

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
 Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
 Галузь знань - 17– Електроніка та телекомунікації
 (шифр і назва)
 Спеціальність - 172 – Телекомунікації та радіотехніка
 (шифр і назва)
 Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

“18” 09 2023 року

ЗАВДАННЯ **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Жученку Олексію Сергійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах
 керівник роботи Барась Святослав Тадіонович к.т.н., професор Барась С.Т.

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “18” 09 2023 року №247

2. Строк подання студентом роботи 08 грудня 2023 року

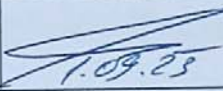
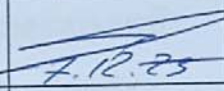


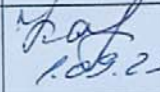
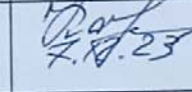
3. Вихідні дані до роботи: тип вхідних сигналів – цифрові; режим зв'язку – дуплексний; смуга робочих частот – 900, 1800, 2600 МГц; тип модуляції – OFDM; тип мережі – мобільна стільникова.

4. Зміст текстової частини: розробка технічного завдання, аналіз модуляційних схем в безпроводних технологіях, дослідження ефективності та завадостійкості модуляційних схем, дослідження SEFDM-сигналів з модифікованими імпульсами, моделювання та аналіз ефективності сигналів RRC-SEFDM і PR-SEFDM, економічна частина, охорона праці.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
 графіки P_e в залежності від C/N ; спектр носійних сигналів SEFDM при $\alpha = 0,5$;
 структурна схема передавача сигналів RRC-SEFDM; структурна схема приймача сигналів RRC-SEFDM; структурна схема передавача сигналів PR-SEFDM;

структурна схема приймача сигналів PR-SEFDM; максимальні спектральні ефективності для sinc-SEFDM, RRC-SEFDM, PR-SEFDM.

6. Консультанти розділів роботи


Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Барась С.Т., д.т.н, професор кафедри ІКСТ	 1.09.23	 7.12.23
Охорона праці	Дембіцька С.В., доцент, професор кафедри БЖДПБ	 7.09.23	 7.12.23
Економічна частина	Кавецький В.В., к.е.н., Доцент кафедри ЕПВМ	 1.09.23	 7.12.23

7. Дата видачі завдання 01 вересня 2023 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

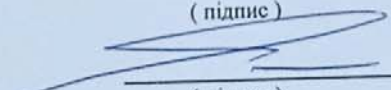
№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	08.09.2023р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	17.09.2023р.	
3.	Аналіз модуляційних схем в безпроводних технологіях	06.10.2023р.	
4.	Аналіз ефективності та завадостійкості МС	27.10.2023р.	
5.	Моделювання різних модуляційних схем	10.11.2023р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	17.11.2023р.	
7.	Охорона праці та безпека життєдіяльності	24.11.2023р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	01.12.2023р.	
9.	Нормоконтроль МКР	04.12.2023р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	08.12.2023р.	
11.	Захист МКР ЕК	11.12.2023р.	

Студент


(підпис)

Жученко О. С.

Керівник роботи


(підпис)

Барась С. Т.

РЕФЕРАТ
УДК 621.396

Жученко О.С. Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах – магістерська кваліфікаційна робота студента спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка – Вінниця: ВНТУ 2023 р. 119 стор., 29 – рис., 22 – табл., 33 – бібл. – українською мовою.

Метою даної кваліфікаційної роботи є проведення аналізу характеристик модуляційних схем у безпроводних системах зв'язку. У роботі виконується дослідження модуляційних схем у безпроводних системах. Також проводиться аналіз ефективності та завадостійкості описаних схем модуляції. Пропонується методика використання SEFDM-сигналів з модифікованими імпульсами для вирішення основних проблем мереж мобільного зв'язку. Проводиться моделювання та аналіз ефективності сигналів RRC-SEFDM і PR-SEFDM. На кінцевому етапі роботи проводиться дослідження економічної частини та питань охорони праці та виконуються необхідні розрахунки.

Ключові слова: безпроводна мережа, SEFDM-сигнали, модуляція, цифрова обробка сигналів.

ABSTRACT

Zhuchenko O.S. Research on the Spectral Efficiency of Various Modulation Schemes in Wireless Infocommunication Systems – Master's Qualification Thesis of a student in the field of 172 – Telecommunications and Radio Engineering – Vinnytsia: VNTU 2023. 119 pages, 29 figures, 22 tables, 33 references – in Ukrainian.

The purpose of this qualifying work is to conduct an analysis of the characteristics of modulation schemes in wireless communication systems. The research explores modulation schemes in wireless systems, analyzing the efficiency and interference resistance of the described modulation schemes. A methodology for using SEFDM signals with modified impulses to address the main challenges of mobile communication networks is proposed. The thesis includes modeling and analysis of the efficiency of RRC-SEFDM and PR-SEFDM signals. In the final stage of the work, the economic aspects, occupational safety issues, and necessary calculations are investigated.

Keywords: wireless network, SEFDM signals, modulation, digital signal processing.

ЗМІСТ

ВСТУП	10
1 МОДУЛЯЦІЙНІ СХЕМИ В БЕЗПРОВІДНИХ ТЕХНОЛОГІЯХ.....	13
1.1 Одночастотні схеми модуляції	15
1.1.1 Частотна модуляція	15
1.2 Багаточастотні схеми модуляції	18
1.3 Квадратурна амплітудна модуляція	21
1.4 Висновок до розділу.....	25
2 ЕФЕКТИВНІСТЬ ТА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ МОДУЛЯЦІЙНИХ СХЕМ	26
2.1 Визначення спектральної ефективності цифрових систем передачі.....	29
2.2 Визначення енергетичної ефективності цифрових систем передачі.....	32
2.3 Потенційна стійкість до перешкод цифрової модуляції.....	34
2.3.1 Фазова модуляція	34
2.3.2 Квадратурна модуляція	36
2.4 Оцінка стійкості та ефективності цифрових систем телевізійного мовлення.....	38
2.5 Висновок до розділу.....	39
3 SEFDM-СИГНАЛИ З МОДИФІКОВАНИМИ ІМПУЛЬСАМИ.....	40
3.1 Аналіз методів формування та обробки сигналів RRC-SEFDM.....	41
3.2 Аналіз методів формування та обробки сигналів PR-SEFDM	50
3.3 Практичний вигравш від використання сигналів RRCSEFDM та PR-SEFDM	53
3.4 Висновок до розділу	57
4 МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ СИГНАЛІВ RRC-SEFDM І PR-SEFDM.....	58
4.1 Опис моделі.....	58

4.2 Оцінка ефективності сигналів RRC-SEFDM.....	62
4.3 Оцінка ефективності сигналів PR-SEFDM.....	65
4.4 Оцінка продуктивності сигналів RRC-SEFDM та PR-SEFDM з використанням M-BCJR алгоритму.....	68
4.5 Висновок до розділу.....	71
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	72
5.1 Оцінювання наукового ефекту	72
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	77
5.2.1 Витрати на оплату праці.....	77
5.2.2 Відрахування на соціальні заходи.....	81
5.2.3 Сировина та матеріали.....	81
5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	83
5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт	84
5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт	85
5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень	86
5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей	88
5.2.9 Службові відрядження.....	89
5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації	90
5.2.11 Інші витрати.....	91
5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати.....	91
5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи	93
5.4 Висновок до розділу.....	94

6 ОХОРОНА ПРАЦІ	95
6.1 Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи.....	95
6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	97
6.2.1 Мікроклімат	97
6.2.2 Склад повітря робочої зони.....	98
6.2.3 Виробниче освітлення	99
6.2.4 Виробничий шум	101
6.2.5 Виробничі випромінювання	105
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій	103
6.3.1 Дія світлового випромінювання на виробничі приміщення	103
6.3.2 Оцінка стійкості виробничого приміщення в умовах дії світлового випромінювання	104
6.3.3 Розробка превентивних заходів з підвищення стійкості роботи в умовах дії НС.....	105
6.4 Висновок до розділу.....	104
ВИСНОВКИ.....	107
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	109
Додаток А (обов'язковий). ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА	113
Додаток Б (обов'язковий). Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	118

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АЧХ – амплітудно-частотна характеристика
- ВК – вузли комутації
- ВОЛЗ – волоконно-оптичні лінії зв'язку
- ГДК – гранично допустима концентрація
- КЗ – канали зв'язку
- КПО – коефіцієнт природної освітленості
- СМЗ – стільникова мережа зв'язку
- СММЗ – стільникова мережа мобільного зв'язку
- СФ – смуговий фільтр
- ФНЧ – фільтр нижніх частот
- ФЧХ – фазо-частотна характеристика
- ЧМ – частотна модуляція
- BER (Bit Error Rate) – коефіцієнт бітових помилок
- BS (Base Station) – базова станція
- BSC (Base Station Controller) – контролер базової станції
- BSS (Base Station System) – система базових станцій
- BTS (Base Transceiver Station) – базова приймально-передавальна станція
- CDMA (Code Division Multiple Access) – множинний доступ з кодовим розділенням
- CN (Core Network) – ядро мережі
- FDM (Frequency Division Multiplexing) – мультиплексування з поділом по частоті
- FSK (Frequency Shift Keying) – частотна маніпуляція
- HSPA (High Speed Packet Access) – технологія безпроводного широкосмугового зв'язку

MS (Mobile Station) – мобільна станція

MSC (Mobile Switching Center) – центр комутації мобільної мережі

NMC (Network Management Center) – центр управління мережею

PDN (Packet Data Network) – мережа пакетної передачі даних

PLMN (Public Land Mobile Network) – публічна мобільна наземна мережа

PSTN (Public Switched Telephone Network) – публічна телефонна комутована мережа

QoS (Quality Of Service) – якість обслуговування

RAN (Radio Access Network) – мережа радіодоступу

RNC (Radio Network Controller) – контролер радіомережі

UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) – універсальна система мобільного зв'язку

UTRAN (UMTS Terrestrial RAN) – наземна радіомережа UMTS

WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access) – широкопasmовий доступ з кодовим розділенням каналів

WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) – технологія бездротового доступу з мікрохвильовими інтерфейсами

ВСТУП

Актуальність дослідження. В сучасному світі безпроводні інфокомунікаційні системи відіграють ключову роль у забезпеченні надійного та ефективного обміну інформацією. З кожним днем збільшується попит на швидкі та надійні зв'язки, що ставить перед науковцями і інженерами безпроводних комунікацій складні завдання стосовно оптимізації роботи цих систем [1].

Одним із ключових аспектів оптимізації є вибір підходящої модуляційної схеми, яка визначає, як інформація кодується та передається через бездротовий канал. Ця модуляційна схема може значно впливати на продуктивність системи, її спектральну ефективність та стійкість до спотворень та перешкод.

МКР присвячена дослідженню спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах. Основні цілі дослідження полягають у визначенні та порівнянні різних модуляційних схем, а також в аналізі їхнього впливу на спектральні характеристики системи. Результати цієї роботи можуть стати важливим внеском у розвиток безпроводних інфокомунікаційних технологій та сприяти покращенню їхньої продуктивності та ефективності [3].

Аналіз останніх досліджень. У зв'язку зі зростаючим обсягом переданої інформації та зростаючою конкуренцією в галузі безпроводних інфокомунікаційних систем, важливо досліджувати різні аспекти їхньої оптимізації, включаючи вибір оптимальних методів передачі даних [1].

Ця магістерська кваліфікована робота стане спробою систематизувати знання у сфері модуляції та спектральної ефективності, розглянути різні модуляційні схеми, такі як амплітудна модуляція, частотна модуляція, та фазова модуляція, та визначити їхні переваги та недоліки у контексті безпроводних інфокомунікаційних систем [2].

У даній роботі будуть використані методи теоретичного аналізу, моделювання та експериментального дослідження, а також використані сучасні інструменти та програмні засоби для вимірювання та аналізу спектральних характеристик сигналів. Результати цього дослідження можуть бути корисними для розробників та операторів безпроводних інфокомунікаційних систем, а також для всіх, хто цікавиться розвитком та вдосконаленням цієї важливої галузі телекомунікаційної технології [2].

У завершення, дослідження спектральної ефективності модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах має на меті сприяти подальшому розвитку та вдосконаленню технологій бездротового зв'язку, забезпечуючи більш ефективний та надійний обмін інформацією в майбутньому [1].

Метою даної кваліфікаційної роботи є проведення аналізу характеристик модуляційних схем у безпроводних системах зв'язку.

Для досягнення поставленої мети необхідно виконати такі *задачі*:

- провести аналіз існуючих та синтез нових модуляційних схем в безпроводних технологіях;
- виконати дослідження ефективності та завадостійкості модуляційних схем;
- провести дослідження SEFDM-сигналів з модифікованими імпульсами;
- синтезувати комп'ютерну модель та на її основі виконати моделювання;
- провести аналіз ефективності сигналів RRC-SEFDM і PR-SEFDM;
- розрахувати параметри економічної доцільності розробки та показників охорони праці.

Об'єктом дослідження у даній роботі є модуляційні схеми у безпроводних системах зв'язку.

Предметом дослідження є спектральні, енергетичні та частотні характеристики модуляційних схем у безпроводних системах зв'язку.

Методи досліджень базуються на використанні теорії аналізу одночастотних та багаточастотних схем модуляцій та теорії мереж і систем мобільного зв'язку.

Новизна одержаних результатів полягає в наступному:

- проведено аналіз методів побудови модуляційних схем у мережах мобільного зв'язку;
- запропоновано алгоритм оцінки основних показників якості схем модуляцій у безпроводних системах;
- запропоновано використання SEFDM-сигналів з модифікованими імпульсами у безпроводних системах, для покращення їх основних характеристик.

Практичне значення роботи полягає в тому, що на основі проведених досліджень можна зробити висновок про відповідність параметрів існуючих схем модуляцій до вимог сучасних мереж мобільного стільникового зв'язку.

Також на основі отриманих даних було запропоновано покращені алгоритми методів обробки сигналів у модуляційних схемах, що використовуються у бездротових системах зв'язку.

Також дані дослідження дозволили оцінити стан галузі мобільних стільникових комунікацій та запропонувати позитивні обґрунтовані покращення для процесів побудови нових та модернізації уже існуючих мереж.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на ЛІІ науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2023 році.

Публікації результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні положення кваліфікаційної роботи висвітлено у 2-х тезах науково-технічних конференцій.

1 МОДУЛЯЦІЙНІ СХЕМИ В БЕЗПРОВІДНИХ ТЕХНОЛОГІЯХ

Модуляційні схеми є ключовим елементом безпроводних технологій і відіграють важливу роль у передачі даних через бездротовий канал. Вони визначають, як інформація кодується та передається в електромагнітному спектрі, і впливають на продуктивність, потужність сигналу, спектральну ефективність та стійкість до спотворень і перешкод в безпроводних системах [3].

Основні аспекти модуляційних схем в безпроводних технологіях включають:

1. Символьна модуляція: Ця форма модуляції використовує різницю між різними символами для кодування інформації. Популярні символьні модуляційні схеми включають QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 16-QAM (16-Quadrature Amplitude Modulation) та 64-QAM, які дозволяють передавати більше інформації на один символ [4].

2. Амплітудна, фазова та частотна модуляція: Ці три базові модуляційні схеми використовують зміни в амплітуді, фазі і частоті сигналу відповідно для кодування даних. Найпоширеніші з них - АМ (Amplitude Modulation), FM (Frequency Modulation) та РМ (Phase Modulation) [5].

3. OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing): OFDM є популярною модуляційною схемою в безпроводних системах, особливо в стандартах Wi-Fi та LTE. Вона розділяє великий канал на багато менших, неперекриваючих підканалів, що дозволяє ефективно передавати дані в умовах розгорнутих мереж і з меншим впливом мультиплексування [4].

4. Спектральна ефективність: Модуляційні схеми також оцінюються з точки зору їхньої спектральної ефективності, яка визначає, як ефективно сигнал використовує доступну ширину смуги частот. Модуляційні схеми, які забезпечують більшу швидкість передачі даних при збереженні або зменшенні ширини смуги, є більш спектрально ефективними [4].

Модуляційні схеми в безпроводних технологіях розвиваються надзвичайно швидко, і це дозволяє досягати великих швидкостей передачі даних і

поліпшувати продуктивність безпроводних мереж. Вони є важливим елементом в будь-якій безпроводній комунікаційній системі, незалежно від застосування - від мобільного зв'язку та бездротового інтернету до сенсорних мереж і Інтернету речей.

5. Висока швидкість передачі даних: Сучасні модуляційні схеми дозволяють досягати дуже великих швидкостей передачі даних, що особливо важливо для мереж 5G та майбутніх поколінь мобільного зв'язку, а також для бездротового інтернету та стрімінгу високоякісного відео.

6. Енергоефективність: Деякі модуляційні схеми можуть бути більш енергоефективними, що робить їх ідеальними для бездротових сенсорних мереж та вузько-спрямованих пристроїв, які працюють в обмеженому енергопостачанні.

7. Стійкість до спотворень та перешкод: Деякі модуляційні схеми мають покращену стійкість до спотворень та інтерференції, що дозволяє забезпечувати надійну комунікацію в умовах шуму та завад.

8. Адаптація до умов каналу: Модуляційні схеми можуть бути адаптовані до змінних умов каналу, таких як затухання, розсіювання та мультиплексування, що робить їх ідеальними для мобільного зв'язку та мереж, які працюють в різних середовищах.

Усі ці фактори роблять модуляційні схеми важливим елементом розвитку безпроводних технологій, які відіграють велику роль у сучасному світі зв'язку та передачі даних. В дослідженні та оптимізації модуляційних схем лежить ключ до подальшого розвитку бездротового зв'язку та підвищення продуктивності та надійності безпроводних систем у майбутньому [5].

1.1 Одночастотні схеми модуляції

Одночастотні схеми модуляції (англ. Single-Frequency Modulation, SFM) - це вид аналогової модуляції, де інформаційний сигнал змінює амплітуду, частоту

або фазу носійного сигналу таким чином, щоб всі відомості були закодовані в одній параметрі носійного сигналу - одній частоті. Такі схеми модуляції широко використовуються у радіо, телебаченні, акустичному моделюванні і інших сферах [5].

1.1.1 Частотна модуляція

Частотна модуляція переважно застосовується в низько-швидкісних системах радіозв'язку. Найбільш яскравим прикладом є її модифікації в системах стільникового зв'язку стандарту GSM.

Двопозиційна частотна модуляція (BFSK – binary frequency shift keying) є найпростішим видом модуляції з постійною амплітудою. Очевидний спосіб формування ЧС сигналу полягає в тому, щоб комутувати сигнали двох незалежних генераторів відповідно до цифрового сигналу (рис. 1.1б). Інформаційний сигнал перетворюється на біполярний сигнал у форматі NRZ-L за допомогою перетворювача коду ПК і подається на керований ключ К. На виході ключа формується сигнал BFSK (1.1г) [5].

У цьому випадку радіосигнал має розривну фазу, що призводить до розширення його спектра за рахунок різкої зміни фази сигналу, що передається в момент перемикавання генераторів ($G(f)$ - енергетичний спектр сигналу).

На рис. 1.1б показано два генератори, що формують коливання $f_1(t)$ і $f_2(t)$ на різних частотах (дивись пояснюючі осцилограми рис. 1.1г). Також є електронний ключ, керований цифровим сигналом таким чином, що при передачі логічної «1» на вихід подається сигнал $f_1(t)$, а при передачі логічного «0» - сигнал $f_2(t)$ [6].

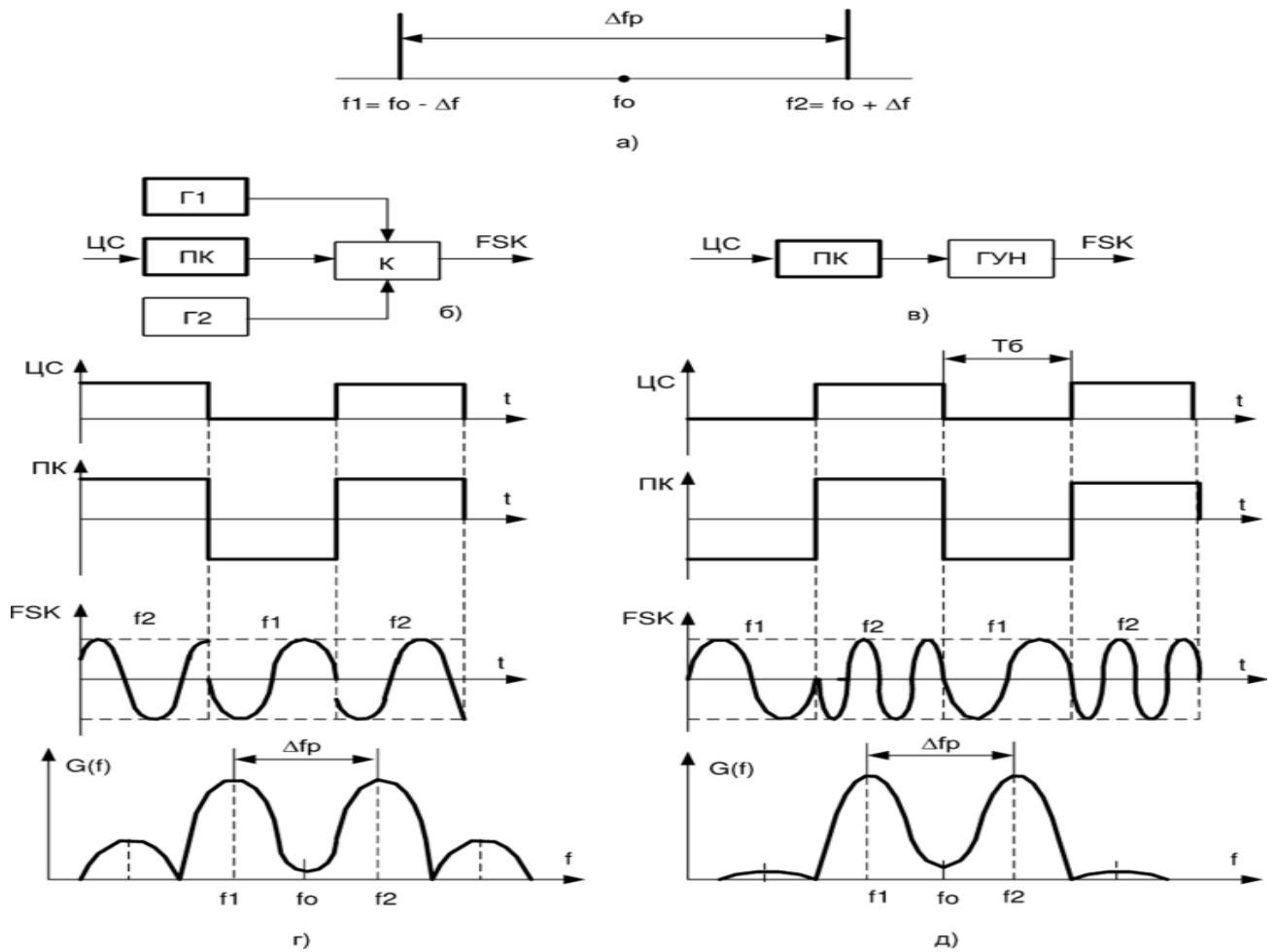


Рисунок 1.1 – Способи формування BPSK

Таким чином, частота вихідного сигналу змінюється в залежності від інформаційної послідовності. Незважаючи на простоту наведеної схеми, вона на практиці не застосовується, оскільки потрібно дуже швидкодіючий ключ з мінімальним перехідним процесом, а також при довільній початковій фазі генераторів можливі стрибки по фазі при зміні символу, що призводить до розширення спектру.

Так як початкові фази генераторів ніяк не пов'язані один з одним, цей вид модуляції отримав назву частотної модуляції з розривною фазою. Крім того, у цьому виді модуляції початкові фази частот некогерентні по відношенню до

модулюючого сигналу, тому такий вид модуляції часто називають некогерентною ЧС [2].

Виділимо ряд переваг одночастотних схем модуляції [7]:

1. Ефективне використання пропускної здатності: Одночастотні схеми модуляції дозволяють передавати інформацію на одній частоті, що дозволяє ефективно використовувати пропускну здатність комунікаційних каналів. Це особливо важливо у високонавантажених системах, де кожен біт пропускності цінується.

2. Висока стійкість до шуму: Одночастотні схеми мають вузькосмуговий спектр, що робить їх менше вразливими до адитивного білий шуму та інших форм шуму, які можуть впливати на передачу сигналів. Це особливо важливо в бездротовому зв'язку та радіо.

3. Можливість мультиплексування: Одночастотні схеми дозволяють одночасно передавати багато різних сигналів на одній частоті, що забезпечує ефективне мультиплексування. Це особливо корисно для комерційного радіо, телебачення та мобільного зв'язку.

