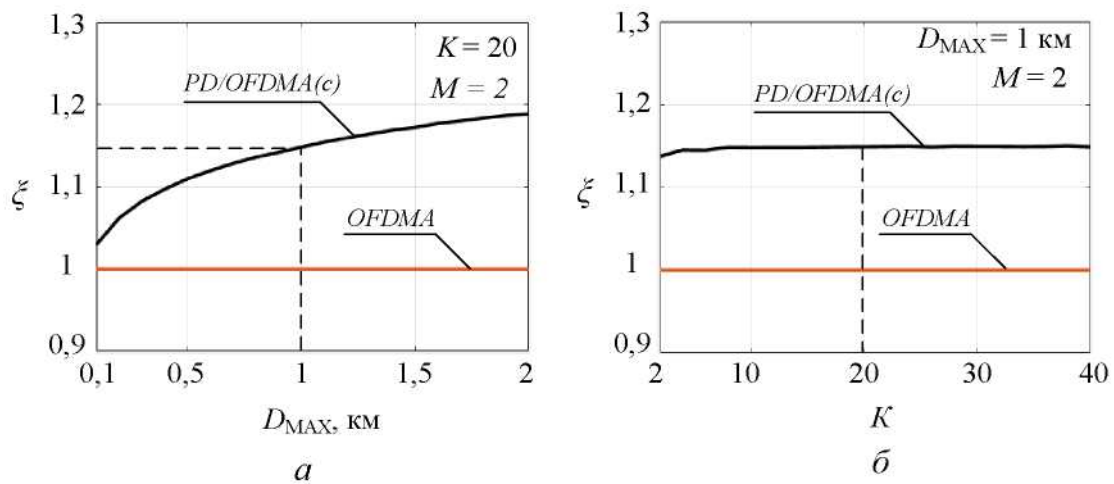


Рисунок 2.29 – Виграш δ пропускної спроможності PD/OFDMA:

а – при зміні D_{MAX} та фіксованій K ; б - при зміні K та фіксованій D_{MAX}

Розглянемо випадок при ущільненні за потужністю 2-х користувачів ($M = 2$). Всі абоненти поділяються на 2 групи по $K/2$ абонентів у кожній - абонентів найближчих UE_k^B та далеких UE_k^D від вузлової станції. У смузі $2F/K$ відбувається ущільнення за потужністю 2-х каналів по одному з кожної групи UE_k^B та UE_k^D з потужностями p_1 і p_2 , при цьому $p_1 < p_2$. На рисунку 2.30 представлено мультиплексування в OFDMA та PD/OFDMA.

На рисунку 2.31 представлена залежність величини виграшу пропускної спроможності системи PD/OFDMA δ від максимального радіусу зони обслуговування D_{MAX} і від кількості користувачів всередині зони K для 3-х розглянутих методик вибору абонентів для ущільнення за потужністю

всередині групи, де PD/OFDMA(д) - ущільнення далеких, PD/OFDMA(б) - ущільнення ближніх, а PD/OFDMA(с) - ущільнення випадкових абонентів.

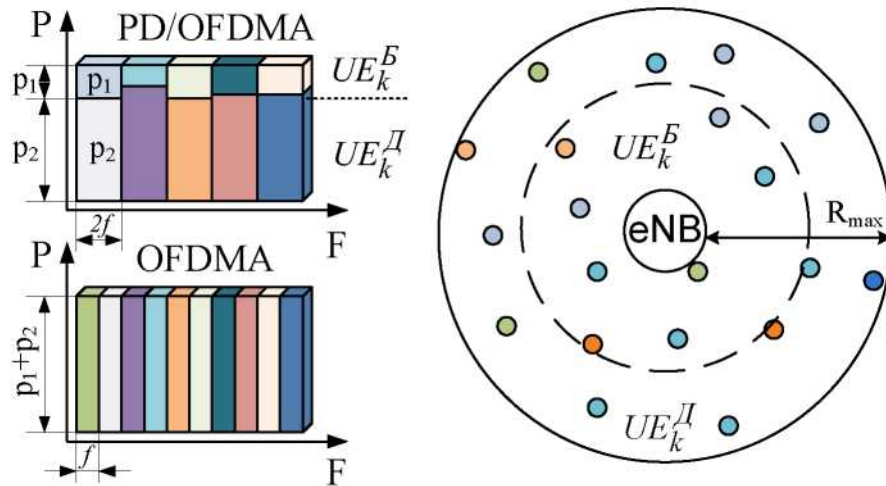


Рисунок 2.30 – Мультиплексування користувачів в OFDMA та PD/OFDMA

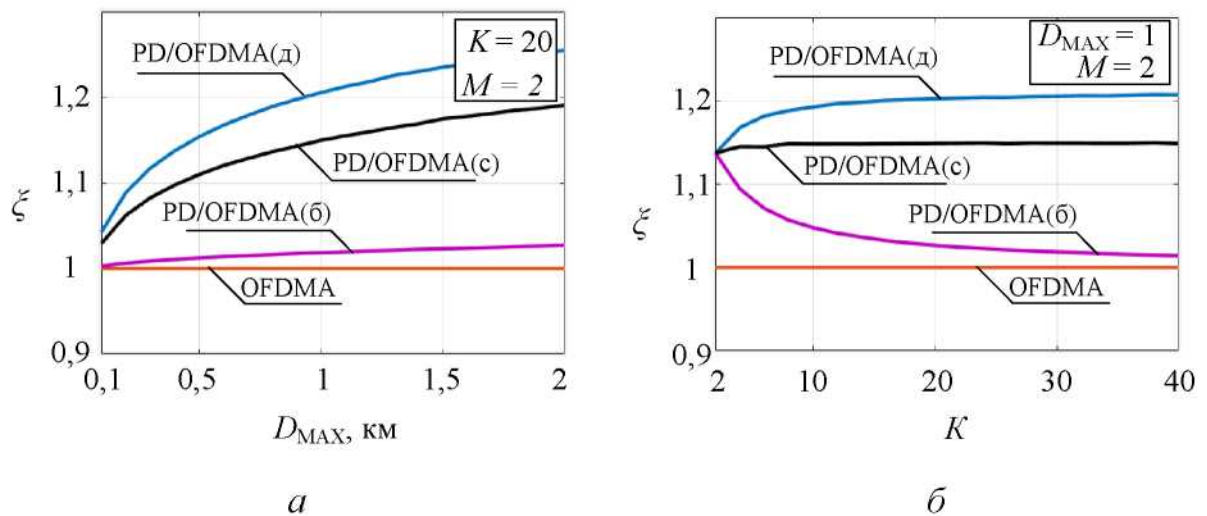


Рисунок 2.31 – Залежність виграшу ξ пропускної спроможності PD/OFDMA щодо OFDMA від: а - D_{MAX} при фіксованому K ; б - K при фіксованому D_{MAX}

Результат моделювання показав, що алгоритм об'єднання по найбільшій середній відстані забезпечує найбільший виграш пропускної спроможності PD/OFDMA, ніж алгоритм випадкового об'єднання та об'єднання по мінімальній середній відстані. При цьому загальна пропускна здатність системи PD/OFDMA $C_{\Sigma}^{PD/OFDMA}$ у 1,25 разів більша, ніж загальна пропускна здатність

системи OFDMA C_{Σ}^{OFDMA} при радіусі зони обслуговування вузлової станції $D_{\max} = 2$ км та кількості користувачів $K = 20$.

На рисунку 2.32(а) представлена залежність виграшу δ пропускної здатності системи PD/OFDMA від середньої різниці відношення сигнал/шум між каналами, що мультиплексується ($\Delta SINR_{cp}$). Зі збільшенням $\Delta SINR_{cp}$ величина виграшу δ зростає. На рисунку 2.32(б) представлена залежність $\delta(D_{\max}, K = 30)$ для випадків ущільнення за потужністю 2-х ($M = 2$) і 3-х ($M = 3$) каналів усередині групи. При збільшенні кількості M каналів, що ущільнюються за потужністю, величина δ так само зростає.

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

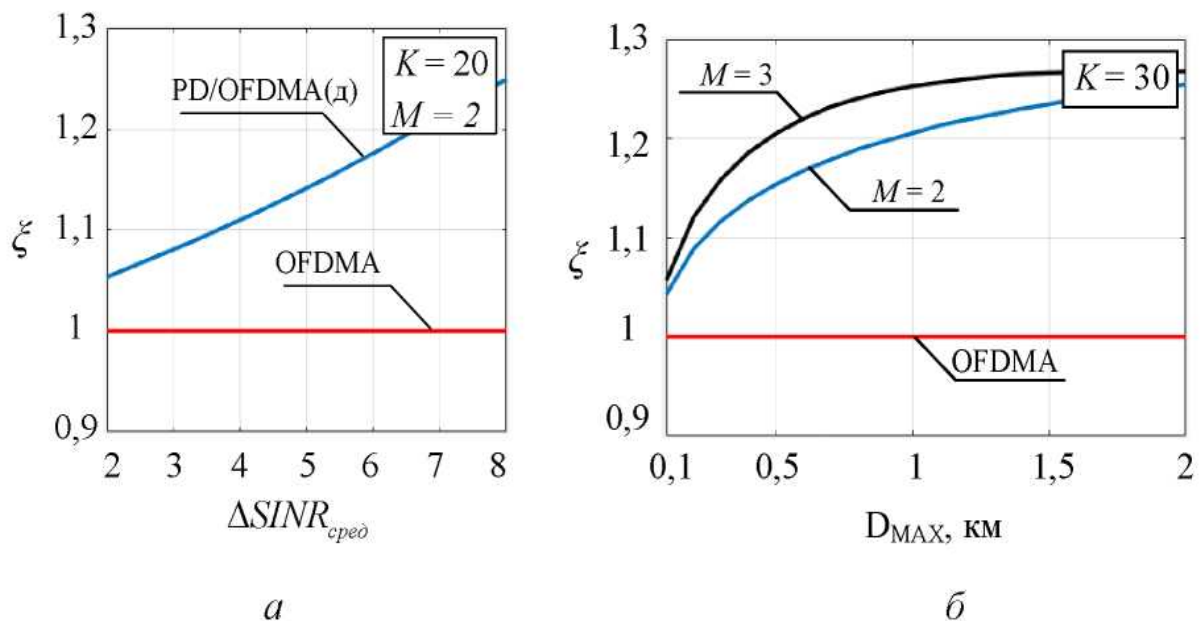


Рисунок 2.32 – Залежність виграшу пропускної спроможності

PD/OFDMA δ від:

а - $\Delta SINR_{cp}$ при $K = 20$ та $M = 2$; б - $D_{\max}$ при $K = 30$, а $M = 2$ та $M = 3$

2.9 Висновки до розділу

У розділі розглянуто метод неортогонального множинного доступу з поділом каналів користувача за потужністю PD-NOMA, який здатний забезпечити вигаш пропускної спроможності багатоканальної системи в порівнянні з ортогональними (квазіортогональними) методами множинного доступу, що використовуються в даний час, якщо мультиплексовані канали володіють різним відношенням сигнал/шум.

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

Показано, що CL-SIC не дає істотної переваги у завадостійкості щодо SL-SIC, маючи при цьому в 2 рази більшу обчислювальну складність. Застосування CL-SIC виправдане у разі складного та швидкозмінного каналу передачі для найбільш точної компенсації каналних символів.

З використанням теореми Шеннона проведено розрахунок граничної пропускної спроможності каналів PD-NOMA. Отримано оцінку вигашу перешкодостійкості каналів PD-NOMA відносно OFDMA. Здійснено моделювання порівняння систем зв'язку OFDMA та PD-NOMA в умовах простого каналу РРВ з АБГШ та складного багатопроменевого каналу РРВ. Результат моделювання підтвердив наявність вигашу завадостійкості. При цьому величина отриманого в моделі вигашу відрізняється від розрахованої, що пояснюється припущеннями, зробленими при розрахунку.

Відображено складнощі та проблеми, які можуть виникнути при реалізації технології PD-NOMA у мобільних системах зв'язку. Однією з основних проблем є недоцільність ущільнення каналів за потужністю без попереднього ущільнення за частотою та (або) часом. Тому найвигіднішим рішенням є застосування PD-NOMA на основі OFDMA.

Запропоновано алгоритм формування та обробки сигналів множинного доступу з поділом каналів користувача за потужністю на ортогональних несучих. Результат моделювання показав, що застосування методу PD/OFDMA сприяє збільшенню пропускної спроможності багатоканальної системи зв'язку в 1,25 раз порівняно з OFDMA. Виграш пропускної спроможності зростає як зі збільшенням різниці ВСШ, так і зі збільшенням кількості мультиплексованих за потужністю каналів.

3 АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ ПРОВЕДЕНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ

3.1 Загальна інформативна ефективність

Розглянемо спільно результати моделювання та теоретичного розрахунку. Узагальненою характеристикою ефективності систем зв'язку є коефіцієнт використання каналу пропускної спроможності (інформаційна ефективність), який характеризує реальну швидкість передачі інформації R по відношенню до пропускної здатності C каналу зв'язку [9, 10]:

$$\eta = \frac{R}{C} \quad (3.1)$$

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

$$\beta = \frac{R}{P/N_0} \quad (3.2)$$

та коефіцієнт використання каналу по смузі частот (спектральна ефективність):

$$\gamma = \frac{R}{F}, \quad (3.3)$$

де P – потужність сигналу;

N_0 – спектральна щільність потужності шуму;

F – ширина смуги частот;

C – гранична пропускна можливість системи.

