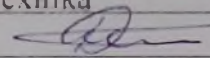


Бакалаврська кваліфікаційна робота на тему:

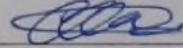
ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИСТРОЇВ МОДУЛЯЦІЇ ТА ДЕМОДУЛЯЦІЇ
OFDM - СИГНАЛІВ

Виконав: студент 2-го курсу, групи ІІЗТ-23мс
спеціальності І72 – Електронні комунікації та
радіотехніка



Бондар Д.В.

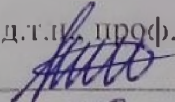
Керівник: к.т.н., доц., доцент каф. ІКСТ



Стальченко О.В.

« 14 » 06 2025 р.

Рецензент: д.т.н., проф., професор каф. ІРТС

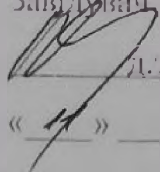


Семенов А.О.

« 14 » 06 2025 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ІКСТ



д.т.н., проф. Кичак В.М.

« 14 » 06 2025 р.

Вінницький національний технічний університет
факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем та технологій
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)

Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)

Спеціальність 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)

Освітня програма – Програмне забезпечення телекомунікаційних систем

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кича

«5» 05 2025 року



З А В Д А Н Н Я **НА БАКАЛАВРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ**

Бондару Денису Володимировичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Дослідження пристроїв модуляції та демодуляції OFDM - сигналів
керівник роботи Стальченко Олександр Володимирович, канд. техн. наук

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

затверджені наказом ВНТУ від "20" березня 2025 року № 97

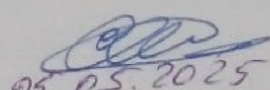
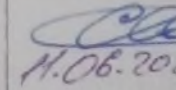
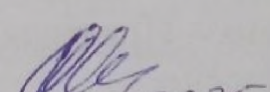
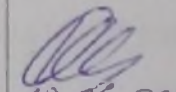
2. Строк подання здобувачем роботи: 09 червня 2025 року

3. Вихідні дані до роботи: робоча частота радіоканалу – 5,25 ГГц; режим зв'язку – дуплексний; смуга радіоканалу – 128 МГц; відносна тривалість захисного інтервалу 1/4; тип модуляції – QAM; число позицій QAM – 4-256.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки роботи (перелік питань, які потрібно розробити): вступ, аналіз технології OFDM, аналіз та синтез структурної та функціональної схем, комп'ютерне моделювання, охорона праці.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
Схема передавача та приймача OFDM; функціональна схема пристрою; принципова схема передавальної частини; принципова схема приймальної частини; листи програми MATLAB

6. Консультанти розділів роботи

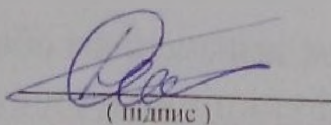
Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання
Спеціальна частина	Стальченко О.В., доцент кафедри ІКСТ	 05.05.2025	 11.06.2025
Охорона праці	Дембичка С.В. проф. каф. БЖДПБ	 05.05.2025	 12.06.2025

7. Дата видачі завдання «05» травня 2025 р.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

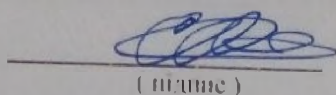
№ з/п	Назва етапів бакалаврської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	
1	Формування та затвердження теми та індивідуального завдання бакалаврської кваліфікаційної роботи (БКР)	06.05.2025р.	
2	Виконання спеціальної частини БКР. Перший рубіжний контроль виконання БКР	19.05.2025р.	
3	Виконання спеціальної частини БКР. Другий рубіжний контроль виконання БКР	02.06.2025р.	
4	Виконання розділу «Охорона праці»	06.06.2025р.	
5	Нормоконтроль БКР	09.06.2025р.	
6	Попередній захист БКР	10.06.2025р.	
7	Рецензування БКР	11.06.2025р.	
8	Захист БКР	13.06.2025р.	

Студент


(підпис)

Бондар Д.В.

Керівник роботи


(підпис)

Стальченко О.В.

АНОТАЦІЯ

Бакалаврська кваліфікаційна робота складається з 95 сторінок формату А4, на яких є 33 рисунків, 9 таблиць, список використаних джерел містить 25 найменувань.

Метою даної бакалаврської кваліфікаційної роботи є дослідження та розробка пристроїв модуляції та демодуляції сигналів OFDM.

У даній бакалаврській роботі було проведено огляд можливих схем реалізації модуляторів та демодуляторів сигналів OFDM, їх переваг і недоліків. На підставі огляду була обрана оптимальна схема трансивера OFDM. Далі був зроблений розрахунок основних характеристик. Був проведений пошук елементної бази для реалізації системи OFDM, проведено моделювання декількох блоків..

Ключові слова: технологія OFDM, носійна, підносійна, пряме перетворення Фур'є, зворотне перетворення Фур'є, модулятор, демодулятор

ABSTRACT

The bachelor's qualification work consists of 95 pages of A4 format, which contain 33 figures, 9 tables, the list of used sources contains 25 names.

The purpose of this bachelor's qualification work is to study and develop devices for modulating and demodulating OFDM signals.

In this bachelor's work, a review of possible schemes for implementing OFDM signal modulators and demodulators, their advantages and disadvantages was conducted. Based on the review, the optimal OFDM transceiver scheme was selected. Then the main characteristics were calculated. The element base for implementing the OFDM system was searched for, and several blocks were simulated.

Keywords: OFDM technology, carrier, subcarrier, direct Fourier transform, inverse Fourier transform, modulator, demodulator.

Зміст

ВСТУП.....	2
1. Аналіз технології OFDM	4
2. Аналіз та синтез структурної та функціональної схем	11
2.1 Розробка структурної схеми	11
2.2 Розробка функціональної схеми	14
2.3 Дослідження розробленої структури у MATLAB.....	19
2.3.1 Передавач OFDM.....	22
2.3.2 Модулятор OFDM	28
2.3.3 Канал зв'язку	37
2.3.4 Приймач OFDM.....	38
2.3.5 Демодулятор OFDM.....	40
2.3.6 Розрахунок похибок передачі.	42
3. Комп'ютерне моделювання	49
4. ОХОРОНА ПРАЦІ.....	58
4.1 Технічні рішення з безпечного виконання роботи.....	59
4.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця	59
4.1.2 Електробезпека приміщення	61
4.2 Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії.....	62
4.3 Пожежна безпека	67
ВИСНОВОК.....	71
Список використаних джерел	73
Додаток А ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА	76
Додаток Б ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ	95
Перелік умовних скорочень	96

ВСТУП

Актуальність теми. Бакалаврська дипломна робота присвячена проектуванню та аналізу пристроїв для модуляції й демодуляції сигналів, що використовують ортогональне частотне мультиплексування (OFDM) та квадратурну амплітудну модуляцію підносійних. OFDM є методом ущільнення сигналів за рахунок використання ортогональних підносійних частот. У сучасних системах радіозв'язку сигнали цього типу знаходять широке застосування як у мобільному, так і у фіксованому зв'язку, забезпечуючи широкосмуговий доступ до локальних та глобальних мереж, а також у цифровому радіо- і телемовленні. Це зумовлено високою ефективністю технології OFDM щодо швидкості передавання даних і стійкості до завад. Таким чином, дослідження модуляторів і демодуляторів, реалізованих на основі OFDM, є на сьогодні актуальним і практично значущим завданням.

Аналіз останніх досліджень. Перші наукові публікації, присвячені дослідженню властивостей та потенційних сфер використання сигналів з ортогональним частотним мультиплексуванням, з'явилися ще у 1970-х роках. Однак їхнє практичне впровадження стало можливим лише наприкінці XX — на початку XXI століття, що було обумовлено розвитком високопродуктивних цифрових пристроїв обробки сигналів, зокрема сигнальних процесорів [1,2]. Теоретичні засади OFDM-систем, а також алгоритми цифрової обробки сигналів і синхронізації активно розроблялися такими дослідниками, як Т.М. Шмідль, Д.С. Кокс, В.Д. Уорнер, Дж.Дж. ван де Бек та іншими [3-7].

Мета та постановка задачі. Метою даної бакалаврської кваліфікаційної роботи є дослідження та розробка пристроїв модуляції та демодуляції сигналів OFDM.

Завданнями бакалаврської кваліфікаційної роботи є:

- проведення аналізу сучасних методів реалізації модуляторів та демодуляторів сигналів з ортогональним частотним мультиплексуванням

(OFDM);

- дослідження процесу формування OFDM-сигналу, особливостей його поширення лінійним трактом та методів демодуляції;
- синтез структурної схеми приймально-передавального пристрою для OFDM-сигналів;
- розробка електричної принципової схеми пристрою..

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на науковій конференції ВНТУ у 2025 році.

1. АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЇ OFDM

Технологія ортогонального частотного мультиплексування (OFDM) має як переваги, так і певні обмеження [3]. Серед основних переваг слід відзначити:

- високу ефективність використання радіочастотного спектра;
- відносну простоту апаратної реалізації передавача та приймача завдяки цифровому формуванню, модуляції та демодуляції підносійних з використанням алгоритмів швидкого прямого та оберненого перетворення Фур'є (FFT та IFFT);
- ефективне придушення міжсимвольних завад, а також завад між піднесучими сигналами;
- можливість адаптивної модуляції, тобто застосування різних типів та рівнів модуляції для кожної підносійної, що дає змогу оптимізувати співвідношення між швидкістю передачі даних та завадостійкістю.

Водночас технологія OFDM має і низку недоліків, серед яких:

- висока вимогливість до точності синхронізації за частотою та часом;
- чутливість до доплерівського зсуву, що ускладнює застосування OFDM у високошвидкісних мобільних системах;
- вплив фазових шумів, які можуть знижувати якість демодуляції;
- необхідність використання захисного інтервалу для боротьби з багатопроменевим поширенням, що знижує загальну спектральну ефективність системи;
- високий пік-фактор (PAPR — Peak-to-Average Power Ratio), який у деяких випадках досягає кількох сотень, що вимагає значного динамічного діапазону у елементів передавача й приймача для належної генерації та обробки сигналів OFDM.

Передача інформації в OFDM здійснюється у вигляді символів, кожен з яких являє собою радіоімпульс — суму ортогональних підносійних гармонік, амплітуди модової та квадратурної складових яких відповідають відповідному модуляційному коду [6]. Частоти підносійних визначаються з умови

ортогональності в межах інтервалу, що дорівнює тривалості активної частини символу.

Ортогональність підносійних зводить до мінімуму взаємний вплив підносійних одного і того ж символу. Взаємний вплив символів усувається шляхом їх часового розділення.

OFDM-сигнали, що передаються через багатопроменеві канали, зазнають впливу міжсимвольних завад (ISI). Для компенсації цих спотворень перед кожним символом у сигналі вводиться захисний інтервал. Його тривалість, як правило, становить $1/4$, $1/8$, $1/16$ або $1/32$ від тривалості активної частини символу.

У ролі захисного інтервалу застосовується циклічна приставка (cyclic prefix), яка є копією останньої частини символу. Завдяки такому дублюванню зберігається ортогональність підносійних у межах активної частини символу, що є критично важливим для коректного функціонування приймача. Оптимальна тривалість захисного інтервалу визначається максимальним очікуваним часом затримки в каналі багатопроменевого поширення.

Піднесучі OFDM-сигналу можуть бути модульовані різними схемами маніпуляції, зокрема 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM або 256-QAM, залежно від вимог до пропускної здатності й завадостійкості системи [8]. Основу формування OFDM-сигналу становить алгоритм швидкого перетворення Фур'є (FFT), який дозволяє отримати часовий сигнал зі спектрального представлення символу, що задається амплітудами та фазами підносійних.

Процес демодуляції передбачає зворотну операцію — застосування алгоритму швидкого Фур'є-перетворення до прийнятого сигналу, в результаті чого відновлюються комплексні амплітуди підносійних (реальні та уявні складові), що містять передану інформацію [8].

Під час передачі інформації кожна піднесуча переносить певну кількість бітів, залежно від схеми модуляції. Завдяки використанню множини ортогональних підносійних досягається значне підвищення загальної швидкості передавання даних при збереженні взаємної незазначуваності сигналів

(відсутності міжканальних завад). У високошвидкісних системах зв'язку зазвичай застосовуються такі методи модуляції, як BPSK, QPSK та різні варіанти QAM.

Ортогональне частотне мультиплексування (OFDM) широко використовується в системах цифрового зв'язку для підвищення спектральної ефективності та стійкості до багатопроменевих завад. Однією з ключових проблем при передачі OFDM-сигналів через середовище з багатопроменевим поширенням є міжсимвольні завади (ISI). Для їх компенсації до кожного OFDM-символу додається спеціальний захисний інтервал, тривалість якого зазвичай обирається як частка активної тривалості символу, наприклад $1/4$, $1/8$, $1/16$ або $1/32$. Як правило, для цього використовується циклічний префікс — повторення кінцевої частини символу на його початку. Така структура дозволяє зберегти ортогональність між піднесучими протягом активного інтервалу символу, зменшуючи вплив викликаних багатопроменевістю спотворень.

У формуванні OFDM-сигналів беруть участь піднесучі частоти, кожна з яких модулюється окремо відповідно до вибраної схеми, наприклад QPSK, 16-QAM, 64-QAM або 256-QAM. Ініціальне представлення цифрового сигналу у частотній області формується за допомогою алгоритму оберненого швидкого перетворення Фур'є (IFFT), що перетворює амплітудно-фазові характеристики підносійних у часову область. Демодуляція в приймачі здійснюється шляхом застосування прямого швидкого перетворення Фур'є (FFT), що дає можливість отримати квадратурні компоненти та амплітудні коефіцієнти для кожної підносійної.

Перед передачею, послідовний потік бітів перетворюється у паралельний, при цьому кожен підпотік модулюється на окремій піднесучій. Отримані символи далі конвертуються в аналоговий сигнал і піднімаються до робочої радіочастоти з відповідною шириною спектра. На приймальній стороні сигнал знижується до базової смуги, після чого OFDM-символи демодулятором перетворюються в паралельні цифрові дані, які, своєю чергою, формують послідовний вихідний потік.

OFDM є основною технологією багатьох сучасних телекомунікаційних стандартів, зокрема ADSL, DAB та систем цифрового телевізійного мовлення DVB-T2. Для мобільних мультимедійних сервісів розроблено розширення – стандарт DVB-H, орієнтований на роботу з портативними пристроями. У рамках стандарту DVB реалізовані різні варіанти модуляції (QPSK, 16-QAM, 64-QAM), адаптація яких дозволяє балансувати між швидкістю передачі та завадостійкістю. Незалежно від типу модуляції, ширина спектра OFDM-сигналу становить 7,61 МГц. Існують три основні варіанти конфігурації: 2k, 4k і 8k, кожен з яких підтримує чотири тривалості захисного інтервалу.

Для підвищення надійності передача даних супроводжується використанням кодів корекції помилок із різною надмірністю ($1/2$, $2/3$, $3/4$, $5/6$, $7/8$), [4] а також може застосовуватись скремблювання і багатопроTOCOLьна пакетизація з прямим виправленням помилок (MPE-FEC). Це дозволяє адаптуватися до різноманітних умов середовища.

Технологія OFDM також лягла в основу численних бездротових стандартів, серед яких IEEE 802.11a/b/g/n. Наприклад, стандарт 802.11b, представлений у 1999 році, функціонує в діапазоні 2,4 ГГц та забезпечує швидкість передачі до 11 Мбіт/с. Стандарти 802.11a та 802.11g, що також базуються на OFDM, демонструють вищі швидкості, причому 802.11a використовує діапазон 5 ГГц, а 802.11g — 2,4 ГГц. Стандарт 802.16a, розрахований на роботу в смузі 5 ГГц, застосовує 52 піднесучі з частотним інтервалом 312,5 кГц та підтримує кілька схем модуляції, зокрема BPSK, QPSK, 16-QAM і 64-QAM, залежно від умов каналу. Тривалість одного символу OFDM у цьому стандарті становить 4 мкс.

Розвиток індустрії бездротових мереж призвів до появи високошвидкісних рішень, здатних забезпечити гігабітну передачу даних у складних середовищах. Такі системи, як WiGLAN, можуть передавати до 1 Гбіт/с у діапазоні 5,25 ГГц при ширині смуги до 128 МГц. Вони використовують гнучкі схеми модуляції, адаптивне управління каналами та розширені QAM-ансамблі.

Процес формування OFDM-сигналу зазвичай включає попереднє розбиття

поток даних на паралельні підпотоки, модуляцію кожної піднесійної та формування складного сигналу за допомогою ЗШПФ. Далі сигнал проходить цифро-аналогове перетворення, згладжується фільтрами низьких частот і подається на модулятор несучої. У результаті формується комплексний сигнал, готовий до передачі в ефір.