4. Менше споживана потужність: В порівнянні з іншими схемами модуляції, одночастотні схеми можуть бути менш вимогливими до потужності, що робить їх ідеальними для батарейно живних пристроїв, таких як мобільні телефони і безпілотники.

5. Добра якість звуку і зображення: У випадку аудіо та відео-передачі одночастотні схеми модуляції, такі як FM, можуть забезпечити високу якість звуку та зображення, оскільки вони менше вразливі до шумів і спотворень.

Загалом, одночастотні схеми модуляції є важливими для багатьох комунікаційних інфраструктур і галузей технології завдяки своїм перевагам у використанні пропускної здатності, стійкості до шуму та можливостям мультиплексування.

1.2 Багаточастотні схеми модуляції

Багаточастотні схеми модуляції (БЧМ) - це методи модуляції, які дозволяють передавати інформацію шляхом одночасного використання кількох носійного (носіїв) сигналів з різними частотами. Ці схеми використовуються в бездротовому зв'язку, радіозв'язку, телевізійному та радіомовленні, а також в інших сферах, де необхідно передавати інформацію на великі відстані [7].

Основні типи багаточастотних схем модуляції включають [6]:

1. Частотна модуляція (ЧМ):

Основний принцип: У ЧМ сигнал модулюється шляхом зміни частоти носійного сигналу відповідно до амплітуди вхідного сигналу. Частота носійного сигналу змінюється пропорційно змінам амплітуди сигналу.

Використання: ЧМ використовується у FM-радіо, телевізійних передачах і деяких системах бездротового зв'язку. Вона забезпечує хорошу якість звуку і менше вразливості до шуму порівняно з іншими схемами модуляції.

2. Фазова модуляція (ФМ):

Основний принцип: У ФМ сигнал модулюється шляхом зміни фази носійного сигналу відповідно до вхідного сигналу. Зміна фази відбувається відповідно до часових змін в амплітуді сигналу.

Використання: ФМ використовується також у радіо та телевізійних передачах. Вона добре відповідає на шум та інтерференцію, тому її часто використовують для передачі аудіосигналів.

3. Квадратурна амплітудна модуляція (QAM):

Основний принцип: У QAM сигнал модулюється одночасно по амплітуді і фазі. Використовуються дві незалежні носійні хвилі, одна з яких модулює амплітуду, а інша - фазу сигналу.

Використання: QAM широко використовується у цифровому телебаченні, сучасних мережах передачі даних (наприклад, DSL, кабельний Інтернет) і в інших видах цифрового зв'язку.

4. Часова модуляція (ТМ):

Основний принцип: У ТМ інформація модулюється через зміну часових параметрів носійного сигналу, таких як тривалість і розташування імпульсів.

Використання: ТМ може бути використана у системах, де потрібно передавати короткочасні імпульси, такі як радари та системи передачі даних на короткі відстані.

Багаточастотні схеми модуляції дозволяють ефективно використовувати радіочастотний спектр та підвищувати ефективність передачі інформації. Вони використовуються в різних галузях технологій та забезпечують надійний та якісний бездротовий зв'язок.

Залежно від конкретних вимог і умов застосування, різні багаточастотні схеми модуляції можуть бути більш або менш підходящими. Ось кілька додаткових аспектів, пов'язаних з багаточастотними схемами модуляції [5]:

— Споживана ширина смуги (бандвід): Різні схеми модуляції потребують різної ширини смуги для передачі інформації. Наприклад, QAM може бути більш ефективною для передачі великої кількості даних, оскільки вона може використовувати більшу ширину смуги.

— Стійкість до шуму та інтерференції: Деякі схеми модуляції, такі як ФМ, можуть бути більш стійкими до шуму та інтерференції, що робить їх популярними для аудіо- та відеозв'язку, де якість сигналу є важливою.

— Лінійність і апаратні вимоги: Деякі схеми модуляції вимагають більш складних апаратних рішень, оскільки вони можуть вимагати високої лінійності підсилювачів та іншого обладнання.

— Споживана потужність: Різні схеми модуляції мають різну споживану потужність. Наприклад, амплітудна модуляція (АМ) може вимагати більше потужності від передавача порівняно з ФМ.

— Синхронізація: Деякі схеми модуляції можуть бути більш чутливими до некоректної синхронізації, що може призвести до спотворень сигналу при передачі.

— Застосування в цифровому та аналоговому зв'язку: Багаточастотні схеми модуляції можуть бути використані як у цифровому, так і у аналоговому зв'язку, в залежності від потреб і вимог системи.

— Спектральна ефективність: Різні багаточастотні схеми модуляції мають різну спектральну ефективність. Деякі схеми можуть бути більш ефективними у використанні доступного радіочастотного спектру, що особливо важливо в сучасних навантажених радіочастотних середовищах.

— Множинна доступність (Multiple Access): У великих мережах з багатьма користувачами важливо мати схеми модуляції, які дозволяють багатьом користувачам одночасно використовувати канал передачі даних. Багаточастотні схеми, такі як CDMA (Code Division Multiple Access), дозволяють ефективно розділити канал між багатьма користувачами.

— Швидкість передачі даних: Різні схеми модуляції мають різну максимальну швидкість передачі даних. Деякі схеми можуть підтримувати велику швидкість передачі даних, що важливо для високошвидкісних мереж та передачі великих обсягів інформації.

— Системи з корекцією помилок: У деяких схемах модуляції передачі даних використовуються додаткові біти для корекції помилок. Це дозволяє відновлювати втрачені дані при наявності шуму чи помилок в передачі.

— Інтероперабельність: У багаточастотних схемах модуляції, що використовуються в комунікаційних системах, важливо мати стандартизовані протоколи, які дозволяють різним пристроям і системам взаємодіяти між собою.

Залежно від вимог і обмежень конкретної системи зв'язку, інженери можуть вибирати одну з багатьох багаточастотних схем модуляції або комбінувати їх для досягнення оптимальних результатів. Розуміння основних принципів та властивостей різних схем допомагає забезпечити ефективну та надійну передачу інформації в бездротових та провідних мережах зв'язку.

1.3 Квадратурна амплітудна модуляція

У високошвидкісних системах зв'язку актуальним стає завдання підвищення інформаційної, спектральної та енергетичної ефективності. Це завдання вирішується шляхом раціонального вибору методу модуляції.

Як відомо, модуляція може бути лінійною чи нелінійною. Для лінійних типів модуляції справедливе лінійне співвідношення між спектром модулюючого сигналу та спектром модульованого коливання. Також лінійні співвідношення між амплітудою модульованого сигналу та вихідним інформаційним сигналом та повною фазою модульованого сигналу та інформаційним сигналом. До лінійних видів модуляції відносяться амплітудна та фазова. Частотна модуляція є нелінійною [7].

Для лінійних процесів справедливий принцип суперпозиції, тому для них можна паралельно змінювати 2 параметри коливання. У зв'язку з цим використовуються зазвичай комбінації з «класичних методів модуляції», зокрема різні варіанти амплітудно-фазової модуляції. Вочевидь, що з підвищення спектральної ефективності методів модуляції необхідно підвищення позиційності модуляції. При цьому важливим стає вибір варіанта сузір'я сигнальних точок, що забезпечує найбільшу спектральну та енергетичну ефективність.

Для пояснення переваг таких комбінованих методів модуляції над "класичними" методами можуть бути застосовані так звані констеляційні діаграми. На рис. 1.2 показані деякі варіанти сузір'їв сигналних точок [6].

З підвищенням позиційності фазової модуляції величина D зменшується, що призводить до зниження стійкості до перешкод. Тому, як зазначалося, практично не використовуються сигнали з фазової модуляцією при $M < 8$. Тобто при фазової модуляції сигналний простір використовується неефективно. Більш сприятливими є сигнали із квадратурною амплітудною модуляцією (QAM) [5].

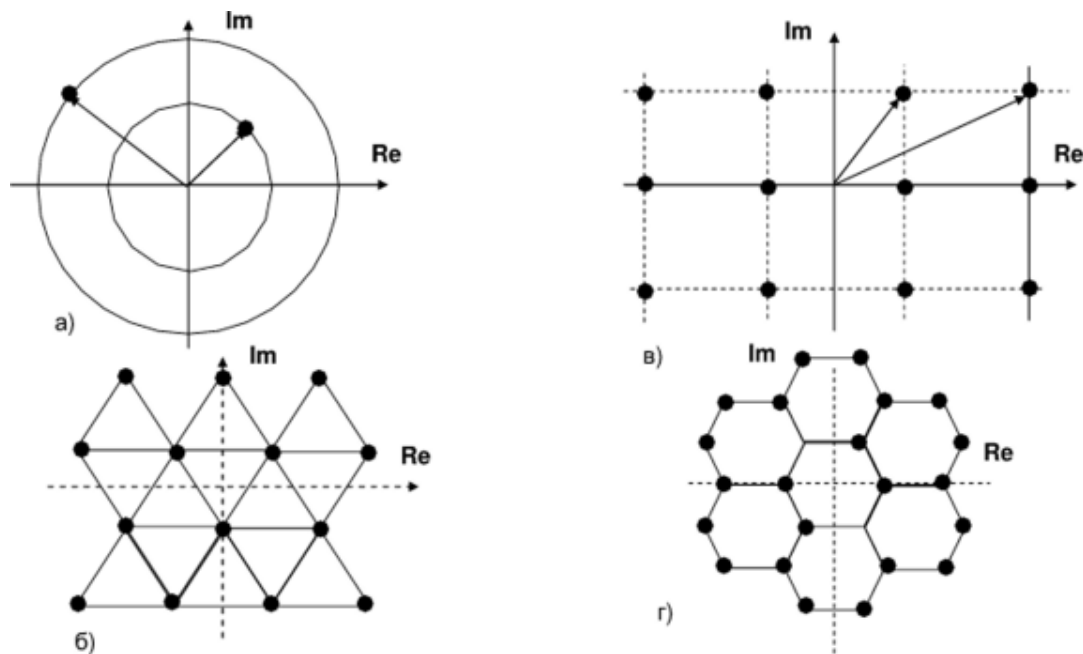


Рисунок 1.2 — Варіанти сузір'їв сигналних точок

Для порівняння на рис. 1.2 наведено сигналні сузір'я для сигналів PSK- 16 и QAM -16.

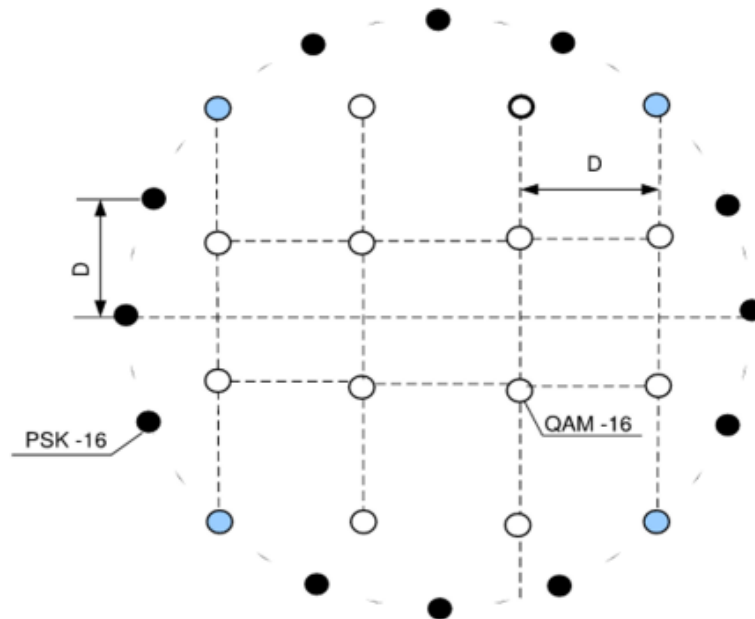


Рисунок 1.3 – Сигнальні сузір'я для PSK-16 и QAM-16

Сигнальний простір QAM використовується більш ефективно (при однаковій позиційності модуляції), ніж при PSK, що проявляється у збільшенні мінімальної відстані між сигнальними точками [4].

Найбільшого поширення практично отримав варіант ґратчастого розташування сигнальних точок (рисунок 1.2в).

Особливістю сигналів з QAM є той факт, що відстань між сигнальними точками сузір'я не змінюється за зміни позиційності модуляції.

Принцип формування сигналу QAM.

Алгоритм квадратурної амплітудної модуляції (QAM - Quadrature Amplitude Modulation) є різновидом багатопозиційної амплітудно-фазової модуляції.

При використанні даного алгоритму сигнал, що передається, кодується одночасними змінами амплітуди синфазної (I) і квадратурної (Q) компонент носійного гармонійного коливання (f_c), які зсунуті по фазі один щодо одного на 2 радіани [6].

Таким чином, при використанні квадратурної амплітудної модуляції інформація, що передається, кодується одночасними змінами амплітуди і фази носійного коливання.

Варіант формування сигналу QAM-16 наведено рис. 1.4 [7].

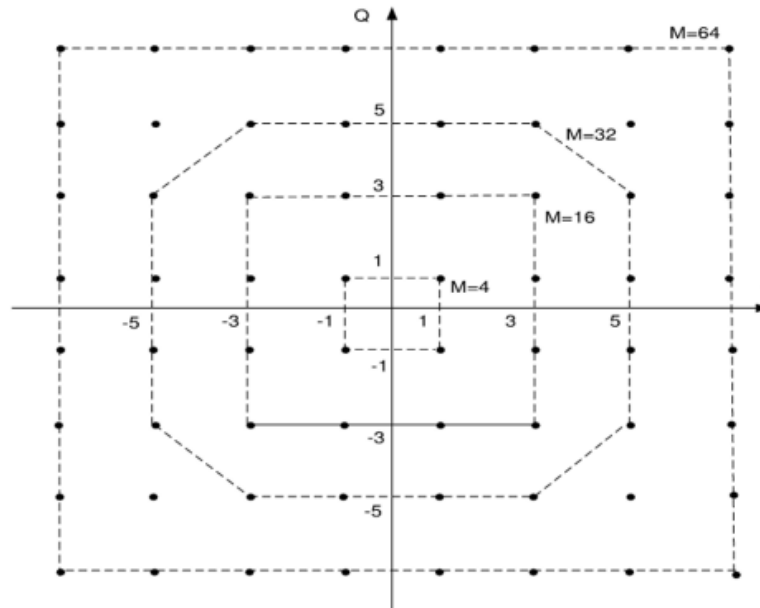


Рисунок 1.4 – Сигнальні сузір'я QAM

Для даного алгоритму суттєво, що при модуляції синфазної та квадратурної складової носійного коливання використовуються дискретні значення зміни амплітуди.

Тому закінчення векторів модульованого коливання утворюють прямокутну сітку на фазовій площині дійсної - $\text{Re}\{Z\}$ та уявної складової вектора модульованого сигналу - $\text{Imf}Z\}$. Число вузлів цієї сітки визначається типом алгоритму QAM [8].

1.4 Висновок до розділу

Після детального вивчення та засвоєння матеріалу, визначення мети та проблематики дослідження було розпочато виконання роботи на тему: «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах».

Під час проведення досліджень, було проаналізовано існуючі модуляційні схеми, що використовуються у безпроводних технологіях телекомунікаційних мереж.

Окремо було розглянуто одночастотні та багаточастотні схеми модуляції. Також було проведено аналіз існуючих методів модуляції, описано їх переваги та недоліки і зроблено необхідні висновки.

2 ЕФЕКТИВНІСТЬ ТА ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ МОДУЛЯЦІЙНИХ СХЕМ

В сучасному технічному середовищі, де швидкість обміну інформацією та потреби у високоефективних засобах зв'язку стрімко зростають, модуляційні схеми стають важливим елементом технологічного прогресу. Відомі своєю здатністю ефективно передавати дані через різноманітні канали зв'язку, модуляційні схеми є визначальним елементом сучасних телекомунікаційних систем [9].

Даний розділ присвячений вивченню ефективності та завадостійкості модуляційних схем. Метою дослідження є визначення оптимальних параметрів модуляції, які забезпечують максимальну ефективність передачі даних при мінімальній чутливості до завад.

Сучасні технології передачі інформації широко використовують аналогові та цифрові методи модуляції. У випадку цифрової модуляції, аналоговий носійного сигнал піддається модуляції цифровим сигналом, що можна розглядати як форму аналого-цифрового перетворення. Зміни в носійному сигналі вибираються для певного числа альтернативних символів, що утворюють модуляційний алфавіт.

Аналогічно аналоговій модуляції, цифрові методи модуляції розділяються в залежності від того, який параметр носійного коливання вважається інформативним. Серед основних цифрових методів модуляції відзначають амплітудну маніпуляцію (АМн), частотну маніпуляцію (ЧМн), фазову маніпуляцію (ФМн), відносну фазову маніпуляцію (ВФМн) та квадратурну амплітудну маніпуляцію (КАМ) [9].

Класифікація методів цифрової модуляції, використовуваних у системах передачі інформації, представлена на рисунку 1. Під час цифрової модуляції кожній з фаз, частот та амплітуд присвоюється унікальна послідовність бінарних біт. Зазвичай кожна фаза, частота та амплітуда кодуються однаковою кількістю біт.

Якщо кодове слово складається з $M=2N$ альтернативних символів, то кожен символ має повідомлення, що складається з N біт. Якщо символна передача вимірюється в кількості символів за секунду, то передача даних вимірюється в бітах за секунду. Наприклад, при алфавіті, що складається з 16 альтернативних символів, кожен символ має 4 біта [9].

У відношенні фазової маніпуляції (ФМ), амплітудної маніпуляції (АМ) і квадратурної амплітудної маніпуляції (КАМ), алфавіт модуляції можна зручно представити на діаграмі, що відображає амплітуду I сигналу на осі X та амплітуду Q сигналу на осі Y для кожного символу. ФМ, АМ та іноді ЧМ можуть бути отримані та розпізнані за допомогою принципу КАМ. I та Q сигнали можуть бути об'єднані в корисний сигнал, еквівалентний низькочастотному сигналу або модулюючому сигналу, що називається широкосмуговим сигналом або радіочастотним сигналом.

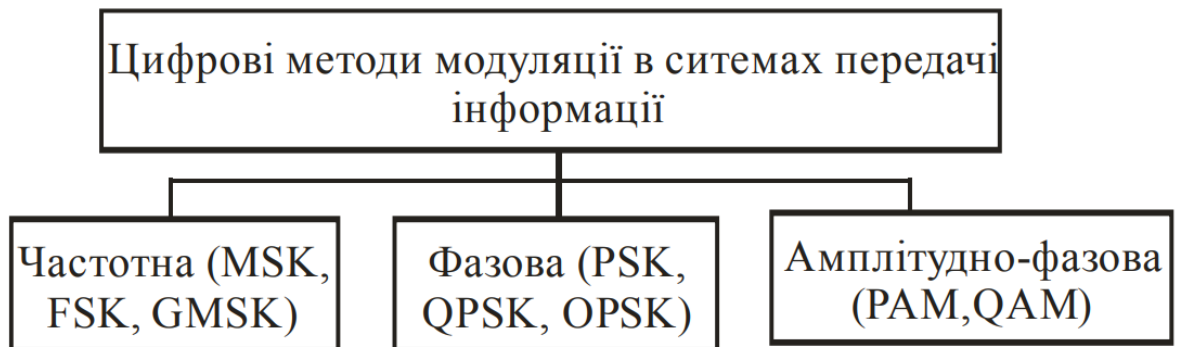


Рисунок 2.1 – Класифікація методів модуляції

Основні етапи, які здійснює модулятор для передачі даних, включають наступне: спочатку, вхідні дані групуються в цифрові слова; далі, кодові слова, такі як амплітуди I і Q сигналів (еквівалентних низькочастотному сигналу) або частоти і фази, фіксуються; налаштовуються формувачі імпульсів або фільтри для обмеження смуги пропускання і формування спектру, який є характерним для обробки даних цифровою системою зв'язку; цифрові сигнали Q і I перетворюються в аналогові сигнали за допомогою цифро-аналогового перетворення (ЦАП). У деяких випадках може знадобитися додаткова цифрова обробка сигналу перед цифро-аналоговим перетворенням [10].

Далі проводиться модуляція високочастотних носійних сигналів, що призводить до того, що низькочастотний сигнал стає модульованим високочастотним або радіочастотним сигналом. Після цього застосовується посилення та аналогова смугова фільтрація для уникнення гармонійного спотворення і періодичного спектру. У приймачі, демодулятор зазвичай здійснює смугову фільтрацію, автоматичне регулювання посилення (компенсація затухання), зсув частоти немодульованих I і Q сигналів на проміжній частоті (ПЧ), вибірку і аналого-цифрове перетворення, компенсаційну фільтрацію для визначення амплітуд I і Q сигналів або частоти і фази, що потрапляють в перетворювач частоти (ПЧ), квантування по рівню амплітуди, частоти або фази, перетворення таблиці квантування амплітуд, частот і фаз в кодові слова, перетворення паралельного коду в послідовний, передача отриманих бітових потоків для подальших перетворень, таких як усунення деяких помилкових біт. Демодуляція може здійснюватись за допомогою некогерентних або когерентних методів.

Серед найбільш поширених методів цифрової модуляції слід виділити: амплітудну маніпуляцію (AM) або (ASK – amplitude shift keying); фазову маніпуляцію (ФМ) або (PSK – phase shift keying); частотну маніпуляцію (ЧМ) або (FSK – frequency shift keying); квадратурну амплітудну модуляцію (КАМ) або

(QAM – quadrature amplitude shift keying) – комбінацію ФМ і АМ; безперервну фазову модуляцію (БФМ); маніпуляцію з мінімальним фазовим зсувом MSK – (minimum shift keying); гауссівську маніпуляцію з мінімальним частотним зсувом GMSK – (Gauss minimum shift keying); мультиплексування з ортогональним частотним розділенням сигналів, також відоме як дискретна багатотональна модуляція [10]. Маніпуляція з мінімальним фазовим зсувом і гауссівська маніпуляція з мінімальним частотним зсувом в окремих випадках відомі як безперервна фазова модуляція. Смугова модуляція володіє важливими перевагами при передачі сигналів, такими як можливість розділення різних сигналів при використанні одного каналу (що називається ущільненням з частотним розподілом) і мінімізація наслідків інтерференції. Клас схем модуляції, відомий як модуляція розширеним спектром, вимагає значно ширшої смуги, ніж мінімально необхідно для передачі повідомлення. Крім того, модуляцію можна використовувати для переміщення сигналу в діапазон частот, де легше задовольняти конструктивні вимоги, наприклад, стосовно фільтрації і підсилення. Прикладом такого використання модуляції є перетворення радіочастотних сигналів у сигнали проміжної частоти в приймачі. Розглянемо особливості деяких методів модуляції та демодуляції цифрових систем передачі інформації для виявлення загальних закономірностей та відмінностей в їхній реалізації.

2.1 Визначення спектральної ефективності цифрових систем передачі

Спектральна по-іншому, частотна ефективність цифрових системи може бути визначена як:

$$\gamma = R_b / B_w,$$

де R_b – швидкість передачі інформації, біт/с,

B_w – повна смуга частот каналу, Гц.

Спектральна ефективність визначається як кількість бітів на секунду, які припадають на 1 Гц ширини каналу, тобто виражається у величині біт/(с·Гц). У реальних умовах ширина смуги частот каналу B_w може бути використана не в повному обсязі з різних причин. Тому навіть система передачі, яка ефективна за вказаним критерієм в конкретному випадку, може виглядати неефективною, оцінюючи її за даним критерієм в інших умовах [8].

Крім того, необхідно уточнити критерій спектральної ефективності, пов'язавши його з шириною смуги Найквіста B_N та коефіцієнтом заокруглення спектра α . Значення цього коефіцієнта визначає розширення спектру сигналу понад межі смуги частот каналу B_L в порівнянні із смугою Найквіста B_N :

$$B_L = B_N(1 + \alpha).$$

Спектральна ефективність різних схем модуляції, призначених для цифрової передачі, визначається відповідно до формули.

$$\eta = R_b R_L = R_b / B_N(1 + \alpha)$$

В ідеальних умовах, за умови повного використання всієї ширини смуги частот каналу, коли $B_w = B_L$, показники ефективності η та γ збігаються, іншими словами, $\gamma = \eta$.

Можливо варто зробити введення додаткового критерію потенційної спектральної ефективності для конкретного методу модуляції, який визначається коефіцієнтом η або γ при $B_w = B_L$ і $\alpha = 0$.

Визначимо потенційну ефективність як

$$\gamma_0 = R_b / B_N.$$

Звідси випливає, що

$$\eta = \gamma_0 / (1 + \alpha) \text{ або } \gamma_0 = \eta(1 + \alpha).$$

При використанні цифрової багатопозиційної модуляції

$$R_b = \lg_2(M) R_s,$$

де – M кількість елементів у просторі сигналів при цифровій модуляції;

R_s – швидкість передачі символів цифрового потоку.