Тоді, виграш інформаційної ефективності k -го каналу PD/OFDMA відносно OFDMA можна знайти за формулою:

$$Q_{\eta}^k = \frac{\eta_k^{PD}}{\eta_k^{FD}}, \quad (3.4)$$

де η^{PD} – інформаційна ефективність PD/OFDMA;

η^{FD} – інформаційна ефективність OFDMA.

А виграш загальної інформаційної ефективності системи розраховується за формулою:

$$Q_{\eta}^{\text{сист}} = \frac{\sum \eta^{PD}}{\sum \eta^{FD}}. \quad (3.5)$$

Позначимо змінними w^1 , w^2 і w^3 різницю перешкодостійкості між PD/OFDMA і OFDMA в 1-му, 2-му і 3-му каналах передачі відповідно. Порівняємо величини $Q_{\eta}^{\text{сист}}$ і w , отримані під час теоретичного розрахунку, моделювання та експериментального дослідження.

На рисунку 3.1 представлено відношення сигнал/шум, при якому досягається швидкість передачі R з ймовірністю бітової помилки $\text{BER} = 10^{-5}$ при використанні модуляції QAM в реальній системі. Величиною U позначено значення відношення сигнал/шум SINR, при якому досягається ймовірність бітової помилки $\text{BER} = 10^{-5}$ з використанням сигнально-кодової конструкції на основі модуляції QAM в каналі зв'язку. Величиною ΔU позначено відставання завадостійкості цього каналу зв'язку від межі Шеннона C . У таблиці 3.1 наведено значення ΔU і U для модуляції QAM при ймовірності бітової помилки $\text{BER}=10^{-5}$.

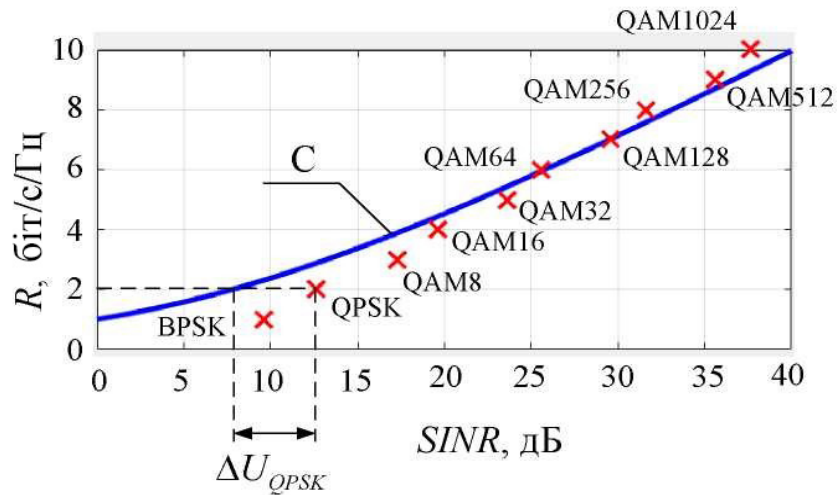


Рисунок 3.1 – Значення SINR, у якому досягається $BER = 10^{-5}$ у каналі зв'язку, що використовує сигнально-кодову конструкцію на основі QAM-модуляції

Таблиця 3.1 – Значення ΔU і U 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	0
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

3.2 Завадостійкість системи

Розглянемо конфігурацію системи 1, в якій очікується отримати виграш завадостійкості в обох PD/OFDMA каналах [8, 10]. На рисунку 3.2 наведена залежність $C(SINR)$, отримана за формулами (2.4 та 2.5) для системи конфігурації 1. Величини $SINR_T^{1,2PD}$ і $SINR_T^{1,2FD}$ - значення відношення сигнал/шум, у якому очікується забезпечення заданої швидкості передачі R у смузі F з ймовірністю бітової помилки $BER = 10^{-5}$. З урахуванням поправочних значень $SINR_T^{1,PD} = 9,8 + \Delta U_{QPSK} = 14,3$ дБ і $SINR_T^{2,PD} = 27,6 + \Delta U_{QAM16} = 29,5$ дБ, а $SINR_T^{1,FD} = U_{QAM16} = 19,6$ дБ і $SINR_T^{2,FD} = U_{QAM256} = 31,6$ дБ. Розрахована енергетична ефективність каналів PD/OFDMA (згідно з 3.2) $\beta_T^{1,PD} = 0,148$ і $\beta_T^{2,PD} = 0,009$, а каналів OFDMA $\beta_T^{1,FD} = 0,044$ та $\beta_T^{2,FD} = 0,0055$. Розрахована завадостійкість каналів PD/OFDMA перевищує OFDMA на

$w_T^1 = 5,3$ дБ та $w_T^2 = 2,1$ 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 $\eta_T^{2,FD} = 0,42$. Виграш інформаційної ефективності у першому каналі $Q_{\eta,T}^1 = 1,43$ та у другому каналі $Q_{\eta,T}^2 = 1,08$. Виграш інформаційної ефективності системи PD/OFDMA відносно OFDMA $Q_{\eta,T}^{сист} = 1,24$. Варто відзначити, що дані значення є теоретичною межею з урахуванням зроблених припущень і в реальних умовах пропускна здатність будь-якого каналу при тому ж відношенні сигнал/шум завжди гірша, ніж гранична.

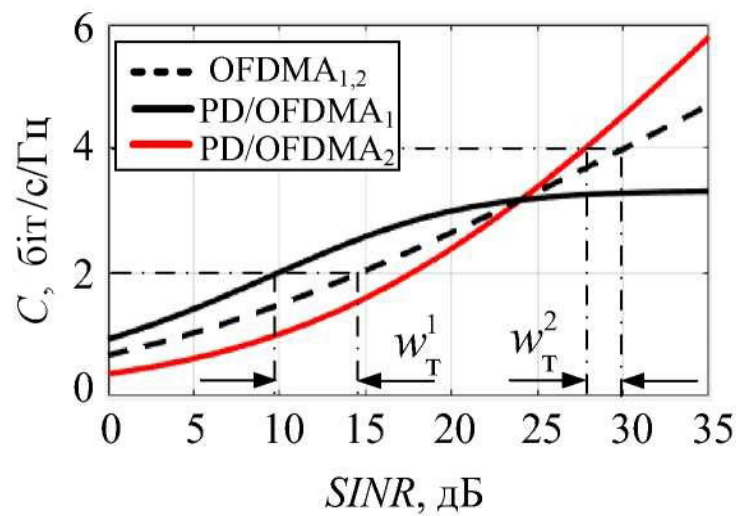


Рисунок 3.2 - Залежність $C(SINR)$ системи конфігурації 1

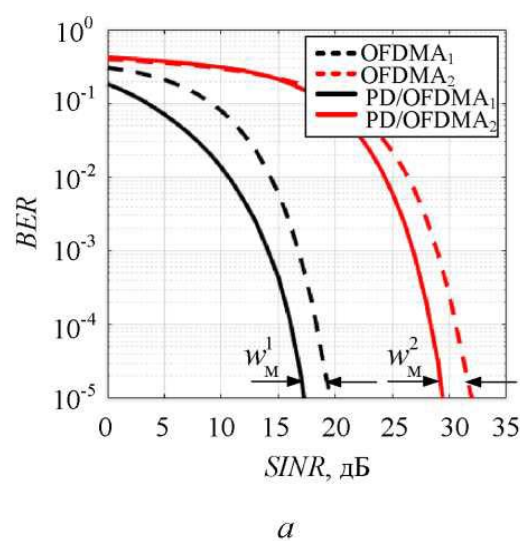


Рисунок 3.3 – Залежність $BER(SINR)$ системи конфігурації 1, отримана в результаті: а – моделювання;

На рисунку 3.3 (а) наведена залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 1, отримана в результаті моделювання. При пороговому рівні ймовірності бітової помилки $BER = 10^{-5}$ енергетична ефективність PD/OFDMA $\beta_M^{1,PD} = 0,0798$, $\beta_M^{2,PD} = 0,009$ та OFDMA $\beta_M^{1,FD} = 0,0429$, $\beta_M^{2,FD} = 0,005$. Виграш завадостійкості $w_M^1 = 2,7$ дБ та $w_M^2 = 2,3$ дБ. Інформаційна ефективність PD/OFDMA $\eta_M^{1,PD} = 0,4252$, $\eta_M^{2,PD} = 0,4544$ та 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 $Q_{\eta,M}^2 = 1,0944$ каналах відповідно. Виграш інформаційної ефективності системи PD/OFDMA відносно 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 та w_M^1 пояснюється припущенням при розрахунку, яке говорить про те, що перешкода від нижнього каналу представляється у вигляді АБГШ. У моделі перешкода від каналу нижнього рівня є модуляційні QAM-16 символи. Виграш завадостійкості у другому каналі в розрахунку та моделювання практично однаковий ($w_T^2 \approx w_M^2$), оскільки перешкодою є лише АБГШ. Різниця виграшу інформаційної ефективності пояснюється відмінністю перешкодостійкості в першому каналі між розрахунком та результатом моделювання ($w_T^1 \neq w_M^1$).

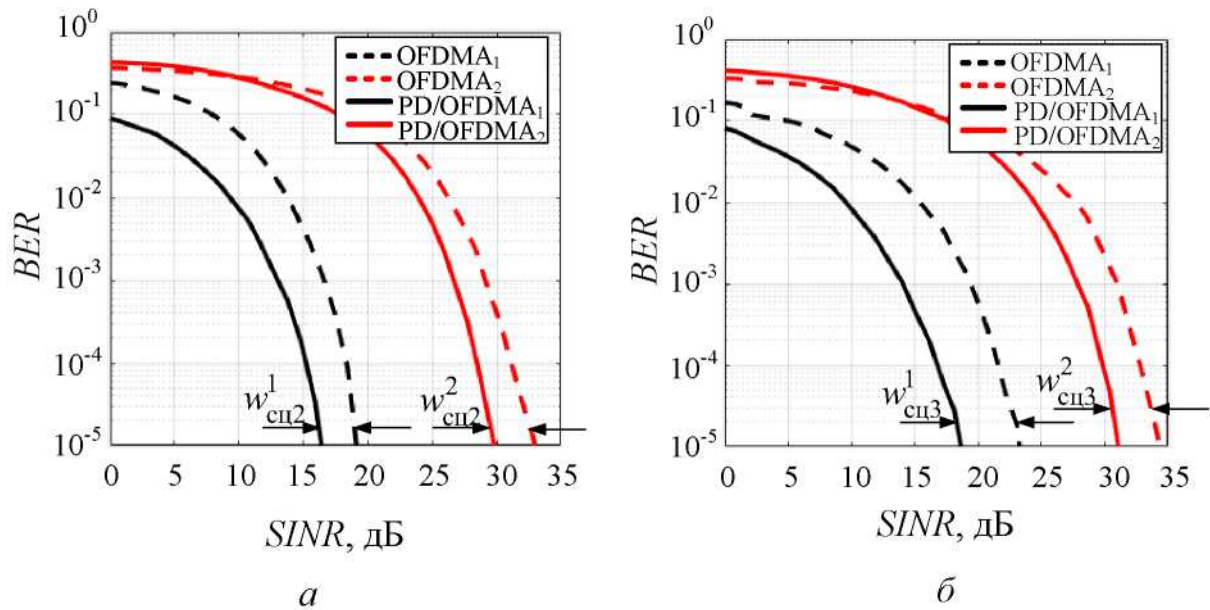


Рисунок 3.4 – Залежність $BER(SINR)$ для системи конфігурації 1, отримана у результаті моделювання: а – сценарій 2; б – сценарій 3

На рисунках 3.3(б) і 3.4(а,б) наведено залежності $BER(SINR)$ для системи конфігурації 1, отримані в результаті експерименту при сценарії 1, 2 і 3 відповідно. Розраховані значення $Q_{\eta}^{сист}$ наведено в таблиці 3.2. Встановлено, що у сценарії 1 $w_{сц1}^1 = 2,9$ дБ та $w_{сц1}^2 = 2,3$ дБ; у сценарії 2 $w_{сц2}^1 = 3$ дБ та $w_{сц2}^2 = 2,5$ дБ; у сценарії 3 $w_{сц3}^1 = 4,5$ дБ та $w_{сц3}^2 = 4,5$ дБ відповідно. Простежується загальна тенденція виграшу завадостійкості PD/OFDMA та інформаційної ефективності системи у всіх експериментальних сценаріях.