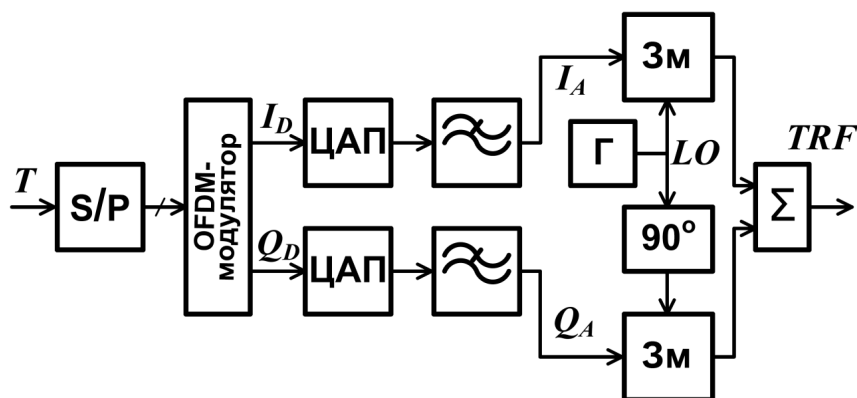


Рисунок 1.1 – Схема передавача сигналу OFDM

Сигнали I_A і Q_A надходять на входи балансних змішувачів (Зм), які управляються опорними сигналами, фазово зміщеними на 90° . Змішувальний елемент, відповідальний за генерацію загальномодового (in-phase) компонента сигналу TRE передавача, безпосередньо збуджується сигналом локального гетеродина (LO) від генератора Г. Для утворення квадратурної (Q) складової цього сигналу застосовується окремий змішувач, який керується сигналом LO після його обробки фазообертачем, що забезпечує фазовий зсув на 90° .

Частота гетеродина f_{LO} вибирається з умови

$$f_{RF} = f_{LO} + f_0, \quad (1.1)$$

Тут f_{RF} позначає радіочастоту, яка відповідає робочій частоті радіоканалу, а f_0 – носійну частоту OFDM-сигналу, що визначається як центральна частота спектра переданого сигналу.

У приймальному тракті системи OFDM (див. рис. 1.2) сигнал високої частоти R_{RF} , після його попереднього посилення та смугової фільтрації,

піддається зниженню частоти у симетричних (збалансованих) змішувачах (ЗМ). Ці змішувачі збуджуються сигналом локального гетеродина (LO), а також його фазово зміщеною на 90° копією. Для виділення сигналів із різницевою частотою, які мають нижчий спектральний діапазон, у тракт впроваджуються фільтри нижніх частот (ФНЧ).

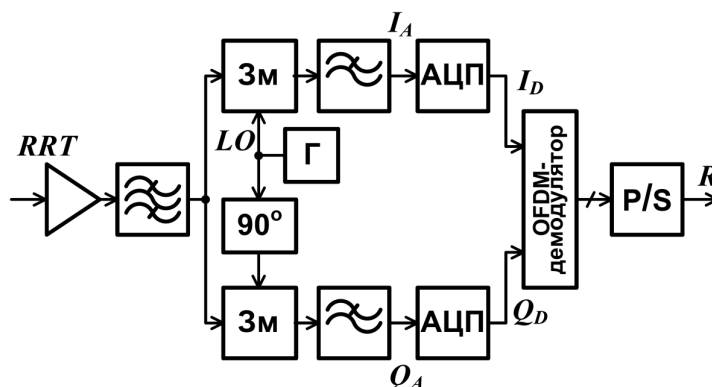


Рисунок 1.2 – Схема приймача OFDM

Вихідні сигнали фільтрів I_A і Q_A несуть інформацію про загальноамплітудні і квадратурні амплітуди прийнятого радіочастотного RRT сигналу і представляють реальну і уявну складові комплексних сигналів OFDM. Для демодуляції заданого аналогового сигналу за допомогою його компонентів його компоненти перетворюються в цифровий вигляд за допомогою двох аналого-цифрових перетворювачів (АЦП). Демодуляція цифрових сигналів складових I та Q здійснюється із застосуванням алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Вихідним результатом процесу демодуляції є паралельний код, кількість бітів якого визначається розмірністю ШПФ, який надалі конвертується у послідовний потік даних за допомогою мультиплексора типу паралельно-послідовно (P/S).

Однією з ключових проблем, що виникають у схемах прямого перетворення сигналів OFDM, є забезпечення точного фазового зсуву 90° між опорними сигналами I - та Q -каналів при роботі на частотах, які перевищують декілька сотень мегагерц [8]. Ці опорні сигнали формують керуючі впливи на збалансовані змішувачі, що відповідають за перетворення частоти переданих та

прийнятих радіосигналів. Нестача точності у підтриманні фази спричинює порушення ортогональності між синфазною (In-phase) та квадратурною (Quadrature) компонентами, що зумовлює виникнення міжкомпонентних спотворень при демодуляції. Зокрема, це проявляється через взаємний вплив дійсної та уявної частин комплексного OFDM-сигналу, що негативно впливає на якість відновлення інформації.

Додатковою проблемою є близькість частоти гетеродина f_{LO} до радіочастоти f_{RF} згідно з умовою (2), з огляду на те, що несуча частота OFDM сигналу f_0 значно нижча за стандартні радіочастотні діапазони. У процесі передачі сильний радіочастотний сигнал здатен взаємодіяти із сигналом гетеродина, погіршуючи спектральну чистоту несучої частоти, що негативно відбивається на параметрах системи. Аналогічно, у приймальному тракті слабкий прийнятий радіосигнал може піддаватися інтерференції зі сторони локального осцилятора, що сприймається як додатковий шум і призводить до звуження динамічного діапазону приймача.

Для мінімізації взаємного впливу RF та LO сигналів доцільно здійснювати вибір частоти гетеродина з умогою значної відмінності від радіочастоти. Проте при цьому необхідно зберегти високу точність фазових співвідношень між ортогональними опорними сигналами, які управляють змішувачами в передавачі і приймачі. Такий компроміс забезпечує ефективну роботу системи без суттєвих спотворень та втрат інформації.

Внаслідок цього частота підвищеного сигналу OFDM не співпадатиме безпосередньо з радіочастотою, а прийматиме проміжне значення, що потребує подальшого перетворення на другу проміжну частоту. У базовій реалізації цей процес поділяється на два етапи: на першому — несуча частота OFDM сигналу піднімається до проміжної частоти, тоді як прийнятий радіосигнал знижується до аналогічного проміжного рівня; на другому етапі — відбувається конверсія проміжної частоти у радіочастоту в передавачі та у носійну частоту OFDM-сигналу в приймачі. Така багатоступенева схема перетворення дозволяє оптимізувати якість сигналу та знизити вплив паразитних взаємодій.

2. АНАЛІЗ ТА СИНТЕЗ СТРУКТУРНОЇ ТА ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМ

2.1 Розробка структурної схеми

Структурна схема розробленого пристрою, представлена на рисунку 2.1, передбачає реалізацію двоступеневого перетворення частоти як у передавальній, так і в приймальній частинах системи [9]. Порівняно з одноступеневою схемою, описаною у попередньому розділі, двоступеневе перетворення частоти суттєво знижує взаємний вплив складових OFDM-сигналу, що призводить до зменшення рівня спотворень. Крім того, дана архітектура мінімізує вплив сигналу гетеродина на переданий радіосигнал, а також знижує негативний вплив прийнятого радіосигналу на локальний осцилятор, що сприяє підвищенню загальної якості прийому і передачі.



Рисунок 2.1 – Структурна схема приймача сигналу OFDM.

Передавач містить модулятор підносійних, квадратурний модулятор і радіочастотний (РЧ) тракт. Модулятор підносійних використовується для генерації реальних (TI) і уявних (TQ) компонентів комплексного сигналу OFDM у вигляді послідовності символів OFDM з проміжною частотою перетворюється в ТРЧ ВЧ сигнал в ВЧ тракті передавача.

Приймач містить радіочастотний (ВЧ) тракт, де частота радіосигналу RRF

понижується до значення проміжної частоти, демодулятора QAM, за допомогою якого проміжна частота перетворюється в носійну частоту прийнятого комплексного сигналу OFDM, і демодулятора підносійних, представленого реальним (RI) і уявним (RQ) компоненти комплексного сигналу OFDM. Результатом демодуляції є потік прийнятих даних R .

Гетеродинні частоти визначають залежності між носійною частотою сигналу OFDM, ПЧ і РЧ. У сучасних трансиверах замість гетеродинів застосовують синтезатор частот.

Для визначення основних параметрів розробленого трансивера були використані такі вихідні характеристики: робоча частота радіоканалу $f_{RF} = 5,25$ ГГц, смуга пропускання радіоканалу $\Delta f_{RF} = 128$ МГц, відносна тривалість захисного інтервалу (циклічного префікса) $q = 0,25$, а також час багатопроменевості радіоканалу $\tau = 0,05$ мкс.

Час багатопроменевості τ характеризує діапазон можливих часових затримок мультиплікатних копій переданого сигналу, що виникають унаслідок багатопроменевості розповсюдження в радіоканалі. Для ефективного уникнення міжсимвольних інтерференцій (ISI) тривалість захисного інтервалу повинна бути не меншою за час багатопроменевості, тобто $T_{CP} \geq \tau$.

$$T_g = k\tau, \quad (2.1)$$

де k – коефіцієнт запасу міцності, який вибирається з урахуванням статистичних характеристик розподілу ймовірностей випадкового часу затримки сигналу в радіоканалі. Приймаючи $k = 5$, визначаємо $T_g = 0,25$ мкс.

Активна (інформаційна) частина символу OFDM тривалістю T_u визначається на основі заданого значення відносної тривалості захисного інтервалу:

$$T_u = \frac{T_g}{g}. \quad (2.2)$$

Підставляючи в дану формулу значення g і T_g , отримаємо: $T_u = 1$ мкс. Тривалість символу сигналу OFDM визначається сумою тривалості його активної частини та захисного інтервалу: $T_s = T_u + T_g$; $T = 1,25$ мкс.

Тривалість символу OFDM (активна частина) визначає, в свою чергу, частотний рознос Δf підносійних сигналу OFDM від умови їх ортогональності:

$$\Delta f = \frac{1}{T_u}; \Delta f = 1 \text{ МГц.}$$

Отримане значення визначає мінімально можливу підносійну частоту: $f_{\min} = \Delta f = 1$ МГц. Максимально можлива частота $f_{\max}$ підносійної повинна бути кратна значенню $f_{\min} = \Delta f$ і при цьому не може перевищувати задане значення $\Delta f_{RF} = 128$ МГц. Максимальне число ортогональних підносійних, які можуть бути використані для позначення сигналу OFDM, визначається відношенням

$$N_c = \frac{f_{\max}}{\Delta f}, N_c = 128..$$

Швидкість, з якою передаються символи OFDM, визначається їх тривалістю: $R_s = \frac{1}{T_s}$, $R = 0,8 \cdot 10^6 \text{ с}^{-1}$. Величина швидкості передавання даних R_T залежить не лише від значення швидкості передавання символів, а від кількості M позицій квадратурної амплітудної маніпуляції (QAM), що використовуються для модуляції підносійних:

$$R_T = R_s N_c \log_2 M, \quad (2.3)$$

де $\log_2 M$ значення визначає кількість бітів інформації, що передається однією піднесійною кожного символу OFDM.

Результати розрахунків швидкості передачі даних R_T з використанням різних типів QAM зведені в таблицю 2.1.

Таблиця 2.1 – Результати розрахунків швидкості

M	4	16	64	256
$\log_2 M$	2	4	6	8
R_T , Мбіт	204,8	409,6	614,4	819,2

Кількість позицій, що використовуються при розрахунку швидкостей передавання даних, обмежена зверху значенням 265. Це пов'язано з тим, що вимога до каналу передачі відношення сигнал/шум (SNR) стає складною для виконання при використанні амплітудної маніпуляції з великою кількістю рівнів. Якщо, при $M = 512$ і параметрові частоти помилок символів, що не перевищує 10^{-3} , значення SNR має бути не меншим 40 дБ.

2.2 Розробка функціональної схеми

Функціональна схема розроблюваного пристрою показана на рис. 2.2. В передавальній частині складається з джерела потоку даних IN, яке перетворює в паралельний код за допомогою демультіплікаторів S/P. Число розрядів паралельного двійкового коду, що генерується демультіплексором, обчислюється за рахунок добутку кількості підносійних в символі OFDM і числа бітів, які застосовуються для QAM кожній піднесучій. Наприклад, якщо застосовувати 64-QAM для керування 64 підносійних модуляції повинен використовуватися код, який містить 384 елементи. Елементи паралельного коду перетворюються в символ OFDM за допомогою цифрового процесора IFFT Inverse Fast Transform. З метою мінімізації дії багатопроменевого поширення радіосигналу інформативну частину символу доповнено циклічною приставкою, яка, виконуючи роль інтервалу захисту, та не впливає на спектральні характеристики сигналу OFDM. При додаванні циклічного префіксу збільшується значення тривалості символів та відповідно, зменшується

швидкість їх передачі, але не збільшує ефективну ширину спектра сигналу OFDM і не вимагає розширення пропускну здатності радіоканалу.

Наслідком IFFT є отримання комплексних відліків активних частин символу OFDM, кількість N яких відповідає розмірності IFFT. Це число повинно обчислюватись відповідно до частоти дискретизації, яка задовольнятиме теоремі Котельникова, та значенню тривалості активної частини символу OFDM:

$$N = 2f_{\max}T_u. \quad (2.4)$$

З вказаної формули випливає, що при величинах $f_{\max}=128$ МГц і $T_u = 1$ мкс потрібно не менше 256-точкового IFFT, а частота дискретизації символу f_T повинна бути як мінімум удвічі вище, ніж $f_{\max}$. Вибравши мінімальне значення $f_T = 2f_{\max}$, визначаємо його значення: $f_T = 256$ МГц.

Алгоритм IFFT і додавання циклічного префікса до символу можуть бути реалізовані за допомогою одного і того ж цифрового процесора. Відліки символів OFDM представлені паралельним кодом перетворюється в два послідовних коди, які відповідають реальній і уявній частинам цих відліків, з метою перетворення їх в формат аналогового сигналу з використанням пари цифро-аналогових перетворювачів ЦАП. Значення тактової частоти ЦАП має складати $f_T = 256$ МГц.

Сигнали на виході ЦАП набувають квантованих і дискретних значень. Для перетворення їх в неперервні сигнали застосовують два відновлюючих (реконструюючих) фільтра низьких частот, частота зрізу повинна бути не менше $f_{\max}$. На входи балансних змішувачів надходять дані сигнали. Балансні змішувачі керуються сигналом гетеродина з частотою, яка ортогональна його копії, яка зміщена по фазі на 90° .

Синфазна і квадратурна складові сигналу з проміжною частотою f_{LO2}

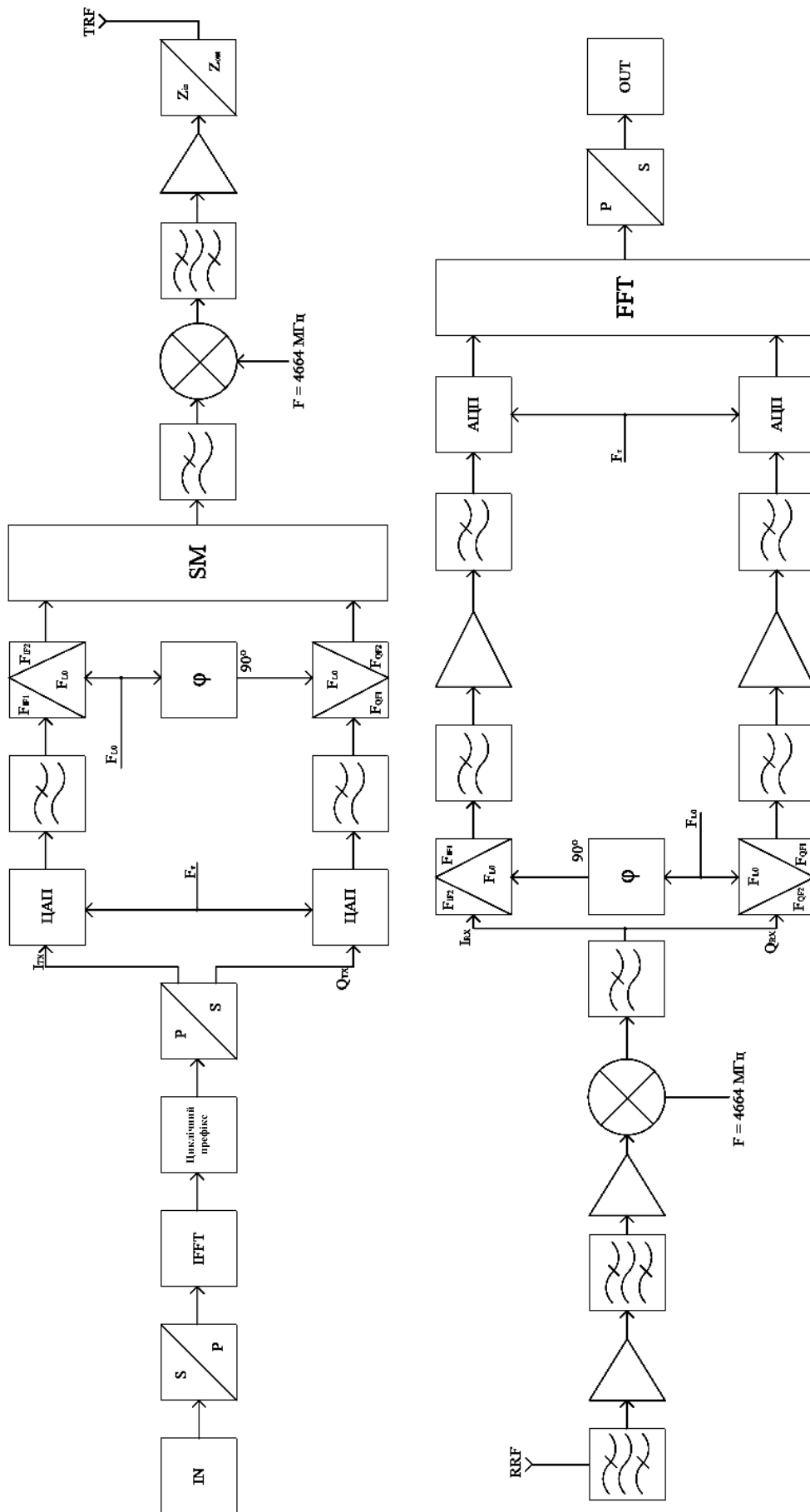


Рисунок 2.2 - Функціональна схема пристрою

Функціональна схема містить обидві частини приймально-передавального пристрою: приймач і передавач. Вхідний сигнал надходить до блоку зворотного швидкого перетворення Фур'є (IFFT), де здійснюється первинне формування підносійних компонент сигналу OFDM. На вході цифро-аналогового перетворювача (ЦАП) сигнал представлено у вигляді двох ортогональних складових — синфазної (I) та квадратурної (Q).