Згідно з критерієм Найквіста, де максимальна швидкість передачі символів в смуговій системі чисельно дорівнює

$$R_s = B_w / (1 + \alpha).$$

З цього випливає, що при $B_w = B_L$

$$\eta = \lg_2(M) / (1 + \alpha).$$

Отже, для підвищення спектральної ефективності η необхідно збільшувати кратність модуляції $\lg_2(M)$ і одночасно зменшувати значення коефіцієнта закруглення спектра α , тим самим збільшуючи крутизну срізу спектра модульованого сигналу [11].

За сучасних умов стиснення сигналів для передачі одного телевізійного каналу або кількох каналів стандартної якості потрібна швидкість потоку приблизно 20 Мбіт/с. Відзначимо, що для відповідності цій швидкості

стандартним частотним смугам 6, 7 і 8 МГц існуючих телевізійних каналів у світі необхідно використовувати комбінацію багатопозиційної модуляції та захищеного від перешкод кодування. В умовах нормального функціонування системні компроміси досягаються при спектральній ефективності приблизно 4 біт/(с·Гц). Однак при недостатньому захисті каналу зв'язку доводиться зменшувати кратність модуляції та збільшувати избыточність через збільшення частки символів корекційного кодування, при цьому відповідно зменшується пропускна здатність і, як наслідок, падає спектральна ефективність. Залежно від кратності модуляції і швидкостей кодування, прийнятих у цифровому наземному телебаченні, значення спектральної ефективності можуть змінюватися в дуже широких межах, що показано у таблиці 2.1 для деяких типових випадків використання неієрархічної модуляції в каналі з шириною смуги 8 МГц [10].

Таблиця 2.1 – Спекральна ефективність

Кодова швидкість	Спекральна ефективність модуляції, біт/(с·Гц)		
	16QAM	64QAM	QPSK
7/8	2,18	3,27	1,09
5/6	2,07	3,11	1,04
3/4	1,87	2,80	0,93
2/3	1,66	2,49	0,83
1/2	1,24	1,87	0,62

2.2 Визначення енергетичної ефективності цифрових систем передачі

Показник енергетичної ефективності розраховується як:

$$\beta = R_b N_0 / P_c,$$

де P_C – це середня потужність сигналу, що модулюється;

$N_0 = kT$ – спектральна щільність потужності адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ) вимірюється лише на одному напрямку на вході приймального фільтра.

З урахування, що

$$P_C = E_b R_b,$$

де E_b – енергія сигналу на біт інформації на вході приймального фільтра, отримуємо

$$\beta = N_0 / E_b,$$

Отже, коефіцієнт β представляє собою обернене відношення енергії на біт у передаваному сигналі до щільності шуму на вході приймача. У випадку використання у модемі узгодженої фільтрації та формування спектрів, відповідно до критеріїв Найквіста, енергетична ефективність β може бути виражена так:

$$\beta = R_b N_0 B_N / P_C B_N.$$

Оскільки у випадку узгодженої фільтрації за критерієм Найквіста шумова смуга приймача співпадає з смугою Найквіста, то потужність шуму на вході приймального пристрою рівна $P_{ш} = N_0 B_N$, і відношення сигнал/шум $q = P_C / P_{ш}$, а $\beta = R_b / B_N q$ [11].

Коефіцієнти η та β взаємозв'язані, і підставивши відношення $R_b / B_N = \gamma_0 = \eta(1 + \alpha)$ у формулу для β , ми отримуємо:

$$\beta = \eta(1 + \alpha) / q,$$

$$q = \eta(1 + \alpha) / \beta,$$

Як відомо, максимальна пропускна здатність частотно-обмеженого каналу з адитивним білим гауссівським шумом визначається формулою Шеннона:

$$C = \Delta F \lg_2(1 + P_C / N_o \Delta F).$$

Тут під "смугою пропускання системи" ΔF розуміється шумова смуга, яка дорівнює смузі Найквіста B_N . В умовах, коли виконуються умови теореми, $R_b = C$, і тоді можна отримати взаємозв'язок для верхньої межі ефективності передачі інформації

$$R_b / B_N = \lg_2(1 + q) = \lg_2(1 + \eta(1 + \alpha) / \beta),$$

$$\eta(1 + \alpha) = \lg_2(1 + \eta(1 + \alpha) / \beta).$$

Отримаємо звідси вираз для енергетичної ефективності як функції реальної спектральної ефективності η та коефіцієнта заокруглення спектру α

$$\beta = \eta(1 + \alpha) / (2^{\eta(1 + \alpha)} - 1).$$

2.3 Потенційна стійкість до перешкод цифрової модуляції

2.3.1 Фазова модуляція

При впливі шуму на двофазний сигнал 2-ФМ, ймовірність помилки на кожен біт на виході приймального фільтра розраховується за допомогою формули:

$$P_e = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \int_A^{\infty} e^{-\left(\frac{x^2}{2N}\right)} dx = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{2N}} \right),$$

де A – амплітуда основного сигналу 2-ФМ у момент прийняття на виході приймального фільтра;

N – потужність шуму. За використання узгодженого фільтра в якості приймального фільтра, значення $A^2/2N$ досягає максимального рівня і стає рівним E_b/N_0 ,

$$A^2 / 2N = E_b N_0,$$

де E_b – енергія на біт вхідного сигналу PSK;

N_0 – одностороння спектральна щільність потужності шуму на вході приймального фільтра.

У випадку когерентної 4-ФМ процес демодуляції еквівалентний когерентному детектуванню сигналу 2-ФМ, рівень якого на 3 dB нижче, ніж сигналу 4-ФМ, при умові, що вхідний сигнал 4-PSK когерентно детектується парою опорних носійних, які ортогональні між собою і зсунуті на 45° відносно фаз вхідного сигналу. Тоді ймовірність помилки на біт для сигналу 4-ФМ [11].

$$P_e = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{A^2}{2N}} \right).$$

Коли узгоджений фільтр використовується як вхідний приймальний фільтр, маємо рівність

$$A_2 / 4N = E_s / 2N_0.$$

де E_s – це енергія символу сигналу ФМ саме на вході приймального фільтра.

Оскільки символ сигналу 4-ФМ складається з двох бітів, $E_s = E_b$ для сигналу 2-ФМ та $E_s = 2E_b$ для сигналу 4-ФМ. Таким чином, формули (23) і (25) мають числову однаковість, і ймовірність помилки на біт при когерентному прийомі сигналу 4-ФМ стає функцією E_b/N_0 , аналогічно до когерентного сигналу 2-ФМ. Таким чином, модуляція 4-ФМ (QPSK) забезпечує найкращий компроміс за критерієм потужність-смуга. Крім того, сигнали ФМ проявляють малий рівень спотворень при сильній нелінійності каналу, що визначає перевагу для систем супутникового зв'язку [11].

На рисунку 14 зображено залежність характеристики ймовірності помилки на біт (P_e) від відношення E_b/N_0 при застосуванні когерентного детектування для QPSK сигналу 2-ФМ або 4-ФМ.

2.3.2 Квадратурна модуляція

Розглянемо у загальному випадку ймовірність помилки для символу каналу при багатопозиційній квадратурній амплітудній модуляції M-QAM:

$$P_e = \frac{1}{\lg_2(M)} \left\{ 1 - \left[1 - \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \left[1 - \operatorname{erf} \left(\sqrt{\frac{3 \lg_2(M) E_b}{2(M-1) N_0}} \right) \right] \right] \right\}.$$

Графіки потенційної стійкості найбільш поширених видів модуляції, таких як 16QAM і 64QAM, в залежності від відношення E_b/N_0 , представлені на рис.15. У деяких випадках більш доцільно використовувати в якості аргументу

співвідношення сигнал/шум C/N . Для перетворення відношення E_b/N_0 у відношення C/N застосовують такий вираз [10]:

$$C/N = E_b/N_0 = E_b/N_0 \lg_2(M).$$

Створимо відповідні графіки P_e в залежності від C/N , як це показано на рис. 2.2.

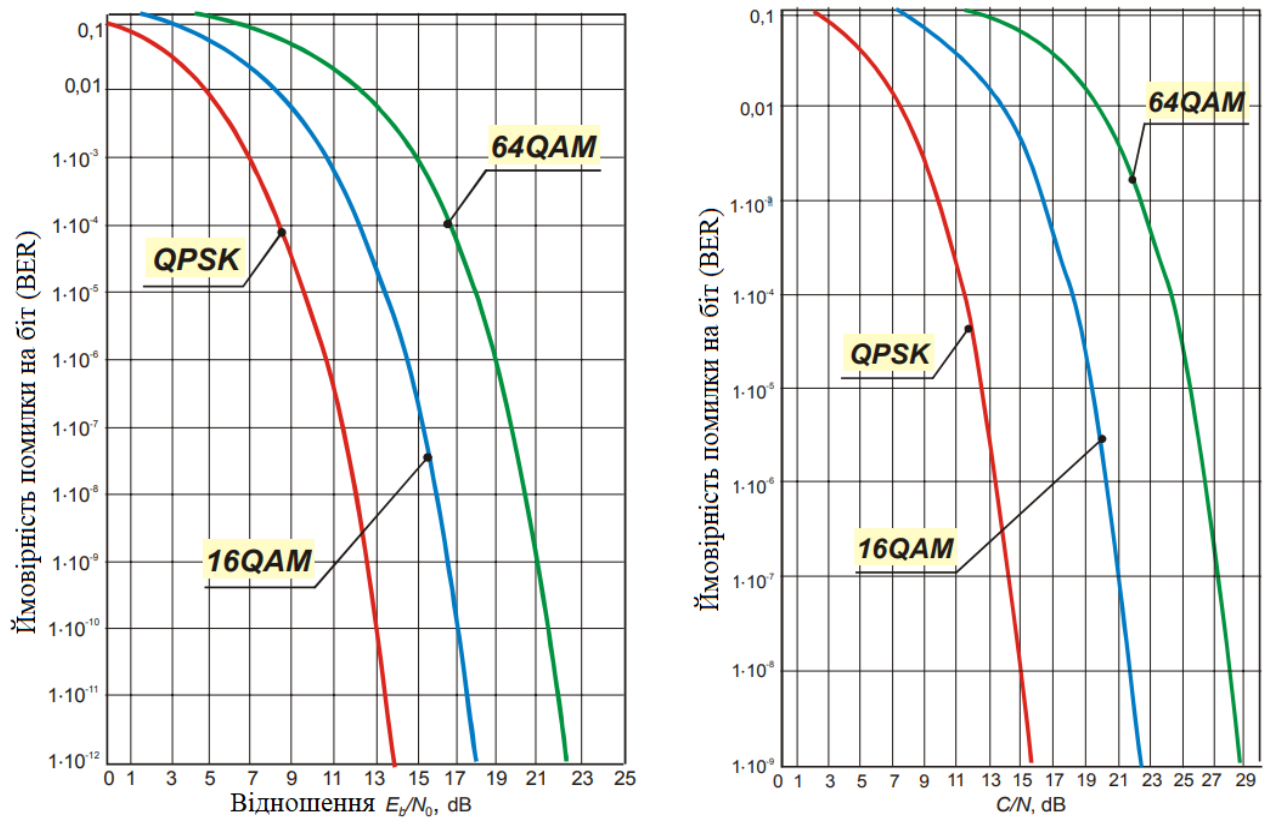


Рисунок 2.2 – Графіки P_e в залежності від C/N

В системах з захищеним від перешкод кодуванням необхідно враховувати втрату енергії, що виникає внаслідок включення перевіркових символів до групового потоку. Таким чином виходить наступне:

$$C/N = E_b/N_0 \cdot \lg_2(M)R.$$

R – кодова швидкість.

2.4 Оцінка стійкості та ефективності цифрових систем телевізійного мовлення

Оцінка стійкості та ефективності цифрових систем телевізійного мовлення часто включає значення ймовірності помилки (P_e) та відношення E_b/N_0 , C/N . У звітах про випробування різних цифрових телевізійних систем це оцінювання може бути подано як окремо, так і разом. Враховуючи різні методи перемежування цифрових потоків та їх кодування для стійкості до перешкод, точний порівняльний аналіз може бути викликаний складністю, але можлива реальна оцінка. Хоча криві ймовірності помилки відносно відношення E_b/N_0 надають найбільшу визначеність, можливий і перерахунок відношення C/N до E_b/N_0 для визначення відповідних значень ймовірності помилки, аналогічно до рис. 15 та 16 (з врахуванням енергетичного виграшу від системи захисту від помилок) [12].

При порівнянні спектральної ефективності систем телевізійного мовлення з однією носійною, але різними видами модуляції, такими як M-QAM і 8-VSB, важливо враховувати, що ці системи досягають однакової ефективності через різні фізичні принципи. Наприклад, системи M-QAM використовують двовимірний сигнал або дві ортогональні носійні з однією номінальною частотою, але з різними фазами, тоді як системи 8-VSB передають одновимірний сигнал з однією бічною смугою.

Теоретичні розрахунки показують, що при однаковій спектральній ефективності та однаковій ймовірності помилки на біт (10⁻³) необхідне відношення сигнал/шум в обох системах може відрізнитися не більше, ніж на 0,02 дБ. Дані вказують на те, що M-QAM має дещо більшу гнучкість, ніж VSB, оскільки дозволяє передавати дані з непарним числом біт/Гц [12].

Один з ключових висновків робіт Шеннона має практичне значення: якщо швидкість передачі інформації у каналі менша за його пропускну здатність, використовуючи коди з коригуванням помилок, можна створити систему зв'язку з дуже низькою ймовірністю помилок на виході декодера. У порівнянні з адекватною системою без коригувального кодування, така система буде менш складною, більш економічною та енергоефективною [12].

Отже, важливий висновок полягає в тому, що система без коригувального кодування та без помилок є надто неефективною. З іншого боку, ефективна система повинна здатна працювати в умовах високої ймовірності помилок на вході декодера, а вихідний потік після декодування має мати дуже малу ймовірність помилок на кожен біт.

2.5 Висновок до розділу

Проведено аналіз цифрових методів модуляції в системах зв'язку та передачі інформації. Вивчені особливості деяких методів модуляції/демодуляції цифрових систем передачі інформації з метою визначення загальних закономірностей та відмінностей у реалізації цих методів. Здійснена систематизація основних показників цифрових методів модуляції з метою оптимізації використання спектра частот при передачі інформації. Наведено приклади дослідження особливостей демодуляції та ефективності передавання інформації за допомогою цифрових методів модуляції в середовищі Matlab Simulink.

3 SEFDM-СИГНАЛИ З МОДИФІКОВАНИМИ ІМПУЛЬСАМИ

Концепція створення сигналів SEFDM полягає у наближенні частотних піднесених, форма яких відповідає sinc-функції $\sin(x)/x$. Важливо відзначити, що *sinc*-імпульс є екстремальним варіантом сімейства RRC-імпульсів певного типу [12].

$$a_{RRC}(f, \beta) = \frac{\sin\{(1 - \beta)\pi fT\} + \cos\{(1 + \beta)\pi fT\}4\beta fT}{\sqrt{1/T}\{1 - (4\beta fT)^2\}\pi fT},$$

де T – інтервал тактового сигналу;

β – коефіцієнт згладжування.

Таким чином, виникає концепція використання RRC-імпульсу замість *sinc*-імпульсу в якості форми частотного піднесення.

На рисунку 3.1 наведено порівняння спектрів сигналів, які піднімаються за допомогою SEFDM з коефіцієнтом ущільнення піднесених $\alpha = 0,5$ і різною формою підносійні: (а) - *sinc*-подібна при $\beta = 0$, (б) - RRC-подібна при $\beta = 1$. З аналізу цього графіку можна визначити, що сигнал SEFDM з формою піднесення RRC-подібною забезпечує низький рівень міжсимвольного втручання порівняно з випадком *sinc*-подібною форми [13]. Для відмінності, сигнали SEFDM з формою підносійні *sinc*-подібною будемо називати *sincSEFDM*, а з формою підносійні RRC-подібною - RRC-SEFDM.

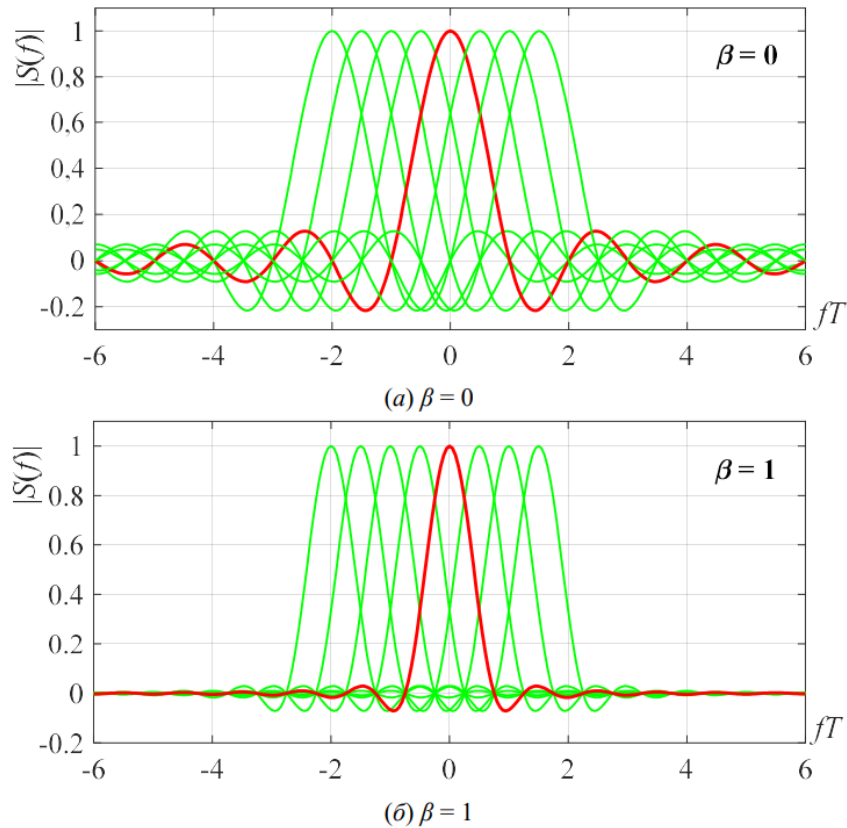


Рисунок 3.1 – Спектр носійних сигналів SEFDM при $\alpha = 0,5$

3.1 Аналіз методів формування та обробки сигналів RRC-SEFDM

У даному розділі ми розглянемо методи формування та обробки запропонованих сигналів RRC-SEFDM. Комплексна форма сигналів RRC-SEFDM виражена наступним чином:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=N/2}^{N/2-1} C_k^{(n)} a(t - k(1 + \beta)T) \exp(j2\pi\Delta f(t - k(1 + \beta)T)),$$

де $a(t)$ – фінітний імпульс наступного виду;

$$a(t) = \begin{cases} 1, & |t| < \frac{T}{2}(1 - \beta), \\ \sqrt{\frac{1}{2} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{\beta T} \left(|t| - \frac{T}{2}(1 - \beta) \right) \right) \right]}, & \frac{T}{2}(1 - \beta) \leq |t| \leq \frac{T}{2}(1 + \beta), \\ 0, & \frac{T}{2}(1 + \beta) < |t|. \end{cases}$$

де $0 \leq \beta \leq 1$ – коефіцієнт згладжування;

$(1 + \beta)T$ – тривалість символу RRCSEFDM;

N – кількість частот носійних;

$C_k^{(n)}$ – модуляційний символ n -ої носійної SEFDM-символу;

$\Delta f = \alpha / T$ – частотне рознесення між сусідніми частотами;

α – коефіцієнт частотного ущільнення носійних частот, $\alpha \in (0, 1]$.

Зауважимо, що для сигналу OFDM $\alpha = 1, \beta = 0$ і тривалість символу дорівнює T . При $\beta = 0$ сигнали RRC-SEFDM відповідають традиційним сигналам SEFDM, які далі називатимемо sinc-SEFDM. Спектральний імпульс, що відповідає тимчасовому імпульсу $a(t)$, має наступний вигляд:

$$a_{RRC}(f, \beta) = \frac{\sin \{(1 - \beta) \pi f T\} + \cos \{(1 + \beta) \pi f T\} 4 \beta f T}{\sqrt{T} \{1 - (4 \beta f T)^2\} \pi f T},$$

Спочатку розглянемо метод формування сигналів RRC-SEFDM без частотного ущільнення, іншими словами, ми фактично визначимо сигнали OFDM із RRC-імпульсами (RRC-OFDM). Потім ми розглянемо особливості частотного ущільнення носійних частот, іншими словами, перейдемо до сигналів RRC-SEFDM [12].

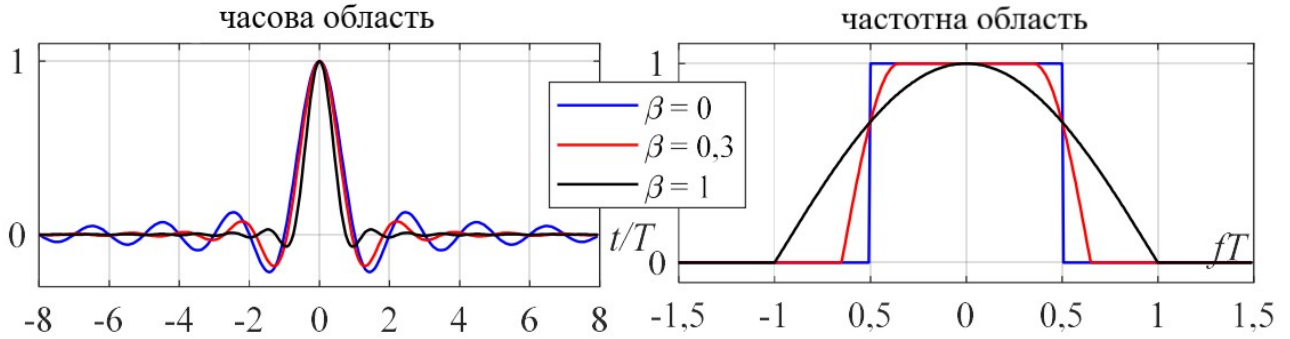


Рисунок 3.2 – RRC-імпульси

На рисунку 3.2 показана форма початкових RRC-імпульсів у часовій області та відповідні їм спектри у частотній області. Як видно з цього рисунка, спектр sinc-імпульсу має прямокутну форму із шириною смуги $1/T$. Таким чином, відповідно до теореми Котельникова, при дискретизації sinc-імпульсу достатньо розглядати один відлік $k = 1$ на тактовий інтервал T .

З урахуванням взаємозв'язку часу та частоти в перетворенні Фур'є отримуємо, що для прямокутного імпульсу спектр має вигляд sinc-імпульсу, і при дискретизації спектра достатньо розглядати одне значення частоти на тривалості спектрального "тактового інтервалу" $f = 1/T$. Саме це здійснюється при формуванні сигналів OFDM (sincOFDM): ДПФ від NFFT відліків у часовій області, розташованих з інтервалом $T/NFFT$, визначає NFFT відліків у частотній області, розташованих з інтервалом $1/T$ (рис. 3.3) [13].

Ширина смуги спектра RRC-імпульсів для $\beta > 0$ більша, ніж $1/T$, тому необхідно збільшувати значення K для виконання теореми Котельникова. У цифровій обробці зручно, щоб K було цілим, тому $K = 2$ – мінімальне значення, що підходить для всіх значень $\beta > 0$. Отже, для використання RRC- імпульсів як форми спектрів піднесених частот у сигналах RRC-OFDM, необхідно подвоїти кількість спектральних відліків при обчисленні ДПФ, при цьому зберігши

фіксовану частоту дискретизації сигналу $F_s = N_{\text{NFFT}}/T$ [13]. Це означає, що треба вдвічі збільшити тривалість сигналу у часовій області (рис. 3.4).