Оскільки умови моделювання та провідного каналу РРВ (сценарій 1) є практично ідентичними, то очікувано $W_M^1 \approx W_{сц1}^1$ і $W_M^2 \approx W_{сц1}^2$. У бездротовому каналі РРВ (сценарій 2 та 3) простежується збільшення перешкодостійкості щодо провідного каналу: $W_{сц1}^{1,2} < W_{сц2}^{1,2} < W_{сц3}^{1,2}$. Даний ефект пояснюється тим, що в експерименті PD/OFDMA сигнал виявився найбільш стійким до спотворень, викликаних каналом РРВ та перешкодою від еквалайзера за рахунок більш ефективного розподілу енергетичного ресурсу. В 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 3.2 - Розраховані значення виграшу інформаційної ефективності системи та завадостійкості в результаті теоретичного розрахунку та моделювання для системи конфігурації 1

К.1	Розрах.	Модель	Модель сц. 1	Модель сц. 2	Модель сц. 3
$Q_{\eta}^{\text{сист}}$	1,24	1,15	1,17	1,16	1,20
w^k , дБ	$w_T^1 = 5,3$ $w_T^2 = 2,1$	$w_M^1 = 2,7$ $w_M^2 = 2,3$	$w_{\text{сц}1}^1 = 2,9$ $w_{\text{сц}1}^2 = 2,3$	$w_{\text{сц}2}^1 = 3$ $w_{\text{сц}2}^2 = 2,5$	$w_{\text{сц}3}^1 = 4,5$ $w_{\text{сц}3}^2 = 4,5$

Розглянемо конфігурацію системи 2, в якій очікується отримати однакову характеристику завадостійкості каналів PD/OFDMA та OFDMA. Також очікується, що при моделюванні BER обох каналів буде сходиться, оскільки у розрахунку за швидкості $C = 4$ біт/с/Гц залежності каналів перетинаються. У точці перетину з урахуванням поправочних значень з таблиці 3.1 $SINR_T^{1,2PD} = 31,8$ і $SINR_T^{1,2FD} = 31,6$, тоді $w_T^{1,2} = -0,2$ дБ. На рисунку 3.5 наведено залежність $C(SINR)$, отриману за формулами (2.4 і 2.5) системи конфігурації 2.

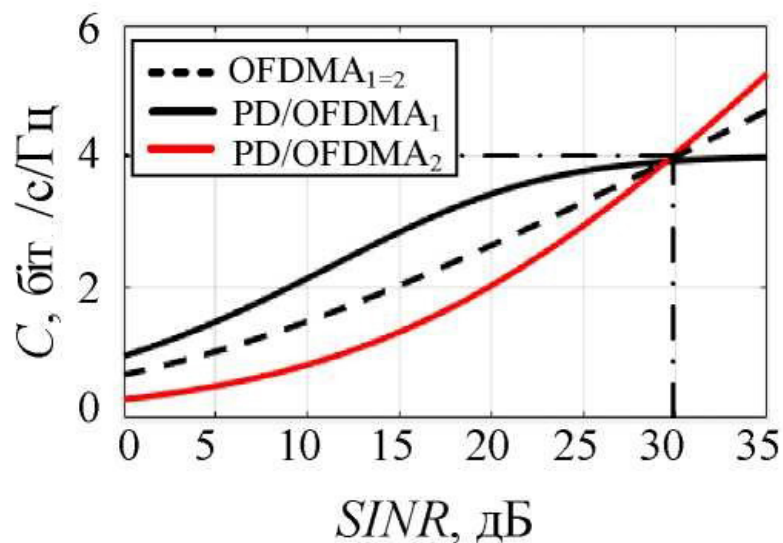
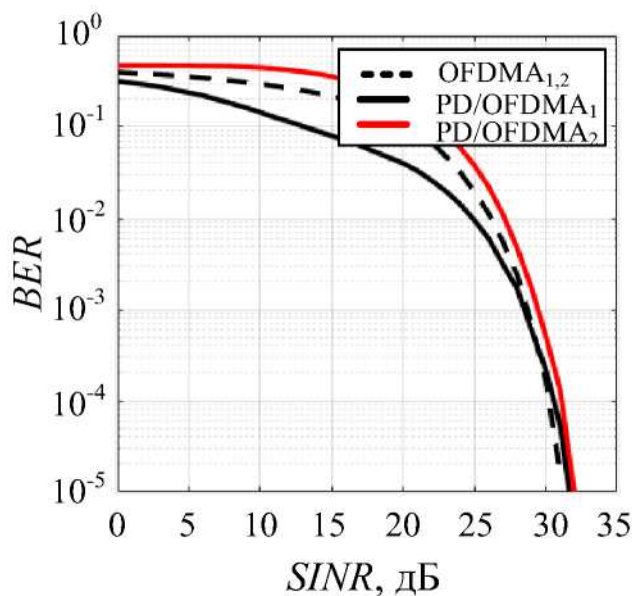


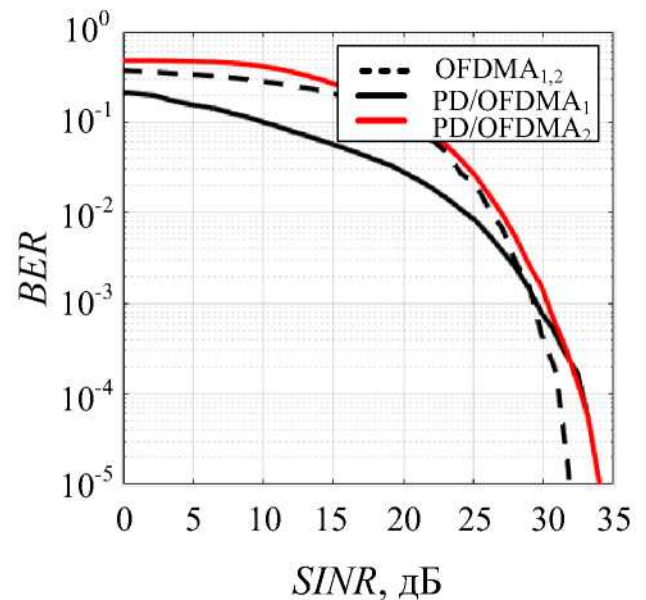
Рисунок 3.5 – Залежність $C(SINR)$ системи конфігурації 2

На рисунку 3.6(а) представлено залежність $BER(SINR)$, отриману в результаті моделювання. Результат моделювання практично збігається з результатом розрахунку $w_M^1 \approx -0,4$ і $w_M^2 \approx -0,5$.

На рисунках 3.6(б, в, г) представлені залежності $BER(SINR)$, одержані в результаті експерименту. Отримані значення $w_{\text{сц}1}^{1,2} = -2$ дБ, $w_{\text{сц}2}^{1,2} = -1$ дБ, $w_{\text{сц}3}^{1,2} = 1$ дБ [7]. У таблиці 3.3 наведено розраховані значення інформаційної ефективності та виграшу завадостійкості. За відсутності різниці відношення сигнал/шум у користувальницьких каналах передачі застосування методу множинного доступу PD/OFDMA не забезпечує виграш пропускну здатності. З залежності (рис. 3.5) видно, що при однаковому відношенні сигнал/шум у каналі РРВ пропускні здібності каналів зв'язку PD/OFDMA і OFDMA однакові. При цьому не враховується помилка компенсації каналу верхнього рівня (PD/OFDMA₁) при демодуляції каналу нижнього рівня (PD/OFDMA₂) і вважається, що компенсація пройшла безпомилково.



а



б

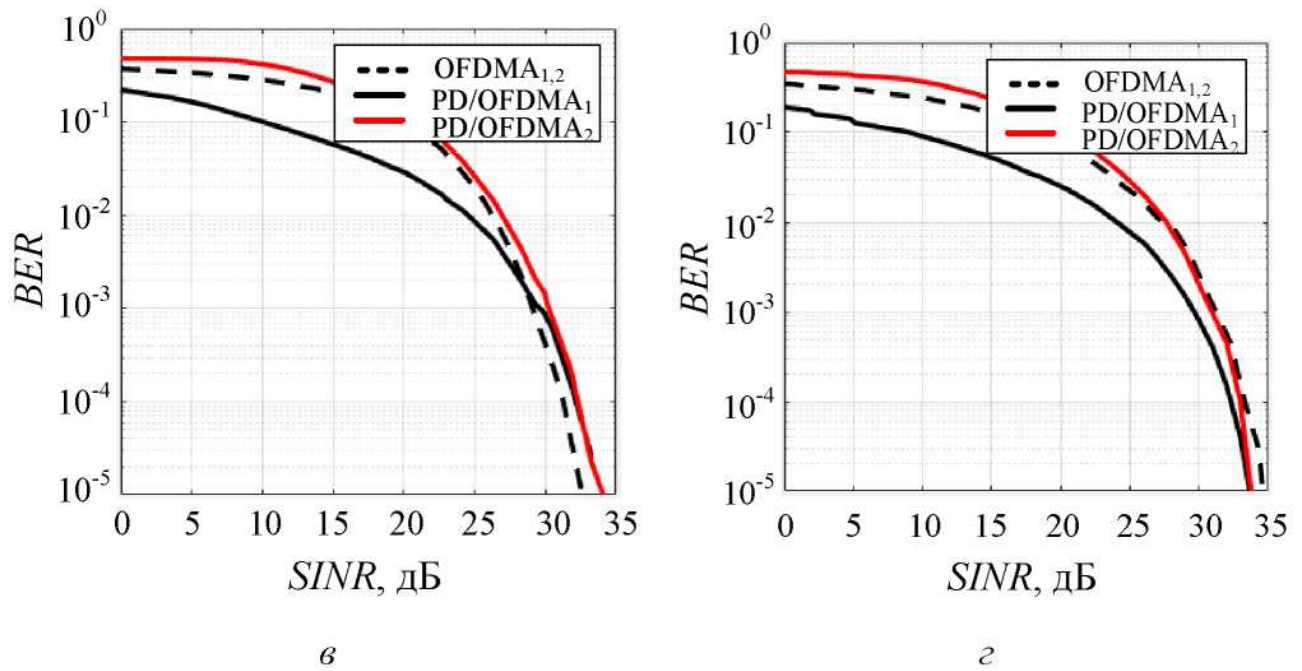


Рисунок 3.6 - Залежність $BER(SINR)$ системи конфігурації 2, отриманав результаті експерименту: а - моделювання 2; б – сценарій 1; в – сценарій 2; г - сценарій

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

Таблиця 3.2 – Розраховані значення виграшу інформаційної ефективності системи та завадостійкості в результаті теоретичного розрахунку, моделювання та експерименту для системи конфігурації 2

К.2	Розрах.	Модель	Модель. сц. 1	Модель сц. 2	Модель сц. 3
$Q_{\eta}^{\text{сист}}$	1,24	1,15	1,17	1,16	1,20
w^k , дБ	$w_T^1 = -0,2$ $w_T^2 = -0,2$	$w_M^1 = -0,4$ $w_M^2 = -0,5$	$w_{\text{сц}1}^1 = -2$ $w_{\text{сц}1}^2 = -2$	$w_{\text{сц}2}^1 = -1$ $w_{\text{сц}2}^2 = -1$	$w_{\text{сц}3}^1 = 1$ $w_{\text{сц}3}^2 = 1$

3.3 Аналіз результатів розрахунку та моделювання

Аналізуючи результати розрахунку та моделювання можна зробити висновки:

1. Канали зв'язку PD/OFDMA здатні мати кращу завадостійкість та інформаційну ефективність, ніж канали OFDMA за умови різниці відношення сигнал/шум в каналах користувача.

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

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

4. В однакових каналах поширення PPB метод множинного доступу PD/OFDMA не забезпечує виграш пропускну 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 перешкодостійкості та збільшення обчислювальної складності обробки сигналу порівняно з OFDMA

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

6. У каналі з частотно-селективними завмираннями (сценарій 3) виграш перешкодозахищеності становить до 5 дБ у кожному каналі при ймовірності бітової помилки 10^{-5} відносно OFDMA.

3.4 Висновки до розділу

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

Інформаційна ефективність системи PD/OFDMA вища, ніж у OFDMA за рахунок більш ефективного розподілу енергетичного та частотно-часового ресурсу між мультиплексованими каналами.

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

4 ОХОРОНА ПРАЦІ

Під час виконання роботи людина опиняється у виробничому середовищі, яке складається з різноманітних соціальних, фізичних, хімічних та біологічних чинників. У певних обставинах ці фактори можуть становити загрозу для здоров'я та спричиняти негативні наслідки для працівника. Ці чинники можуть призводити до травм та професійних захворювань. Усі аспекти виробничого середовища та процесу праці, які впливають на здоров'я працівника під час його трудової діяльності, називаються умовами праці.

На працівника під час проведення порівняльного аналізу методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку, могли мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори:

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- пряма і відбита блискіть;
- підвищення яскравість;
- недостатня освітленість робочої зони;

– 2. Психофізіологічні:

- статичне перевантаження;
- розумове перевантаження;
- емоційні перевантаження.

Відповідно до наведених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

4.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Головними елементами робочого місця працівника за ПК є письмовий стіл і крісло. Основним робочим положенням є положення сидячи. Раціональне планування робочого місця передбачає чіткий порядок і сталість розміщення предметів, засобів праці і документації. Те, що потрібно для виконання робіт частіше, розташовано в зоні легкої досяжності робочого простору.

Максимальна зона досяжності рук – це частина моторного поля робочого місця, обмеженого дугами, що описуються максимально витягнутими руками при русі їх у плечовому суглобі.

Оптимальна зона – частина моторного поля робочого місця, обмеженого дугами, описуваними передпліччя при русі в ліктьових суглобах з опорою в точці ліктя і з відносно нерухомим плечем.