Зразки символів OFDM представляються у вигляді реальних (загальний режим) і уявних (квадратура) компонентів, перш ніж вони потрапляють на передавач аналогового сигналу пройшовши паралельно через два цифро-аналогові перетворювачі. Ресивер виконує зворотну обробку та відновлює вихідні символи. Основна властива перевага OFDM полягає в тому, що пропускну здатність однієї підносійної можна визначити незалежним чином. За умови, що смуга кожної підносійної є меншою за смугу когерентності радіоканалу, останній можна вважати квазістационарним або майже частотно-неваріативним у межах однієї підносійної. Таким чином, за умови, що смуга піднесучої не перевищує смугу когерентності, імпульсна характеристика каналу в її межах може вважатися практично незмінною (стаціонарною). Це спрощує моделювання та аналіз системи, дозволяючи застосовувати узагальнені параметри каналу до кожної піднесучої окремо [10].

Для початку знайдемо тривалість циклу приставки T_g

$$T_s = g \cdot 5 = 0,25 \text{ мкс} \quad (2.4)$$

Отримане значення використовується для обчислення тривалості T_u інтервалу інтегрування.

$$T_u = \frac{T_g}{g} = 1 \text{ мкс} \quad (2.5)$$

Враховуючи тривалість інтервалу інтегрування та довжину циклічного префікса, визначаємо загальну тривалість OFDM-символу T_S

$$T_S = T_g + T_u = 1,25 \text{ мкс} \quad (2.6)$$

Отримавши значення тривалості OFDM символу, можна переходити до розрахунку частотних параметрів. Спочатку знайдемо Δf – розніс частот підносійних.

Після визначення тривалості OFDM-символу переходимо до обчислення параметрів частоти системи. Спершу обчислюємо Δf — частотний рознос підносійних.

$$\Delta f = 1 / T_u = 10^6 = 1 \text{ МГц} \quad (2.7)$$

Величина F_{min} в даній роботі це частота Δf , а f_{max} дорівнює величині $\Delta F_S = 128 \text{ МГц}$

Після визначення частотних параметрів можна розрахувати величину швидкості передавання символу OFDM та власне сигналу.

Швидкість передачі символу OFDM визначається:

$$R_S = 1 / T_S = 0,8 \cdot 10^6 = 0,8, \text{ Мбіт/с} \quad (2.8)$$

Далі визначимо швидкість передачі, задавши кратне QAM-64, тоді коефіцієнт відображення m дорівнюватиме:

$$m = \log_2 M = \log_2 64 = 6 \quad (2.9)$$

Тоді швидкість передавання сигналу загалом R становитиме:

$$R = \frac{m \cdot N}{T_s} 614,4 \text{ Мб/с} \quad (2.10)$$

Відповідно, за рахунок збільшення числа рівнів OFDM N або кратності модуляції можна значно збільшити швидкість передачі інформації за допомогою системи OFDM

2.3 Дослідження розробленої структури у MATLAB

Системні параметри та конфігурація

Вся робота виконується в системі MATLAB. Користувач вводить необхідні значення, при цьому деякі параметри фіксуються або виводяться з введених користувачем даних. Доступні для введення дані:

- 1) Вхідний файл для системного тесту являє собою 8-бітне чорно-біле зображення (256 рівнів сірого) в бітовому форматі (bmp);
- 2) Значення ЗШПФ – значення змінної, яке встановлюється для двох блоків;
- 3) Кількість носіїв – не більше (значення ЗШПФ/2 – 2);
- 4) Цифрова модуляція – BPSK, QPSK, 16-PSK, 256-PSK;
- 5) Граничне значення потужності сигналу в дБ;
- 6) Співвідношення сигнал/шум у дБ

Кількість носійних не перевищує (значення ЗШПФ/2 - 2), так як число когерентних носійних можна порівняти з числом носійних і одним з ЗШПФ для постійного сигналу, а інший ЗШПФ для визначення значень частот Найквіста для поділу носійних і когерентних носійних. Всі введені дані перевіряються програмою і якщо їх не можна використовувати, програма видасть відповідну помилку. Приклад програми наведено на рисунку 2.3:

```
#####
#***** OFDM Simulation *****#
#####

source data filename: cat.bmp
Output file will be: cat_OFDM.bmp
IFFT size: 1200
IFFT size must be at least 8 and power of 2.
IFFT size: 1024
Number of carriers: 1000
Must NOT be greater than ("IFFT size"/2-2)
Number of carriers: 500
Modulation(1=BPSK, 2=QPSK, 4=16PSK, 8=256PSK): 3
Only 1, 2, 4, or 8 can be choosen
Modulation(1=BPSK, 2=QPSK, 4=16PSK, 8=256PSK): 4
Amplitude clipping introduced by communication channel (in dB): 6
```

Рисунок 2.3 - Екран програми з встановленими значеннями

Ця програма також визначає, як несучі та когерентні їм розподіляються за рівнями в ЗШПФ.

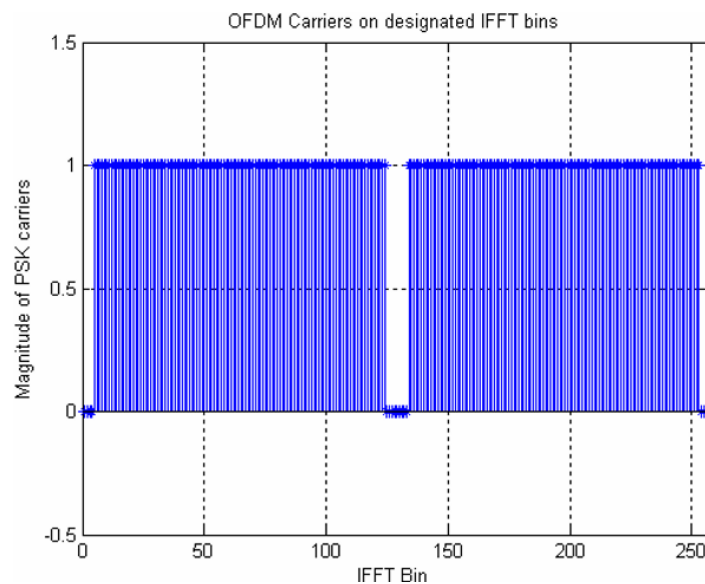


Рисунок 2.4 – Розподіл носіїв OFDM за рівнями ОВРФ

На малюнку 2.4 показаний приклад, що показує 120 носіїв і 120 когерентно розподілених по 256 рівнях ЗШПФ.

Вхідні та вихідні дані

Програма отримує вхідне зображення та формує тривимірну матрицю розмірності $h \times k \times w$, де h — висота зображення, w — ширина в пікселях, а k — кількість кольорових каналів.

Далі ця матриця переводиться в послідовний потік даних. Зразки символів OFDM подаються у вигляді реальних і уявних компонент.

Основна властива перевага OFDM полягає в тому, що пропускну здатність однієї підносійної можна визначити незалежно. До тих пір, поки пропускна здатність кожної підносійної менше пропускної здатності когерентності, канал можна вважати майже однорідним. Отже, імпульсна характеристика каналу в межах цього діапазону буде однотипною. Якщо припустити, що імпульсна характеристика відома для всіх піддіапазонів, то приймач в кожному з піддіапазонів можна регулювати по підсиленню і фазі для коректного відновлення символів.

Так як вхідне зображення завжди 8-бітне чорно-біле, то розмір слова буде визначатися співвідношенням 8 біт до розміру слова. Джерело буде перетворено у відповідний розмір переданого символу, щоб мати можливість вибрати тип цифрової модуляції. Це перетворення створює двійкову матрицю, в якій кожен стовпець представляє символ у своєму розмірі, в залежності від того, який вид модуляції був обраний користувачем. Потім ця матриця перетворюється в потік даних, наприклад, при виборі QPSK (4 біт/слово) потік даних 8 біт/слово буде представлений у вигляді [6, 12, 13] і пройде наступний процес, показаний на малюнку 2.5



Рисунок 2.5 – Процес перетворення 8-бітного слова в 4-розрядне

На виході приймача OFDM демодульовані дані повинні пройти процес зворотного перетворення, щоб повернутися до формату 8 біт на слово. Якщо приймач OFDM не може розподілити всі передані кадри зображення в правильні місця, щоб відтворити передане зображення, демодульовані дані можуть бути довшими або коротшими за передані дані. [2, 4, 0, 7, 11] можна прийняти за місце потрібних [2, 4, 0, 7, 11, 6]. Наприклад, якщо втрачено значення "11", то будуть прийняті тільки [2, 4, 0, 7] і тільки ці значення будуть використовуватися для відтворення вихідного зображення.

Вихідне зображення

Іноді вихідні дані OFDM-приймача можуть бути довшими, ніж передані дані, через наявність шумів у каналі зв'язку. У деяких випадках отримані дані можна стиснути так, щоб отримане зображення відповідало розмірам вихідного зображення.

У загальному випадку отримані дані матимуть меншу довжину, ніж вихідні дані. У цих випадках програма буде рахувати ціле число втрачених рядків, щоб зменшити h (висоту вихідного зображення). Аналогічний процес проводиться таким же чином для частково втрачених рядків, якщо такі є. Якщо один або кілька рядків будуть втрачені, програмне забезпечення повідомить, що розмір отриманого зображення не відповідає розміру вихідного зображення. Для частково втрачених серій програма сама доповнить їх, щоб вони відповідали тривалості інших серій.

Кожен з цих втрачених пікселів матиме такий самий рівень відтінків сірого, як і піксель вище. Це зробить часткову втрату рядків пікселів практично непомітною.

2.3.1 Передавач OFDM

Стандарт [1] для системи DVB-H передбачає три режими модуляції OFDM, які називаються режимами 2k, 4k і 8k, для кожного з яких передбачено 4 варіанти

інтервалів захисту, що дорівнюють $1/4$, $1/8$, $1/16$ і $1/32$ тривалості робочого інтервалу. Сумарна ширина спектра групового сигналу на всіх режимах модуляції становить 7,61 МГц для частотного каналу 8 МГц. Теоретичний спектр радіосигналу DVB-H показаний на рисунку 2.6.

Як правило, тракт приймача від входу антени до виходу вимагає ретельного проектування і часто опрацьований до дрібниць. Тракт передавача здається простішим, але в ньому також є елементи, які вимагають пильної уваги.

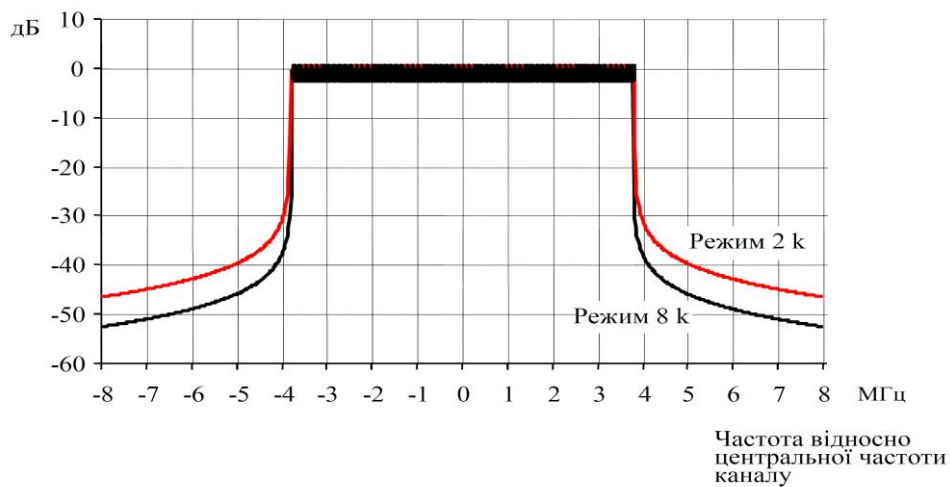


Рисунок 2.6 – Теоретичний спектр радіосигналу DVB-T (режими 2к і 8к).

Як і в ресивері, в якості підвищувального міксера застосовується мікрочіп HMC488MS8G. Він перетворює сигнал 583 МГц на радіочастотний сигнал 5,247 ГГц. Смуговий фільтр Murata Type DFCB35G25LANAA придушує непотрібну нижню бічну смугу, в той час як драйвер PA і сам PA підсилюють сигнал до необхідного рівня вихідної потужності. В якості драйвера використовується мікрочіп ERA-21SM виробництва фірми Mini Circuits. Трикаскадний інтегрований підсилювач з вбудованою схемою зміщення Максим типу MAX2841 володіє високим коефіцієнтом підсилення в 22 дБ. Для нього виробник випускає оціночну плату, яка містить мікросхему підсилювача і є зміщення і узгоджувальні кола. Чіп також має вбудований детектор переданої потужності, сигнал якого доступний користувачеві. У передових системах безпроводового зв'язку, особливо ті, які живляться від акумулятора, приділяється велике

значення, який режим підсилення та конструкція схеми підсилювача потужності буде обрана, так як на нього припадає найбільше споживання енергії серед інших аналогових пристроїв. Основним критерієм вибору класу підсилювачів є ККД, що розраховується за формулою:

$$\varepsilon = P_{OUT} / P_{SUPPLY} \quad (2.11)$$

врахування нелінійних параметрів при роботі транзисторів в режимі великого сигналу.

Якщо необхідно уникати паразитних продуктів інтермодуляції або позасмугових завад, які створюють паразитні сигнали в робочій смузі, слід вибрати такий режим роботи підсилювача, як лінійний. У випадку роботи передавача в нелінійному режимі відбувається виникнення нелінійних спотворень, які призводять до деградації форми сузір'їв (констеляційних діаграм) переданих сигналів. Це зумовлено генерацією гармонік і міжмодульними інтермодуляційними продуктами, які викликають зміщення та розпливання точок на сузір'ї, що знижує точність демодуляції і підвищує рівень помилок у прийнятому сигналі. Для виявлення ансамблю 256-QAM з символною похибкою 10^{-3} продукти інтермодуляції повинні бути на 30 дБ нижче бажаного рівня підносійної. Знаходження необхідного відношення потужності продуктів інтермодуляції, що генеруються в двочастотному режимі, до потужності продуктів інтермодуляції в багаточастотному режимі є нетривіальним завданням.

В одночастотних мережах сигнали, що надходять від різних станцій, можуть призводити до різних ефектів: або до підсилення загального сигналу, в такому випадку це корисно, або до помилок на приймальному кінці, в такому випадку сигнали від одночастотних призначень створюють завади.

У одночастотних мережах такі сигналами є ті сигнали, відносний час прибуття яких на точку припадає на заданий захисний інтервал. Інтервал захисту - це проміжок часу, протягом якого всі сигнали від мережових станцій

обробляються як корисні сигнали. Якщо сигнал від однієї з мережевих станцій виходить за межі інтервалу захисту, він буде оброблений приймачем як завада. Тривалість і часове положення захисного інтервалу залежить від конфігурації одночастотної мережі, зокрема від обраного типу синхронізації приймача, наприклад, на перший сигнал або на сигнал з максимальною потужністю.

Ще однією умовою відсутності завад в точці всередині мережі від одночастотних призначень є різниця рівнів сигналу на величину коефіцієнта захисту. Якщо на приймач надходять два сигнали з рівнями, що відрізняються за значенням коефіцієнта захисту, то в якості корисного сигналу буде оброблений тільки один з них, а інший, менший за рівнем, не створить ситуації завад.

Взаємне просторове розташування передавачів має визначальний вплив на ймовірність виникнення внутрішньомережевих завад. Зокрема, коли відстань між двома передавачами є меншою за відстань, яку електромагнітна хвиля проходить протягом тривалості захисного інтервалу, відносна затримка їхніх сигналів у точці прийому залишається меншою за цей інтервал. Це забезпечує умову, за якої приймач здатен розпізнати сигнали як корисні, оскільки їх часові накладки не призводять до інтерференції між символами. Така ситуація сприяє підтриманню ортогональності піднесучих у системах OFDM, що мінімізує вплив багатопроменевого розсіювання та міжсимвольних інтерференцій.