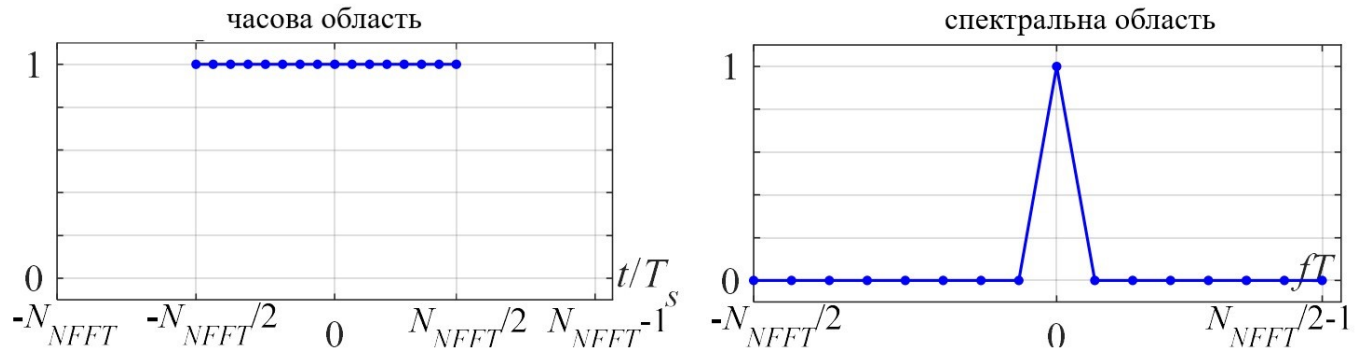


Рисунок 3.3 – RRC-імпульси в частотній області (праворуч) та відповідні їм імпульси у часовій області (ліворуч); $K = 1$ для $\beta = 0$

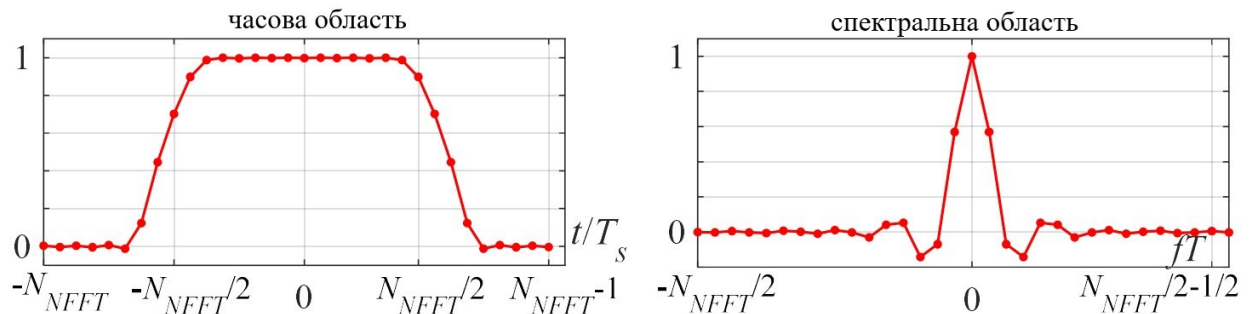
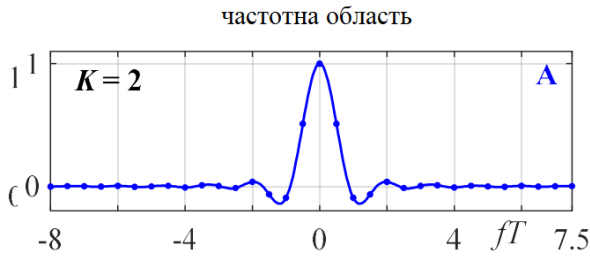


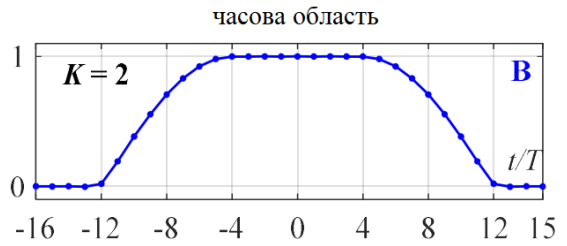
Рисунок 3.4 – RRC-імпульси в частотній області (праворуч) і відповідні їм імпульси часової області (ліворуч); $K = 2$ для $\beta = 0, 3$

З аналізу рисунку 3.4 видно, що значення імпульсу в часовій області на краях наближаються до нуля, що дозволяє їх передавати. Це означає, що при формуванні імпульсу його можна обнулити, а при прийомі вставити нульові значення. З одного боку, такий підхід призведе до підвищення спектральної ефективності. Однак, з іншого боку, це може спричинити спотворення

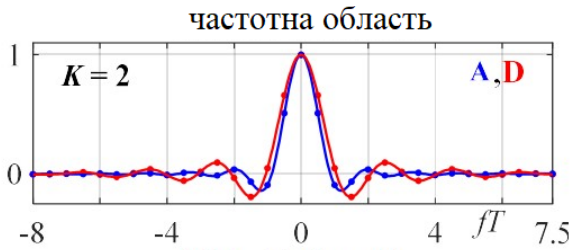
спектрального імпульсу, що призводить до збільшення міжсимвольних інтерференцій (МСІ) і, відповідно, до втрати енергетичної ефективності. Для значення $K = 2$ будемо позначати кількість відліків, які відкидаються з кожного боку як N_{ZS} (Number of Zeroed Samples), де $0 \leq N_{ZS} \leq N_{FFT}/2$. Якщо обрати $K > 2$, то перші та останні $(K - 2)N_{FFT} / 2$ відліки в часовій області завжди слід відкидати, оскільки їхня присутність обумовлена лише передискретизацією.



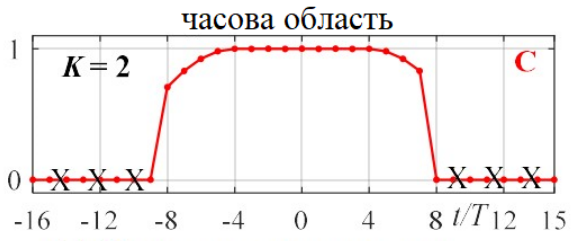
(а) А - відліки RRC-імпульса



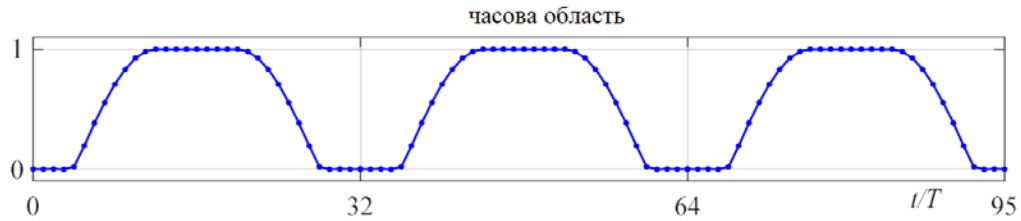
(б) В - ДПФ від А



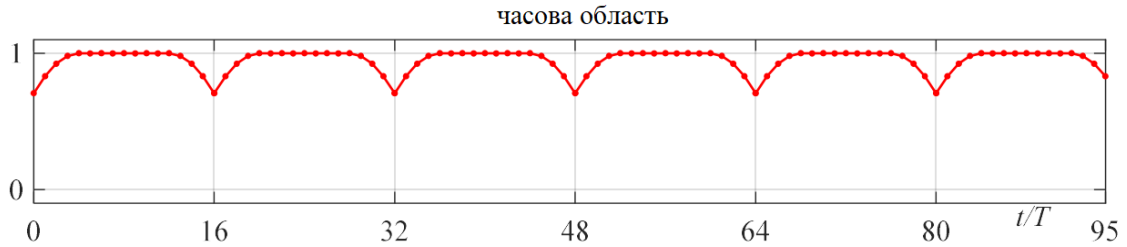
(с) D – ДПФ від С



(д) Обнулимо перші та останні N_{ZS} елементи В



(е) Послідовність імпульсів В



(e) Послідовність імпульсів С;
швидкість проходження імпульсів С більша, ніж імпульсів В

Рисунок 3.5 – Ілюстрація підвищення спектральної ефективності

На рисунку 3.5 представлено зображення підвищення спектральної ефективності при параметрах $N_{FFT} = 16, K = 2, \beta = 0,5$:

- (a) форма вихідного спектрального RRC-імпульсу А;
- (б) тимчасовий імпульс В, що відповідає імпульсу А;
- (в) тимчасовий імпульс С, який отримано обнуленням перших та останніх N_{zs} елементів імпульсу В;
- (г) спектральний імпульс D, відповідний імпульсу А, та вихідний спектральний імпульс А;
- (д) послідовність імпульсів В;
- (e) послідовність імпульсів С.

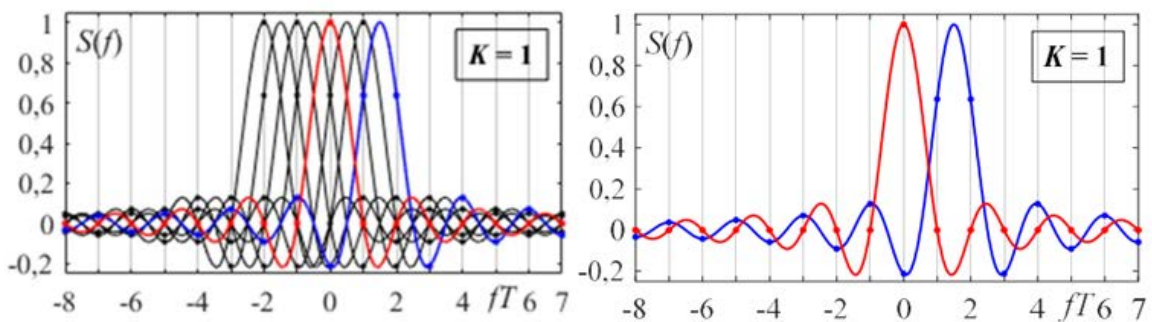
Порівняння (д) і (e) показує, що імпульси С мають більшу швидкість проходження, ніж імпульси В.

Тепер перейдемо до сигналів RRC-SEFDM. З цією метою потрібно наблизити сусідні підносійні, зменшивши довжину корисного інтервалу STI до значення α/T . Під час формування масиву Е, зближення піднесе еквівалентне зміні кроку з K до αK . У випадку, коли αK не є цілим числом, позиції деяких модуляційних символів у масиві Е також можуть бути нецілими, що вимагає зміни алгоритму формування сигналу [14].

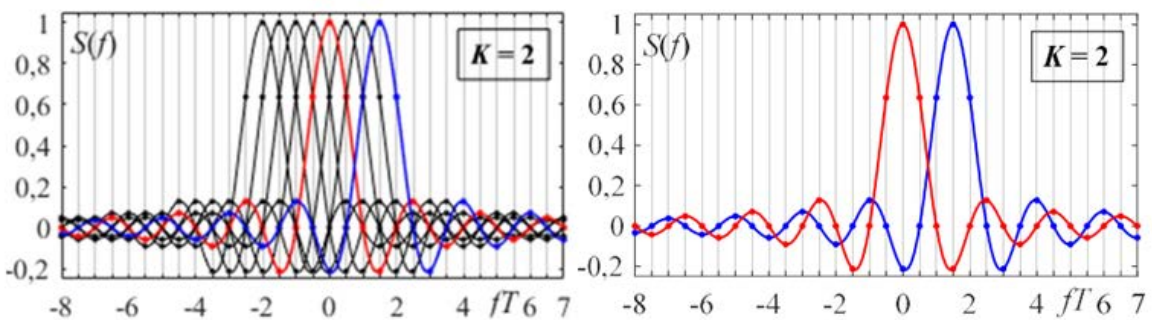
На рисунку 3.6 представлені спектри сигналів, які використовують піднесення SEFDM для $\alpha = 0,5$: (a) - вихідна дискретизація діапазону з

коефіцієнтом передискретизації $K = 1$ та $\alpha K = 0,5$, аналогічно сигналу OFDM; (б) - подвоєна дискретизація спектра при $K = 2$ та $\alpha K = 1$.

З рисунка (а) можна зрозуміти, що для двох виділених синім та червоним підносійних дискретизація неоднакова. З рисунка (б) видно, що дискретизація спектрів підносійних збігається.



а) Вихідна дискретизація спектру



б) Подвоєна дискретизація спектру

Рисунок 3.6 – Спектри сигналів SEFDM для $\alpha = 0,5$

Для збереження алгоритму пропонується вибирати такі K , щоб K було цілим. Також ціле αK буде зручним для реалізації алгоритму прийому. У табл. 3.1 наведено необхідні мінімальні значення K для різних значень α при $\beta > 0$; додатково враховується, що, як і раніше, має виконуватися умова $K \geq 2$. Якщо $\beta = 0$, то єдина відмінність від табл. 3.1 буде за $\alpha = 1$, для якого $K = 1$.

Таблиця 3.1 – Залежність значень K від значень α

α	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5	0,25
K	2	10	5	10	5	2	4

Отже, процес формування сигналів RRC-SEFDM відрізняється від формування сигналів RRC-OFDM лише зміною кроку при розміщенні модуляційних символів в масиві E та збільшенням значення K . Структурна схема модему передачі даних з використанням сигналів RRC-SEFDM зображена на рисунку 3.7 [14]. У передавачі потік модуляційних символів від послідовно-паралельного перетворювача S подається на блок додавання нулів, які вставляються на початку, в кінці і між елементами. Результат із виходу блоку додавання нулів по-елементно множиться на тимчасовий імпульс, що є обчислювально ефективною реалізацією модуляції в частотній області. Отриманий потік надходить у блок ОДПФ розміром KN_{FFT} . Після отримання сигналу у часовій області крайні елементи відкидаються, що відповідає усіченню імпульсу.

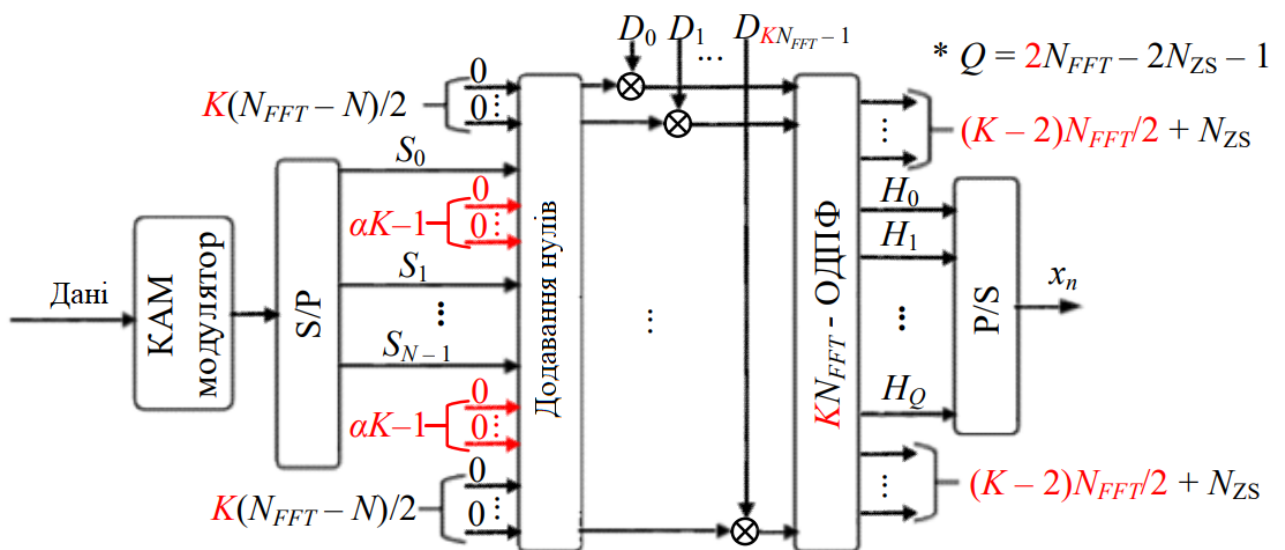


Рисунок 3.7 – Структурна схема передавача сигналів RRC-SEFDM

імпульсів, і результуючий спектр формується шляхом складання всіх складових регістру [15].

У контексті прийому сигналів RRC-SEFDM ми пропонуємо використовувати алгоритм, аналогічний алгоритму BCJR, який успішно використовується для декодування згорткових кодів. Основна відмінність полягає в тому, що в даному випадку обробляються спектральні відліки (значення масиву G), а не тимчасові відрахунки сигналу. Замість хемінгової метрики застосовується евклідова метрика, яка вимірює відстань між прийнятими на одному STI відрахунками спектру та еталонними формами спектру.

Обчислювальна складність алгоритму Вітербі залежить від кількості станів, що враховуються, або, еквівалентно, від враховуваної при прийомі довжини імпульсу LVD , яка не перевищує $LRRC$, вираженої в одиницях STI. Теоретично, RRC-імпульси не є нескінченними, тому $LVD < LRRC$, і отже, запропонований алгоритм завжди буде підоптимальним. Однак фактично значення RRC-імпульсу швидко зменшується при віддаленні від максимального значення, і ефективність підоптимального алгоритму практично не відрізняється від оптимального. Очевидно, що більше значення параметра β призводить до меншого значення $L(0)VD$. Наявність захисних інтервалів у спектральній області гарантує відому ініціалізацію та термінацію, що підвищує завадостійкість алгоритму прийому [15].

3.2 Аналіз методів формування та обробки сигналів PR-SEFDM

Іншим підходом для формування багаточастотних сигналів з неортогональних носійних є використання оптимальних імпульсів, отриманих у розділі 2.1, як форма носійних. Такі сигнали називатимемо PR-SEFDM. Ідея формування сигналів PR-SEFDM полягає в тому, що спектр сигналів SEFDM

розглядається як сигнал з лінійною модуляцією, тому для підвищення стійкості до перешкод можливо скористатися ідеями, викладеними [16] для синтезу оптимальних імпульсів сигналів з частковим відгуком. При цьому необхідно сприймати нормовану смугу частот $W\epsilon T$, що містить частку ϵ потужності, як нормовану тривалість імпульсу $T\epsilon/T$, в якій зосереджена частка енергії сигналу, де T - тривалість SEFDM символу.

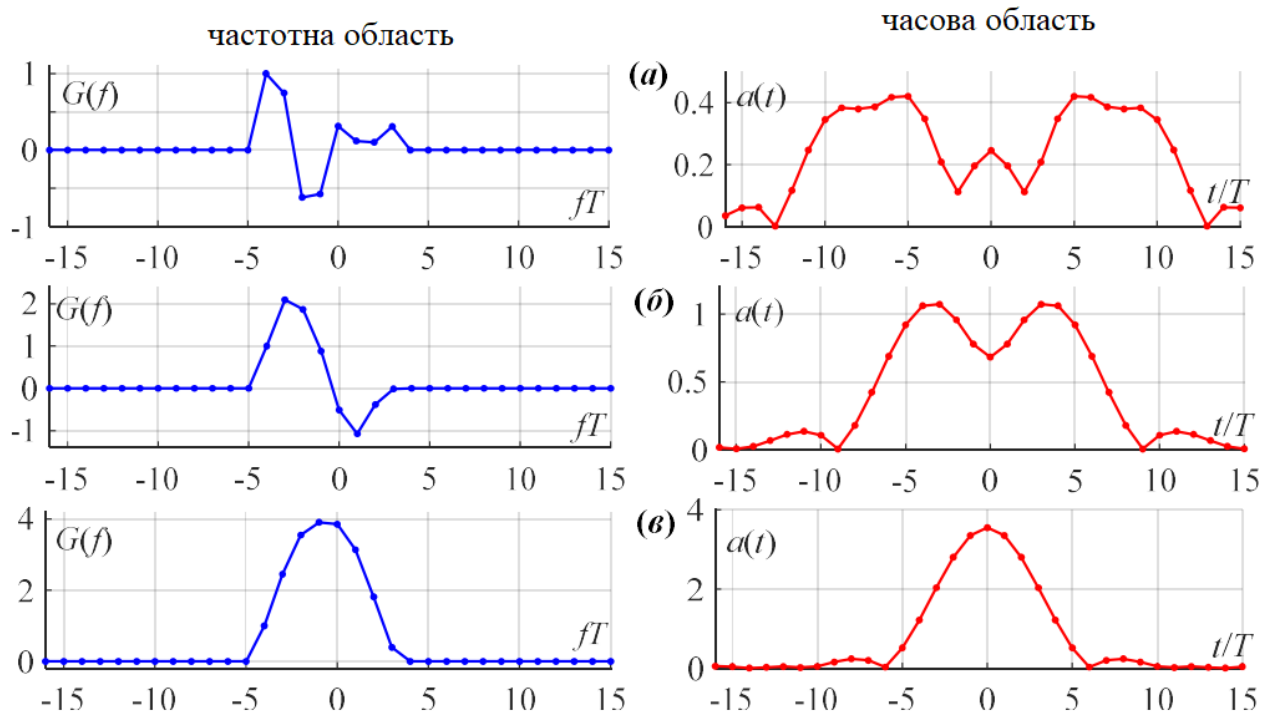


Рисунок 3.9 – Приклади оптимальних спектральних імпульсів та відповідних їм тимчасових імпульсів

Комплексний представник сигналів PR-SEFDM виражається такою формулою:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{n=N/2}^{N/2-1} C_k^{(n)} a(t - kT) \exp(j2\pi\Delta f(t - kT)),$$

де $\Delta f = 1/T$ - різниця між частотами підносійних,

$a(t)$ - спектр оптимального фінітного імпульсу.

На рис. 3.9 показані приклади отриманих оптимальних спектральних імпульсів (сині криві - ліворуч) та відповідних їм часових імпульсів (червоні криві - праворуч) при $L = 8$: (а) для $T_{99\%}/T = 0,75$, (б) для $T_{99\%}/T = 0,5$, (в) для $T_{99\%}/T = 0,3$.

Особливістю запропонованих оптимальних імпульсів є те, що їхні нормовані тривалості у всіх випадках менше 1. Це вказує на те, що, відмінно від RRC-імпульсів, розглянутих раніше, не потрібно виконувати перед дискретизацію спектра та зближення підносійних. Масштабування Фур'є-перетворення залишається сталим. У відміну від сигналів RRC-SEFDM, тривалість символу PR-SEFDM дорівнює тривалості символу OFDM. Збільшення спектральної ефективності досягається шляхом усічення NZS (кількість відкинутих відліків) перших і останніх відліків символу [16]. На рис. 3.10 наведено приклад оптимального спектрального імпульсу з усіченням для підвищення спектральної ефективності без введення інтерференції між сусідніми символами PR-SEFDM. Як видно з цього зображення, при усіченні тимчасового імпульсу за критерієм концентрації енергії імпульсу, вихідний та отриманий спектральні імпульси практично не відрізняються, що свідчить про відсутність додаткових енергетичних втрат.

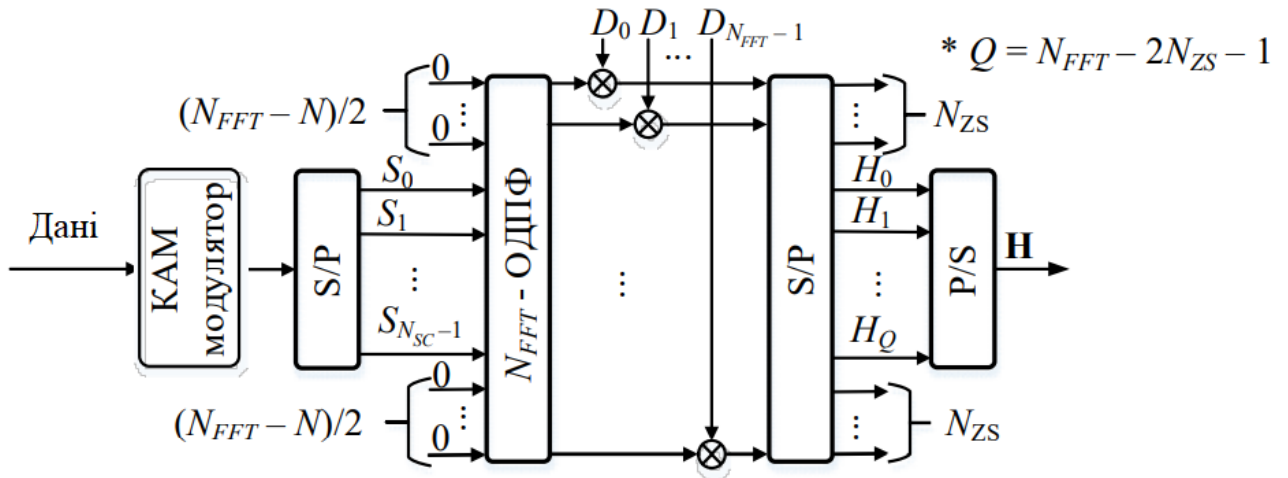


Рисунок 3.10 – Структурна схема передавача сигналів PR-SEFDM

На рис. 3.10 та рис. 3.11 представлені структурна схема передавача та приймача сигналів PR-SEFDM відповідно. На відміну від передавача сигналів RRC-SEFDM, в передавачі сигналів PR-SEFDM нулі додаються тільки в початку та наприкінці. Вставка нулів між символами модуляції не потрібна, оскільки для сигналів PR-SEFDM перед дискретизація не виконується – $K = 1$.