При роботі в положенні сидячи рекомендуються такі параметри робочого простору:

- ширина не менше 700 мм;
- глибина не менше 400 мм;
- висота робочої поверхні столу над статтю 700-750 мм.

Оптимальними розмірами столу є:

- висота 710 мм;
- довжина столу 1300 мм;
- ширина столу 650 мм.

Під робочою поверхнею повинно бути передбачено простір для ніг:

- висота не менше 600 мм;
- ширина не менше 500 мм;
- глибина не менше 400 мм.

Робочі місця з ПК повинні бути розташовані від стіни з вікнами на відстані не менш ніж 1,5 м, від інших стін - на відстані не менше ніж 1 м. При розміщенні робочого місця поряд з вікном кут між екраном монітора і площиною вікна повинен складати не менше 90⁰ (для виключення відблисків), частину вікна, що

прилягає, бажано зашторити. Недопустиме розташування ПК, при якому працюючий повернений обличчям або спиною до вікон кімнати або до задньої частини ПК, в яку монтуються вентилятори. При розміщенні робочих столів з ПК слід дотримуватись таких відстаней: між бічними поверхнями ПК – 1,2 м, від тильної поверхні одного ПК до екрана іншого ПК – 2,5 м.

Приміщення, де здійснювалося проведення порівняльного аналізу методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку за небезпекою ураження електричним струмом можна віднести до 1 класу, тобто це приміщення без підвищеної небезпеки [12].

Електротехнічне устаткування: апаратури, кабелі й керівництва, розподільні пристрої всіх видів і напруг по своїх номінальних параметрах задовольняє умовам роботи як при нормальних режимах, так і при коротких замиканнях, перенапругах, перевантаженнях.

Для забезпечення безпеки встановлюються наступні технічні рішення:

- Забезпечено недоступність струмопровідних частин (застосована схована проводка, кабель прокладений у спеціальних ринвах).
- Забезпечено ізолювання струмопровідних частин з використанням ізоляції, опір якої не нижче 1кОм/В, передбачені постійний контроль і профілактика ізоляції.
- Розподільні шафи, пускові пристрої й клемні коробки закритого типу (розміщаються в спеціальних кожухах) - для забезпечення недоступності неізованих струмопровідних частин.
- Напруга освітлювальної мережі приймається 220 В із заземленою нейтраллю.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

4.2.1 Мікроклімат

Основним нормативним документом, що регламентує параметри мікроклімату виробничих приміщень, є ДСН 3.3.6.042-99 [13]. Цей документ

встановлює оптимальні і допустимі значення температури, відносної вологості та швидкості руху повітря, допустиму температуру внутрішніх поверхонь приміщення (стіни, стеля, підлога) і зовнішніх поверхонь технологічного обладнання, а також допустиму інтенсивність теплового випромінювання нагрітих поверхонь у приміщенні та відкритих джерел тепла (нагрітий метал, скло, відкритий вогонь тощо) для робочої зони — визначеного простору, в якому знаходяться робочі місця постійного або непостійного (тимчасового) перебування працівників

Робота дослідника за енерговитратами відноситься до категорії I а (енерговитрати до 139Дж/с) [14, 15]. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл.4.1.

Таблиця 4.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	55	0,1-0,2
Холодний	21-25	75	0,1

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату в приміщенні передбачено:

1. У холодний період року для обігріву будівлі використовується централізована парова система опалення.
2. Забезпечення допустимих метеорологічних умов праці в приміщенні здійснюється за допомогою системи кондиціонування.
3. Систематичне (раз за зміну) вологе прибирання.

4.2.2 Склад повітря робочої зони

В приміщенні, де здійснюється проведення порівняльного аналізу методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку можливими шкідливими речовинами у повітрі є пил та озон. Джерелами цих речовин є

офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Для забезпечення комфортних умов використовуються як організаційні методи (раціональна організація проведення робіт залежно від пори року і доби, чергування праці і відпочинку), так і технічні засоби (вентиляція, кондиціонування повітря, опалювальна система).

4.2.3 Виробниче освітлення

Стан освітлення виробничих приміщень відіграє важливу роль і для попередження виробничого травматизму. Багато негасних випадків на виробництві стається через погане освітлення. Втрати від цього становлять досить значні суми, а, головне, людина може загинути або стати інвалідом. Раціональне освітлення повинно відповідати таким умовам: бути достатнім (відповідним нормі); рівномірним; не утворювати тіней на робочій поверхні; не засліплювати працюючого; напрямок світлового потоку повинен відповідати зручному виконанню роботи. Це сприяє підтримці високого рівня працездатності, зберігає здоров'я людини та зменшує травматизм.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату відповідно до ДБН В.2.5-28-2018 [16]) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 4.3:

Таблиця 4.3 – Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, Лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	B0,15 - до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Максимальне використання бічного природного освітлення.
- 2) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.
- 3) Система природного освітлення доповнюється загальним штучним освітленням, що створюється за допомогою люмінесцентних ламп.

4.2.4 Виробничий шум

Шум – це хаотична сукупність різних за силою і частотою звуків, що заважають сприйняттю корисних сигналів і негативно впливають на людину. Фізична сутність звуку – це механічні коливання пружного середовища (повітря, рідини). Під час звукових коливань утворюються області зниженого і підвищеного тиску, що діють на слуховий аналізатор (мембрану вуха).

Постійна дія сильного шуму може не лише негативно вплинути на слух, але й викликати інші шкідливі наслідки – дзвін у вухах, запаморочення, головний біль, підвищення втоми, зниження працездатності.

Шум має акумулятивний ефект, тобто акустичні подразнення, накопичуючись в організмі людини, все сильніше пригнічують нервову систему. Тому перед втратою слуху від впливу шумів виникає функціональний

розлад центральної нервової системи. Особливо шкідливий вплив шуму позначається на нервово-психічній діяльності людини.

Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку відображені в ДСН 3.3.6.037-99 [17]. Для умов виконання роботи допустимі рівні звукового тиску повинні наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку для постійного широкополосного шуму

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допуст-мий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

4.2.5 Виробничі випромінювання

Працюючи за комп'ютером, користувач підпадає під вплив високочастотного електромагнітного поля (ЕМП). Як показують результати вимірювання електромагнітного випромінювання, інтенсивність опромінення ЕМП від комп'ютера підсилюється, коли одночасно оператор ще й розмовляє по мобільному телефону.

Люди, які працюють в ЕМП, що перевищує допустимі норми, швидко втомлюються, скаржаться на головні болі, загальну слабкість, болі в ділянці серця. Вони стають дратівливими, у них збільшується пітливість та порушується нічний сон. Відтак, захист від ЕМВ не лише покращить самопочуття працівників, але і допоможе створити більш сприятливі умови для праці.

Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань від монітора комп'ютера представлені в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 - Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	10В / м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50см від поверхні відеомонітора	0,3 А / м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати: для дорослих користувачів для дітей дошкільних установ і що вчаться середніх спеціальних і вищих навчальних закладів	20кВ / м 15кВ / м

Для зниження дії цих видів випромінювання рекомендується застосовувати монітори із зниженим рівнем випромінювання, встановлювати захисні екрани, а також дотримуватися регламентованих режимів праці та відпочинку.

4.3. Пожежна безпека

Забезпечення пожежної безпеки на підприємстві покладається на його керівника (власника). В свою чергу, наказом по підприємству він визначає обов'язки інженерно-технічного персоналу та працівників щодо забезпечення пожежної безпеки на ділянках підприємства. Керівник також призначає відповідальних за пожежну безпеку окремих будівель, споруд, приміщень та експлуатацію технічних засобів протипожежного захисту. Якщо на підприємстві не призначено спеціально уповноваженої особи відповідальної за загальну пожежну безпеку підприємства, то організаційну роботу з підготовки зазначених документів здійснює, як правило, спеціаліст з охорони праці.

Обов'язки щодо забезпечення пожежної безпеки, утримання та експлуатації засобів протипожежного захисту мають бути відображені у

відповідних посадових документах (функціональних обов'язках, інструкціях, положеннях тощо).

В приміщенні, де здійснювалася робота використовуються тільки негорючі речовини та матеріали у холодному стані, тому за ступенем вибухопожежної та пожежної небезпеки приміщення відноситься до категорії «Д». Пожежну небезпеку несуть у собі лише кабельні електропроводки до обладнання, що є припустимим для даної категорії приміщень [18].

За вогнестійкістю приміщення відноситься до другої категорії [18]. Робоча зона розробника відноситься до класу вибухонебезпечності В-Іа та пожежонебезпечності П-Іа, оскільки вибухонебезпечна концентрація пилу і волокон може утворюватися лише внаслідок аварії або несправності.

4.3.1 Технічні рішення системи запобігання пожежі

Можливі причини виникнення пожежі у приміщенні, де відбувається проведення порівняльного аналізу методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку такі:

- несправна електропроводка (іскріння, перегрів провідників, пересихання електроізоляційних матеріалів);
- використання електро побутових пристроїв (електрочайники, обігрівачі); попадання вологи на працююче електрообладнання;
- залишення без нагляду увімкнутих комп'ютерів, обчислювальної техніки та інших електроприладів.

Для запобігання виникнення пожежі доцільні такі заходи:

- призначення осіб, що відповідальні за пожежну безпеку приміщення;
- щорічне проведення повторних протипожежних інструктажів та занять за програмою пожежно-технічного мінімуму з особами, що відповідальні за пожежну безпеку;
- утримання в справному стані засобів протипожежного захисту;
- своєчасне інформування про несправність пожежної техніки, систем протипожежного захисту, водопостачання тощо.

4.3.2 Технічні рішення системи протипожежного захисту

У приміщенні на випадок виникнення пожежі для обмеження її розповсюдження знаходиться переносний вуглекислотний вогнегасник типу ОУ-5, що відповідає нормам. Підходи до засобів первинного пожежегасіння та відключення електросхем устаткування вільні [19].

У коридорі приміщення розташована схема евакуації людей при пожежі. Шляхи евакуації з відділу відповідають правилам пожежної безпеки. У будинку є два виходи, ширина коридору – 2-3 метри, ширина дверей – 0,8 м., двері відкриваються по ходу руху людей у випадку евакуації.

Інструкції та інші внутрішні документи підприємства з пожежної безпеки слід розробляються на основі діючих правил та інших державних нормативних актів з пожежної безпеки, виходячи зі специфіки пожежної небезпеки будівель, споруд, технологічних процесів, технологічного та виробничого обладнання.

В цілому приміщення по категорії вибухо- і пожежонебезпечності та ступеню вогнестійкості відповідає нормам.

4.4 Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці, як технічні рішення стосовно: гігієни праці та виробничої санітарії, мікроклімат приміщень, виробниче освітлення, виробничий шум та випромінювання. Також розглянуто пожежна безпека у виробничих приміщеннях та технічні рішення системи запобігання пожежі та систем протипожежного захисту.

ВИСНОВКИ

Актуальність теми роботи, полягає у необхідності підвищення ефективності використання частотно-часового ресурсу у майбутніх бездротових мобільних системах зв'язку широкосмугового доступу.

Розглянуто метод неортогонального множинного доступу з поділом каналів користувача по потужності PD-NOMA, який здатний забезпечити вигаш пропускної спроможності багатоканальної системи в порівнянні з використовуваними в даний час ортогональними методами множинного доступу у разі, якщо мультиплексовані канали володіють різним відношенням сигнал/шум.

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

Однією з основних проблем застосування PD-NOMA у реальних системах зв'язку є складність практичної реалізації ущільнення за потужністю великої кількості каналів. Це пов'язано як з підвищенням обчислювальних витрат під час обробки сигналу, так і зі складністю розрахунку парціальної потужності. Вирішенням цієї проблеми може бути додаткове ущільнення каналів за частотою та (або) часом. 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, що дозволяє збільшити пропускну спроможність системи багатоканального зв'язку.

Показано, що вигаш пропускної спроможності безпосередньо залежить від методу розрахунку парціальної потужності мультиплексованих методом PD-NOMA каналів. Запропоновано два методи розрахунку парціальної потужності, які забезпечують:

1. Розрахунок парціальної потужності з урахуванням необхідної пропускної спроможності каналів та мінімізації загальної потужності випромінювання.

2. Розрахунок парціальної потужності без урахування необхідної пропускної спроможності каналів за фіксованої загальної потужності випромінювання.

В ході експериментального дослідження зафіксовано вииграш завадостійкості системи PD/OFDMA відносно OFDMA при однакових швидкостях передачі та однакових параметрах каналу РРВ. Експериментально підтверджено ефективність методу мультиплексування PD/OFDMA та запропонованих методів формування та обробки PD/OFDMA сигналів.