Проте, якщо відстань між передавачами перевищує вказану межу, затримки сигналів можуть стати більшими за захисний інтервал, що призводить до часткового перекриття символів і виникнення інтерференції. Це значно знижує якість прийому, збільшує ймовірність помилок у прийнятому потоці даних і вимагає застосування додаткових методів корекції помилок або адаптивних алгоритмів компенсації багатопроменевого розсіювання.

При додаванні в мережу третьої станції ситуація може змінитися і, наприклад, сигнал від однієї з них потрапить на приймальний кінець за заданий інтервал захисту, що призведе до внутрішньомережевих завад. В результаті сумарний сигнал на приймачі буде залежати від взаємного розташування всіх передавальних станцій, відносної затримки прийнятих сигналів і рівня їх енергії.

Відношення пікової потужності до середньої потужності для сигналів OFDM вимагає значно більшої кількості лінійної потужності від підсилювача, ніж це потрібно для сигналу з середньоквадратичною амплітудою. Це значення становить 25,2 дБ. Ця величина сильно обмежує потужність передавача. Через те, що значна частина інтермодуляційних продуктів спектрально накладається на корисні піднесучі сигнали, пряме вимірювання їх потужності в цих частотних ділянках ускладнене або неможливе. Однак, виходячи з припущення, що потужність інтермодуляційного продукту на першій невикористовуваний піднесучій є приблизно еквівалентною до потужності аналогічних продуктів у робочій смузі, можливе непряме визначення рівня інтермодуляційних спотворень. Для цього під час передачі окремого OFDM символу здійснюють спектральний аналіз сигналу на виході передавача з акцентом на спектральні компоненти в зоні невикористовуваних піднесучих. Отримані дані дозволяють кількісно оцінити інтермодуляційні завади, що сприяє більш точному аналізу якості сигналу та розробці заходів для їхнього зниження. Потім вихідна потужність підсилювача може бути збільшена до тих пір, поки продукт інтермодуляції не досягне потужності 30 дБ щодо потрібного тону, і це значення може бути введено в специфікацію.

Інтервали захисту кадрів

Основою передавача OFDM є модулятор, який генерує вхід покадрово. Усі дані розбиваються на кадри залежно від кількості символів, що передаються за кадр до оператора. Вимога до довжини інтервалу захисту визначає число коливань несучої системи OFDM. Необхідна довжина інтервалу захисту залежить від відстані між передавачами одночастотної мережі, або від затримки природних відлунь у разі традиційно планованої мережі. Для того щоб досягти максимальної швидкості передачі інформації, інтервал захисту повинен бути нижче $1/4$ часу корисного характеру, і звичайно ж бути максимально коротким. Це обмежує загальну кількість символів у кадрі, яка визначається певним

інтервалом. Хоча в загальному випадку кількість носійних не більше 1000, а це означає, що значення символів кадру h_a не перевищить 10000. Якщо навмисно перевищити ці значення, то є ймовірність некоректної роботи MATLAB. Якщо загальна кількість символів у потоці даних менша за загальну кількість символів у кадрі, то інформація не буде розбита на кадри, а буде модулюватися все за один цикл.

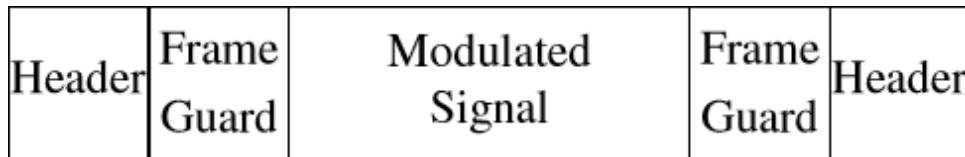


Рисунок 2.7 – Модульований сигнал (рамка сигналу)

Як показано на рисунку 2.7, навіть якщо потік не надто великий для кадрів, на початку та в кінці модульованого сигналу будуть додані інтервали охорони, навіть якщо їх значення дорівнює 0. Це робиться для того, щоб спростити процес отримання інформації, тобто розпізнати початок і кінець переданого сигналу.

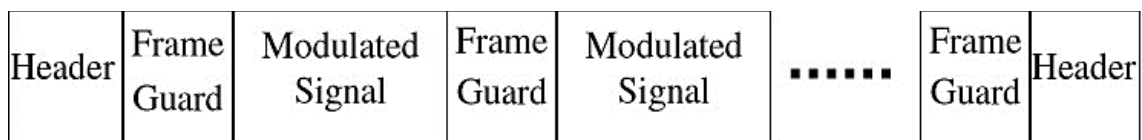


Рисунок 2.8 – Модульований сигнал (кадр сигналу)

Як показано на рисунку 2.8, для сигналів з кратним числом кадрів між будь-якими двома сусідніми кадрами вставляються захисні інтервали, а на початку і в кінці потрібного сигналу додається заголовок кадру.

Заголовки відповідають максимальному значенню потужності синусоїдального сигналу в модульованому сигналі.

2.3.2 Модулятор OFDM

Зробимо первинний розрахунок модулятора. Для цього уявімо, як модулюється сигнал OFDM без урахування ЗШПФ. Уявімо первинний квадратурний сигнал OFDM у вигляді комплексного сигналу:

$$S_0(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos(2\pi knT / \tau) + j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin(2\pi knT / \tau), \quad (2.12)$$

$$I_0(t) = I_0(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos(2\pi knT / \tau). \quad (5.11)$$

Де формула 5.3 є синфазна компонента первинного сигналу OFDM, а

$$Q_0(t) = Q_0(nT) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin(2\pi knT / \tau). \quad (2.13)$$

Формула 2.5 – квадратурна складова первинного сигналу OFDM, де N – кількість усіх носійних частот первинного сигналу OFDM; інтервал дискретизації – $T = 1/F_d$; $C_k(nT)$ – комплексний модулюючий символ k -ї несучої частоти первинного сигналу OFDM; τ – тривалість комплексного модулюючого символу; n – номер дискретної вибірки сигналу; j – уявна одиниця.

Представимо проміжний квадратурний сигнал OFDM у вигляді комплексного сигналу:

$$S_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi F_1(M-1))\right] - j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi F_1(M-1))\right], \quad (2.14)$$

де M – число всіх носійних частот в даному сигналі;

В якості інвертованого спектра цього складного сигналу проміжний квадратурний сигнал OFDM може бути представлений у вигляді:

$$S_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \cos\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi F_1(M-1))\right] + \quad (2.15)$$

$$+ j \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \sin\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi F_1(M-1))\right],$$

Представимо проміжний квадратурний сигнал OFDM у вигляді комплексного сигналу:

$$S_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \cos\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi F_1(M-1))\right] + \quad (2.16)$$

$$+ j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi F_1(M-1))\right],$$

У вигляді інвертованого спектра цього комплексного сигналу проміжний квадратурний сигнал OFDM можна представити у вигляді

$$S_0\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{N-1-k}(nT) \cos\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi f_1(M-1))\right] - \quad (2.17)$$

$$- j \sum_{k=0}^{N-1} C_k(nT) \sin\left[2\pi(k-m)n / (\tau 2\pi f_1(M-1))\right],$$

Сигнал, описаний виразами (2.16) і (2.17), може бути представлений у вигляді суми наступних двох сигналів OFDM (вирази 2.18 і 2.19):

$$S_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{m-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \cos\left[2\pi kn / (\tau 2\pi f_1(M-1))\right] - \quad (2.18)$$

$$- j \sum_{k=0}^{N-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \sin\left[2\pi kn / (\tau 2\pi f_1(M-1))\right],$$

$$S_2\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \cos[2\pi kn / (\tau 2\pi f_1(M-1))] -$$

$$- j \sum_{k=0}^{N-1} C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \sin[2\pi kn / (\tau 2\pi f_1(M-1))], \quad (2.19)$$

Сигнал, описаний виразами (2.19) і (2.20), можна представити у вигляді суми двох сигналів OFDM (рис. 2.21 і 2.22):

$$S_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{m-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] +$$

$$+ j \sum_{k=0}^{N-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))], \quad (2.21)$$

$$S_2\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \cos[2\pi kn / (\tau 2\pi f_1(M-1))] -$$

$$- j \sum_{k=0}^{N-m-1} C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \sin[2\pi kn / (\tau 2\pi f_1(M-1))], \quad (2.22)$$

Нульова несуча частота в проміжному квадратурному сигналі OFDM відповідає частоті F_{Ck} в первинному квадратурному сигналі OFDM, модулюється тільки в одній частині цього сигналу, тільки в сигналі S_1 або тільки в сигналі S_2 , а в іншій частині вона нульова не модулюється.

Кількість всіх носійних у проміжному сигналі OFDM визначається як $M \geq N/2 + 1$ (N – парне) або $M \geq (N-1)/2 + 1$ (N – непарне), а частота дискретизації як $F_{ДЛ} = 1/T_L \geq 2(M-1)f_1$; в окремому випадку число немодульованих крайових носійних в первинному сигналі OFDM може бути проігноровано. За рахунок більш низької частоти дискретизації ми отримуємо меншу кількість обчислень за одиницю часу.

Запишемо проміжний квадратурний сигнал OFDM у вигляді суми виразів (2.8) і (2.9):

$$S_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{m-1} \left\{ C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \right\} \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] - \quad (2.23)$$

$$- j \sum_{k=0}^{m-1} \left\{ -C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \right\} \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))],$$

Запишемо проміжний квадратурний сигнал OFDM у вигляді суми виразів (5.9) і (5.10):

$$S_1\left(\frac{n}{2f_1(M-1)}\right) = \sum_{k=0}^{m-1} \left\{ C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \right\} \cos[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))] + \quad (2.24)$$

$$+ j \sum_{k=0}^{m-1} \left\{ -C_{k+m} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] + C_{m-k} \left[\frac{n}{2f_1(M-1)} \right] \right\} \sin[2\pi kn / (\tau 2f_1(M-1))],$$

Вирази (2.23) і (2.24) дозволяють припустити, що можна отримати проміжний квадратурний сигнал OFDM шляхом зміни вхідного сигналу для процедури OFDM.

Число обчислень при ЗДПФ за правилом N^2 або при ЗШПФ за правилом $N \log_2 N$ для (2.20) - (2.21) зменшується в порівнянні з формуванням первинного сигналу OFDM.

Комплексний модулюючий символ k -ї несучої частоти сигналу OFDM може бути записаний у вигляді:

$$C_k(nT) = I_k(nT) + jQ_k(nT) \quad (2.25)$$

де $I_k(nT)$ – синфазна складова k -го модулюючого символу несучої частоти сигналу OFDM; $Q_k(nT)$ – квадратурна складова модулюючого символу k -ї несучої частоти сигналу OFDM. Ці компоненти зазвичай визначаються сузір'ями фазової маніпуляції або квадратурної амплітудної модуляції [8], або ДПФ для сигналів OFDM [5, 7]. Вхідний сигнал першого модулятора OFDM являє собою набір таких складових для кожної несучої частоти сигналу OFDM. Таким чином,

для формування проміжного сигналу OFDM за виразом (2.11) необхідно отримати вхідний сигнал, що складається з наступних сигналів:

$$I_{k+m}(nT_1) + I_{m-k}(nT_1), \quad (2.26)$$

$$Q_{k+m}(nT_1) + Q_{m-k}(nT_1), \quad (2.27)$$

$$-I_{k+m}(nT_1) + I_{m-k}(nT_1), \quad (2.28)$$

$$-Q_{k+m}(nT_1) + Q_{m-k}(nT_1).. \quad (2.29)$$

Для формування проміжного сигналу OFDM за виразом (2.29) необхідно отримати вхідний сигнал, що складається з наступних сигналів:

$$I_{k+m}(nT_1) + I_{m-k}(nT_1),$$

$$Q_{k+m}(nT_1) + Q_{m-k}(nT_1),$$

$$I_{k+m}(nT_1) - I_{m-k}(nT_1), \quad (2.30)$$

$$Q_{k+m}(nT_1) - Q_{m-k}(nT_1),, \quad (2.31)$$

При відсутності комплексного модулюючого символу із заданим індексом при наявності модульованої ортогональної несучої частоти сигналу OFDM цей символ приймається рівним нулю. При відсутності ортогональної несучої частоти сигналу OFDM для комплексного модулюючого символу з відповідним індексом цей символ вважається відсутнім.

У процесі модуляції даних модулятор додає нулі в кінець потоку, щоб дані, що надсилаються, могли виглядати як 2D-матриця. Припустимо, у кадрі 11530 символів, тоді вони будуть передані як 400 носіїв і 30 символів на носій.

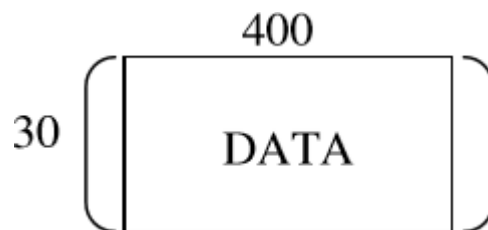


Рисунок 2.9 – Приклад комірки з даними

470 символів будуть автоматично додані для формування потоку даних матриці 30×400 , як показано на рис. 2.9. У кожному стовпці буде відображатися кожна носійна, а в кожному рядку – символ.

Для того щоб система була повною, на платі повинен бути розміщений тактовий синтезатор для перетворювачів даних. Кварцевий генератор з частотою 128 МГц, що подає тактові сигнали на ЦАП і АЦП (через помножувач частоти на два), а також FPGA. Схеми FPGA, як найбільш чутливі до шумів і вимагають для синхронізації цифрового сигналу дуже чистого хроніки 128 МГц, змушують розміщувати джерело цього сигналу на одній платі з ними. Максимально допустимий джитер, який є функцією роздільної здатності ЦАП і вхідної частоти. На додаток до відсутності швидкого джитеру, тактовий сигнал також повинен бути вільним від будь-яких паразитних частот, розташованих поблизу частоти 128 МГц, які можуть бути індуковані в результаті того, що цей сигнал пов'язаний з даними на вході ЦАП. Більш того, ці паразитні продукти можуть надходити безпосередньо на аналоговий вихід ЦАП. Рівень паразитних компонентів в тактовому сигналі може бути знижений шляхом ретельного компонування плати і використання диференціальних ліній передачі.

Крім тактового джитеру, потрібно ретельно контролювати перекид тактової частоти між компонентами I і Q, щоб не допустити дисбалансу I і Q.

За рахунок використання мікросхем здвоєних ЦАП і АЦП таку асиметрію можна запобігти, але таких чіпів для швидкостей до 256 Мсимв/с поки що немає.

Тому проблему дисбалансу тактового сигналу ми вирішимо за рахунок грамотного компонування плати. Наприклад, довжина провідників між кожною парою портів ЦАП і АЦП повинна бути однаковою.

Диференціальна фазова маніпуляція

При диференціальному кодуванні, тобто двофазному полярному самосинхронізуючому кодуванні (рисунк 5.8), рівень переданого сигналу може змінюватися двічі протягом розрядного інтервалу (час передачі одного біта).

Нуль кодується шляхом включення наявності різниці потенціалів на початку циклу, а логічна одиниця кодується відсутністю різниці. В середині такту відбувається зміна рівня, це робиться для поліпшення синхронізації. Виходить, що при передачі нуля на початку розрядного інтервалу є різниця рівнів, а при передачі одиниці такої різниці, як на малюнку 2.10, немає.

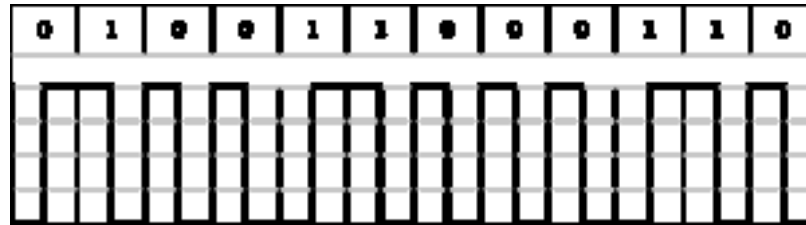


Рисунок 2.10 – Диференціальне кодування

Перед тим як виконати диференціальне кодування для кожної носіної (стовпець матриці), до матриці додається додатковий ряд довідкових даних. Модулятор створює серію випадкових цифр з певним інтервалом символів (в залежності від типу модуляції, який вибирає користувач) і додає її в верхню частину матриці.