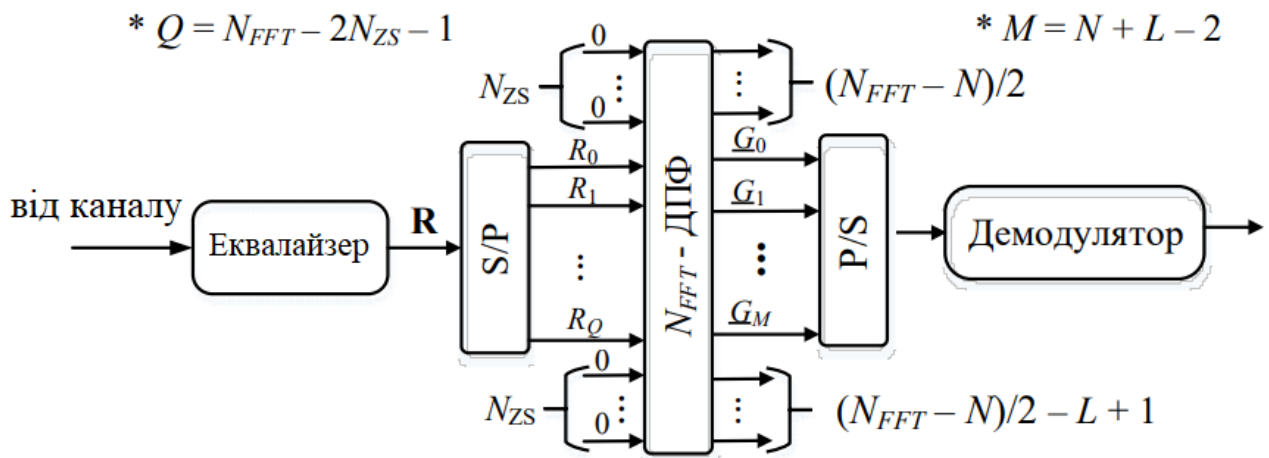


Рисунок 3.11 – Структурна схема приймача сигналів PR-SEFDM

3.3. Практичний виграш від використання сигналів RRCSEFDM та PR-SEFDM

У цій роботі було розглянуто спектральні властивості сигналів OFDM, sinc-SEFDM, RRC-SEFDM та PR-SEFDM з випадковими послідовностями символів QPSK за допомогою векторного генератора Agilent E8267D та спектроаналізатора Agilent N9342C. На рис. 3.12 зображено зовнішній вигляд векторного генератора: (а) – вид спереду, (б) – вид ззаду, але в рис. 3.13 – спектроаналізатор.



а)



б)

Рисунок 3.12 – Векторний генератор Agilent E8267D

Були розглянуті характеристики модуляції з такими параметрами: частота 2,6 ГГц, що відповідає частоті мережі LTE оператора МТС; частота дискретизації 30,72 МГц; кількість піднесень 1200 (відповідно до стандарту LTE).

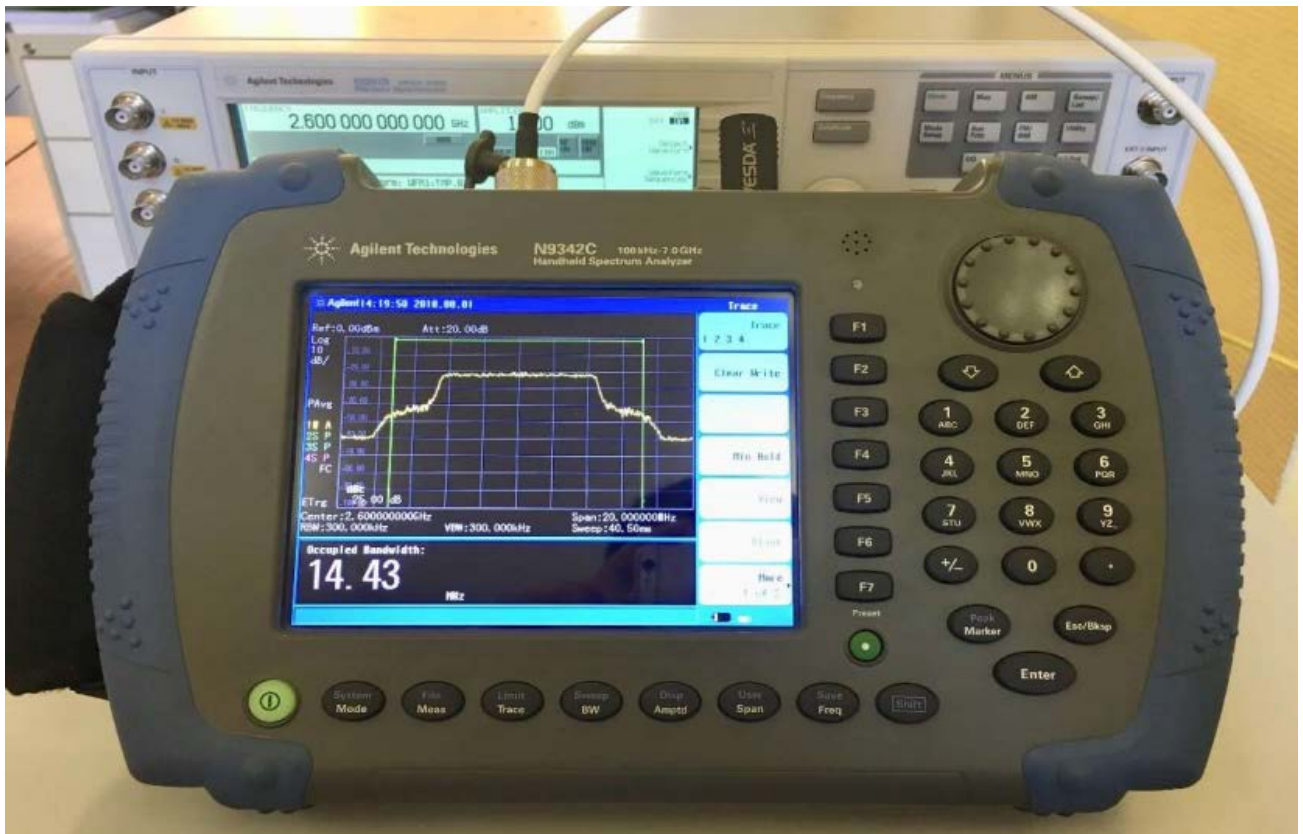


Рисунок 3.13 – Спектроаналізатор Agilent N9342C

Отримані оцінки енергетичних спектрів зображено на рис. 3.12: а) – для сигналу OFDM, б) – для сигналу sinc-SEFDM при $\alpha = 0,5$ та $\beta = 0$, в) – для сигналу RRC-SEFDM при $\alpha = 0,5$ та $\beta = 1$; (г) – для сигналу PR-SEFDM при нормованій довжині імпульсу $T_e T = 0,75$, $=0,99$. На графіках представлені виміряні значення ширини смуги частот, розраховані за критерієм концентрації 99% потужності сигналу [16].

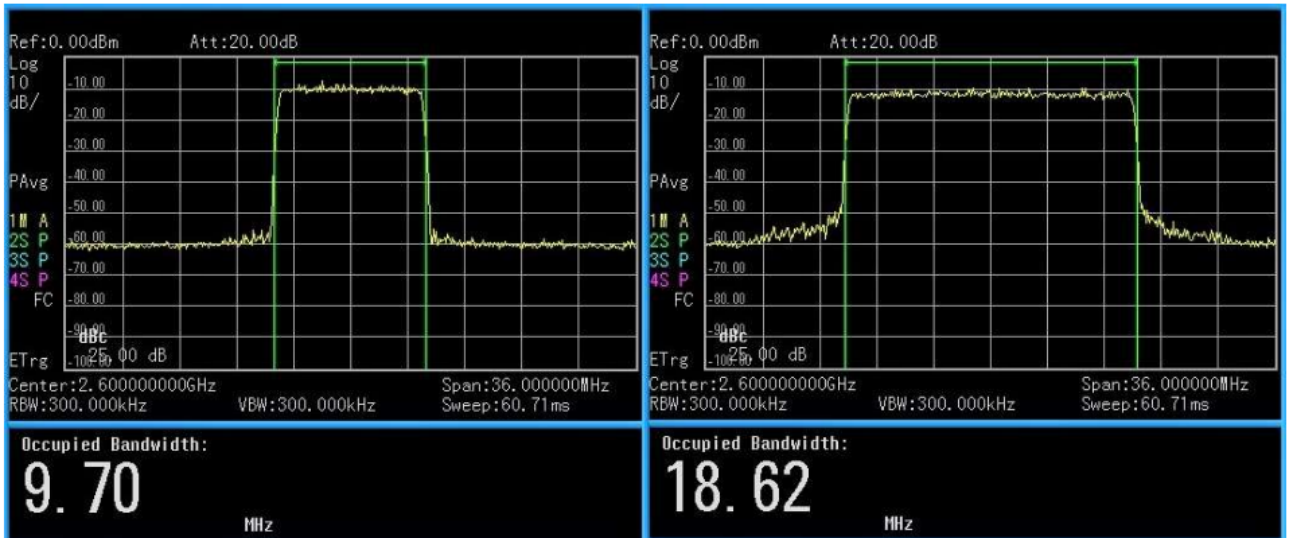
З рис. 3.14 видно, що, по-перше, перехід від сигналів OFDM до сигналів sinc-SEFDM при $\alpha = 0,5$ призводить до звуження смуги частот у 1,86 рази, що наближено до теоретичного значення 2, що досягається для $NSC \rightarrow \infty$. По-друге, смуга частот сигналів RRC-SEFDM виявляється менше, ніж для сигналів sinc-SEFDM при $\alpha = 0,5, \beta = 0$, і також спостерігається зниження рівня поза смугового випромінювання. По-третє, ширина смуги частот для сигналів PR-SEFDM виявляється меншою, ніж для сигналів OFDM.

З рис. 3.14 випливає, що ширина смуги частот сигналів PR-SEFDM вища, ніж у сигналів RRC-SEFDM. Однак завдяки тому, що довжина PR-SEFDM-символу менша, ніж у сигналів RRC-SEFDM-символу, спектральна ефективність сигналів PR-SEFDM виявляється вищою.



a)

б)



в)

г)

Рисунок 3.14 – Оцінки енергетичних спектрів

3.4 Висновки до розділу

У цьому розділі розглядалися методи формування та обробки нових типів сигналів SEFDM, відомих як сигнали RRC-SEFDM та сигнали PR-SEFDM. Сигнали RRC-SEFDM вирізняються низьким рівнем поза смугового випромінювання, оскільки використовується спектральний RRC-імпульс з меншим рівнем MCI. Обробка сигналів RRC-SEFDM вимагає збільшення частоти дискретизації в частотній області, що еквівалентно збільшенню тривалості символу SEFDM в часовій області і, відповідно, збільшенню розміру ДПФ.

З іншого боку, сигнали PR-SEFDM не потребують перед дискретизації, що забезпечує збереження того ж розміру ДПФ, що і в сигналах OFDM. Під час передачі сигналів PR-SEFDM відбувається усічення переданих символів, що призводить до очікуваного покращення спектральної ефективності порівняно з сигналами OFDM.

Однак через наявність MCI не можливе використання простого алгоритму прийому з по-елементним підходом. Замість цього потрібно використовувати

алгоритми з вищою обчислювальною складністю, такі як алгоритми Вітербі, ВСJR, та їх оптимальні версії.

4 МОДЕЛЮВАННЯ ТА АНАЛІЗ ЕФЕКТИВНОСТІ СИГНАЛІВ RRC-SEFDM І PR-SEFDM

4.1. Опис моделі

У даному дослідженні було проведено аналіз значень спектральної ефективності та питомих енергетичних витрат для сигналів RRC-SEFDM та PR-SEFDM, які були отримані на базі OFDM з розміром ДПФ $N_{FFT} = 2048$ та кількістю носійних $N = 1200$, що відповідає стандарту LTE [17]. На кожній носійній розглядалися сигнальні сузір'я QPSK та 16-QAM. Всі носійні використовувалися для передачі корисних даних.

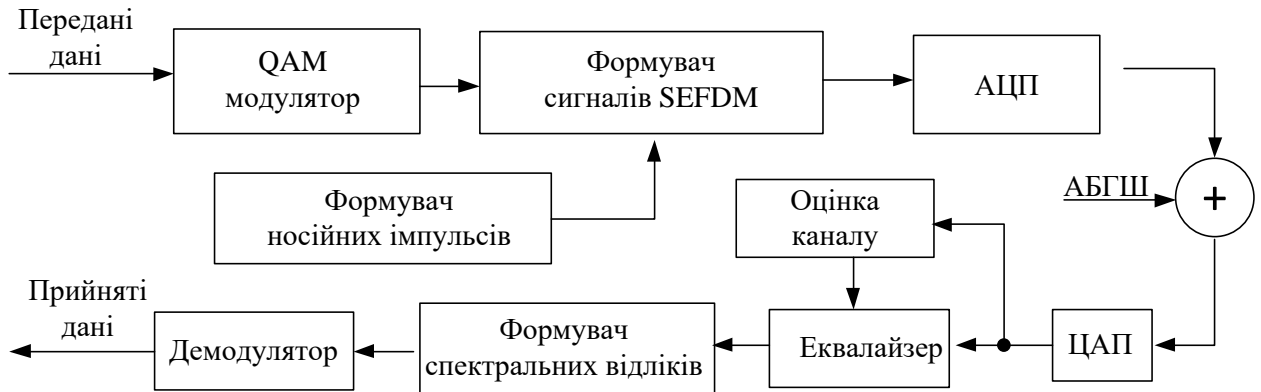


Рисунок 4.1 – Структурна схема імітаційної моделі

Для оцінки стійкості прийому сигналів RRC-SEFDM та PR-SEFDM у середовищі MATLAB була створена імітаційна модель, яку зображено на рис. 4.1.

У цьому дослідженні аналізувалися потенційні переваги запропонованих сигналів, і тому було вважено, що синхронізація в часі та частоті є ідеальною. Під час моделювання розглядався однопроменевий канал з адитивним білим гауссівським шумом (АБГШ) та ідеальною оцінкою характеристик каналу. Хоча на практиці сигнали SEFDM зазвичай використовуються в багатопроменевих каналах, дана робота розглядає лише принципові можливості нового підходу до формування та обробки сигналів SEFDM, і тому питання про променевість не враховується.

При прийомі сигналів з QPSK використовувалися алгоритм BCJR та його підоптимальна версія M-BCJR; для сигналів із 16-QAM використовувався лише алгоритм M-BCJR [17]. Для розрахунку питомих енергетичних витрат враховувалося відношення енергії, витраченої на передачу одного біта корисної інформації, до спектральної щільності потужності білого шуму:

$$\beta_E = h^2 = \frac{E_{\text{dim}}}{N_0}, \quad (4.1)$$

Були обрані значення відношення сигнал/шум таким чином, щоб гарантувати значення бітової помилки $BER = 10^{-4}$. Розрахунки спектральної ефективності проводилися за таким методом:

$$\gamma = \frac{R}{W_{99\%}}, \quad (4.2)$$

де $W_{99\%}$ – вказує на ширину смуги частот, що включає 99% потужності сигналу, а R визначає швидкість подачі інформації в канал.

Щодо параметрів для сигналів RRC-SEFDM, значення α та відповідні кількості підносійних N представлені у таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Залежність значень N від значень α

α	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5
N	1200	1332	1500	1714	2000	2400

Для кожного значення α розглядалися різні значення β , а саме: 0, 0,1, 0,2, 0,3, 0,4, 0,5, 0,6, 0,7, 0,8, 0,9 та 1. У кожному конкретному випадку розглядалися всі можливі значення N_{ZS} в діапазоні від 0 до $N_{FFT} / 2$ з кроком 16 [19]. Швидкість подачі інформації в канал визначалася в залежності від розміру сигнального сузір'я M_c та з урахуванням довжини символу OFDM, і обчислювалася наступним чином [18]:

$$R = \log_2(M_c) \left(T \frac{2N_{FFT} - 2N_{ZS}}{N_{FFT}} \right)^{-1} = 0,5 \log_2(M_c) \left(T \left(1 - \frac{N_{ZS}}{N_{FFT}} \right) \right)^{-1}, \quad (4.3)$$

Після додаткового дослідження встановлено, що значення $W_{99\%}$ майже не змінюється в залежності від параметрів β , N_{ZS} та α/T . Таким чином, можна використовувати наступну формулу для обчислення спектральної ефективності:

$$\gamma = \frac{R}{W_{99\%}} = \left(\alpha \left(1 - \frac{N_{ZS}}{N_{FFT}} \right) \right)^{-1}. \quad (4.4)$$

Параметри для сигналів PR-SEFDM були розглянуті з урахуванням двох можливих значень коефіцієнта концентрації потужності сигналу ε , які відповідають тривалості $T\varepsilon$ і дорівнюють 0,99 та 0,999 відповідно. З метою збереження обчислювальної складності алгоритму BCJR, використаного для прийому RRC-SEFDM сигналів з використанням сигнального сузір'я QPSK, були знайдені оптимальні імпульси з глибиною MCI $L = 8$. При використанні підоптимального алгоритму M-BCJR, також були виявлені оптимальні імпульси при $L = 12$. Значення $N_{FFT}T_\varepsilon / T$ визначає кількість відрахунків імпульсу в часовій області, яка містить частку ε потужності сигналу, тому вибір $T\varepsilon / T$ проводився так, щоб $N_{FFT}T_\varepsilon / T$ було цілим числом. Значення N_{ZS} розглядалися в діапазоні від 0 до $N_{FFT} / 2 - \lfloor N_{FFT}T_\varepsilon / T / 2 \rfloor$, де $\lfloor x \rfloor$ визначається як ціла частина виразу і представляє значення найближчого цілого до x зі сторони нуля [19]. У таблиці 4.2 наведені використані параметри.

Таблиця 4.2 – Таблиця з наведеними параметрами

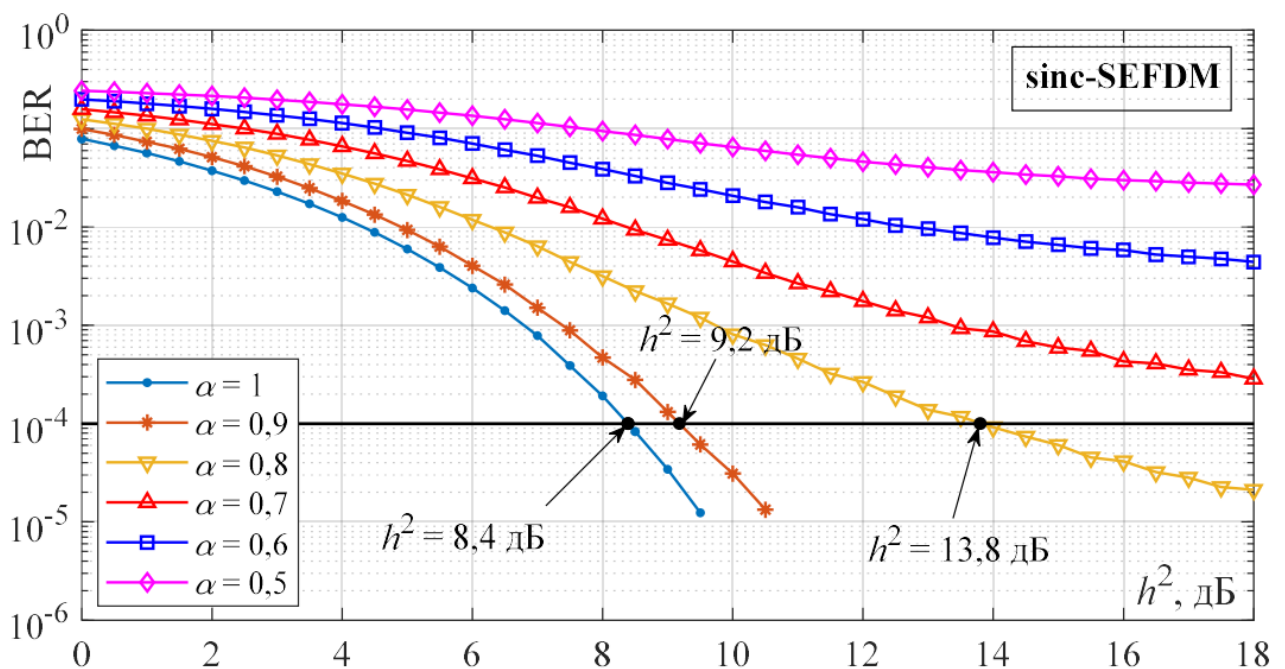
Номер схеми	1	2
Сигнальне сузір'я	QPSK	16-QAM
Швидкість передачі	1 біт/Т	3 біт/Т

Діапазон значень $T\varepsilon/T, \varepsilon = 99,9,$	0,32250 ... 0,82813 (L=8)
	0,29688 ... 0,82813 (L=12)
Діапазон максимальних розглянутих значень N_{zs}	176 ... 694 (L=8)
	176 ... 720 (L=12)

Під час моделювання виконувалася побудова кривих завадостійкості, де крок по вісі h^2 становив 0,1 дБ. Для кожної точки накопичувалося щонайменше 1000 бітових помилок та 500 блокових помилок (де один блок відповідає одному символу SEFDM сигналу). Застосовувалася лінійна інтерполяція для визначення значення h^2 , при якому $BER = 10^{-4}$; це значення використовувалося як питомі енергетичні витрати βE [19].

4.2. Оцінка ефективності сигналів RRC-SEFDM

У підрозділі 4.2 представлені результати моделювання сигналів RRC-SEFDM з використанням сигнального сузір'я QPSK, де для приймальної сторони



використовувався оптимальний алгоритм BCJR. На рисунку 4.2 показані криві завадостійкості для сигналів sinc-SEFDM при різних значеннях α : 1, 0,9, 0,8, 0,7, 0,6, 0,5. З аналізу графіка випливає, що зменшення коефіцієнта зближення піднесення α , що еквівалентно збільшенню рівня MCI, призводить до додаткових витрат. Таким чином, зменшення значення α веде до збільшення додаткових витрат, необхідних для досягнення ймовірності помилки біта на рівні 10^{-4} .

Рисунок 4.2 – Криві завадостійкості для сигналів sinc-SEFDM

Під час моделювання було згенеровано значну кількість кривих, що відображають стійкість до перешкод, і відповідних їм значень спектральної ефективності та питомих енергетичних витрат (γ , h^2). На рисунку 4.3 червона крива представляє точки із максимальною спектральною ефективністю для сигналів RRC-SEFDM при $\beta > 0$, а синя крива відображає точки з максимальною спектральною ефективністю для традиційних сигналів sinc-SEFDM (з $\beta = 0$ та $N_{zs} = 1024$). Ліва крайня точка синьої кривої ($\gamma = 2$, $h^2 = 8,4$) ($\alpha = 1$) відповідає традиційному сигналу OFDM із нульовою MCI, тому використовувався простий по-елементний алгоритм прийому замість алгоритму BCJR.

Аналіз зображення вказує, що перехід від $\beta = 0$ до $\beta > 0$ призводить до значного покращення. Наприклад, перехід від сигналів sinc-SEFDM з $\alpha = 0,8$ до сигналів RRC-SEFDM може призвести до енергетичного виграшу на рівні 3,3 дБ при збереженні спектральної ефективності, або збільшити спектральну ефективність на 35% за збереження питомих енергетичних витрат.

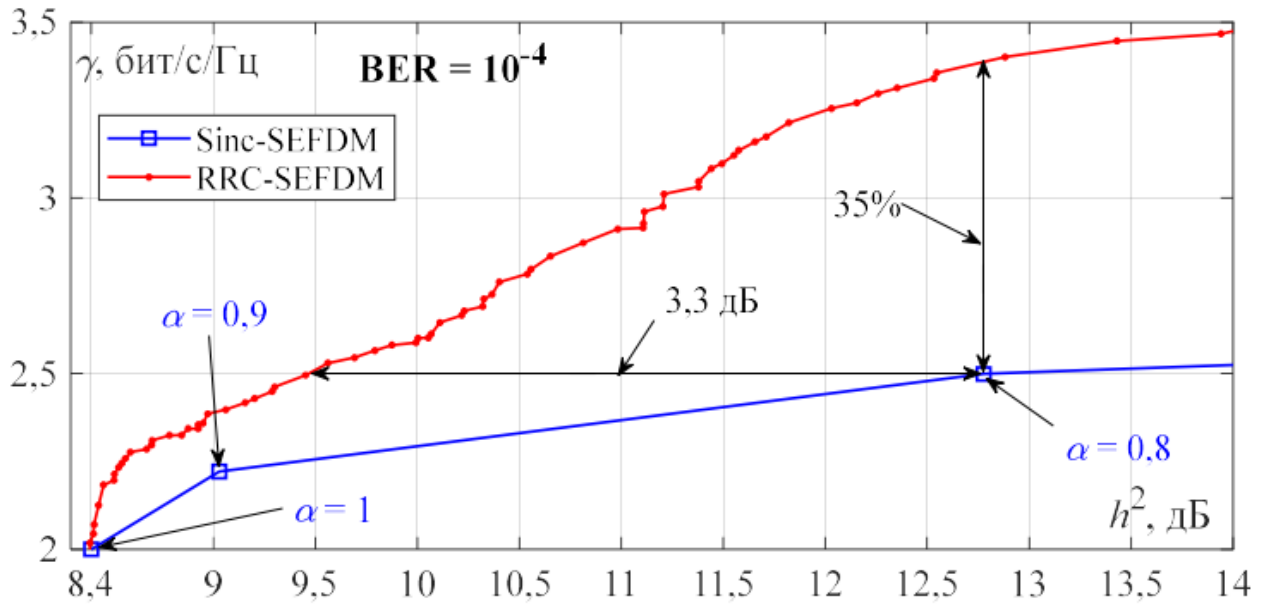


Рисунок 4.3 – Порівняння для сигналів RRC-SEFDM для $\beta > 0$ та sinc-SEFDM

Аналіз параметрів точок на червоній кривій сигналів RRC-SEFDM показав, що, аналогічно до RRC-FTN, мінімальні питомі витрати досягаються при значенні, що близьке до 0,5. Проте універсальний метод визначення оптимальних комбінацій β , α і N_{ZS} не виходить на поверхню. На практиці, для зазначеного значення спектральної ефективності γ , потрібно визначити оптимальну комбінацію β , α і N_{ZS} шляхом імітаційного моделювання, яка забезпечить мінімальне значення h^2 . Навпаки, для фіксованого значення h^2 , необхідно визначити комбінацію, яка максимізує γ .