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

У роботі також наведено основні заходи з охорони праці та безпеки життєдіяльності.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

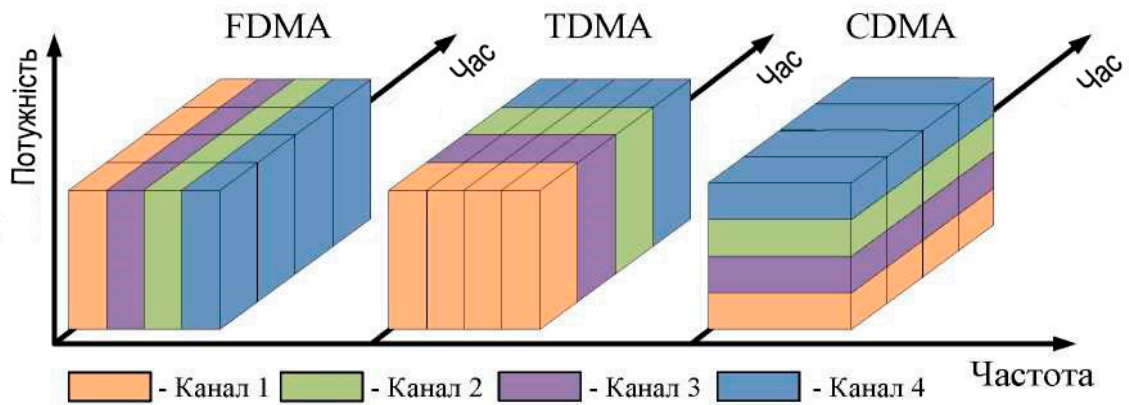
1. Бортник Г.Г., Васильківський М.В., Челоян В.А. Спектральний метод оцінювання джитеру в телекомунікаційних системах. – Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2010, № 2, С. 109-114.
2. Бортник Г.Г., Васильківський М.В., Кичак В.М. Методи та засоби підвищення ефективності оцінювання фазового дрижання сигналів у телекомунікаційних системах: Монографія. – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 140 с.
3. Бортник Г.Г., Васильківський М.В., Стальченко О.В. Пристрій аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів. – Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах.–2013, № 2.– С.82-85.
4. Головін Ю.О. Основи радіозв'язку з рухомими об'єктами : навч. посіб. Київ : ІСЗЗІ НТУУ КПІ, 2016. 322 с.
5. 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.
6. 2. 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.
7. Сайко В., Наритник Т. Модель побудови бездротової терагерцової мережі з підвищеною надійністю зв'язку. International Science Journal of Engineering & Agriculture. 2023. № 2 (2). С. 166–181. URL: <https://doi.org/10.46299/j.isjea.20230202.16>
8. Романов О. І., Маньківський В.Б., Пасько С.П. Порівняльна оцінка часу обслуговування повідомлень в мережах IP і MPLS. Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ”КПІ”, Випуск №1, 2010р. С. 98 – 106.
9. 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.

10. D. Tse, P. Viswanath, Fundamentals of Wireless Communication // Cambridge. – The UK: Cambridge University Press. – 2005
11. Збірник наукових праць КПІ. – Вип. №47. – К.: НТУУ КПІ. 2018.
12. ДСТУ ОHSAS 18002:2015. Системи управління гігієною та безпекою праці. Основні принципи виконання вимог ОHSAS 18001:2007 (ОHSAS 18002:2008, IDT). К. : ГП «УкрНИУЦ», 2016. 21 с.
13. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. URL: http://sop.zp.ua/norm_праор_0_00-7_15-18_01_ua.php.
14. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
15. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>
16. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>
17. ДБН В.2.5-28-2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>
18. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>
19. ДБН В.1.1-7:2016 Пожежна безпека об'єктів будівництва. Загальні вимоги. URL: http://www.poliplast.ua/doc/dbn_v.1.1-7-2002.pdf.

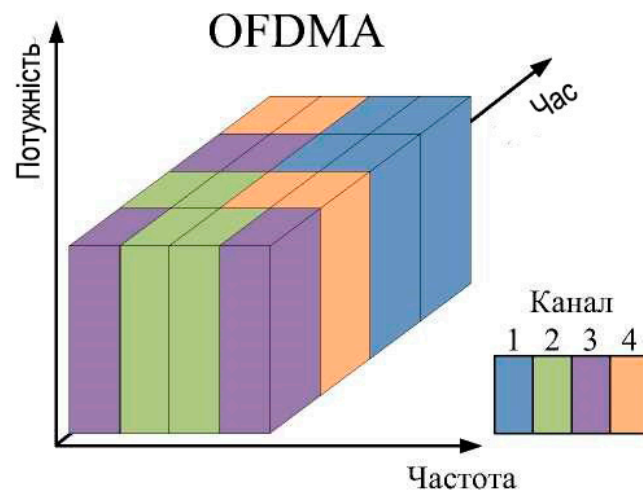
Додаток А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

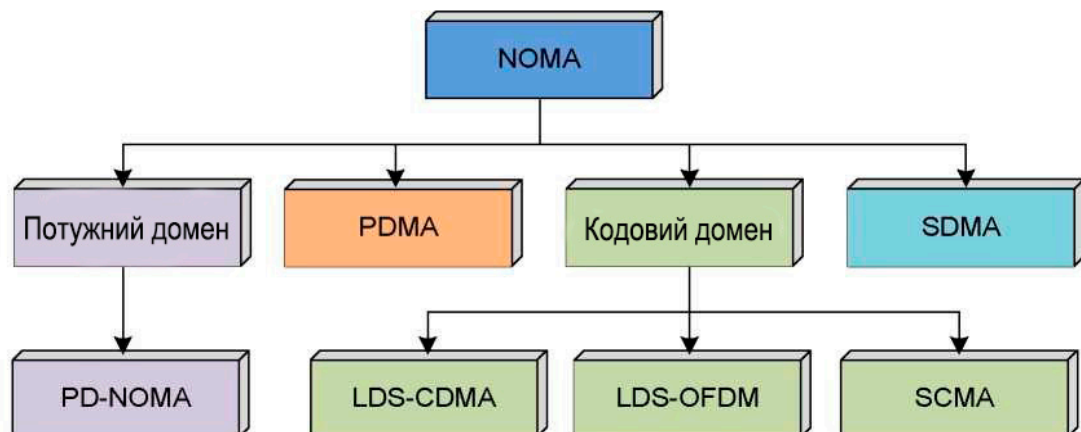
Порівняльний аналіз методів множинного доступу
в багатоканальних системах зв'язку
назва бакалаврської дипломної роботи



Приклад мультиплексування 4-х каналів
при використанні ортогональних методів FDMA, TDMA та CDMA



Мультиплексування OFDMA 4-х каналів



Класифікація неортогональних методів
множинного доступу

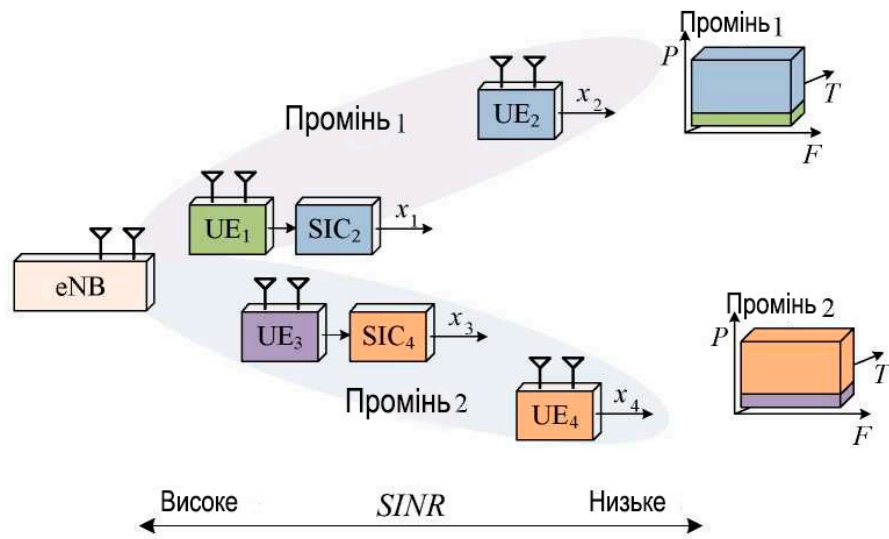
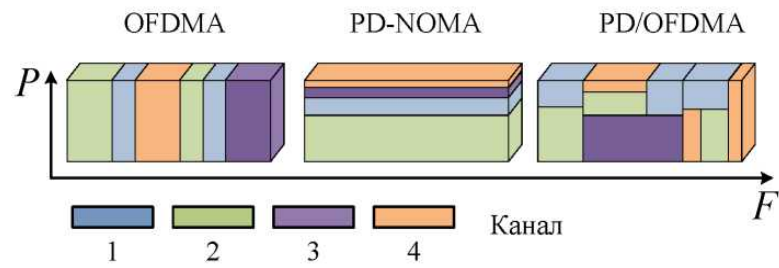
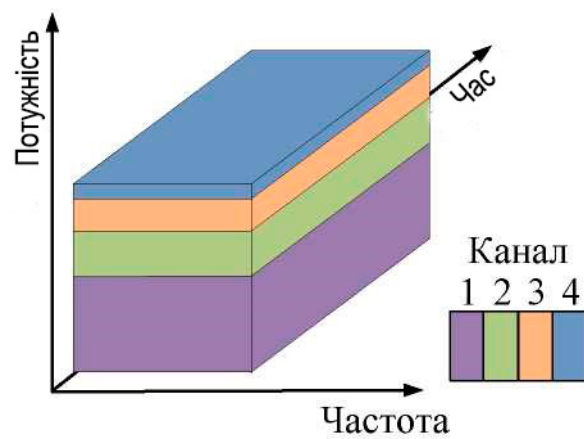