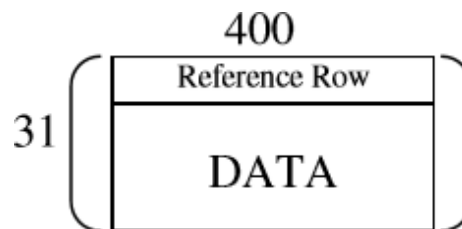


Рисунок 2.11 – Приклад комірки даних з кількістю довідкових даних

Як показано на рис. 2.11, матриця 31 x 400 виходить шляхом додавання шару довідникових даних. Для кожного стовпця, починаючи з другого рядка, значення змінюють з метою збереження суми чисел в попередньому ряду i , відповідно, в своєму. На рис. 2.12 показано, як виконується ця операція для квадратурної фазової маніпуляції, в якій (розмір символу = $2^2 = 4$)

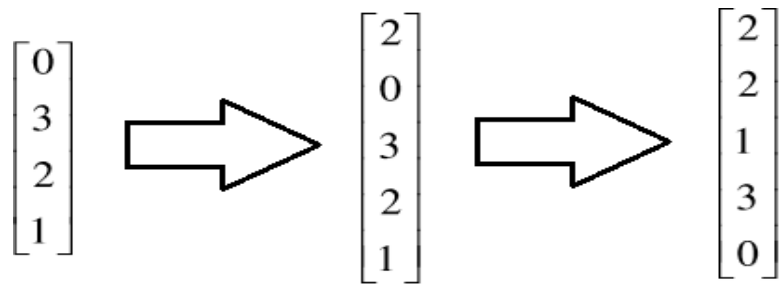


Рисунок 2.12 – Приклад виконання операції зберігання суми чисел в процесі модуляції

Кожен символ в диференціальній матриці переводиться в призначене йому значення фази (від 0 до 360 градусів). Приклад такого перетворення наведено на рис. 2.13 нижче.

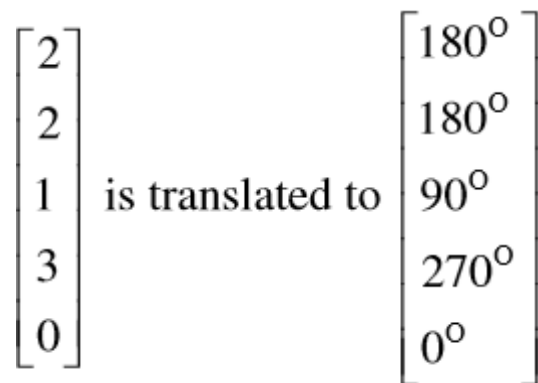


Рисунок 2.13 – Присвоєння значень фаз до значень матриці

Модулятор створює матрицю для диференціальної фазової маніпуляції, заповнену комплексними числами однакових фаз і матриць з трансльованих фаз і амплітуд. Потім ці комплексні числа перетворюються у форму прямокутних чисел (є добутком двох послідовних чисел $n(n+1)$) для подальших дій.

ЗШПФ: Спектральне розділення періодів сигналу

На рис. 2.14 показано, як матриця перетворюється в формат ЗШПФ (наприклад, розмір ЗШПФ = 1024) і стає матрицею ЗШПФ 31 x 1024.

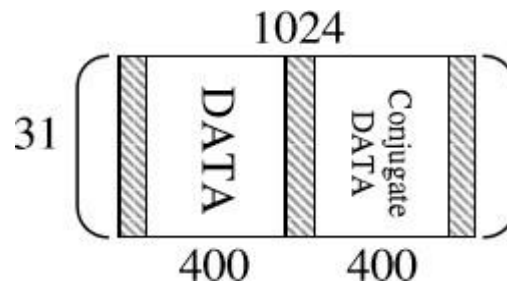


Рисунок 2.14 – Матриця перед ЗШПФ

Так як стовпці в матриці ДПФ представляють їх значення носійних, то вони вводяться в матрицю ОВРФ у відповідних місцях. Їх спряжені значення вводяться місця в залежності від їх спряжених носіїв. Всі інші стовпці в матриці ЗШПФ дорівнюють нулю. Для подальшої передачі даних виконується зворотне швидке перетворення Фур'є.

Додавання періодичних захисних інтервалів

Це точна копія останніх 25% кожного символу (рядків у матриці), доданих на початку.

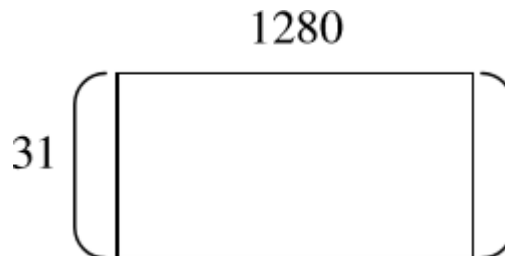


Рисунок 2.15 Матриця захисних інтервалів

Як показано на рис. 2.15, матриця розширюється до 1280. Цей періодичний захисний інтервал допомагає приймачу синхронізувати отримані дані під час демодуляції кожного символного періоду прийнятого сигналу. В результаті ця матриця має вигляд модульованої матриці. При перетворенні такої матриці в послідовний вигляд створюється модульований сигнал, який несе єдиний кадр даних.

2.3.3 Канал зв'язку

У системах з OFDM канал використовує частотну селективність, щоб дозволити обробляти кожен з піддіапазонів каналу окремо і окремо долати всі впливи, викликані багатопроменевим поширенням в ньому. У майбутньому частотна селективність буде використовуватися для адаптації кількості бітів, що завантажуються в бункер (бункер) в залежності від співвідношення сигнал/шум (SNR), що відповідає бункеру. Сузір'я 256-QAM і 64-QAM можуть використовуватися для передачі даних по високоякісних каналах, в той час як 16-QAM і 4-QAM (QPSK) можуть використовуватися на каналах низької якості, схильних до глибокого згасання. Припускаючи, що можна виміряти SNR для кожного символу, швидкість передачі даних можна налаштувати відповідно до якості бездротового каналу, щоб максимізувати його пропускну здатність. Концепція адаптивної модуляції експлуатувалася і в минулому, але тільки в моделюванні. Канал реалізований за допомогою коаксіального кабелю опором 50 Ом. Програма дозволяє визначити значення рівнів сигналу на вході і виході каналу зв'язку. Більш того, середовище дозволяє вимірювати ще й швидкість передачі даних по каналу зв'язку, див. рис.2.16

```
Summary of the OFDM transmission and channel modeling:
Peak to RMS power ratio at entrance of channel is: 14.893027 dB
Peak to RMS power ratio at exit of channel is: 11.502826 dB
#***** OFDM data transmitted in 5.277037 seconds *****#
```

Рисунок 2.16 – Екран програми з рівнями сигналу

Шум зв'язку генерується додаванням адитивного білого шуму Гауса, який визначається (2.32)

$$\sigma = \sqrt{\frac{\text{Дисперсія модульованого сигналу}}{\text{Лінійна помилка} \frac{\text{сигнал}}{\text{шум}}}}, \quad (2.32)$$

Це означає, що нуль і стандартне зменшення значення в корені еквівалентно зміні відношення сигналу похибки сигнал/шум, значення буде визначатися в дБ і відображатися на екран.

2.3.4 Приймач OFDM

Чутливість приймача в основному визначається його кількома вхідними каскадами. Навіть якщо дзеркальний канал повністю придушений, сигнал на виході приймача завжди буде містити деякий шум смуги пропускання. Наявність цього шуму при низькому рівні прийнятого сигналу може значно знизити SNR. Вхідний шум приймача визначається виразом:

$$P_{noise} = P_{RS} + 10 \log B \quad (2.33)$$

де P_{RS} - спектральна щільність потужності теплового шуму, що відгалужується на вхід приймача від шуму, що випромінюється на внутрішньому опорі джерела сигналу, а B - смуга пропускання сигналу.

$$P_{RS} = \frac{4kTR_s}{4} \cdot \frac{1}{R_{in}} = -174 \quad (2.34)$$

де $T = 300 \text{ K}$ і $P_S = R_{in}$.

Отже, потужність шуму в діапазоні 128 МГц дорівнює -174 дБ/м. Однак відношення сигнал/шум на вході цифрової частини приймача має бути більшим, ніж P_{RS}/P_{noise} , оскільки приймач додає власний шум. Величина, на яку SNR додатково деградує приймачем, визначається показником шуму (NF), який виражається в дБ. Показник шуму розраховується за формулою:

$$NF = 10 \lg \frac{SNR_{IN}}{SNR_{OUT}} \quad (2.35)$$

Показник шуму показує, наскільки погіршується SNR на виході приймача щодо його входу. Якщо необхідно отримати $SNR = 30$ дБ на виході приймача (до демодулятора), то мінімальний рівень потужності прийнятого сигналу на виході приймача можна розрахувати за формулою:

$$P_{IN} = -93 + 30 + NF_{TOTAL} \quad (2.36)$$

Оскільки смуга шуму дуже велика, високу чутливість приймача важко отримати, а $P_{in \min}$ не такий, як у трансиверів 802.11a, який становить менше -70 дБ/м.

Сумарний показник шуму ресивера залежить від шуму кожного його каскаду наступним чином:

$$F_{TOTAL} = 1 + (F_1 - 1) + \frac{F_2 - 1}{A_1} + \dots + \frac{F_m - 1}{A_1 \dots A_{m-1}} \quad (2.37)$$

де F - показник шуму (не логарифмічне значення) для кожного з ступенів 1, 2, 3..., а A - їх коефіцієнт підсилення (також не логарифмічне значення).

Показник шуму останнього каскаду вносить невеликий внесок у загальний показник шуму, якщо попередні каскади мають досить високий коефіцієнт підсилення. Ось чому підсилювач з низьким рівнем шуму (LNA) повинен бути розміщений якомога ближче до входу ресивера.

Для того щоб компенсувати втрати на перетворення в пасивному змішувачі, необхідно доповнити тракт приймача до змішувача ще одним підсилювачем. В іншому випадку показник шуму приймача збільшиться за рахунок шуму мікшера (який приблизно дорівнює його втратам при перетворенні). Потрібна ще одна LNA. Однак збільшення коефіцієнта

підсилення призводить до появи помітних інтермодуляційних спотворень, в тому числі і за рахунок сигналів, що знаходяться за межами смуги пропускання, але можуть викликати появу блукаючих продуктів в смузі. Щоб цього уникнути, на вході ресивера встановлений керамічний фільтр Murata. Після першого LNA є ще один фільтр Murata з великим бар'єром. Далі йде друга LNA.

Розпізнавання кадрів OFDM

Прийом сигналу з різною тривалістю виконується розпізнавачем кадрів з метою визначення початку та кінця. Тільки для першого кадру довжина сигналу трохи більша, ніж для інших. Обрана порція сигналів перетворюється в більш короткий дискретний сигнал з частотою дискретизації, що визначається системою автоматично. Розпізнавач збирає передані дані і зчитує 10% від суми чисел у кадрі, потім визначає корисну частину сигнального кадру.

Індикатор стану демодуляції

Як вже говорилося раніше, прийнятий сигнал OFDM зазвичай модулюється покадрово. Приймач OFDM показує прогрес і те, наскільки швидко модулюються кадри. Однак загальна кількість прийнятих кадрів може сильно варіюватися в залежності від обсягу інформації, що передається через систему OFDM. Тому кількість обчислень у програмі в системі MATLAB обмежена, адже якщо виконати всі обчислення та вивести на дисплей статус кожного кадру, то програма буде обчислювати їх дуже довго.

2.3.5 Демодулятор OFDM

Як і будь-який демодулятор OFDM, демодулятор являє собою зворотний процес модулятора OFDM. І так само, як модулятор OFDM, демодулятор демодулює отримані дані покадрово. Першим процесом, який виконує цей

пристрій, є видалення періодичного часового захисту в кадрі. З рис 2.17 видно, що після перетворення кадрів сигналу дискретного часу з лінійного формату в паралельні формати тривалість всіх символних періодів зменшиться на 25% від усіх рядів.

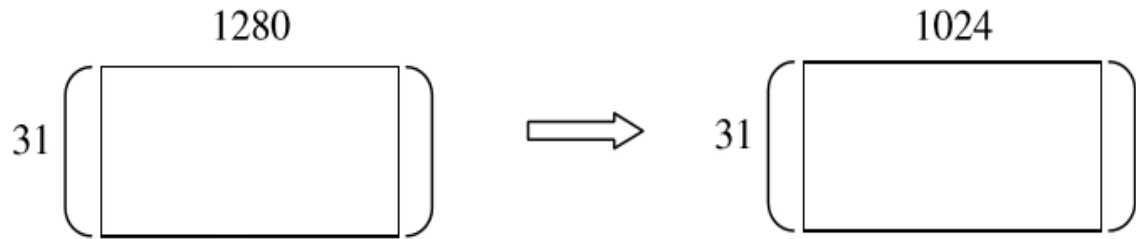


Рисунок 2.17 – Зняття інтервалу між захисними кожухами

Швидке перетворення Фур'є

Швидке перетворення Фур'є (ШПФ) є оберненим процесом блоку ЗШПФ в модуляторі сигналу. Як показано на рис. 2.18, стовпці в кожному значенні носія витягуються з матриці для зберігання значення комплексної матриці отриманої інформації.

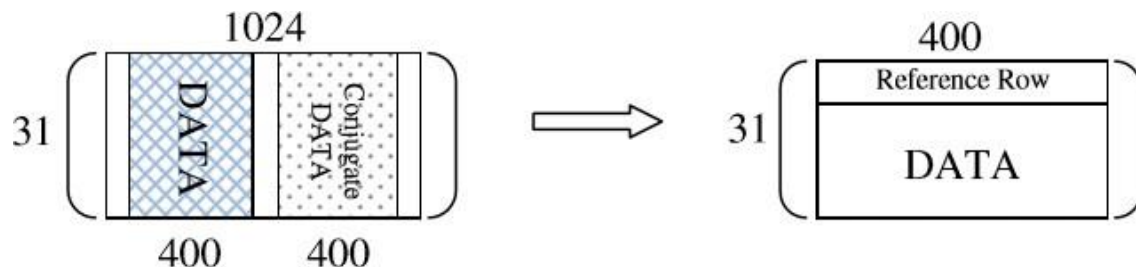


Рисунок 2.18 – ШПФ для фрейму даних

Демодуляція диференціальної фазової маніпуляції

Фаза кожного елемента в складній матриці перетворюється від 0 до 360 градусів і перетворюється в значення в залежності від довжини символу. Переведені значення утворюють нову матрицю. Операція диференціації виконується в новій матриці для демодуляції даних. Приклад такого процесу видалення показаний на малюнку 2.19

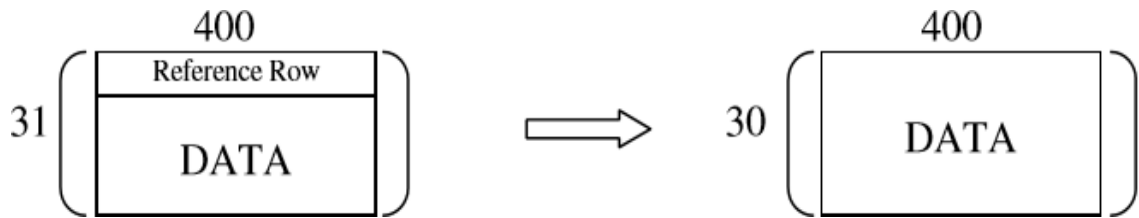


Рисунок 2.19 – Видалення ряду довідкових даних

Ця операція по суті обчислює різницю між кожними двома сусідніми символами в стовпцях матриці. Як показано на рисунку вище, під час цієї операції видаляється рядок довідкової інформації. І, нарешті, завершується перебудова з паралельного в лінійний формат і будується демодульований потік даних.

2.3.6 Розрахунок похибок передачі.

Втрата даних:

Під час передачі даних одна або кілька серій можуть бути втрачені в процесі передачі даних. У таких випадках програма покаже обсяг втрачених даних, а також кількість переданих даних, а також відсоток втрати даних.

Частота бітових помилок:

Коефіцієнт бітових помилок (BER). За визначенням, BER – це відношення кількості помилково отриманих бітів до загальної кількості отриманих бітів. Його значення статистично коливається навколо значення середнього показника похибки протягом тривалого періоду часу. Різниця між безпосередньо виміряною похибкою і довгостроковим середнім значенням залежить від кількості бітів, що контролюються, а отже, і від тривалості вимірювання. Часова база формується за допомогою двох основних методів. Згідно з першим з них на приймальному кінці встановлюється фіксоване число спостережуваних бітів і записується відповідне число бітів з помилками.

Наприклад, якщо число помилково отриманих бітів дорівнює 20, а зазначене загальне число отриманих бітів дорівнює 10^6 , то частота помилок

становить $20/10^6 = 20 \times 10^{-6} = 2 \times 10^{-5}$. Перевага цього підходу полягає в тому, що час вимірювання точно відоме, а недоліком є те, що надійність вимірювання низька при малій кількості похибок. Згідно з другим методом, час вимірювання визначається заданим числом похибок. до тих пір, поки не буде зафіксовано 100 помилок. Потім частота помилок обчислюється на основі відповідної кількості бітів даних.

Його недолік полягає в тому, що невідомий час вимірювання, який може бути дуже тривалим при малих коефіцієнтах похибки. Крім того, не виключено, що бітовий лічильник даних заповниться повністю і вимірювання припиняться. Тому цей метод використовується рідко.

В процесі демодульовані дані порівнюються з вихідними, щоб знайти загальну кількість помилок. Розділивши загальну кількість помилок на кількість демодульованих символів, отримаємо графік частоти розрядних помилок.

Похибки фаз:

У процесі демодуляції OFDM отримана фазова матриця зберігається системою для визначення середнього числа помилок фаз, які визначаються різницею між прийнятою фазою і трансльованою фазою для кожного відповідного символу перед передачею.