Втрати сигналів sinc-SEFDM можуть пояснюватися тим, що значення sinc-імпульсів спадають повільніше, ніж для всіх інших RRC-імпульсів [19]. Таким чином, $\beta = 0$ відповідає максимальній глибині та рівню МСІ, а отже, максимальному значенню $L_{VD}^{(0)}$. Отже, при фіксованій глибині інтерференції, що враховується в алгоритмі прийому ($L_{VD} = 8$), sinc-імпульс показує найгірший результат. На перший погляд, це може вказувати на те, що $\beta = 1$ повинно

забезпечити кращі результати. Однак це не так, оскільки збільшення β призводить до обмежень на зменшення N_{zs} (для уникнення спотворення RRC-імпульсу та збільшення глибини і рівня MCI), що, в свою чергу, призводить до збільшення γ .

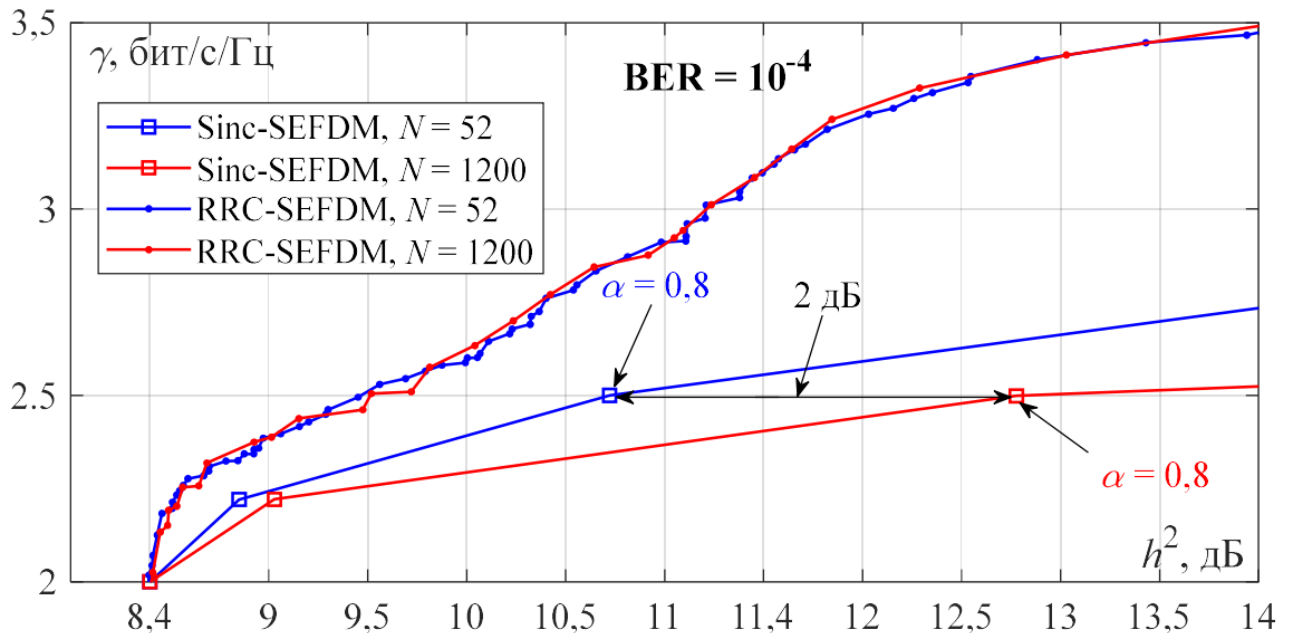


Рисунок 4.4 – Порівняння сигналів RRC-SEFDM і Sinc-SEFDM
для $N = 64, 1200$

Для вивчення впливу кількості піднесених сигналів на спектральну ефективність, додатково розглядався випадок з $N_{FFT} = 64$ і $N = 52$, що відповідає стандарту Wi-Fi [20]. На рисунку 4.4 червоні лінії відповідають сигналам із кількістю піднесених $N = 1200$, сині лінії відповідають сигналам із $N = 52$. З цього зображення видно, що збільшення кількості піднесених сигналів від 52 до 1200 практично не впливає на максимальні спектральні ефективності RRC-SEFDM сигналів, але призводить до погіршення спектральних ефективностей сигналів sinc-SEFDM. Очевидно, що погіршення спектральної ефективності при збільшенні кількості піднесених N пояснюється тим, що фактична довжина

спектрального sinc-імпульсу, що містить 99% концентрацію енергії сигналу, стає великою, що в свою чергу призводить до високого рівня МСІ.

4.3 Оцінка ефективності сигналів PR-SEFDM

Для визначення спектральної ефективності сигналів PR-SEFDM використовувався оптимальний алгоритм BCJR для демодуляції сигналів із сузір'ям QPSK.

На рисунку 4.5 представлені залежності максимальних значень спектральної ефективності від значень питомих енергетичних витрат для сигналів PR-SEFDM з параметрами концентрації потужності сигналу ε , що дорівнюють 0,95, 0,99 та 0,999. З графіка видно, що для $\varepsilon = 0,95$ сигнали PR-SEFDM виявляють найгірші спектральні ефективності, тоді як при $\varepsilon = 0,99$ досягають приблизно однакових показників максимальної спектральної ефективності порівняно з варіантом $\varepsilon = 0,999$. Однак $\varepsilon = 0,999$ забезпечує спектральну ефективність, яка наближена до потенційної спектральної ефективності. Виявлені погані результати для $\varepsilon = 0,95$ пояснюються тим, що імпульс у часовій області повинен бути якнайкомпактнішим, щоб обнулити якнайбільше елементів без значних спотворень у спектральній області. У випадку $\varepsilon = 0,95$ помітна частина імпульсу знаходиться за межами центральних відліків $N_{FFT}T_\varepsilon / T$, і процедура обнулення крайових елементів призводить до значної додаткової МСІ у спектральній області.

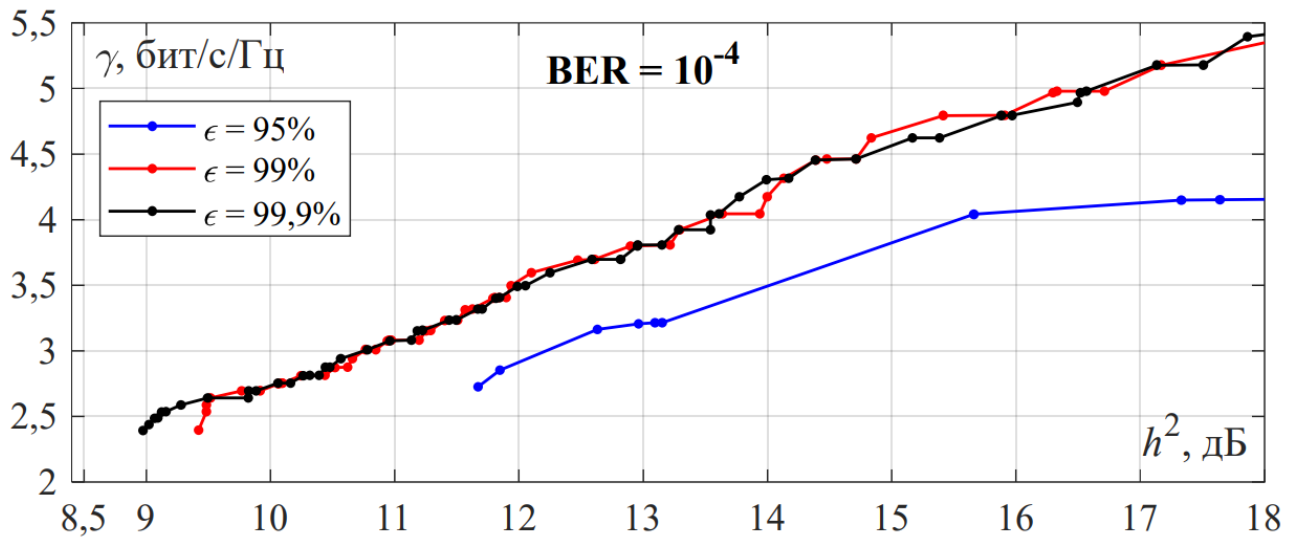


Рисунок 4.5 – Максимальні спектральні ефективності PR-SEFDM для $\epsilon = 0,95; 0,99; 0,999$

Схожість результатів для $\epsilon = 0,99$ і $\epsilon = 0,999$, ймовірно, пояснюється тим, що для отримання вигаду від збільшення, в даному випадку від використання значення $\epsilon = 0,999$, необхідно переходити до великих значень NFFT, щоб зафіксувати різкіший спад імпульсу в часовій області для $\epsilon = 0,999$ в порівнянні з $\epsilon = 0,99$.

На рисунку 4.6 наведено порівняння кривої максимальних спектральних ефективностей PR-SEFDM при $\epsilon = 0,999$ із отриманими результатами для сигналів RRC-SEFDM та sinc-SEFDM у розділі 5.2, а також із спектральними ефективностями OFDM для сигнальних сузір'їв QPSK, 16-QAM, 64-Q. З аналізу графіка випливає, що в області, де $h^2 < 11,5$ дБ і $\gamma < 3$, спектральні ефективності та питомі енергетичні витрати запропонованих PR-SEFDM та RRC-SEFDM сигналів практично ідентичні. Однак при зростанні значень γ спектральні ефективності PR-SEFDM стають помітно вищими, ніж для RRC-SEFDM.

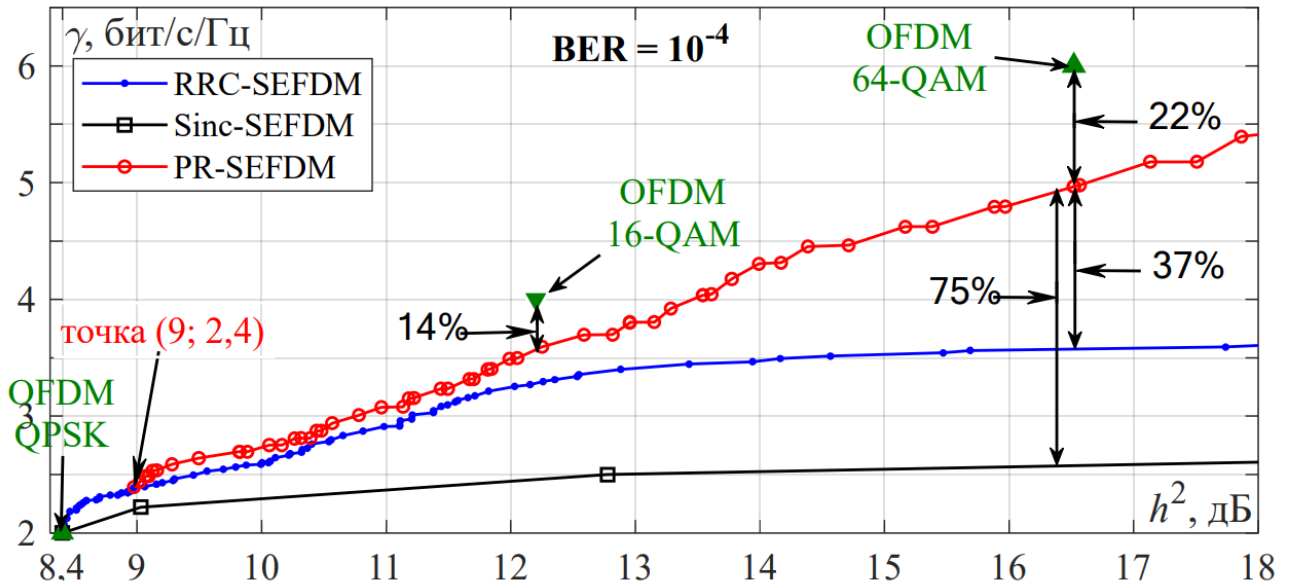


Рисунок 4.6 – Максимальні спектральні ефективності для sinc-SEFDM, RRC-SEFDM, PR-SEFDM

Загалом порівняння кривих спектральної ефективності RRC-SEFDM і PR-SEFDM свідчить про те, що сигнали PR-SEFDM завжди надають найвищі спектральні ефективності за фіксованих енергетичних витратах порівняно з RRC-SEFDM. Зі зростанням значень питомих енергетичних витрат сигнали PR-SEFDM стають помітно ефективнішими, ніж сигнали RRC-SEFDM. Обидва варіанти помітно переважають над сигналами sinc-SEFDM. Глибина інтерференції в обох випадках обрана однаковою ($L = 8$), проте при використанні сигналів RRC-SEFDM потрібна перед дискретизація спектру від 2 до 10 разів, що призводить до лінійного збільшення обчислювальної складності алгоритму прийому в таке ж число разів [21]. Для сигналів PR-SEFDM перед дискретизація не є необхідною, тому схожі або навіть кращі результати досягаються при меншій обчислювальній складності алгоритмів прийому. Таким чином, можна вважати сигнали PR-SEFDM більш ефективними для використання.

Важливо відзначити, що при порівнянні сигналів PR-SEFDM з сигналами OFDM із сигнальним сузір'ям QPSK вдалося досягти збільшення спектральної ефективності на 20% за додаткових енергетичних витрат всього в 1,1 дБ, що є дуже добрим результатом. З іншого боку, у порівнянні із сигналами OFDM із сигнальними сузір'ями 16-QAM і 64-QAM, навіть покращені сигнали PR-SEFDM відстають у питомих спектральних витратах на 14% і 22% відповідно [22].

Можливо, для отримання переваги PR-SEFDM необхідно використовувати більше значення L , але це призведе до суттєвого збільшення складності алгоритму демодуляції. Також можливо варто розглянути використання сузір'їв великих порядків у сигналах SEFDM, але це збільшить складність алгоритму демодуляції. Отже, можна припускати, що сигнали SEFDM з QPSK можуть знайти застосування тільки для заміни сигналів OFDM також з QPSK.

4.4 Оцінка продуктивності сигналів RRC-SEFDM та PR-SEFDM з використанням M-BCJR алгоритму

На рис. 4.7 представлено порівняння сигналів PR-SEFDM з різними параметрами ε , а саме $\varepsilon = 0,99$ та $\varepsilon = 0,999$. Усі криві отримані при прийомі сигналів SEFDM, де глибина MCI становить 8, і використанні алгоритму M-BCJR при $M = 16$. З аналізу малюнка можна зробити висновок, що для сигнального сузір'я QPSK, при $\varepsilon = 0,99$ сигнали PR-SEFDM практично забезпечують однакові значення максимальних спектральних ефективностей у порівнянні з сигналами при $\varepsilon = 0,999$.

Однак при переході від QPSK до 16-QAM виявляється значна різниця: саме при $\varepsilon = 0,999$ сигнали PR-SEFDM відзначаються значним покращенням в показниках спектральної ефективності. Це пояснюється тим, що сигнальне сузір'я має низьке значення вільного евклідова відстані (рівно 0,8), тому сигнали PR-SEFDM з таким сузір'ям стають більш чутливими до MCI, яка виникає при

усіченні відрахунків N_{zs} тимчасового імпульсу [23]. Додаткове порівняння з результатами для PR-SEFDM сигналів з глибиною МСІ $L = 8$ і сузір'ям QPSK показує, що підоптимальний алгоритм M-BCJR забезпечує приблизно однакову ефективність прийому порівняно з оптимальним алгоритмом BCJR.

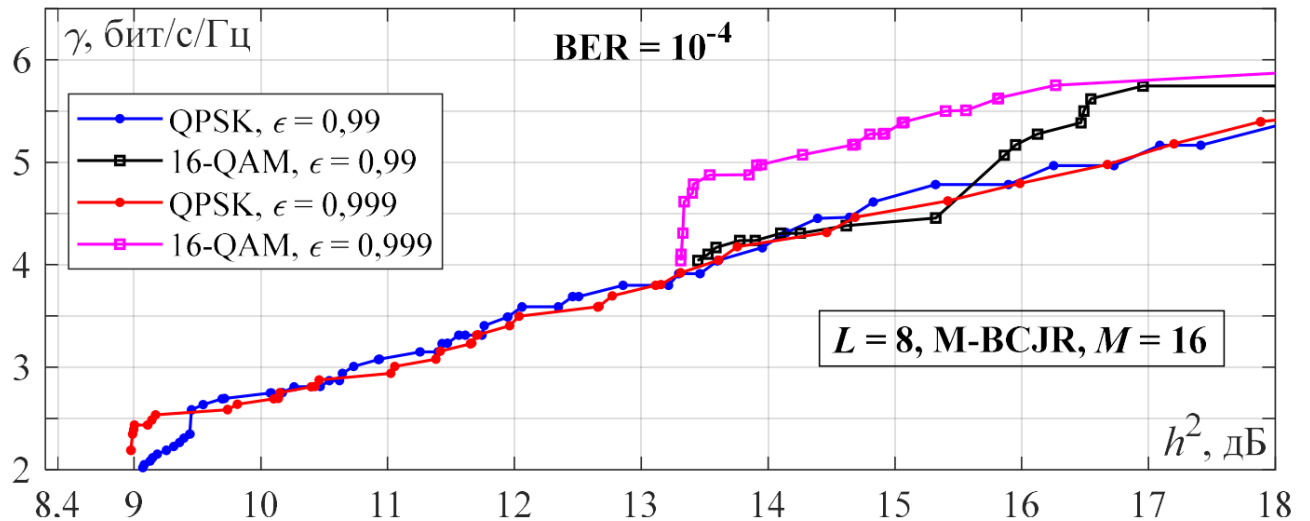


Рисунок 4.7 – Аналіз сигналів PR-SEFDM при $\epsilon = 0,99$ та $\epsilon = 0,999$ з використанням алгоритму M-BCJR при $M = 16$

На рис. 4.8 показано порівняння сигналів PR-SEFDM з МСІ рівною 12 при використанні алгоритму прийому M-BCJR при $M = 4, 8, 16$. З даного зображення видно, що алгоритм M-BCJR при $M = 4$ виявляє найгірші спектральні ефективності. При $M = 8, 16$ якість прийому практично однакова при відношенні сигнал/шум менше 15 дБ і 15,5 дБ для сигнальних сузір'їв QPSK і 16-QAM відповідно. Цей діапазон відповідає низькій глибині МСІ, оскільки при такій глибині МСІ енергія спектрального імпульсу концентрується в короткому інтервалі, сприяючи ефективності роботи алгоритму M-BCJR.

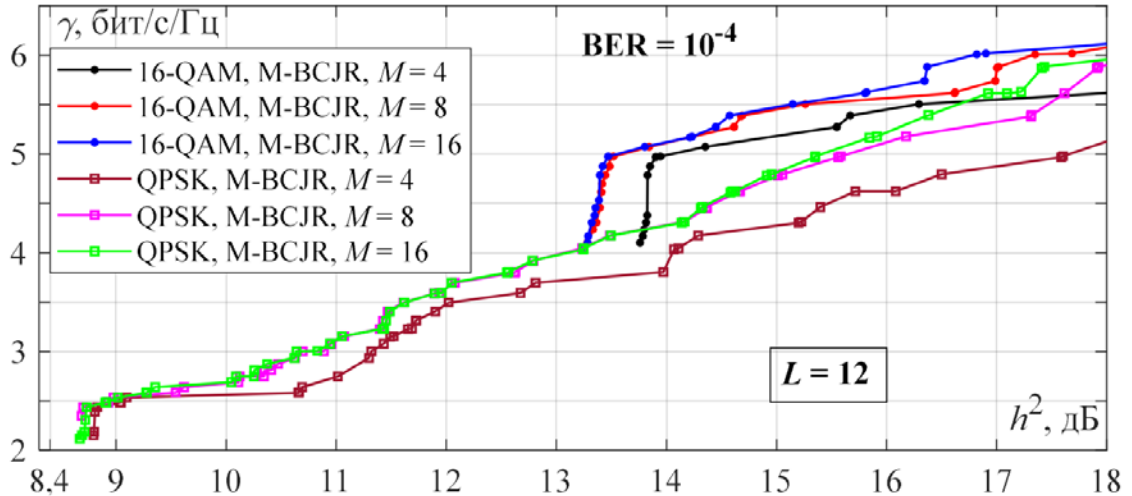


Рисунок 4.8 – Порівняння між сигналами PR-SEFDM з $\varepsilon = 0,999$ та сигналами RRC-SEFDM при використанні алгоритму прийому M-BCJR з $M = 16$

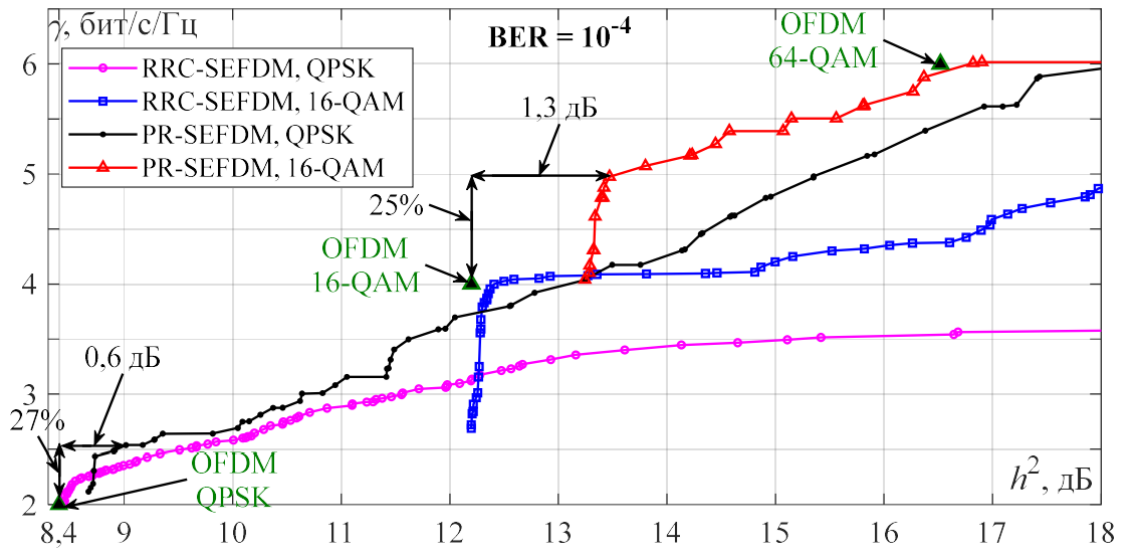


Рисунок 4.9 – Аналіз сигналів PR-SEFDM із значенням параметра $\varepsilon = 0,999$ порівняно з сигналами RRC-SEFDM при використанні алгоритму прийому M-BCJR з $M = 16$

На рис. 4.9 показано порівняння сигналів PR-SEFDM з параметром $\varepsilon = 0,999$ та сигналів RRC-SEFDM за використання алгоритму прийому M-BCJR, $M = 16$.

З аналізу графіка випливає, що при використанні алгоритму M-BCJR, $M = 16$, запропоновані сигнали PR-SEFDM з оптимальними спектральними імпульсами видають вигреш у спектральній ефективності порівняно з сигналами sinc-SEFDM і RRC-SEFDM. Додатково, максимальне покращення спектральної ефективності можливе лише при одночасному збільшенні розміру сигнального сузір'я та впровадженні MCI. Нарешті, для сигналів PR-SEFDM при використанні алгоритму M-BCJR і $M = 16$ досягається вигреш у спектральній ефективності на рівні 25% порівняно з сигналами OFDM із сигнальними сузір'ями QPSK і 16-QAM при невеликому втраті в 0,6 і 1,3 дБ відповідно.