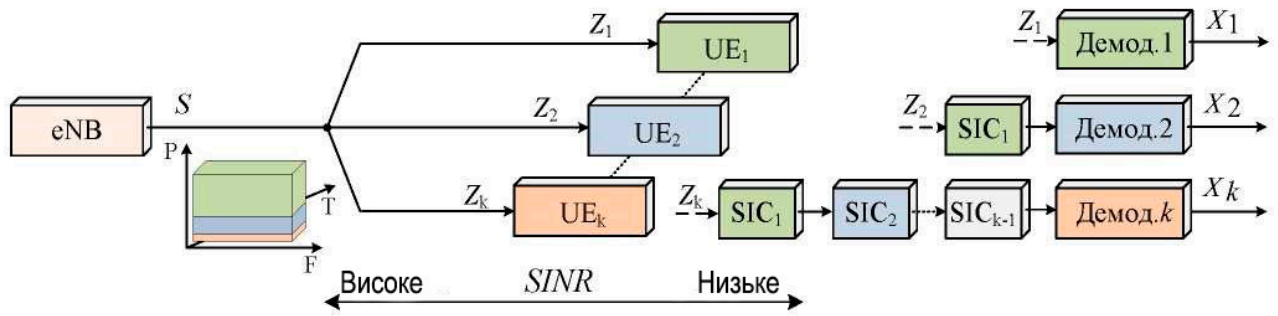
Схема MIMO/CD-NOMA



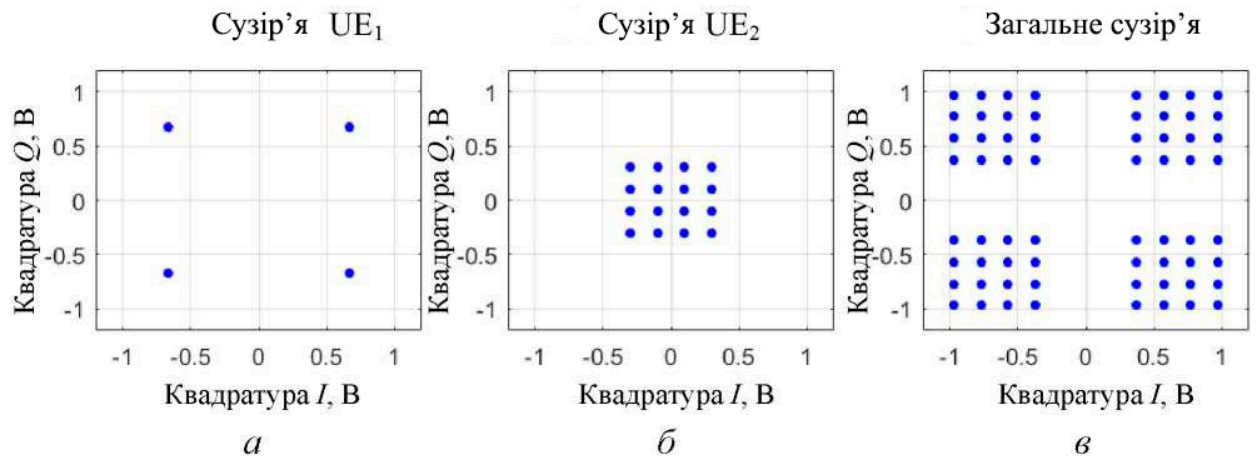
Приклад розподілу ресурсу



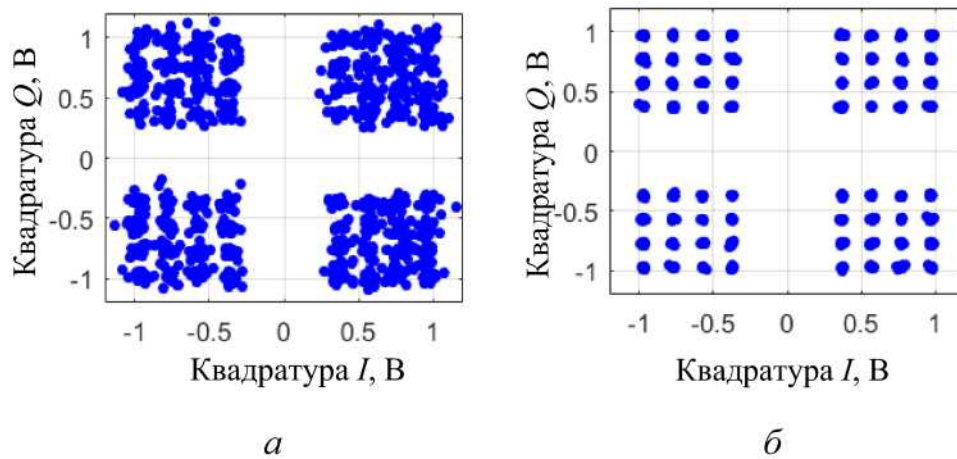
Приклад мультиплексування 4-х каналів



Структурна схема каналу передачі PD-NOMA

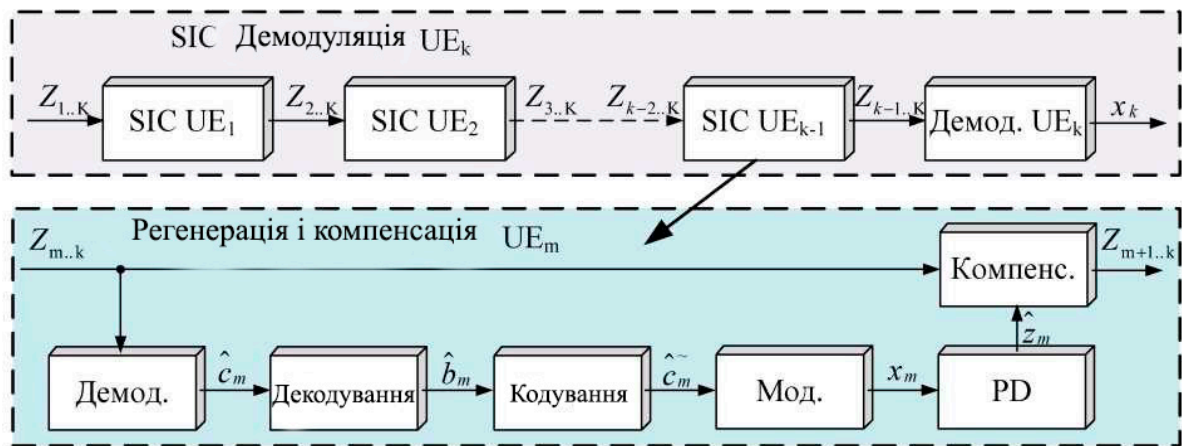


Сигнальне сузір'я транспортного сигналу на виході

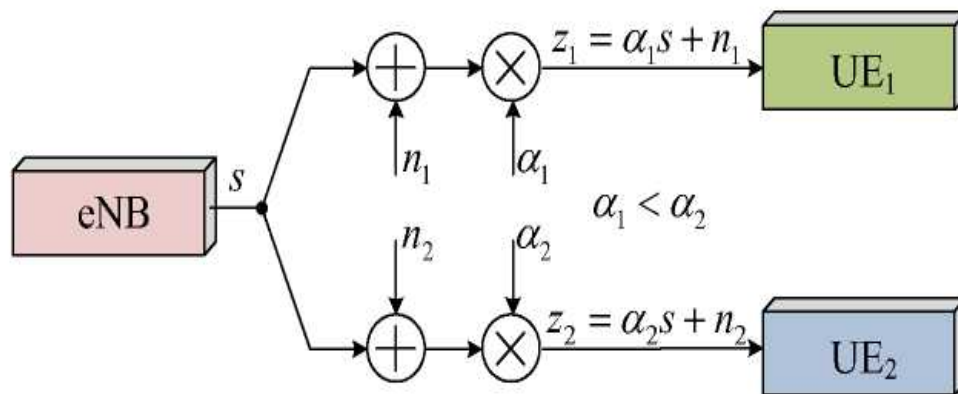


Сигнальне сузір'я транспортного сигналу на вході приймачів:

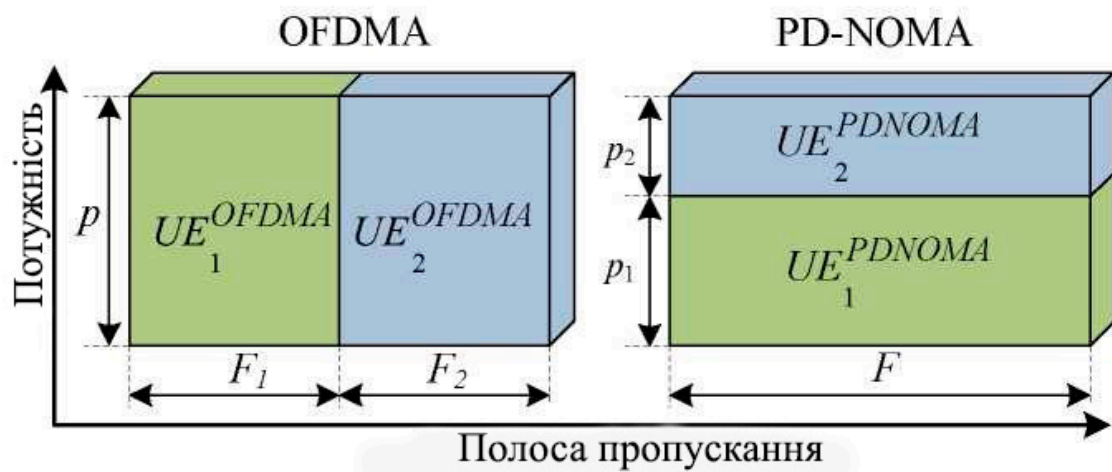
а – першого абонента UE_1 ; б - другого абонента UE_2



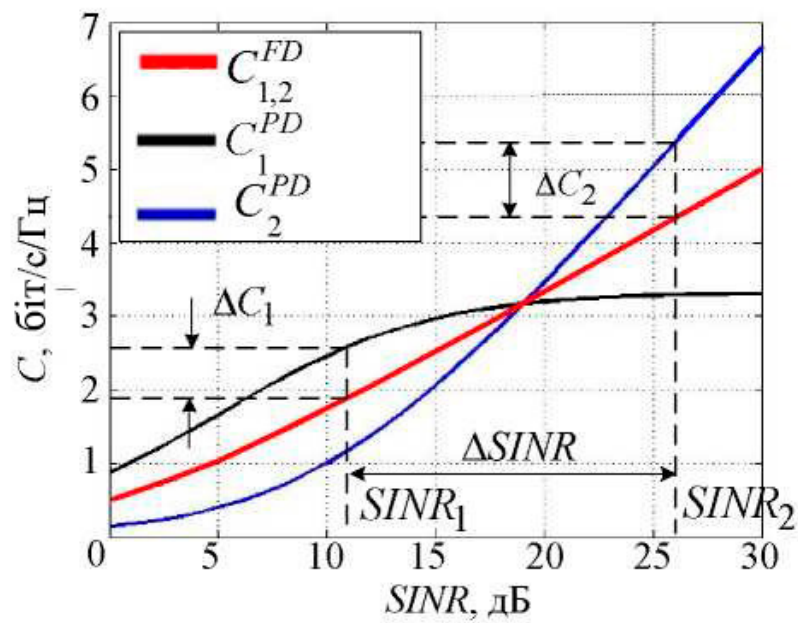
Структурна схема SIC приймача



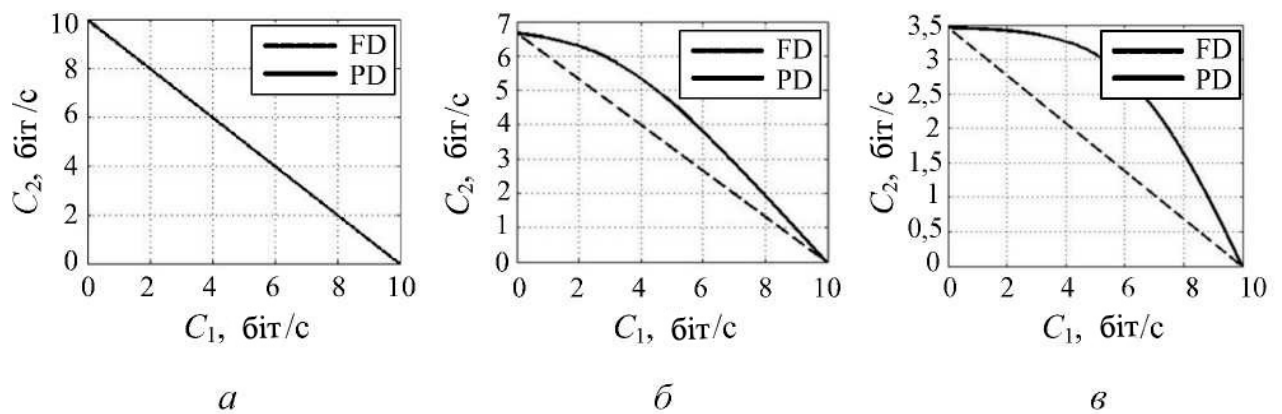
Структурна схема розповсюдження сигналу



Мультиплексування каналів у PD-NOMA та OFDMA

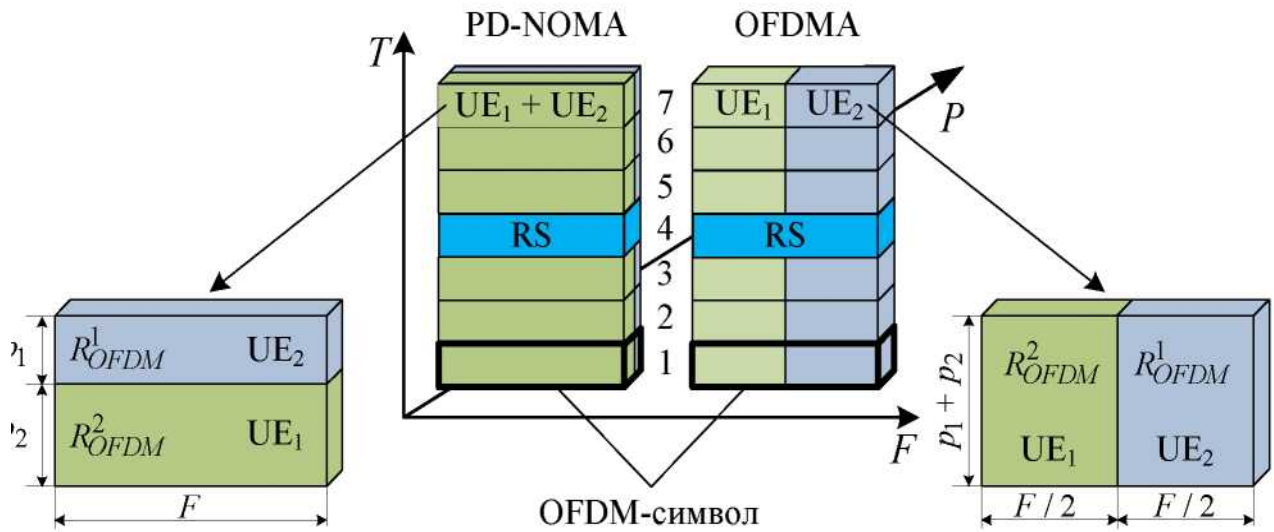


Залежність пропускної спроможності каналів від SINR

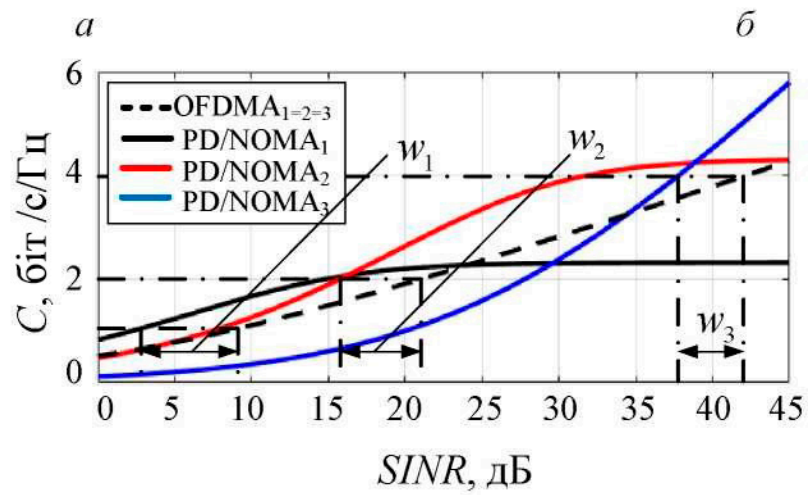
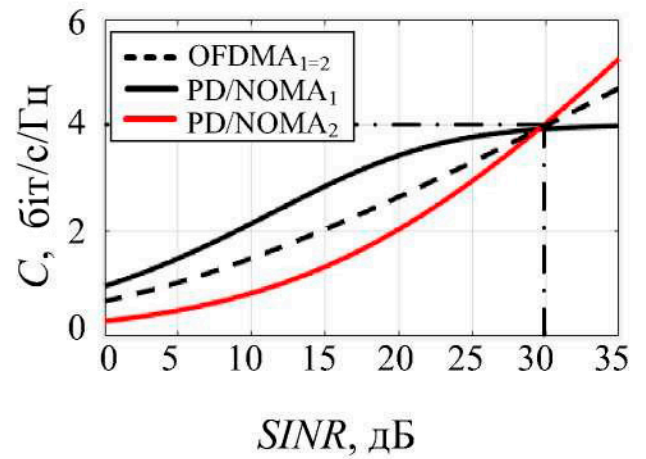
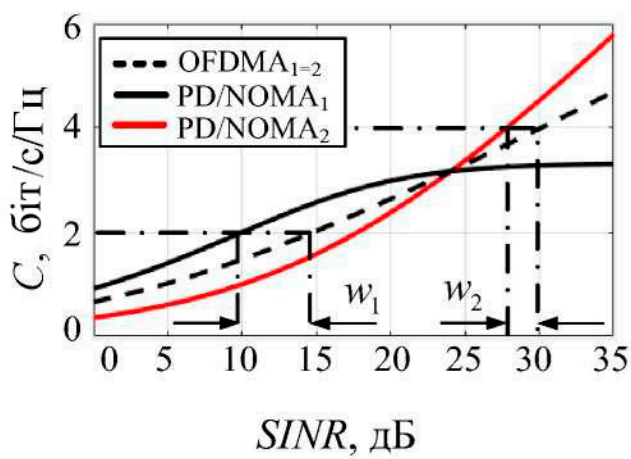