Відсоток помилок пікселів у прийнятому зображенні:

Всі попередні розрахунки базуються на символах OFDM. У цьому випадку цей процес виконується самим середовищем MATLAB і виводиться на екран, рисунок 2.20, порівнюючи отримане зображення з вихідним попіксельно за пікселем.

```
#***** Summary of Errors *****#
Data loss in this communication = 0.125000% (1200 out of 960000)
Total number of errors = 1174 (out of 958800)
Bit Error Rate (BER) = 0.122445%
Average Phase Error = 1.877366 (degree)
Percent error of pixels of the received image = 0.257708%
```

Рисунок 2.20 – Екран програми розрахунку відсотка похибки

Всі помилки відображаються в кінці роботи програми. У прикладі на рис. 5.19 зображення розміром 800 на 600 передається понад 400 носійних за

допомогою об'єму ЗШПФ 1024 по каналу зв'язку з обмеженням переданого сигналу 5 дБ і співвідношенням сигнал/шум 30 дБ.

ЦАП і АЦП

Через кожні 1 мксек інтервал часу в IFDT генерується новий символ OFDM. Цей символ представляє 128 відліків. Оскільки компонент сигналу найвищої частоти має частоту 64 МГц, система працює в межах частоти Найквіста. Для реалізації фільтра дзеркальної частоти і зворотного фільтра (фільтри низьких частот), які встановлюються відповідно до і після ЦАП і АЦП, символи послідовності OFDM квантуються з подвоєною швидкістю квантування перетворювачів даних (MSPS) 256 Мсимв/с. У нашому варіанті квантування досягається шляхом заповнення 128 відсіків, що відповідають позитивним і негативним частотам в діапазоні від 65 МГц до 128 МГц, в результаті чого виходить 256-точкове перетворення Фур'є (IFFT). У зв'язку з високим відношенням пікової потужності до середньої і відповідно великим динамічним діапазоном в 55 дБ, число біт, необхідне для ЦАП і АЦП, досягає великих значень, які визначаються з виразу (2.38):

$$SNR = 6.02(B - 1) + 10.8 - 20 \log \frac{X_m}{\sigma_x} \quad (2.38)$$

де B – кількість бітів, X_m – половина від загального розмаху напруг, $\sigma_x = 0,707X_m$ – ефективне значення амплітуди сигналу, а значення SNR – нижня межа динамічного діапазону сигналу (зауважимо, що PAPR завжди розраховується з урахуванням SNR , а $\sigma_x = 0,707X_m$ – ефективне значення для повної синусоїди).

Найменше значення B , обчислене за формулою, дорівнює 10.

Наявні у продажу конвертери даних з відповідними параметрами з'явилися зовсім недавно.

Як підкреслювалося раніше, значення PAPR було обмежено 10 дБ в першу чергу для того, щоб отримати прийнятну вихідну потужність. У зв'язку з цим припущенням, а також з метою обмеження номенклатури використовуваної

продукції, були обрані 10-розрядні ЦАП AD9753 і AD9480 АЦП від компанії Analog Devices.

Для підтримки безперервності сигналу при високій частоті символів цифро-аналоговий перетворювач використовує два вхідних порти. Він отримує дві цифрові вибірки у вигляді паралельних бітів з $1/2$ швидкості квантування. У середині чіпа тактова частота 128 МГц подвоюється, а потім дані перетворюються в послідовний формат перед перетворенням в аналоговий вигляд.

Аналого-цифровий перетворювач використовує інтерфейс LVDS (Low Voltage Differential Signaling) для передачі даних і тактових імпульсів на частоті 256 МГц.

Підсилювач з регульованим коефіцієнтом посилення

Для того щоб отримати максимальний динамічний діапазон від АЦП, необхідна пара підсилювачів АРП (VGA). Широкий діапазон робочих частот вимагає від підсилювачів АРП дуже високих параметрів. Такі підсилювачі повинні працювати без спотворень в смузі частот до 64 МГц. Крім того, вони повинні бути мал шумними. Це означає, що їх шумова потужність повинна бути менше потужності шуму квантування, що вводиться в них АЦП. Для цієї мети був обраний підсилювач Linear Technology типу LT5524.

Можна припустити, що підсилювачі будуть вносити деяку різницю в коефіцієнт підсилення, але не матимуть різниці фаз. Ці коливання коефіцієнта підсилення компенсуються після перетворення в цифрову форму.

Незважаючи на свою здатність протидіяти перешкодам між сигналами на підносійних, що займають сусідні піддіапазони, системи OFDM дуже чутливі до перешкод між символами OFDM. Канал передачі може містити, крім основного сигналу, множину його відкладених копій, які можуть накладатися на інші символи, викликаючи ISI. Щоб запобігти проблемам з ISI, в структуру сигналу вводиться так званий циклічний префікс. Передавач копіює M зразки кожного з символів OFDM. Вони розміщуються на початку символу. Згодом приймач видаляє ці зразками. Символ OFDM, поряд з циклічним префіксом, піддається

циклічній згортці з канальним імпульсним відгуком замість лінійної згортки. Це запобігає виникненню перешкод між символами OFDM. Ще однією перевагою, яка досягається за рахунок використання циклічного префікса, є більша гнучкість приймача у визначенні того, на який із символів слід орієнтуватися при виконанні IFT.

Однак, при всіх своїх перевагах, циклічна приставка має і недолік, який полягає в тому, що вона знижує швидкість символів OFDM, а, отже, і загальну швидкість передачі даних. У нашому випадку циклічний префікс займає 25% від тривалості символу OFDM, тому тривалість одного символу збільшується з 1 мксек до 1,25 мксек, а швидкість передачі даних зменшується на 20%.

Синхронізація символів OFDM

Часовий зсув Δt для тактового сигналу між точкою початку для переданого символу OFDM і моментом прийому цього ж символу не обмежується величиною, що дорівнює тривалості тактового періоду. Дійсно, додатковий префікс циклу може трохи розширити область вибору точки початку або часу закінчення першого символу OFDM в пакеті. Наш циклічний префікс додає 25% до тривалості символу або 64 зразки. Понад 320 зразків будь-які 256 з них можуть бути обрані як стартові S для символів OFDM, які знаходяться в часовому діапазоні:

$$\begin{aligned} T_{DS} < S < 64 \\ T_{DS} \cdot 256 < S < 64 \end{aligned} \quad (2.39)$$

У зв'язку з потенційно більшим діапазоном S , початкова точка вибирається візуально. Перед двома опорними символами вводиться тон низького рівня з частотою 60 МГц.

На рис. 2.21 показано, як вибрати початкову точку як точку, в якій збільшується потужність символу. Після того, як початкова точка першого символу обрана, початкову точку другого символу можна безпечно розмістити

за 320 символів позаду неї. На рисунку кожен раз сигнал 60 МГц слідує за 45-ма символами OFDM.

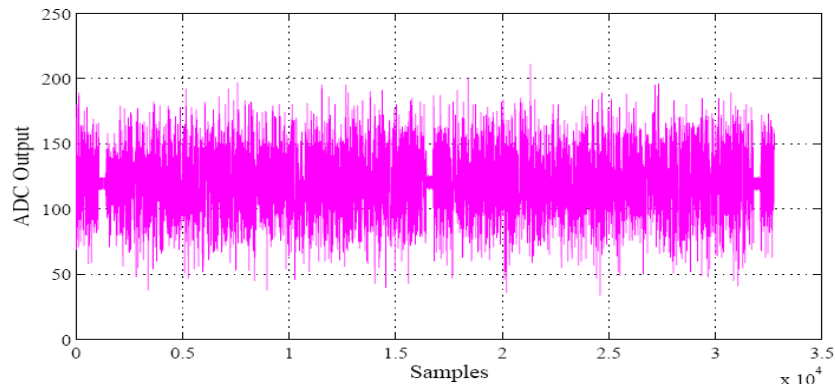


Рисунок 2.21 - Вибірки на виході АЦП.

Зсув частоти

Подібно до того, як між гетеродинними сигналами приймача і передавача відбувається фазовий зсув, між ними також існує зсув частоти. Проілюструємо це на прикладі припущення, що еталонний кварцовий генератор з частотою 44 МГц має точність 50 частин на мільйон частин (50 ppm). При цьому похибка частоти для гетеродина буде дорівнювати $4,664 \text{ ГГц} \pm 230 \text{ кГц}$.

Якщо LO є гетеродин понижуючого перетворювача в сигнал основної смуги, то ця помилка буде проявлятися у вигляді зсуву частоти в сигналі базової смуги (рис. 2.22). У цьому випадку піднесучі вже не будуть строго ортогональними, і з'явиться інтерференція між піднесучими.

При цьому деградація SNR відбуватиметься у двох напрямках:

По-перше, синхронізація при квантуванні підносійних OFDM в DFT не буде виконуватися строго на піках потужності, що викличе зниження потужності сигналу;

По-друге, точка квантування для інших підносійних не буде співпадати з точкою перетину нульової лінії.

Таким чином, можна побачити, що чим більше зсув частоти, тим більше деградація SNR.

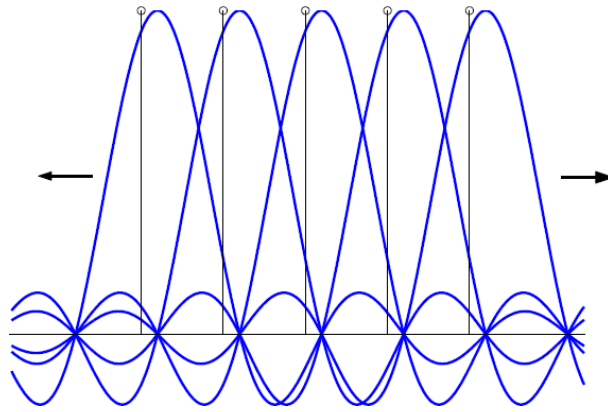


Рисунок 2.22 – Зсув частоти гетеродина призводить до зсуву частоти базового сигналу в символі OFDM.

У цьому варіанті системи проблема ICI, викликана зсувом частоти LO, вирішується підбором для даної пари передавач / приймач, кварцових генераторів досить близьких по частоті. Потреба в $\text{SNR} = 30$ дБ, яка необхідна для успішного детектування сигналів 256-QAM, відповідає сумарному зсуву частоти між гетеродинами передавача і приймача на 8 кГц.

Зсув частоти, навіть якщо вона тримається на рівні 8 кГц і менше, впливає на параметри системи. Раніше передбачалося, що раз визначається фазовий зсув між сигналами двох гетеродинів, то його можна вважати незмінним, а його значення можна використовувати для оцінки каналу. Залишкова різниця частот гетеродинів буде супроводжуватися накопиченням фазового зсуву в часі. Так в кожному з символів OFDM сузір'я буде безперервно обертатися на невеликий кут. Це накопичення фазового зсуву відбувається швидко щодо часу когерентності бездротового каналу, а це означає, що його можна постійно корегувати.

3. КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

Опис відображуваних графіків

Програмне забезпечення відображає сім графіків під час процесу отримання OFDM.

1. Амплітуда OFDM носійних розбитих по ЗШПФ позиціям
2. Фази, переведені з даних OFDM
3. Модульований сигнал за один період сигналу на одній несучій
4. Модульований сигнал за один період сигналу на кількох носійних
5. Амплітуда прийнятого спектра OFDM
6. Фази прийнятого спектра OFDM
7. Графік сузір'я прийнятих фаз

Перші три графіки отримані з модуляції OFDM, а останні три - з процесу демодуляції. На них можна побачити, як розподіляються несучі по комірках ЗШПФ. З прийнятого сигналу можна відразу визначити якість передачі, на графіках також показаний розподіл носійних за рівнями ШПФ і їх фази, а також показаний графік розподілу фаз і амплітуд носійних у вигляді сузір'я

Внесіть дані в програму для запуску системи, введені дані відображаються в таблиці 3.1

Таблиця 3.1 – Параметри, що вводяться в систему

Параметри	Значення
Розмір введеного зображення	800 x 600
Розмір ЗШПФ	2048
Кількість носійних	1009

Продовження таблиці 3.1

Метод модуляції	QPSK
Максимальне значення пік фактора	9 дБ
Кореляція Сигнал/шум	12 дБ

В результаті виконання програми відсоток бітових помилок склав 0,68%, а відсоток помилок пікселів - 1,80%. Це пов'язано з тим, що розмір символу OFDM не дорівнює розміру в джерелі, а тип модуляції не дорівнює 256-PSK.

При частоті помилок пікселів в 1,80% шум на одержуваному зображенні досить відчутний, хоча отримана інформація цілком може виявитися прийнятною для використання.

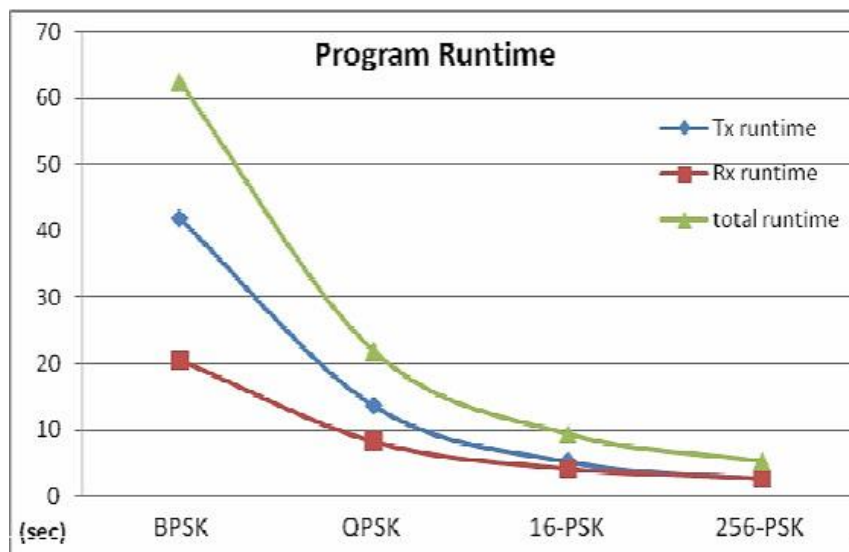


Рисунок 3.1 – Швидкість виконання програми

На першому графіку на рисунку 3.1 видно, що позиції ЗШПФ майже повністю заповнені несучими. На другому графіку показані фазові рівні, розбиті на чотири рівні QPSK. Зменшивши обсяг ЗШПФ приблизно вдвічі, і залишивши всі інші параметри незмінними, час виконання всього процесу сильно не зміниться. Це пов'язано з тим, що програма відстежує тільки загальну кількість

символів, що утворюють один кадр, і це число майже не змінюється. Час процесу залежить від загальної кількості виконаних операцій, яке в свою чергу залежить від кількості кадрів, які необхідно модулювати і демодулювати. Для більш наочного уточнення швидкості виконання програми варто порівняти її при використанні різних видів модуляції. На рис. 3.1 можна побачити, як тип модуляції впливає на час виконання програми. На рис. 3.2 також показано, як збільшується число бітових помилок при зміні модуляції. В результаті, при максимально швидкій передачі даних, коефіцієнт бітових помилок буде максимальним.