4.5 Висновки до розділу

У цьому розділі продемонстровано переваги застосування сигналів SEFDM з використанням оптимальних спектральних імпульсів як форму спектра підносійних. Отримані результати дослідження показали, що, по-перше, запропоновані сигнали PR-SEFDM з оптимальними спектральними імпульсами забезпечують вигреш спектральної ефективності по відношенню до сигналів sinc-SEFDM і сигналів RRC-SEFDM. По-друге, максимальне збільшення спектральної ефективності можливе лише при одночасному збільшенні розміру сигнального сузір'я та запровадженні MCI. По-третє, для сигналів PR-SEFDM при використанні алгоритму M-BCJR і $M = 16$ вдається досягти 25% виграшу в спектральній ефективності стосовно сигналів OFDM з сигнальними сузір'ями QPSK і 16-QAM при незначному енергетичному програші в 0,6 та 1,3 дБ відповідно. Зроблено аналіз по результатах розрахунку та порівняння спектральної ефективності та питомих енергетичних витрат сигналів RRC-SEFDM та сигналів PR-SEFDM по відношенню до сигналів OFDM.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням.

Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у

безпроводних інфокомунікаційних системах» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	65	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	59	0	57

Продовження табл. 5.1

Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	0	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтвержені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		60,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як принципово нова, тобто робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження.

Таблиця 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	61	64	60
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	61,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [33]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (5.1)$$

де $k_{нов}$, $k_{теор}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{нов} = 60,3$, $k_{теор} = 61,7$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{нау} = 0,6 \cdot k_{нов} + 0,4 \cdot k_{теор} = 0,6 \cdot 60,3 + 0,4 \cdot 61,67 = 60,87 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{нау}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах», даний рівень становить 60,87 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [33]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$Z_o = 15000,00 \cdot 34 / 22 = 23181,82$ грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник науково-дослідної роботи	15000,00	681,82	34	23181,82
Старший науковий співробітник	13520,00	614,55	34	20894,55
Інженер-метролог	11100,00	504,55	7	3531,82
Інженер-дослідник (інженер-розробник телекомунікаційних систем)	11200,00	509,09	22	11200,00
Лаборант	6900,00	313,64	18	5645,45
Всього				64453,64

Основна заробітна плата робітників.

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийнемо $M_M=6700,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [33];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 6700,00 \cdot 1,10 \cdot 1,35 / (22 \cdot 8) = 56,53 \text{ грн.}$$

$$З_{р1} = 56,53 \cdot 8,50 = 480,52 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Встановлення дослідного обладнання	8,50	2	1,10	56,53	480,52
Встановлення допоміжного обладнання	6,20	3	1,35	69,38	430,15
Монтаж частин дослідних компонентів модуляційних схем	6,30	5	1,70	87,37	550,41
Формування блоків безпроводних систем	4,50	5	1,70	87,37	393,15
Формування бази даних результатів вимірювань	13,50	3	1,35	69,38	936,62
Підготовка лабораторного приміщення	7,20	2	1,10	56,53	407,03
Налаштування обладнання	3,00	4	1,50	77,09	231,26
Всього					3429,13

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 11%.

$$Z_{\text{дод}} = (64453,64 + 3429,13) \cdot 11 / 100\% = 7467,10 \text{ грн.}$$

5.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (64453,64 + 3429,13 + 7467,10) \cdot 22 / 100\% = 16576,97 \text{ грн.}$$

5.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому

дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (5.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 3,0 \cdot 225,00 \cdot 1,05 - 0 \cdot 0 = 708,75 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір канцелярський офісний (A4) XEROX ULTRA PLUS	225,00	3,0	0	0	708,75
Папір для заміток (A5) Light	152,00	3,0	0	0	478,80

Продовження табл. 5.6

Начиння канцелярське Premium	256,00	3,0	0	0	806,40
Органайзер офісний	210,00	3,0	0	0	661,50
Картридж для принтера	2086,00	2,0	0	0	4380,60
Диск оптичний	25,00	5,0	0	0	131,25
USB-пам'ять Microtech 32 GB	135,00	2,0	0	0	283,50
Тека для паперів	101,00	3,0	0	0	318,15
Всього					7768,95

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_e = 2 \cdot 620,00 \cdot 1,05 = 1302,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Кодери дискретних сигналів	2	620,00	1302,00
Декодери дискретних сигналів	2	830,00	1743,00
Сумматори	4	162,00	680,40
Цифро-аналоговий перетворювач (Digital-to-Analog Converter)	1	3680,00	3864,00
Аналогово-цифровий перетворювач (Analog-to-digital converter)	1	3420,00	3591,00
Всього			11180,40

5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спец устаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спец устаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.}i} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спец устаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.}i}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування

тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{спец} = 16599,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 17428,95 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спец устаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Метрологічний комплекс МКВТ-1246	1	16599,00	17428,95
Двоканальний цифровий осцилограф	1	6920,00	7266,00
Аналізатор спектру	1	8669,00	9102,45
Всього			33797,40

5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{прог} = \sum_{i=1}^k C_{инрг} \cdot C_{прог.i} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{инрг}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{прз.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{прз} = 9020,00 \cdot 1 \cdot 1,05 = 9471,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Прикладний пакет моделювання MATLAB 14 Pro	1	9020,00	9471,00
Всього			9471,00

5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{с}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

де C_b – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

T_e – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (32599,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 905,53 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер HP ZBook Firefly 14 G7 Mobile Workstation	32599,00	3	1	905,53
Робоче місце інженера-розробника (дослідника розробник телекомунікаційних систем)	6899,00	5	1	114,98
Графічні пристрої виводу інформації	7770,00	4	1	161,88
Офісна оргтехніка	8050,00	4	1	167,71

Продовження табл. 5.10

Приміщення лабораторії розробки та дослідження	320000,00	25	1	1066,67
ОС Windows 11	5630,00	3	1	156,39
Прикладний пакет Microsoft Office 2021 Professional Plus	5220,00	3	1	145,00
Всього				2718,15

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 7,50$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,23 \cdot 250,0 \cdot 7,50 \cdot 0,95 / 0,97 = 431,25 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер HP ZBook Firefly 14 G7 Mobile Workstation	0,23	250,0	431,25
Робоче місце інженера-розробника (дослідника розробник телекомунікаційних систем)	0,08	250,0	150,00
Графічні пристрої виводу інформації	0,12	5,0	4,50
Офісна оргтехніка	0,32	2,5	6,00
Метрологічний комплекс МКВТ-1246	0,25	200,0	375,00
Двоканальний цифровий осцилограф	0,16	200,0	240,00
Аналізатор спектру	0,10	200,0	150,00
Цифро-аналоговий перетворювач (Digital-to-Analog Converter)	0,02	200,0	30,00
Аналогово-цифровий перетворювач (Analog-to-digital converter)	0,03	200,0	45,00
Всього			1431,75

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також

витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою [33]:

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (5.13)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo $H_{cv} = 20\%$.

$$B_{cv} = (64453,64 + 3429,13) \cdot 20 / 100\% = 13576,55 \text{ грн.}$$

5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (64453,64 + 3429,13) \cdot 30 / 100\% = 20364,83 \text{ грн.}$$

5.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (5.15)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{iv} = 55\%$.

$$I_e = (64453,64 + 3429,13) \cdot 55 / 100\% = 37335,52 \text{ грн.}$$

5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.16)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (64453,64 + 3429,13) \cdot 100 / 100\% = 67882,77 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{од} + Z_n + M + K_v + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{ст} + I_v + B_{нзв} \quad (5.17)$$

$$B_{заг} = 64453,64 + 3429,13 + 7467,10 + 16576,97 + 7768,95 + 11180,40 + \\ + 33797,40 + 9471,00 + 2718,15 + 1431,75 + 13576,55 + 20364,83 + 37335,52 + \\ + 67882,77 = 297454,18 \text{ грн.}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta = 0,95$.

$$ЗВ = 297454,18 / 0,95 = 313109,66 \text{ грн.}$$

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 3$;

T_c – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_c = 3$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають

відомому рівню, то $R=3$; якщо нижче відомих результатів, то $R=1$.

Прийmemo $R=4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн.

Прийmemo $B=313109,66$ грн;

t – час проведення дослідження. Приймемо $t=0,17$ років, (2 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [33].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 4^3 \cdot 3 \cdot 4 / 313,1 \cdot 0,17 = 14,72.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» складають 313109,66 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ

Під час дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах на працівника, впливають такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори [24]: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена та понижена температура повітря робочої зони; підвищений рівень шуму; підвищений рівень статичної електрики; підвищена напруженість електричного поля; недостатня освітленість повітря робочої зони; фізичні перевантаження (статичні); нервово - психічні перевантаження (перенапруга аналізаторів).

Відповідно до визначених факторів формуємо рекомендації щодо покращення умов праці на робочому місці.

6.1. Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

Висота робочої поверхні столу для користувачів повинна регулюватися в межах 680-800 мм, при відсутності такої можливості висота робочої поверхні столу повинна бути 725 мм. Модульними розмірами робочої поверхні столу для ПК, на підставі яких повинні розраховуватися конструктивні розміри, слід вважати: ширину 800, 1200, 1400 мм, глибину 800 і 1000 мм при нерегульованій висоті, що дорівнює 725 мм. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 600 мм, шириною – не менше 500 мм, глибиною на рівні колін - не менше 450 мм і на рівні простягнутої ноги – не менше 650 мм. Робочий стілець (крісло) повинен бути підйомно-поворотним і регульованим по висоті і кутам нахилу сидіння і спинки, а також - відстані спинки до переднього краю сидіння. Робоче місце необхідно обладнати підставкою для ніг, має ширину не менше 300 мм, глибину не менше 400 мм, регулювання по висоті в межах до 150 мм і по куту нахилу опорної поверхні підставки до 20 градусів. Підставка повинна мати

рифлену поверхню і бортик по передньому краю заввишки 10 мм. Клавіатуру слід розташовувати на поверхні столу на відстані 100-300 мм від краю, зверненого до користувача, або на спеціальній регульованій по висоті робочої поверхні, відокремленої від основної стільниці.

Електричний струм – являє собою прихований тип небезпеки, бо його важко визначити в токо- та неструмоведучих частинах устаткування, які є хорошими провідниками електрики. Смертельно небезпечним для життя людини вважають струм, величина якого перевищує 0,05 А, струм менше 0,05 А - безпечний (до 1000 В) [25]. З метою попередження уражень електричним струмом до роботи повинні допускатися тільки особи, що добре вивчили основні правила з безпеки виконання роботи.

Приміщення, де експлуатуються ПК, належать до приміщень без підвищеної небезпеки ураження людини електричним струмом. Вимоги електробезпеки і пожежної безпеки у приміщеннях, де встановлені ПК і все устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження роботи їх, електропроводи і кабелі мають відповідати електробезпеці зони та мати апаратуру захисту від струму короткого замикання.

Лінії електромережі ПК, у приміщенні виконана як окрема групова трипровідна мережа шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників (заземлення або занулення), причому площі перерізу нульового робочого і нульового захисного провідника повинні бути не менші за площу перерізу фазового провідника.

Відповідно до правил електробезпеки в службовому приміщенні повинен здійснюватись постійний контроль стану електропроводки, запобіжних щитів, шнурів, за допомогою яких включаються в електромережу комп'ютери, освітлювальні прилади, інші електроприлади. Електричні установки, до яких відноситься практично все обладнання ПК, представляють для людини велику потенційну небезпеку, тому що в процесі експлуатації або проведенні

профілактичних робіт людина може торкнутися частин, що знаходяться під напругою. Специфічна небезпека електроустановок - струмоведучі провідники, корпуси стійок ЕОМ і іншого устаткування, яка під напругою в результаті пошкодження (пробою) ізоляції, не подають будь-яких сигналів, які попереджають людину про небезпеку. Реакція людини на електричний струм виникає лише при протіканні останнього через тіло людини. Виключно важливе значення для запобігання електротравматизму має правильна організація обслуговування діючих електроустановок ВЦ, проведення ремонтних, монтажних і профілактичних робіт [26].

Оскільки в приміщенні використовується понад п'ять ПК, тому на помітному місці встановлено аварійний резервний вимикач, який в разі небезпеки повністю знеструмлює електричну мережу (крім освітлення). В такому випадку при використанні трипровідникового захищеного проводу або кабелю в оболонці з негорючого або важкогорючого матеріалу дозволено прокладати їх без металевих труб та гнучких металевих рукавів, що ми і спостерігаємо у приміщенні.

6.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

6.2.1 Мікроклімат

Згідно ДСН 3.3.6.042-99 «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень» [27] мікроклімат виробничих приміщень – умови внутрішнього середовища цих приміщень, що впливають на тепловий обмін працюючих з оточенням шляхом конвекції, кондукції, теплового випромінювання та випаровування вологи. Ці умови визначаються поєднанням температури, відносної вологості та швидкості руху повітря, температури оточуючих людину поверхонь та інтенсивністю теплового (інфрачервоного) опромінення.

Мікроклімат виробничих приміщень нормується в залежності від теплових характеристик виробничого приміщення, категорії робіт по важкості і періоду року. Категорія виконуваних робіт під час дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах - 1а [28] (табл.6.1).

Таблиця 6.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Параметр мікроклімату	Величина
Холодний	Температура повітря в приміщенні	21 ... 25 ° С
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	до 0,1 м / с
Теплий	Температура повітря в приміщенні	22 ... 28 ° С
	Відносна вологість	40 ... 60%
	Швидкість руху повітря	0,1 ... 0,2 м / с

Для підтримання у виробничих приміщеннях метеорологічних умов, які задовольняють нормативні вимоги використовують систему вентиляції. Приміщення обладнано системою загально обмінної припливно-витяжної вентиляції. На кожну вентиляційну установку складений паспорт з технічною характеристикою та схемою установки. Крім того, для підтримання температури в холодний період року використовують загальну систему опалення.

6.2.2. Склад повітря робочої зони

ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Оксид азоту	0,085	0,085	2
Вуглекислий газ	3	1	4
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Під час роботи на ПК важливо, щоб повітря мало певний іонний склад. Рівні позитивних і негативних іонів у повітрі приміщень з ПК мають відповідати санітарно-гігієнічним нормам (табл.6.3).

Таблиця 6.3 – Рівні іонізації повітря приміщень при роботі на ПК

Рівні	Кількість іонів в 1 см ³	
	n+	n-
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500-3000	3000-5000
Максимально необхідні	50000	50000

Забезпечення складу повітря робочої зони здійснюється за допомогою системи кондиціонування, регулярного провітрювання, та вологого прибирання.

6.2.3 Виробниче освітлення

Природне освітлення на робочому місці проектувальника є бічне одностороннє.

Сучасні норми визначають, що мінімальна освітленість встановлюється за характеристикою зорової роботи з найменшим розміром об'єкта розрізнення,

контрастом об'єкта із фоном і характеристикою фону.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні (характеристика зорової роботи – дуже високої точності) зазначені у таблиці 6.4:

Таблиця 6.4 – Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнювання	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	Від 0,15 до 0,3	II	г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

Для максимального використання природного освітлення в приміщенні слід систематично очищувати вікна від пилу та встановити жалюзі. Віконні прорізи не затемнюються іншими будівлями.

Як джерела світла для штучного освітлення в приміщенні застосовуються люмінесцентні лампи типу ЛБ. Допускається застосування ламп розжарювання у світильниках місцевого освітлення

6.2.4 Виробничий шум

Шум погіршує умови праці здійснюючи шкідливу дію на організм людини. Працюючі в умовах тривалої шумової дії випробовують дратівливість, головні болі, запаморочення, зниження пам'яті, підвищену стомлюваність, пониження апетиту, болі у вухах і т.д.

Під впливом шуму знижується концентрація уваги, порушуються фізіологічні функції, з'являється стомленість у зв'язку з підвищеними енергетичними витратами і нервово-психічною напругою, погіршується мовна комутація. Все це знижує працездатність людини і її продуктивність, якість і безпеку праці.

Тривала дія інтенсивного шуму (вище 80 дБ) на слух людини приводить до його часткової, або повної втрати. Рівні шуму на робочих місцях визначаються за ДСН 3.3.6.037-99 «Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку» [29] (табл.6.5).

Таблиця 6.5 – Допустимі рівні звуку, еквівалентні рівні звуку і рівні звукового тиску в октавних смугах частот

Вид трудової діяльності, робочі місця	Рівні звукового тиску в дБ в октавних смугах із середньгеометричними частотами, Гц									Рівні звуку, еквівалентні і рівні звуку, дБА/дБАек в.
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Творча діяльність, обробка даних,	86	71	61	54	49	45	42	40	38	60

Рівень шуму на робочих місцях не має перевищувати 60 дБА, що досягається

застосуванням малошумного обладнання, використанням спеціальних матеріалів для обшивки приміщень, а також різноманітними звукопоглинальними пристроями (перегородки, кожухи, прокладки тощо).

6.2.5. Виробничі випромінювання

Значення напруженості електростатичного поля на робочих місцях із ПК (як у зоні екрана дисплея, так і на поверхнях обладнання, клавіатури, друкувального пристрою) мають не перевищувати гранично допустимих [30] (табл.6.6).

Таблиця 6.6 – Допустимі параметри електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

Інтенсивність потоків інфрачервоного випромінювання має не перевищувати допустимих значень [27].

Потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпусу відео терміналу при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинна перевищувати ОД бер/год (100 мкР/год).

Для забезпечення захисту і досягнення нормованих рівнів комп'ютерних випромінювань необхідно застосовувати при екранні фільтри, локальні світлофільтри (засоби індивідуального захисту очей) та інші засоби захисту, що

пройшли випробування в акредитованих лабораторіях і мають щорічний гігієнічний сертифікат (згідно Директиви № 90/270/ЕЄС [31]).

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

6.3.1 Дія світлового випромінювання на виробничі приміщення

Світлове випромінювання – це потік променистої енергії, який включає ультрафіолетові, інфрачервоні й видимі промені. Джерелом світлового випромінювання є світна сфера, яка складається з повітря і розжарених продуктів вибуху. Зі збільшенням світної сфери (при повітряному вибуху), температура на її поверхні знижується.

Уражаюча дія світлового випромінювання визначається світловим імпульсом.

Світлове випромінювання в залежності від властивостей матеріалів викликає їх оплавлення, обуглювання і займання, що веде до загоряння різних предметів і пожеж в населених пунктах.

Світлові промені на близьких відстанях – під невеликими кутами, практично паралельно поверхні землі. В цьому випадку світлове випромінювання проникає через вікна в кімнати і може запалити домашні предмети: килими, фіранки, оббивку меблів, книги та ін.

Під впливом світлового випромінювання і ударної хвилі в місті можуть виникати окремі, масові, суцільні пожежі або вогневі шторми, які є різновидом суцільних пожеж.

Велике значення має наявність горючих матеріалів навколо будівель. До матеріалів, здатним легко займатися від світлового випромінювання, відносяться толь, папір, солома, очерет, торф, деревина, нафтопродукти та інші матеріали. У

містах і населених пунктах, де є велика кількість подібних матеріалів, можуть виникати масові пожежі від дії світлового випромінювання. Займання матеріалів під впливом світлового випромінювання залежить від їх властивостей, товщини і вмісту вологи.

За критерій стійкості роботи ОГД приймається таке максимальне значення світлового імпульсу, при якому окремі елементи виробничих приміщень можуть спалахнути, загорітися. Таким критерієм є $U_{св.зр}$, кДж/м².

6.3.2 Оцінка стійкості виробничого приміщення в умовах дії світлового випромінювання

Очікувані на об'єкті: $U_{max} = 700$ кДж/м². Щільність забудови території підприємства $P = 18$ %. Двері та віконні рами виготовлені з дерева та пофарбовані в темний колір.

Встановлюємо ступінь вогнестійкості споруди – II (цегляна кладка).

Присутність горюче-змащувальних матеріалів та приміщень для зберігання автомобілів дають змогу встановити категорію виробництва за пожежною небезпекою – В [32].

Встановлюємо елементи, які можуть загорітись: дах, двері, вікна.

За мінімальним значенням світлового імпульсу визначаємо границю стійкості ОГД до світового імпульсу:

$$U_{св.зр} = 250 \text{ кДж/м}^2.$$

Визначаємо щільність забудови території ОГД: $P = 18$ %.

На об'єкті очікується максимальний світловий імпульс $U_{max} = 700$ кДж/м².

Границя стійкості об'єкта до дії світлового імпульсу $U_{св.зр} = 250$ кДж/м². Оскільки $U_{св.зр} = 250$ кДж/м² < $U_{max} = 700$ кДж/м², то ОГД є нестійким до дії світлового імпульсу. Тому на об'єкті може виникнути пожежа.

Найбільш небезпечні об'єкти в пожежному відношенні: дах, покритий руберойдом, а також двері, вікна, пофарбовані в темний колір та зроблені з дерева.

Можлива пожежна обстановка – окремі пожежі.

Потрібно підвищити граничну стійкість ОГД до 700 кДж/м².

Визначаємо величини світлових імпульсів, при яких ці елементи можуть загорітись, дані заносимо в табл. 6.9.

Таблиця 6.9 – Світлові імпульси, які викликають спалахування матеріалів

Назва споруди, устаткування	Ступінь вогнестійкості	Категорія за пожежною безпекою	Елементи цеху, їх характеристики	$U_{св.зр.1}$, кДж/м ²	$U_{св.зр.2}$, кДж/м ²
Виробниче приміщення	II	В	1. Дах залізобетонні плити, покриті руберойдом	590	250
			2. Двері – дерев'яні, пофарбовані в темний колір	250	
			3. Вікна – дерев'яні пофарбовані в темний колір	250	

6.3.3 Розробка превентивних заходів з підвищення стійкості роботи в умовах дії НС

Засоби з підвищення стійкості об'єкта: замінюємо толь на дерев'яній основі на черепичне покриття.

6.4 Висновок до розділу

Досліджено стійкість роботи в умовах впливу загрозових факторів нідзвичайних ситуацій. З дослідження дії світлового випромінювання на стійкість роботи виробничого приміщення можна зробити висновок, що воно виявилось нестійким в роботі. Тому розроблено превентивні заходи з підвищення безпеки роботи в умовах дії НС.

ВИСНОВКИ

У першому розділі було проведено аналіз існуючих модуляційних схем, що використовуються у безпроводних технологіях. Окремо було розглянуто одночастотні та багаточастотні схеми модуляції, визначено їх основні функціональні характеристики. Також було проведено дослідження існуючих методів модуляцій, описано їх переваги та недоліки і зроблено відповідні висновки.

У другому розділі проведено аналіз цифрових методів модуляції в системах зв'язку та передачі інформації. Вивчені особливості деяких методів модуляції/демодуляції цифрових систем передачі інформації з метою визначення загальних закономірностей та відмінностей у реалізації цих методів. Також було здійснено систематизацію основних показників цифрових методів модуляції з метою оптимізації використання спектра частот при передачі інформації. Наведено приклади дослідження особливостей демодуляції та ефективності передавання інформації за допомогою цифрових методів модуляції в середовищі Matlab Simulink.

У третьому розділі роботи було розглянуто методи формування та обробки нових типів сигналів SEFDM - сигнали RRC-SEFDM та сигнали PR-SEFDM. RRC-SEFDM вирізняються низьким рівнем позасмугового випромінювання, оскільки використовується спектральний RRC-імпульс з меншим рівнем MCI. Обробка сигналів RRC-SEFDM вимагає збільшення частоти дискретизації в частотній області, що еквівалентно збільшенню тривалості символу SEFDM в часовій області і, відповідно, збільшенню розміру ДПФ.

Було з'ясовано, що сигнали PR-SEFDM не потребують передискретизації, що забезпечує збереження того ж розміру ДПФ, що і в сигналах OFDM. При передачі PR-SEFDM відбувається усічення переданих символів, що дає покращення спектральної ефективності порівняно з сигналами OFDM.

Також було з'ясовано, що через наявність MCI не можливе використання простого алгоритму прийому з поелементним підходом. Замість цього потрібно

використовувати алгоритми з вищою обчислювальною складністю, такі як алгоритми Вітербі, BCJR, та їх оптимальні версії.

У четвертому розділі продемонстровано переваги застосування сигналів SEFDM з використанням оптимальних спектральних імпульсів як форму спектра підносійних.

Отримані результати дослідження показали, що, запропоновані сигнали PR-SEFDM з оптимальними спектральними імпульсами забезпечують вигреш спектральної ефективності по відношенню до сигналів sinc-SEFDM і сигналів RRC-SEFDM.