Залежності C_1^{FD} (C_2^{FD}) і C_1^{PD} (C_2^{PD}) при:

а - $\Delta SINR = 0$ дБ; б - $\Delta SINR = 10$ дБ; в - $\Delta SINR = 25$ дБ

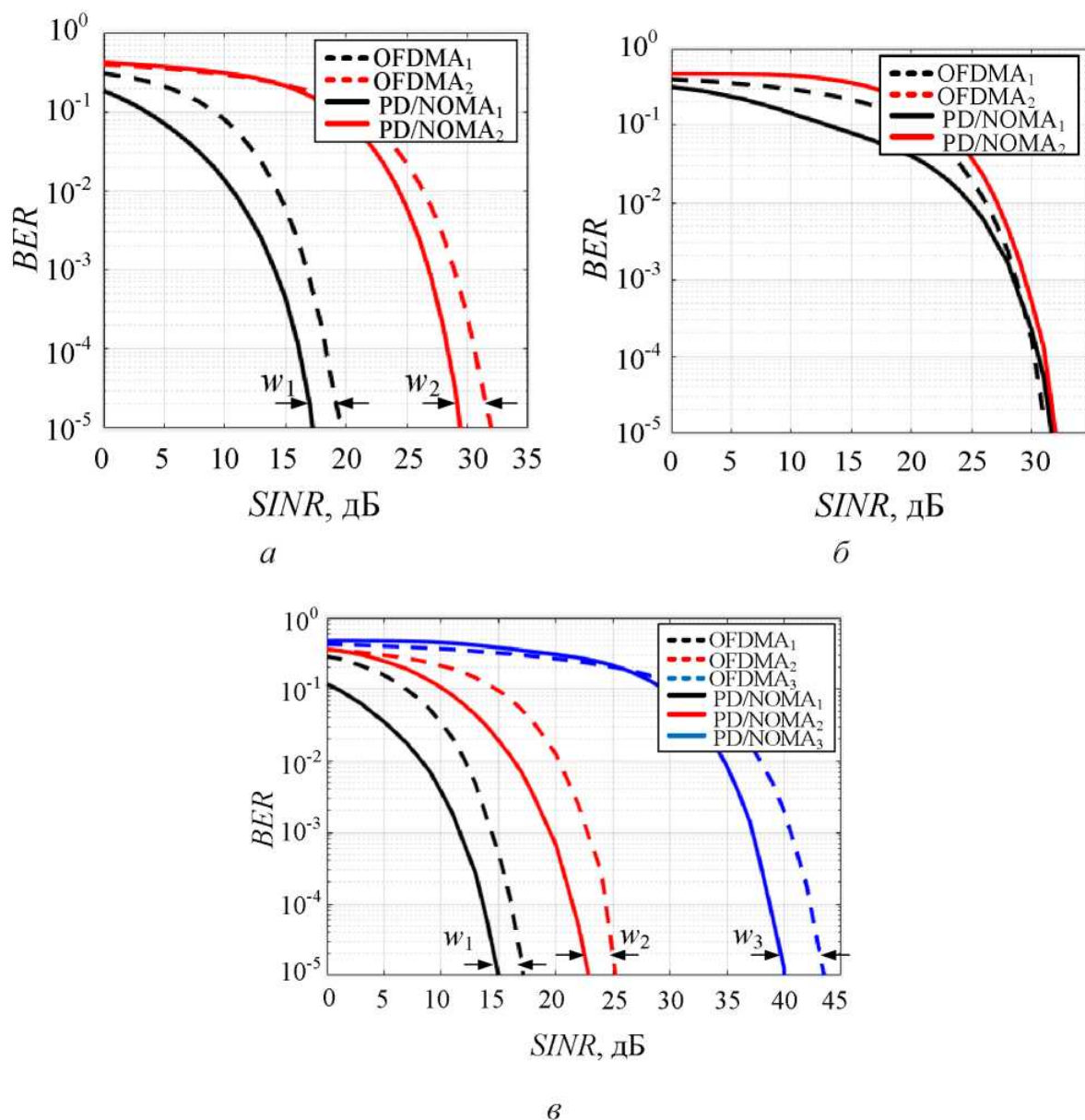


Структура сигналів PD-NOMA та OFDMA



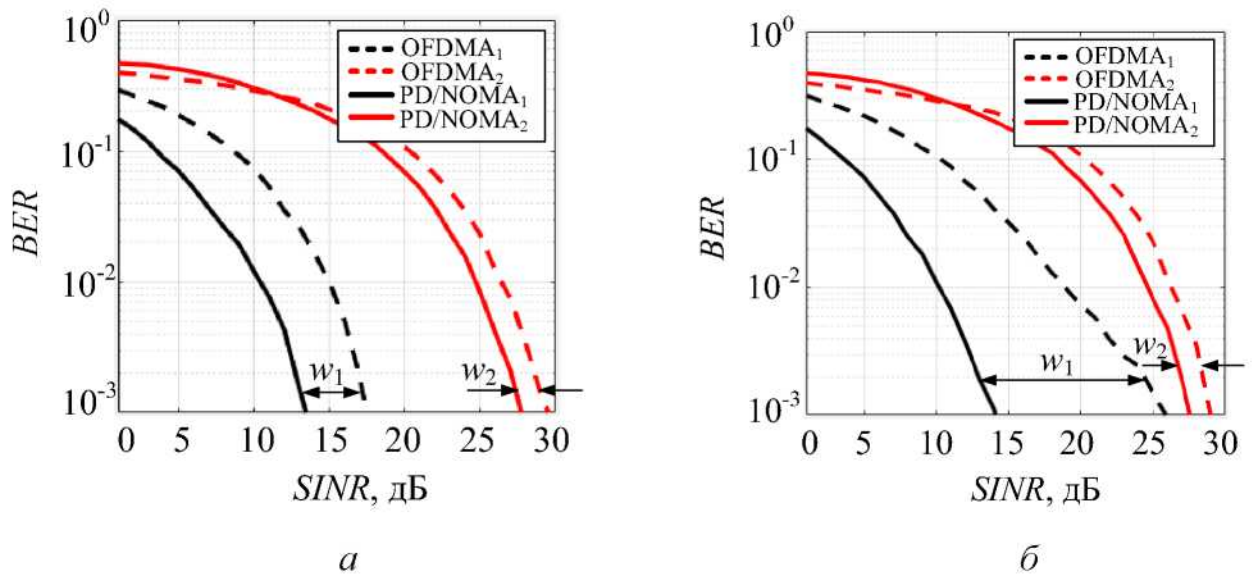
Розрахована залежність $C(SINR)$ каналів PD-NOMA для:

а - конфігурації 1, б - конфігурації 2, - конфігурації 3

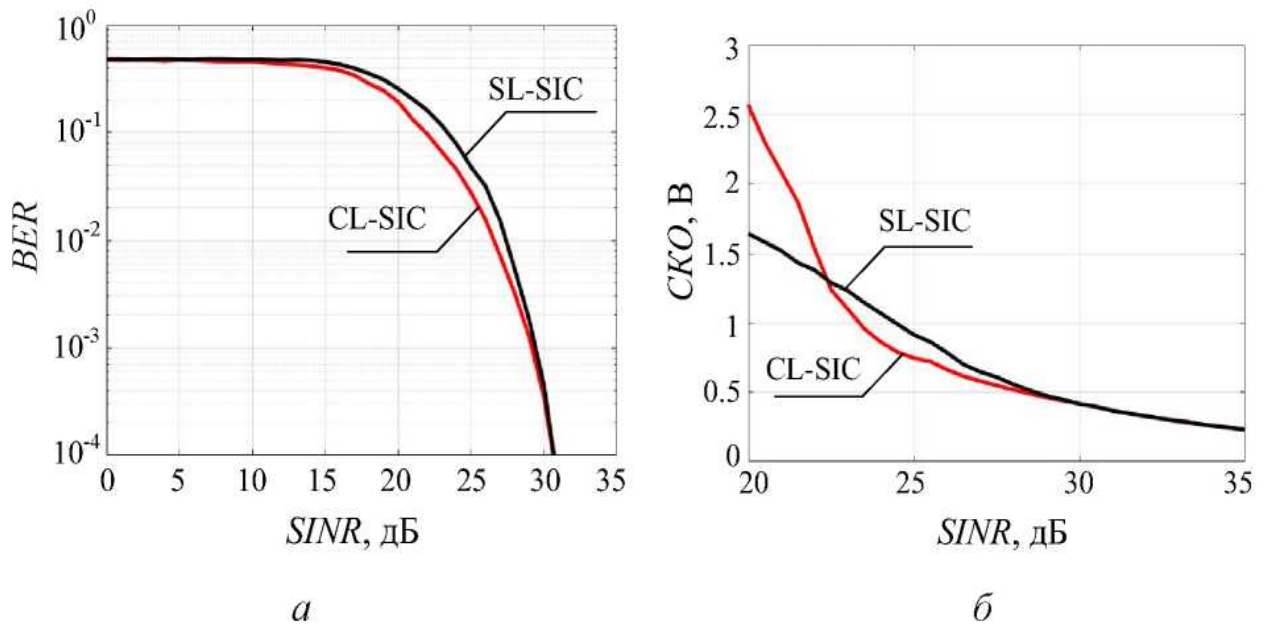


Залежність $BER(SINR)$ для:

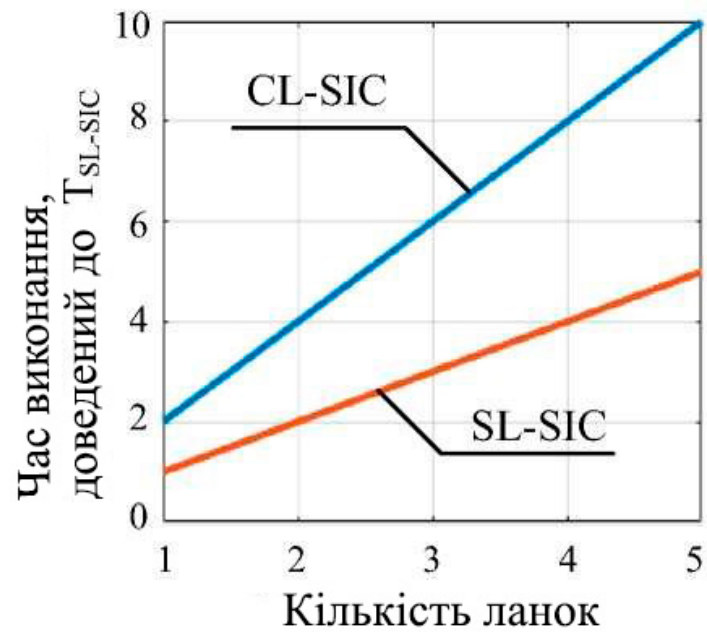
а - конфігурації 1, б - конфігурації 2, - конфігурації 3



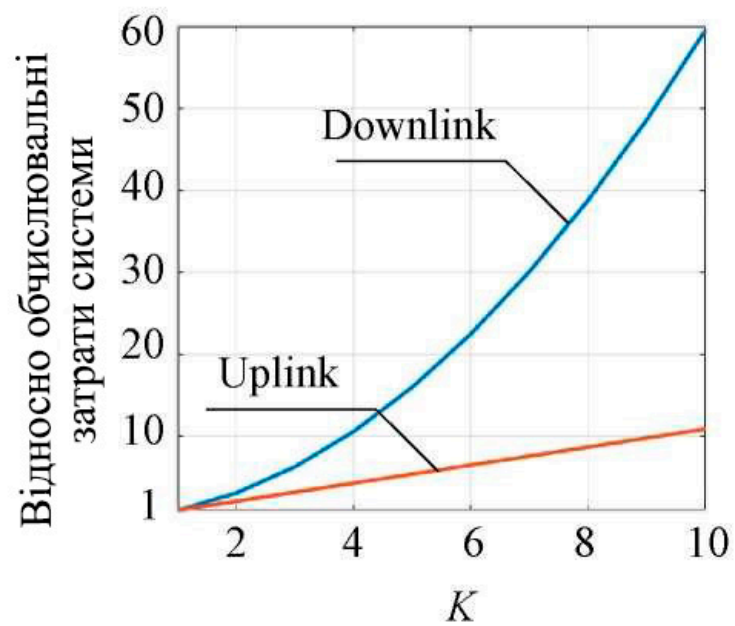
Залежність $BER(SINR)$ каналів конфігурації 1 при багатопроменевому каналі РРВ: а - сценарій 1; б – сценарій 2;