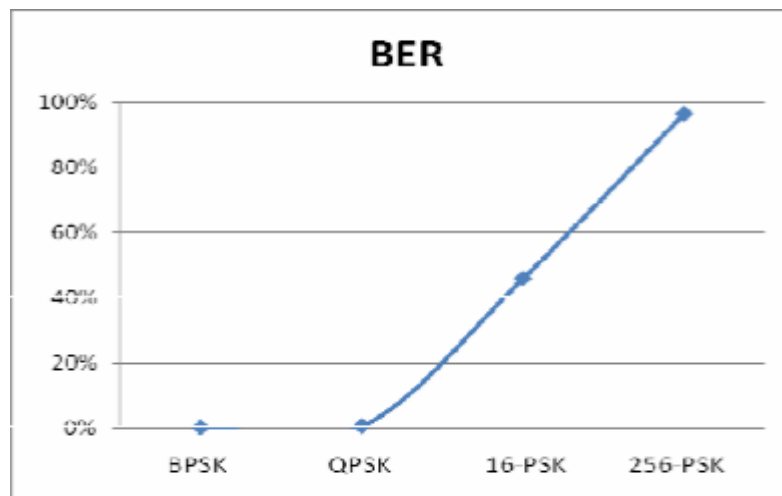


Рисунок 3.2 – Залежність відсотка розрядних помилок від типу модуляції

Співвідношення сигнал/шум обернено пропорційне коефіцієнту помилок. Щоб продемонструвати це, проводять експеримент, задають нові параметри, вони наведені в таблиці 3.2 нижче

Таблиця 3.2 – Параметри, що підлягають внесенню в систему

Параметри	Значення
Розмір введеного зображення	600 x 900
Розмір ЗШПФ	1024
Кількість носійних	400

Продовження таблиці 3.2

Максимальне значення пік фактора	3 дБ
Співвідношення сигнал/шум	0 дБ

На графіку на рис. 3.3 показана залежність між усіма модуляціями і відношення бітових помилок до сигнал/шум. З нього видно, що значення бітових помилок в деяких видах модуляції може бути прийнятним тільки при високому співвідношенні сигнал/шум. Наприклад, при модуляції 256-PSK при низькому співвідношенні сигнал/шум можна сказати, що оцінка BER дуже висока. На рис. 3.4 можна побачити залежність між помилками пікселів і сигнал/шум. Все приблизно так само, як і на рис. 6.3, але можна спостерігати, в яких типах модуляції допустимо значення похибок пікселів, навіть при низькому значенні співвідношення сигнал/шум

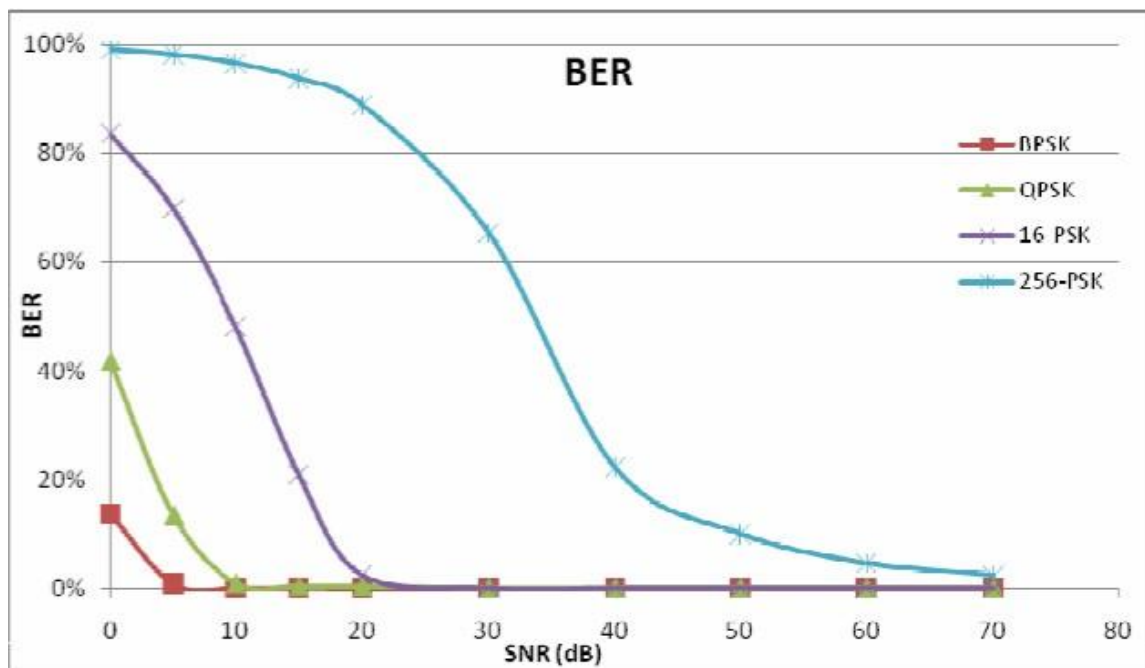


Рисунок 3.3 - Залежність між усіма модуляціями і бітовою похибкою і співвідношенням сигнал / шум

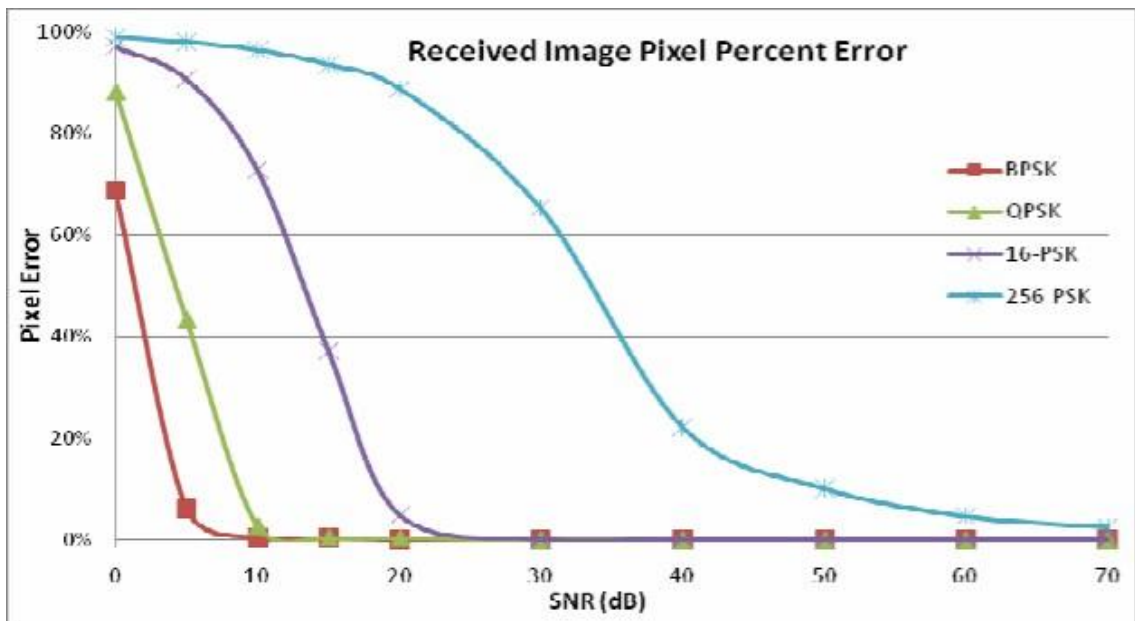


Рисунок 3.4 – Кореляція похибок пікселів та сигнал/шум

Як і очікувалося, більш високий рівень модуляції вимагає більш високого співвідношення сигнал/шум для зниження частоти бітових помилок.

Крім того, на рис. 3.4 256-PSK і 16-PSK вимагають значно більшого співвідношення сигнал/шум для передачі з прийнятним рівнем помилок.

Протестуємо систему з введенням зображення з комп'ютера користувача. Вхідні дані і сам процес програмування показані на рис. 3.5

```

>> OFDM_SIM

#####
#***** OFDM Simulation *****#
#####

source data filename: roma.bmp
Output file will be: roma_OFDM.bmp
IFFT size: 1024
Number of carriers: 400
Modulation(1=BPSK, 2=QPSK, 4=16PSK, 8=256PSK): 2
Amplitude clipping introduced by communication channel (in dB):9
Signal-to-Noise Ratio (SNR) in dB: 12

Summary of the OFDM transmission and channel modeling:
Peak to RMS power ratio at entrance of channel is: 13.921624 dB
Peak to RMS power ratio at exit of channel is: 9.531387 dB
#***** OFDM data transmitted in 5.372957 seconds *****#

Press any key to let OFDM RECEIVER proceed...
Demodulating Frame #1
Demodulating Frame #12
Demodulating Frame #24
Demodulating Frame #36
Demodulating Frame #48
Demodulating Frame #60
Demodulating Frame #72
Demodulating Frame #84
Demodulating Frame #96
Demodulating Frame #108
Demodulating Frame #120
Demodulating Frame #125
#***** OFDM data received in 2.019381 seconds *****#

WARNING: Output image smaller than original
        due to data loss in transmission.

#***** Summary of Errors *****#
Data loss in this communication = 0.498962% (5232 out of 1048576)
Total number of errors = 9381 (out of 1043344)
Bit Error Rate (BER) = 0.899128%
Average Phase Error = 12.435720 (degree)
Percent error of pixels of the received image = 2.062653%

#####
#***** END of OFDM Simulation *****#
#####

```

Рисунок 3.5 - Процес виконання програми

Вхідні та вихідні зображення показані на рисунках 3.6, 3.7



Рисунок 3.6 – Оригінальне зображення



Рисунок 3.7 –Прийняте зображення

Як вже говорилося раніше, процес передачі супроводжується певними графіками (рисунок 3.8)

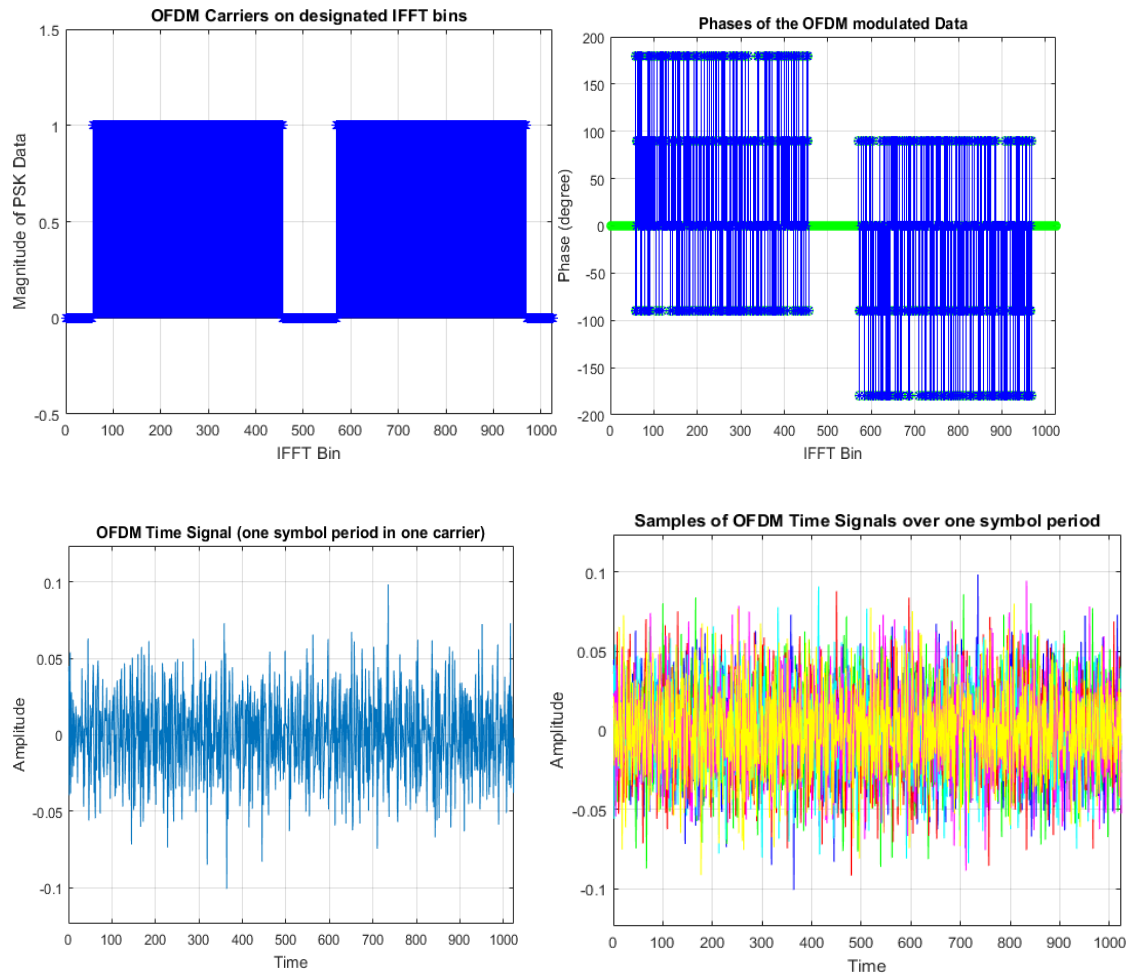


Рисунок 3.8 – Передача сигналу OFDM

Прийм

Як вже говорилося раніше, процес отримання інформації супроводжується певними графіками (рисунок 3.9)

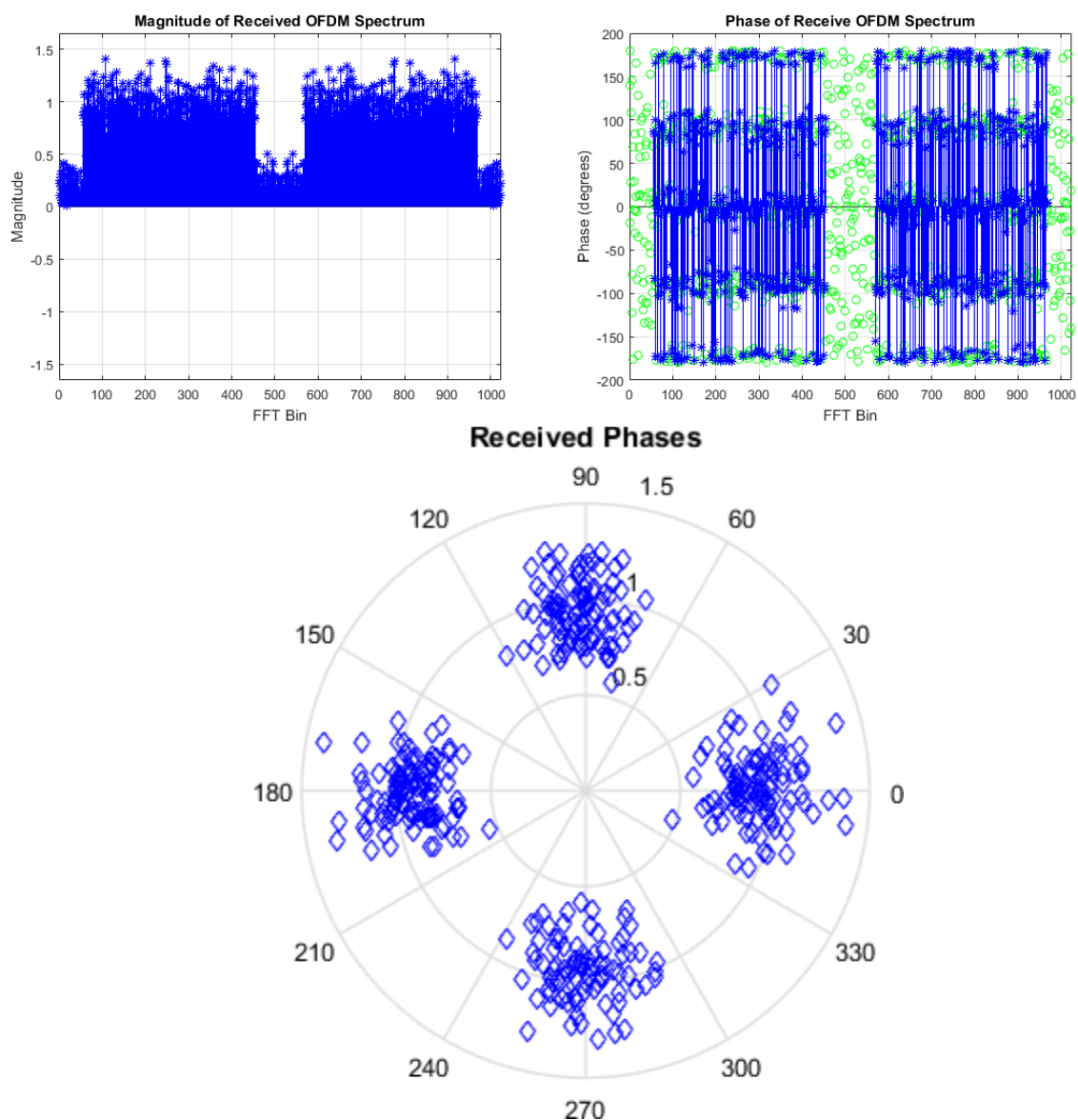


Рисунок 3.9 – Прийом сигналу OFDM

В ході експерименту ми передавали і отримували зображення через систему OFDM. Якщо порівнювати два зображення, то можна відразу заявити, що якість отриманого зображення гірша за оригінальне, хоча відсоток втрати даних становить лише близько 0,49%, і це також можна побачити в показниках помилок BER та пікселів.

4. ОХОРОНА ПРАЦІ

Створення безпечних умов праці є ключовим пріоритетом для кожного підприємства. Це завдання носить багатогранний характер, охоплюючи запобігання виробничому травматизму, професійним захворюванням, зниження загальної захворюваності серед працівників та мінімізацію пов'язаних з цим економічних втрат. Політика безпеки праці повинна розроблятися з урахуванням специфіки виробничих процесів та включати такі елементи, як забезпечення безпечного стану обладнання та робочих місць, організація та проведення інструктажів з питань охорони праці, впровадження ефективних механізмів контролю за дотриманням норм і правил безпеки праці. Реалізація цих заходів сприятиме формуванню безпечного робочого середовища та суттєвому зменшенню ймовірності нещасних випадків і професійних захворювань на виробництві.

У кваліфікаційній роботі здійснювалося дослідження пристроїв модуляції та демодуляції OFDM – сигналів. Відповідно до Гігієнічної класифікації праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу, на дослідника впливають такі шкідливі та небезпечні виробничі фактори:

1. Фізичні: підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони; підвищена та понижена температура повітря робочої зони; підвищена та понижена рухомість повітря; підвищена вологість повітря; нестача природного освітлення; недостатня освітленість робочої зони; підвищений рівень шуму на робочому місці; підвищений рівень вібрації; небезпечний рівень напруги в електричному колі, замикання якого може виникнути через тіло людини.

2. Психофізіологічні: фізичні перевантаження (динамічні); нервово-психічні перевантаження (монотонність праці, емоційне перевантаження).

Відповідно до зазначених небезпечних та шкідливих факторів визначаємо технічні рішення з безпечного виконання поставленого завдання.