А також, максимальне збільшення спектральної ефективності можливе лише при одночасному збільшенні розміру сигнального сузір'я та запровадженні MCI.

З'ясовано, що для сигналів PR-SEFDM при використанні алгоритму M-BCJR і $M = 16$ вдається досягти 25% виграшу в спектральній ефективності стосовно сигналів OFDM з сигнальними сузір'ями QPSK і 16-QAM при незначному енергетичному програші в 0,6 та 1,3 дБ відповідно.

Був проведений аналіз по результатах розрахунку та порівняння спектральної ефективності та питомих енергетичних витрат сигналів RRC-SEFDM та сигналів PR-SEFDM по відношенню до сигналів OFDM.

На кінцевому етапі роботи було проведено дослідження стійкості роботи в умовах впливу загрозливих факторів надзвичайних ситуацій. Також проведено планування витрат на виконання наукових досліджень та здійснено розрахунок рівня важливості наукового дослідження та його перспективності з економічної точки зору.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Методичні вказівки до підготовки магістерських кваліфікаційних робіт зі спеціальності “Телекомунікації та радіотехніка” (освітньо-професійна програма “Телекомунікації”) для студентів денної та заочної форм навчання / Уклад. Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський.– Вінниця : ВНТУ, 2018.– 50с.
2. Бортник Г. Г. Системи передавання в електрозв’язку. Навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2006. – 138 с.
3. Скопа, О.О. Синтез адаптивного приймача цифрового сигналу для інформаційних радіосистем підвищеної надійності. – Одеса, 2011. – №7. – С: 21 – 26.
4. H. Liang, I. Z. Kovacs, P. Mogensen, O. Klein, and W. Stormer, "Optimal New Site Deployment Algorithm for Heterogeneous Cellular Networks," in Vehicular Technology Conference (VTC Fall), 2011 IEEE, 2011, pp. 1-5.
5. A. Luo and P. Guan, "Joint Cooperative Shared Relaying and Multipoint Coordination for Network MIMO in 3GPP LTE-Advanced Multihop Cellular Networks," ed. Delft University of Technology The Netherlands, 2012
6. D. Lopez-Perez, X. Chu, and J. Zhang, "Dynamic Downlink Frequency and Power Allocation in OFDMA Cellular Networks," Communications, IEEE Transactions on, vol. PP, pp. 1-11, 2012.
7. S. Kaneko, T. Matsunaka, and Y. Kishi, "A Cell Planning Model for HetNet with CRE and TDMICIC in LTE-Advanced," in Vehicular Technology Conference (VTC Spring), 2012 IEEE 75th, 2012, pp. 1-5.
8. Самолюк І.А, Барась С.Т. Регенерація розширювального сигналу в пристрої кореляційної обробки Матеріали конференції LI Науково-технічна конференція факультету інформаційних електронних систем (2022), Вінниця, 2022. [Електронний ресурс]. Режим доступу: <https://conferences.vntu.edu.ua/index.php/all-frtzp/all-frtzp-2022/paper/view/15303>.

9. М. Ю. Ільченко, С. О. Кравчук Телекомунікаційні системи // НАН України, Нац. техн. ун-т України «Київ. політехн. ін-т ім. Ігоря Сікорського», НДІ телекомунікацій. – Київ : Наук. думка, 2017. – 734, с.
10. Оптимізація та математичне моделювання мереж зв'язку [Текст] : навч. посіб. / В. М. Безрук, О. М. Буханько, Д. В. Чеботарьова ; Харків. нац. ун-т радіоелектроніки. - Харків : Компанія СМІТ, 2014. – 192 с.
11. Захарченко М.В. Математичні основи оптимізації телекомунікаційних систем / М.В. Захарченко, С.М. Горохов, М.М. Балан, М.М. Гаджиев, В.В. Корчинский, А.Г. Ложковский. – Одеса: ОНАЗ, 2018. – 240с.
12. Довгий С.О., Воробієнко П.П., Гуляєв К.Д. Сучасні телекомунікації: Мережі, технології, безпека, економіка, управління. – К.: Азимут-Україна, 2019. – 608 с.
13. Wunder, G., Kasparick, M., Brink, S., Schaich, F., Wild, T., Gaspar, I., Ohlmer, E., Krone, S., Michailow, N., Navarro, A. et al. (2013) 5GNOW: Challenging the LTE design paradigms of orthogonality and synchronicity, in Proc. Vehicular Tech. Conf., Dresden, Germany.
14. Gelgor, A. Performance analysis of SEFDM with optimal subcarriers spectrum shapes / A. Gorlov, Van Phe Nguyen // Black Sea Conference on Communications and Networking (BlackSeaCom), 2017 IEEE International. pp. 1-5.
15. Рибалко Д.В. Планування мереж стільникового зв'язку при векторному критерії оптимальності / Д.В. Рибалко // Зб. матеріалів 11-го Міжнародного молодіжного форуму «Радіоелектроніка і молодь в ХХІ ст.». – Харків: ХНУРЕ, 2017. – Ч. 1. – 148 с.
16. Kappler C. UMTS Networks and Beyond / C. Kappler. – UK: John Wiley Ltd, 2009. – 363 pp.
17. R. Irmer, H. Droste, P. Marsch, M. Grieger, G. Fettweis, S. Brueck, H.-P. Mayer, L. Thiele, and V. Jungnickel. "Coordinated multipoint: Concepts, performance, and field trial results". IEEE.

18. M. Bennis and S. M. Perlaza. "Decentralized Cross-Tier Interference Mitigation in Cognitive Femtocell Networks." IEEE International Conference on Communications, (ICC), 2011.
19. Wunder, G., Jung, P., Kasparick, M., Wild, T., Schaich, F., Chen, Y., Brink, S., Gaspar, I., Michailow, N., Festag, A. et al. (2014) 5GNOW: non-orthogonal, asynchronous waveforms for future mobile applications. IEEE Commun. Mag., 52 (2), 97–105.
20. Бортник Г. Г. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів [Текст] : монографія / Г. Г. Бортник, М. В. Васильківський, В. М. Кичак. - Вінниця : ВНТУ, 2016. – 168 с. - ISBN 978-966-641-678-3.
21. D. Gesbert, S. Hanly, H. Huang, S. Shamaï, O. Simeone, and Wei Yu. "Multi-cell MIMO cooperative networks: A new look at interference". IEEE Journal on Selected Areas in Communications, vol. 28, no. 9, pp. 1380–1408, Dec. 2010.
22. Рибалко Д.В. Оцінювання ефективності варіантів мереж мобільного зв'язку з урахуванням сукупності показників якості / Д.В. Рибалко // Матеріали міжнар. наук.-техн. конф. студентів, аспірантів і молодих вчених „Молодь та сучасні 258 проблеми радіотехніки (РТ–2006)” – Севастополь: СевНТУ, 2016. – 50 с.
23. B. D. Jelicic and S. Roy, "Design of trellis coded QAM for flat fading and AWGN channels," IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 44, pp. 192–201, February 1994.
24. 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.
25. 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_npraop_0_00-7_15-18_01_ua.php.
26. ДБНВ.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках

будинків і споруд. К. : Мінбуд України, 2006. 154 с

27. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>.

28. 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>.

29. 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>.

30. ДСНіПЗ.3.6.096-2002. Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів. URL: <http://zakon2.rada.gov.ua/laws/show/z0203-03>.

31. Директива № 90/270/ЕЄС «Про мінімум вимог безпеки і гігієни праці при роботі з екранними пристроями - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <https://osha.europa.eu/en/legislation/directives/provisions-on-workload-ergonomical-and-psychosocial-risks/osh-directives/5>.

32. Методичні вказівки до самостійної та індивідуальної роботи з дисципліни "Цивільний захист та охорона праці в галузі. Частина 1. Цивільний захист" / Уклад. О. В. Поліщук, О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2017. – 32 с.

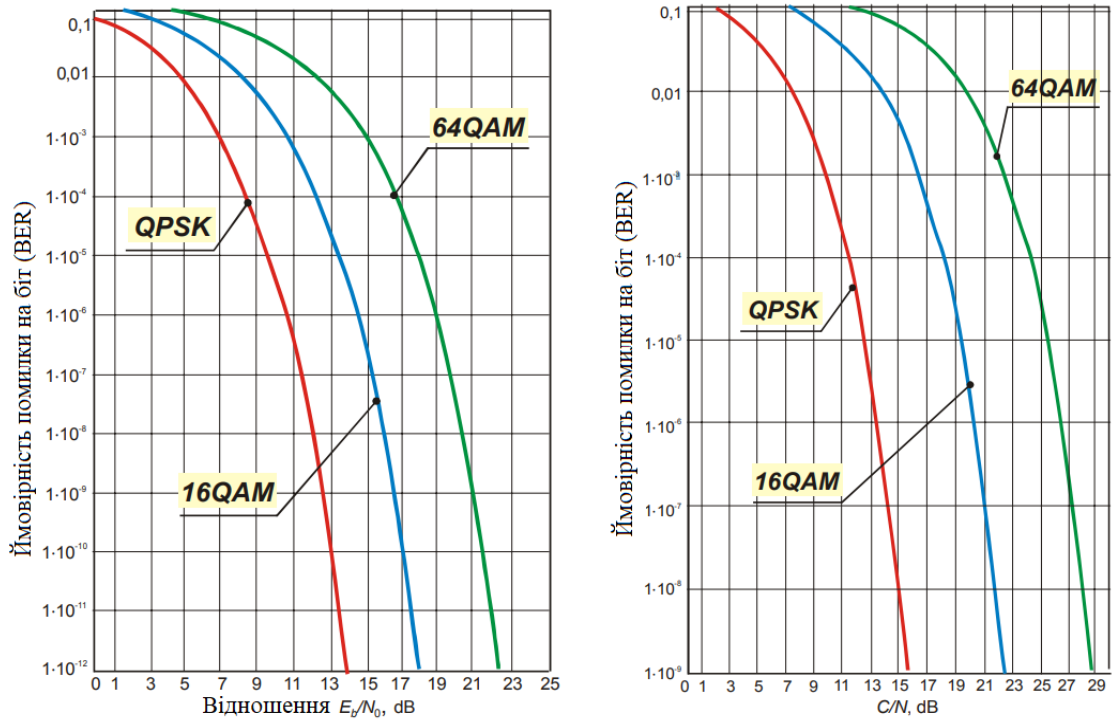
33. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

Додаток А
(обов'язковий)

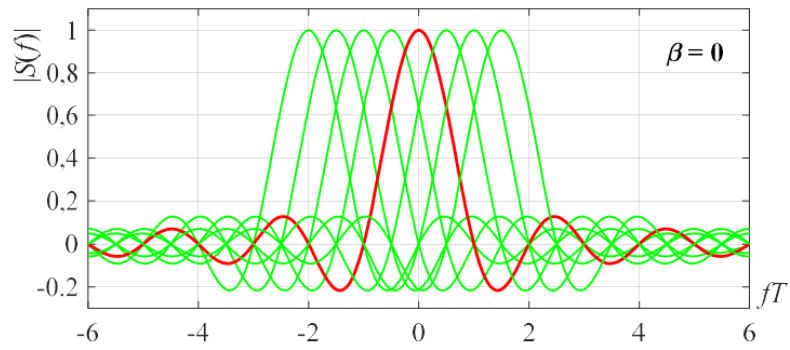
ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

«ДОСЛІДЖЕННЯ СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ РІЗНИХ
МОДУЛЯЦІЙНИХ СХЕМ У БЕЗПРОВІДНИХ
ІНФОКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ»

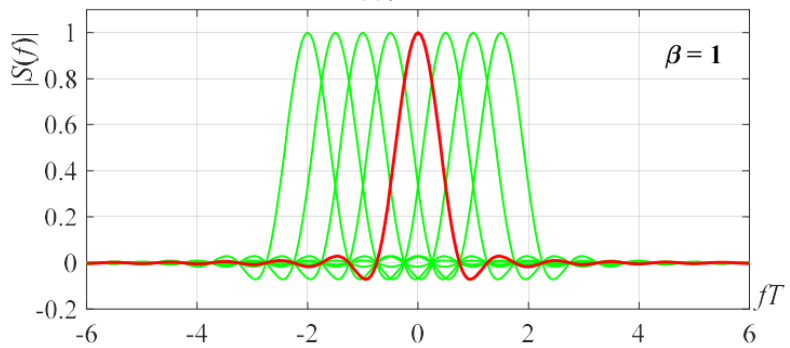
(назва магістерської кваліфікаційної роботи)



Графіки P_e в залежності від C/N

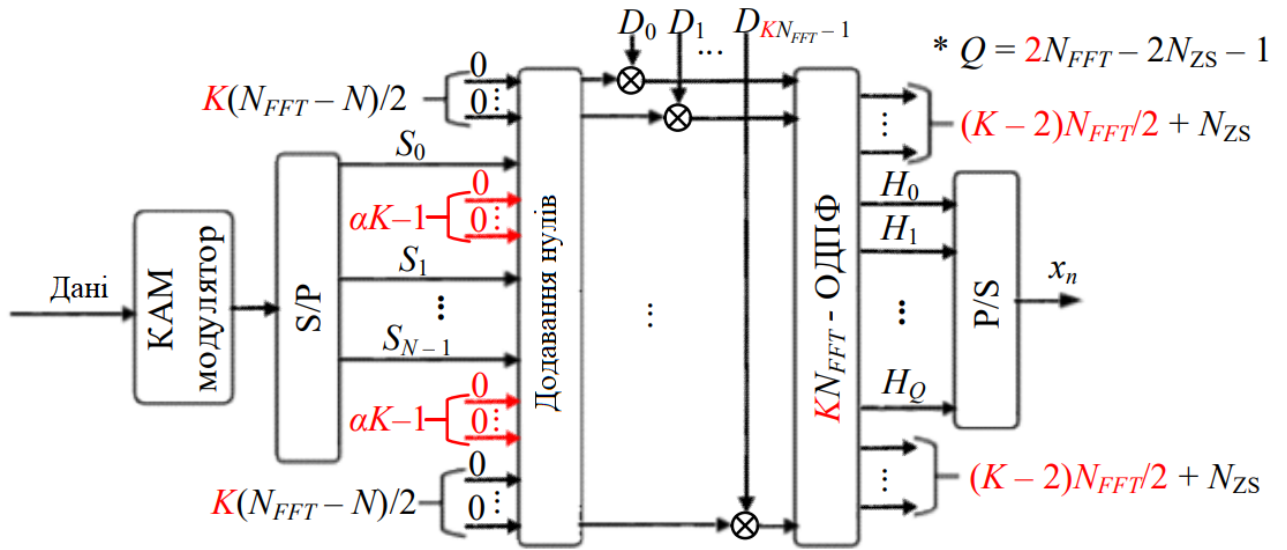


(a) $\beta = 0$

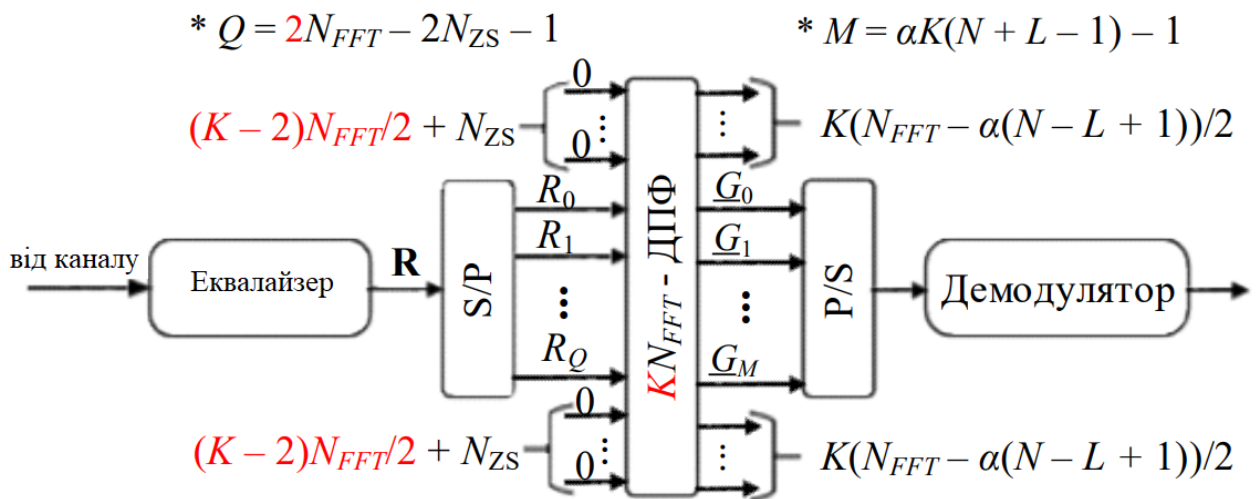


(б) $\beta = 1$

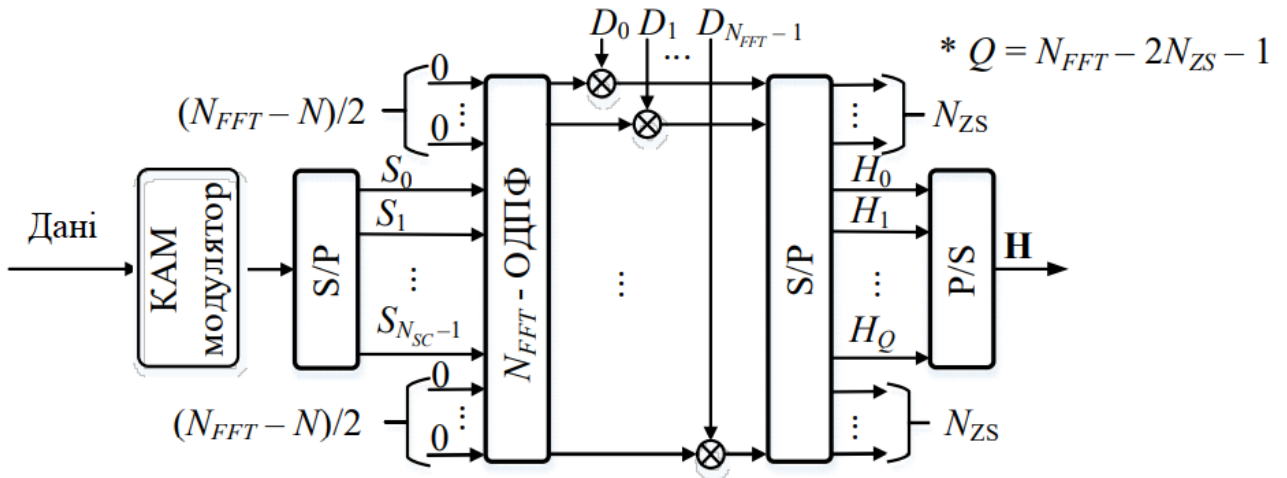
Спектр носійних сигналів SEFDM при $\alpha = 0,5$



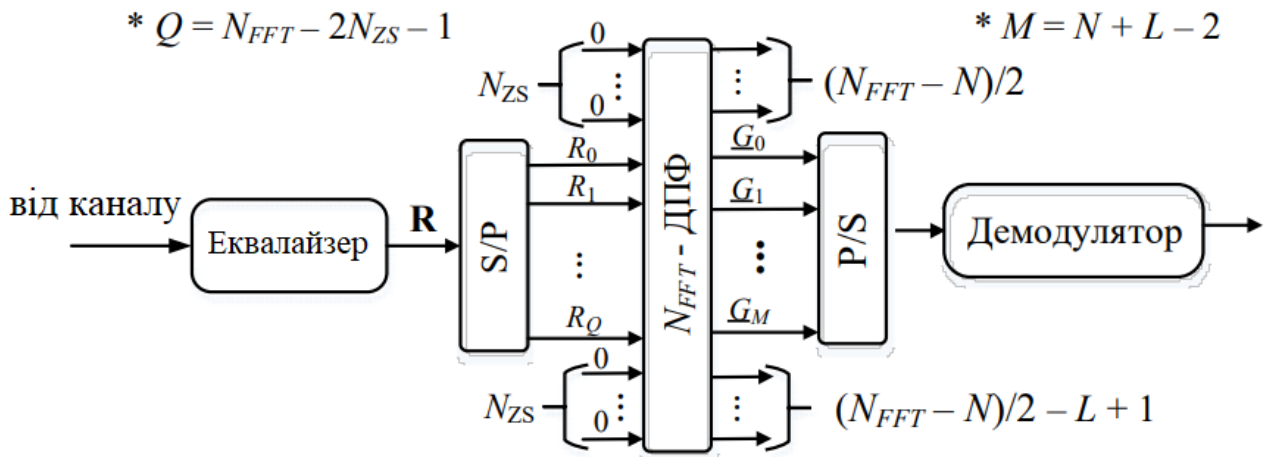
Структурна схема передавача сигналів RRC-SEFDM



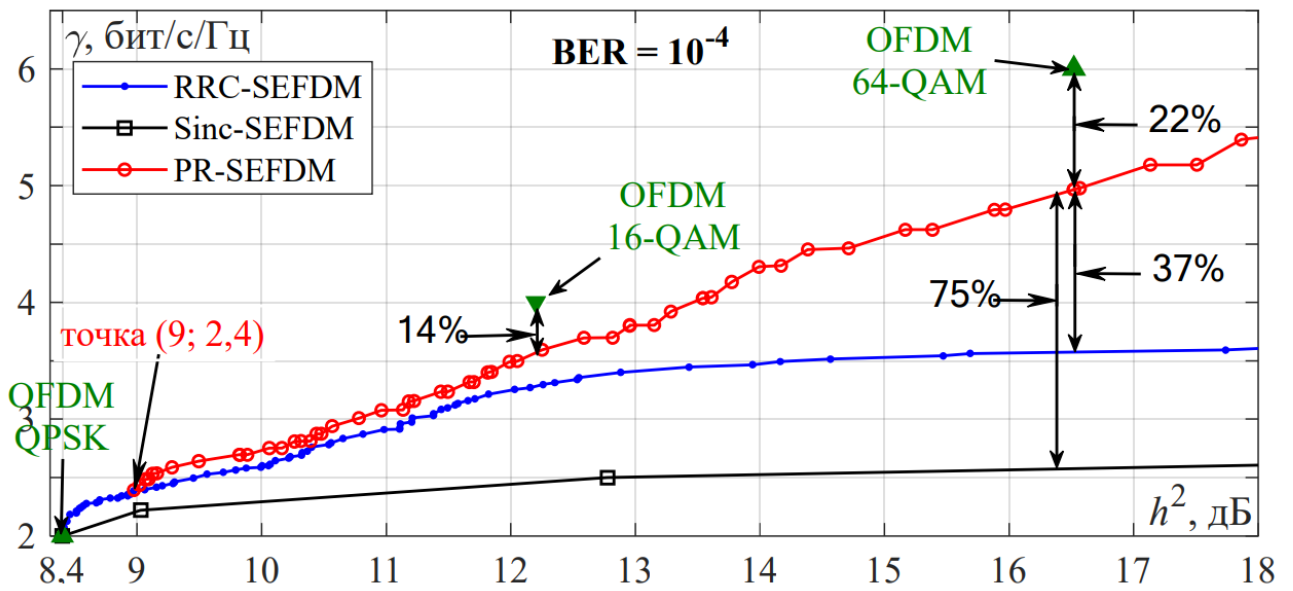
Структурна схема приймача сигналів RRC-SEFDM



Структурна схема передавача сигналів PR-SEFDM



Структурна схема приймача сигналів PR-SEFDM



Максимальні спектральні ефективності для sinc-SEFDM, RRC-SEFDM, PR-SEFDM

Додаток Б

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

ПРОТОКОЛ
ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ
НА НАЯВНІСТЬ ТЕКСТОВИХ ЗАПОЗИЧЕНЬ

Назва роботи: «Дослідження спектральної ефективності різних модуляційних схем у безпроводних інфокомунікаційних системах»

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота
(БДР, МКР)

Підрозділ кафедра інфокомунікаційних систем і технологій, факультет інформаційних електронних систем
(кафедра, факультет)

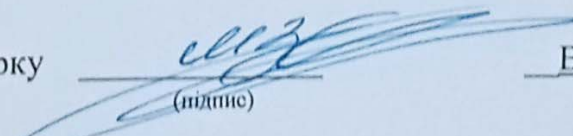
Показники звіту подібності Unichesk

Оригінальність 100 % Схожість 0 %

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


(підпис)

Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

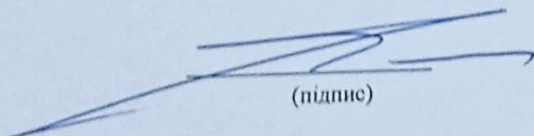
Ознайомлені з повним звітом, який був згенерований системою Unichesk щодо роботи.

Автор роботи


(підпис)

Жученко О.С.
(прізвище, ініціали)

Керівник роботи


(підпис)

Барась С.Т.
(прізвище, ініціали)