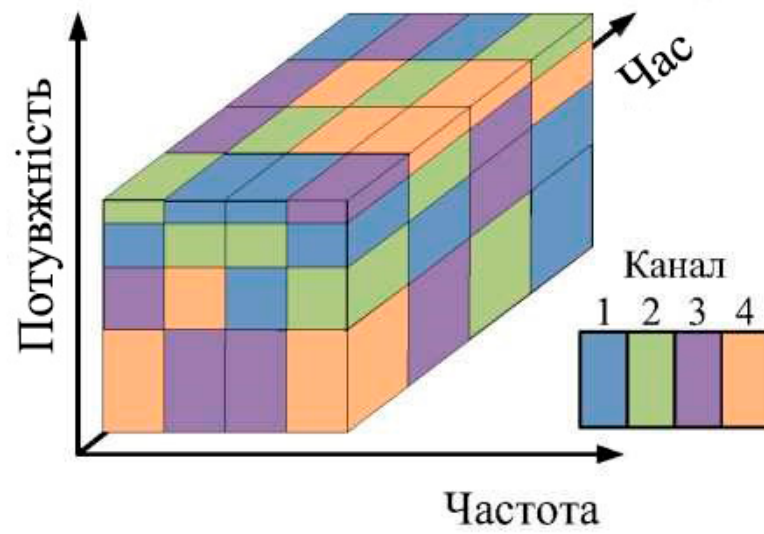
Залежність: а – $BER(SINR)$ каналу 4-го рівня; б - $CKB(SINR)$ каналу 4-го рівня



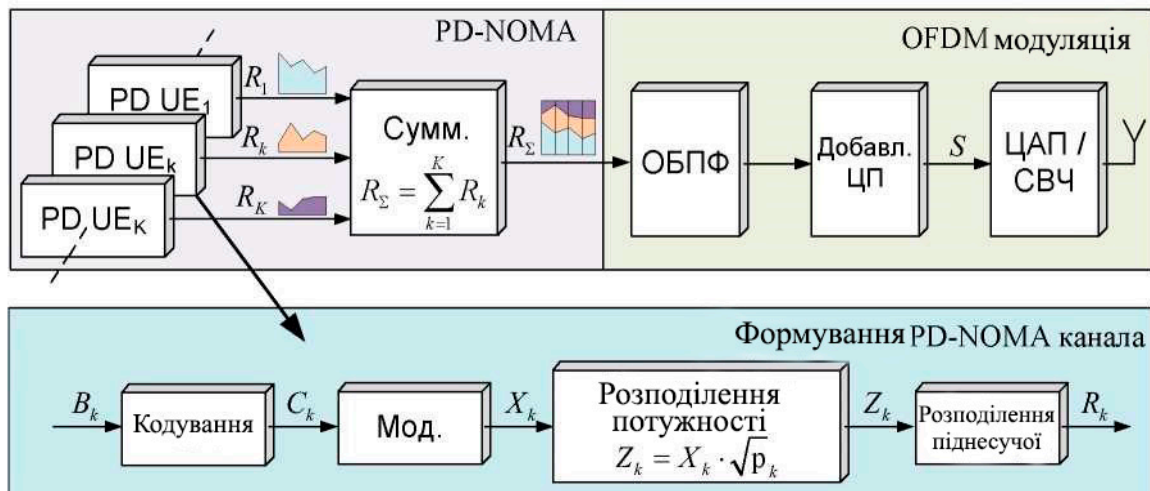
Порівняння CL-SIC та SL-SIC



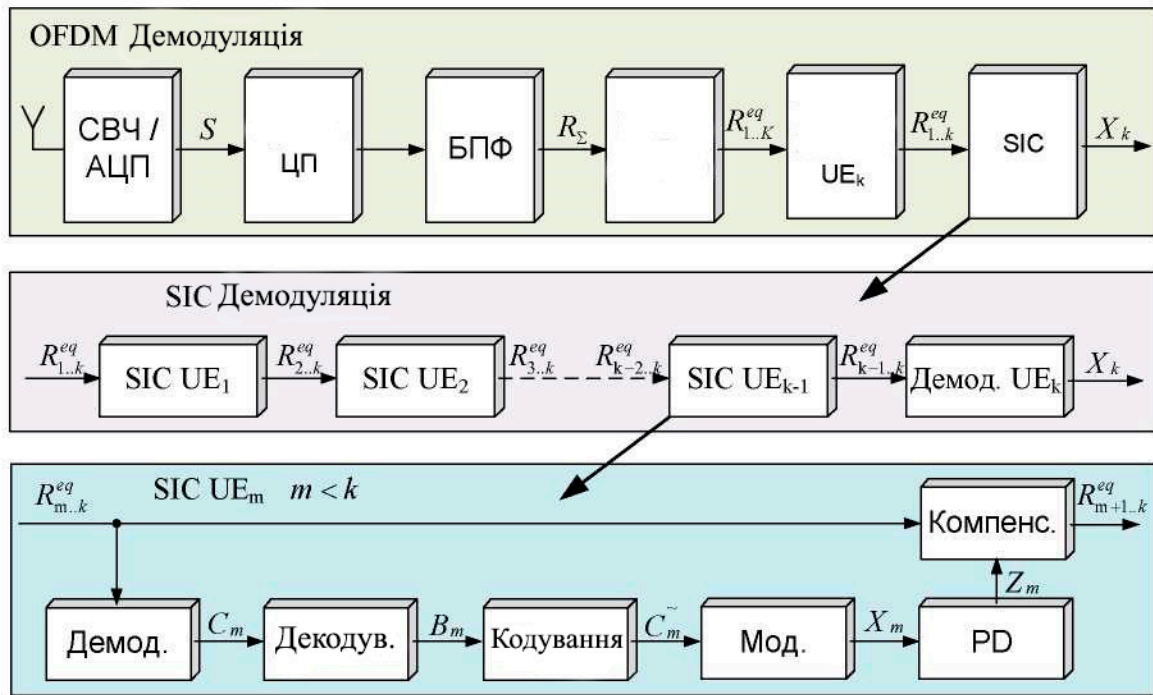
Залежність обчислювальної складності системи PD-NOMA
щодо OFDMA



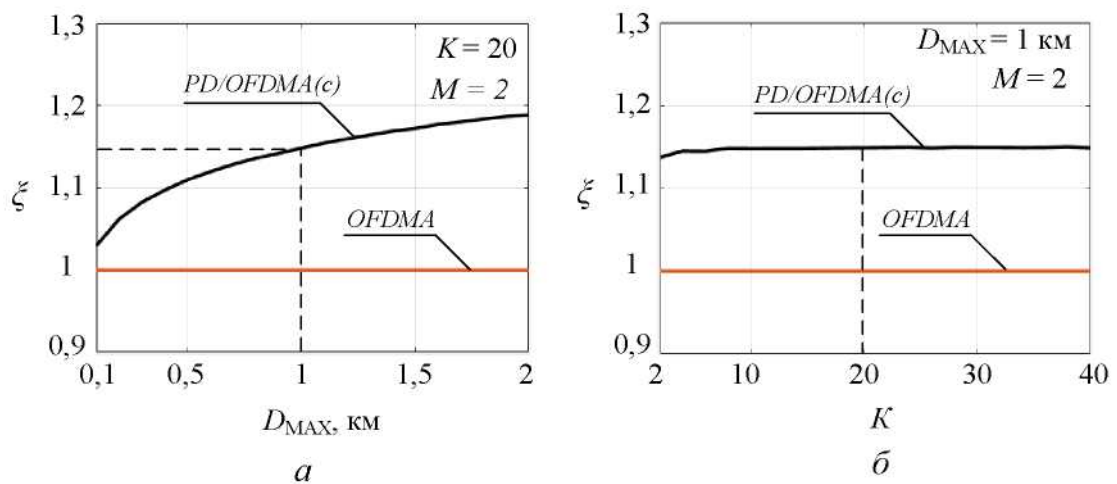
Розподіл 4-х каналів у
PD/OFDMA



Формування PD/OFDMA

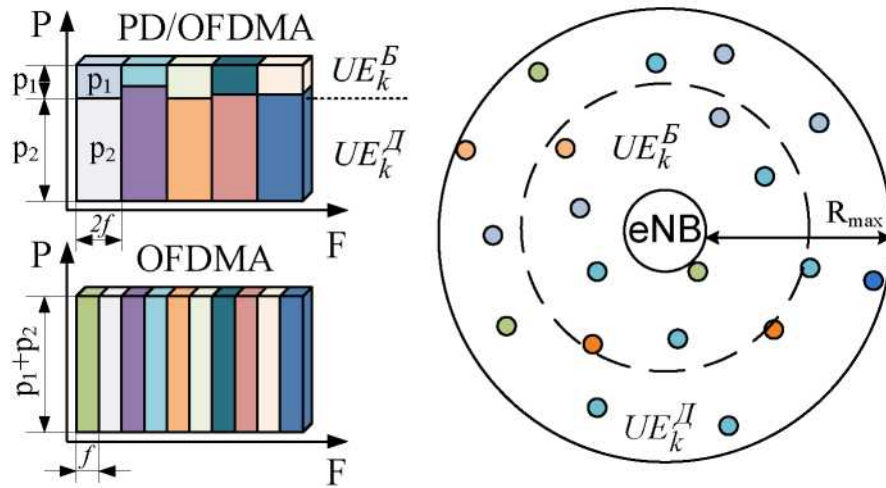


Обробка PD/OFDMA

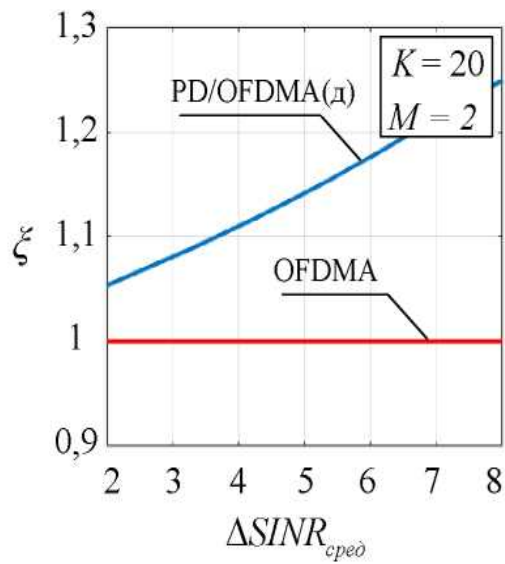


Виграш δ пропускної спроможності PD/OFDMA:

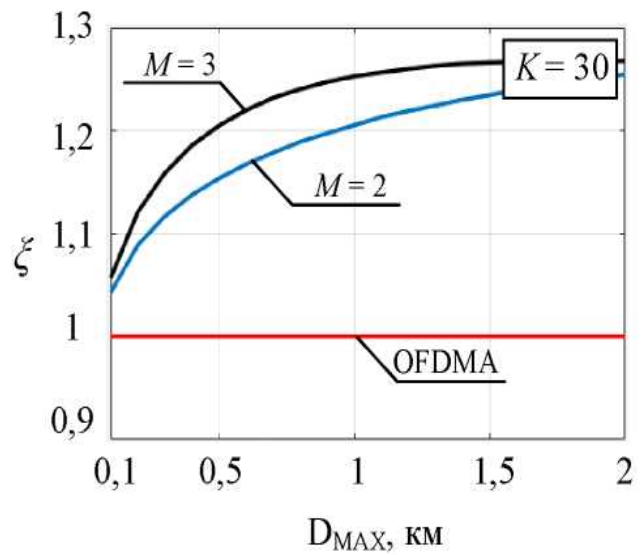
а – при зміні D_{MAX} та фіксованій K ; б - при зміні K та фіксованій D_{MAX}



Мультиплексування користувачів в OFDMA та PD/OFDMA



а



б

Залежність виграшу пропускної спроможності

PD/OFDMA від:

Додаток Б

Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: Порівняльний аналіз методів множинного доступу в багатоканальних системах зв'язку

Тип роботи: Бакалаврська дипломна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра Інфокомунікаційних систем і технологій, факультет Інформаційних електронних систем
(кафедра, факультет)

Показники звіту подібності Unichesk

Оригінальність 96,98 % Схожість 3,12 %

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне):

☒ 1. Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.

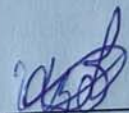
☐ 2. Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її виконання автором. Роботу направити на розгляд експертної комісії кафедри.

☐ 3. Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Особа відповідальна за перевірку  Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

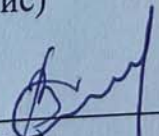
Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Щербік О.О.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Воловик А.Ю.
(прізвище, ініціали)