4.1 Технічні рішення з безпечного виконання роботи

4.1.1 Обладнання приміщення та робочого місця

Дослідження пристроїв модуляції та демодуляції OFDM – сигналів здійснювалося із застосуванням персонального комп'ютера та спеціалізованого програмного забезпечення. Враховуючи, що дослідник проводить значну частину свого робочого часу на робочому місці, ергономічна організація цього простору має безпосередній вплив як на ефективність його трудової діяльності, так і на стан його здоров'я. З огляду на це, першочергове значення набуває правильний вибір робочого столу, крісла та інших елементів меблів з урахуванням антропометричних даних користувача та характеру виконуваних завдань. Крім того, необхідно забезпечити оптимальні параметри мікроклімату, включаючи комфортну температуру, вологість та швидкість руху повітря, ефективну вентиляцію для підтримки якісного повітряного середовища, а також достатній рівень освітленості, що відповідає вимогам для роботи з візуальною інформацією та запобігає зоровому перенапруженню. Додатково, доцільно передбачити можливість регулювання висоти столу та положення монітора, використання підставки для ніг та інших ергономічних аксесуарів для мінімізації статичного навантаження та підтримки фізіологічно правильної робочої пози.

При організації робочого місця важливо, щоб меблі не обмежували свободу рухів на робочому місці, дозволяли змінювати положення тіла; всі предмети праці були розміщені оптимально (ті, що потрібні для роботи частіше, повинні бути ближче); робоча поза не викликала швидкого стомлення; меблі відповідали антропометричним параметрам працівника, регулювалися по висоті.

Робочий стіл повинен мати висоту, що відповідає індивідуальним антропометричним параметрам користувача, а його конструкція нижньої частини має забезпечувати вільне розміщення ніг без необхідності їх підгинання. Поверхня столу повинна бути матовою для уникнення відблисків, що можуть погіршувати візуальне сприйняття інформації на екрані дисплея. Рекомендовані оптимальні габарити столу становлять: довжина – 1300 мм, ширина – 650 мм,

висота – 710 мм та глибина не менше 400 мм. Клавіатуру слід розміщувати в межах зони досяжності рук працівника в положенні сидячи. Робочу документацію рекомендується зберігати зліва у межах витягнутої руки для оперативного доступу, а матеріали, що тимчасово не використовуються, слід розмістити у ящиках столу для оптимізації робочого простору.

Для забезпечення продуктивного виконання завдання необхідно передбачити ергономічне та надійне обладнання. Зокрема, клавіатура та маніпулятор «миша» повинні відрізнятися зручністю та легкістю керування. Монітор слід обрати з високою роздільною здатністю та індивідуально налаштувати параметри яскравості й контрастності для оптимального візуального сприйняття. Пріоритетним є використання стабільних технологій, що мінімізують ризик збоїв або уповільнення роботи у відповідальні моменти. Відповідно до рекомендацій фахівців у галузі медицини праці, для забезпечення комфортної роботи з ноутбуком протягом тривалого часу рекомендується застосування зовнішньої клавіатури та/або монітора. Це дозволяє або розмістити екран ноутбука на оптимальній висоті відносно рівня очей та здійснювати введення тексту за допомогою зовнішньої клавіатури, або використовувати окремий монітор, встановлений на рівні очей, при цьому використовуючи клавіатуру ноутбука.

Психологічний комфорт відіграє важливу роль у робочому середовищі і може суттєво впливати на продуктивність та якість роботи. Для зниження рівня стресу та підвищення мотивації колег можна використовувати різні засоби, як-от спілкування та підтримка з боку команди, наявність розваг і відпочинку в робочому просторі, а також програми підтримки здоров'я та психологічної допомоги. Ці заходи допоможуть створити більш комфортну і підтримуючу атмосферу в колективі, що сприятиме успішній роботі та досягненню цілей.

4.1.2 Електробезпека приміщення

У приміщенні, де здійснювалося дослідження пристроїв модуляції та демодуляції OFDM – сигналів для живлення обладнання та системи освітлення використовується трифазна чотирьохпровідна мережа із заземленою нейтраллю напругою 380/220. Приміщення, згідно з ПУЕ відноситься до приміщення без підвищеної небезпеки (сухе, мало заповнене, з нормальною температурою повітря, ізольованими підлогами і малим числом заземлених приладів). Електротехнічне устаткування: апаратури, кабелі, розподільні пристрої всіх видів і напруг по своїх номінальних параметрах задовольняє умовам роботи як при нормальних режимах, так і при коротких замиканнях, перенапругах, перевантаженнях.

З метою гарантування електробезпеки впроваджено наступні технічні рішення:

1. Струмopровідні елементи обладнання унеможливлені для випадкового дотику завдяки застосуванню прихованої електропроводки та прокладанню кабельних ліній у захисних коробах.

2. Забезпечено надійну ізоляцію струмopровідних частин із застосуванням ізоляційних матеріалів, електричний опір яких становить не менше 1 кОм на вольт номінальної напруги. Передбачено систематичний контроль стану ізоляції та проведення профілактичних заходів для підтримання її належних характеристик.

3. Система електричного освітлення функціонує при напрузі 220 В із заземленою нейтраллю, що є стандартним заходом безпеки в мережах змінного струму.

Відповідальність за організацію безпечної експлуатації електроустановок покладена на роботодавця, який повинен: призначити відповідального за справний стан і безпечну експлуатацію електроустановок; створити та укомплектувати електротехнічну службу з числа осіб, які досягли 18-річного віку, які мають відповідну освіту, пройшли медичний огляд і не мають

протипоказань; розробити і затвердити посадові інструкції працівників та інструкції з безпечного виконання робіт; забезпечити навчання і перевірку знань працівників, своєчасний огляд електроустановок та проведення профілактичних, протиаварійних та приймально-здавальних випробувань.

4.2 Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії

Мікроклімат

Мікроклімат робочого приміщення визначається як комплекс фізичних параметрів навколишнього середовища, що чинять вплив на фізіологічний стан людини в процесі трудової діяльності. До цих параметрів належать температура повітря, відносна вологість, швидкість руху повітря та інтенсивність теплового випромінювання. Мікрокліматичні умови можуть класифікуватися як оптимальні або допустимі. Оптимальні умови характеризуються параметрами, що сприяють максимальній продуктивності праці та збереженню здоров'я працівника. Допустимі умови, хоча й не є ідеальними, не повинні спричиняти негативних наслідків для здоров'я. Нормативні значення параметрів мікроклімату у виробничих приміщеннях встановлюються відповідно до специфіки виконуваних робіт. Тяжкість праці класифікується за категоріями, що визначаються загальними енергетичними витратами організму. Робота дослідника відноситься до легкої фізичної роботи категорія Іа. Параметри мікроклімату наведено в таблиці

Таблиця 1.1 - Нормування параметрів мікроклімату

Період року	Категорія робіт	Температура, °С	Відносна вологість	Швидкість руху
Теплий	Іа	22-28	55 при 28°С	0,1-0,2
Холодний	Іа	21-25	75 при 25°С	Не більше 0,1

З метою підтримання регламентованих нормативними документами параметрів мікроклімату на робочому місці передбачено наступні заходи:

1. У холодний період року – застосування систем опалення для забезпечення комфортної температури.
2. У теплий період року – використання систем кондиціонування повітря та вентиляторів для підтримання оптимальної температури та швидкості руху повітря.
3. Регулярне провітрювання приміщення для забезпечення циркуляції повітря та підтримання його свіжості, а також систематичне вологе прибирання для контролю рівня вологості та видалення пилу.

Склад повітря робочої зони

Підтримання оптимального якісного складу повітря у робочій зоні є визначальним фактором для продуктивності праці та збереження здоров'я працівників. Чисте повітря сприяє концентрації уваги та зменшує кількість відволікаючих факторів. Навпаки, забруднене повітря може ускладнювати дихання, спричиняти головний біль, втому та інші симптоми, що негативно впливають на здатність працівника зосереджуватися на виконанні завдань. Крім того, тривалий вплив забрудненого повітряного середовища може призвести до розвитку різноманітних захворювань, включаючи астму, алергічні реакції, патології респіраторної системи та підвищений ризик онкологічних захворювань.

В приміщенні, де виконується робота, можливими шкідливими речовинами у повітрі є пил, озон та вуглекислий газ. Джерелами цих речовин є офісна техніка. Пил потрапляє у приміщення ззовні. ГДК шкідливих речовин, згідно ДСН 3.3.6.042-99 які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Пил нетоксичний	10	4	4
Озон	0,16	0,03	4
Вуглекислий газ	3	1	4

Параметри іонного складу повітря на робочому місці, що обладнане ПК, повинні відповідати допустимим нормам (табл.4.3).

Таблиця 4.3 – 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

Підтримання оптимального якісного складу повітря у робочій зоні забезпечується комплексом інженерно-технічних та організаційно-гігієнічних заходів, що включають в себе ефективну систему кондиціонування для регулювання температури, вологості та фільтрації повітря, регулярне природне або примусове провітрювання для забезпечення повітрообміну та видалення забруднень, а також систематичне вологе прибирання для зменшення концентрації пилу та алергенів.

Виробниче освітлення

Забезпечення раціонального освітлення робочого місця є ключовою умовою для створення комфортного та безпечного виробничого середовища. Недостатній рівень освітленості може спричинити швидку втомлюваність, зниження ефективності праці та підвищити ризик травматизму. З метою гарантування оптимальних умов для зорової діяльності встановлюються мінімальні нормативні значення освітленості на найбільш слабо освітлених ділянках робочої поверхні.

Приміщення, де розташоване робоче місце забезпечене природним освітленням в денний проміжок часу але вечері постає проблема в штучному освітленні. Для забезпечення найбільш сприятливих умов зорової праці нормуємо освітлення на робочому місці. Зорова робота відноситься до III розряду, тобто розряду високої точності. Наведено норми при штучному та комбінованому освітленні в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 - Норми освітлення робочих поверхонь у виробничих приміщеннях.

Характеристики зорової роботи		Малої точності
Мінімальний розмір об'єкту розпізнавання, мм		Від 0,3 до 0,5
Розряд зорової роботи		III
Підрозряд зорової роботи		г
Контраст об'єкта розпізнавання з фоном та фон		Великий
Освітленість Штучне освітлення	Загальне Комбіноване	300 700
Природне освітлення	КПО, e_n , %	1,2

У приміщенні, особливо протягом зимового періоду з його скороченою тривалістю світлового дня, природного освітлення може бути недостатньо, що зумовлює необхідність використання локального штучного освітлення. Для цієї мети застосовуються світлодіодні лампи. З метою забезпечення нормативного рівня освітленості передбачено: використання додаткових джерел штучного освітлення та систематичне очищення віконних отворів і світильників від забруднень.

Виробничий шум

Рівень звуку вимірюється в децибелах і визначається по формулі:

$$L = 20 \cdot \lg \left(\frac{P}{P_0} \right) = 20 \cdot \lg \left(\frac{U}{U_0} \right),$$

де L - рівень шуму, дБ;

P - звуковий тиск, Па;

U_0 - коливальна швидкість, $5 \cdot 10^{-8}$ м/с;

P_0 - нульове значення звукового тиску на нижньому порозі чутності в октавній смузі зі середньгеометричною частотою 1000 Гц, умовно прийняте рівним $2 \cdot 10^{-5}$ Па.

Нормовані значення шумового навантаження на дослідника при виконанні роботи, наведені в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5.- Рівні звукового тиску

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

У досліджуваному приміщенні зафіксовано відповідність рівня шуму встановленим нормативним значенням. У разі виявлення перевищення допустимих рівнів шуму, основними стратегіями його зниження є:

1. Ліквідація або мінімізація першопричин шумоутворення безпосередньо в джерелі. Це може бути досягнуто шляхом модернізації наявного обладнання, впровадження малошумних технологій, а також забезпечення якісного монтажу та регулярного технічного обслуговування устаткування.

2. Оптимізація планування виробничого простору. Рациональне розміщення обладнання та організація робочих місць можуть суттєво зменшити розповсюдження звукових коливань. Зокрема, шумогенеруюче обладнання рекомендується розміщувати в ізольованих приміщеннях або відокремлювати від інших робочих зон за допомогою звукоізоляційних перегородок

Виробничі випромінювання

Під час дослідження пристроїв модуляції та демодуляції OFDM – сигналів на працівника діє електромагнітне випромінювання (ЕМВ), що створюється ПК. ЕМВ через свою негативну дію на генофонд і здоров'я людини підлягають гігієнічному нормуванню згідно з вимогами ДСанПіН 3.3.6.096-2002. Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань наведені в табл. 4.6.

Таблиця 4.6 - Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

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

Для забезпечення захисту від шкідливого впливу електромагнітного випромінювання застосовується комплекс організаційних, інженерно-технічних та лікувально-профілактичних заходів. Організаційні заходи включають раціональну організацію робочих місць, оптимальне розташування технологічного обладнання, розробку гігієнічно обґрунтованих режимів праці та відпочинку, а також обмеження часу перебування працівників у зонах підвищеного електромагнітного випромінювання. До інженерно-технічних заходів належить, зокрема, збільшення відстані між робочим місцем та джерелом електромагнітного випромінювання. Лікувально-профілактичні заходи передбачають проведення регулярних медичних оглядів працівників.

4.3 Пожежна безпека

Пожежа являє собою процес неконтрольованого горіння, що спричиняє матеріальні збитки. Основна стратегія запобігання пожежам полягає у попередженні формування горючих або вибухонебезпечних концентрацій речовин та усуненні потенційних джерел займання. На рівні підприємства вкрай важливо мати ефективну систему пожежного захисту, спрямовану на забезпечення безпеки персоналу та мінімізацію матеріальних втрат у випадку виникнення пожежі.

Забезпечення пожежної безпеки на об'єкті досягається шляхом реалізації комплексної системи протипожежної профілактики, впровадження ефективних заходів протипожежного захисту та виконання організаційно-технічних заходів. Ключовою метою є досягнення визначеного нормами рівня запобігання виникненню пожежі. У випадку її виникнення пріоритетними завданнями є локалізація поширення вогню, своєчасне виявлення та ліквідація пожежі, а також забезпечення безпеки персоналу та збереження матеріальних цінностей.

Технічні рішення системи запобігання пожежі

До факторів, що можуть спричинити пожежу в приміщенні, входять: перевантаження електромережі та нагрівання провідників та з'єднань, порушення правил експлуатації техніки тощо.

Технічні рішення системи запобігання пожежі – це комплекс інженерних заходів та обладнання для мінімізації ймовірності пожежі. Включають контроль за джерелами займання (захист від перегріву, іскор, відкритого вогню, статичної електрики), контроль за горючими матеріалами (обмеження кількості, правильне зберігання, використання негорючих матеріалів, вогнезахисна обробка, системи видалення горючого пилу/газів) та організацію пожежобезпечного технологічного процесу (безпечні регламенти, контроль параметрів, автоматичне блокування).

Система запобігання пожежі в досліджуваному приміщенні включає такі заходи: регулярний контроль цілісності ізоляції, наявність відведених місць для куріння, проведення періодичних навчань з протипожежної безпеки, забезпечення відсутності горючих матеріалів у приміщенні та використання системи захисту від атмосферних розрядів.

Технічні рішення системи протипожежного захисту

Приміщення обладнане вуглекислотними вогнегасниками у кількості чотирьох одиниць, що відповідає площі 300 м². Кожен функціональний відділ та сходовий майданчик забезпечені окремим вогнегасником. Додатково, у коридорі

розміщено пожежний гідрант, укомплектований рукавом та підключений до системи водопостачання. Вогнегасники розміщуються на видних місцях, таких як коридори та близько до входів та виходів. Це забезпечує легкий доступ до них в разі потреби. Також вони розташовуються у місцях, де існує підвищений ризик виникнення пожежі. Важливо захищати вогнегасники від прямих сонячних променів та нагрівальних пристроїв, які можуть пошкодити їх. Вогнегасники, що були використані або мають пошкоджені пломби, підлягають терміновому перезарядженню або технічному огляду. Вогнегасники, тимчасово вилучені з приміщення, повинні бути негайно замінені на нові, повністю заряджені одиниці у належній кількості.

Для позначення місць, де знаходяться первинні засоби пожежогасіння, необхідно встановлювати вказівні знаки відповідно до чинних державних стандартів. Знаки повинні бути чітко видимими і розташовуватися на відповідній висоті згідно з вимогами стандартів, як всередині, так і зовні приміщень, якщо це потрібно.

Керівники підприємств, установ та організацій, або уповноважені ними особи, а також орендарі зобов'язані виконувати наступні функції:

1. Розробляти та впроваджувати комплексні заходи з метою забезпечення пожежної безпеки, використовуючи передові науково-технічні розробки.
2. Гарантувати виконання вимог діючих протипожежних стандартів, норм і правил, а також неухильно дотримуватися приписів та постанов органів державного пожежного нагляду.
3. Організовувати навчання працівників з питань пожежної безпеки та проводити інформаційно-роз'яснювальну роботу щодо необхідності дотримання цих правил.
4. Забезпечувати належне утримання та постійну готовність до використання засобів протипожежного захисту та зв'язку, пожежної техніки, обладнання та інвентарю, використовуючи їх виключно за прямим призначенням.
5. Надавати на запит органів державної пожежної охорони необхідну

інформацію та документацію, що стосується стану пожежної безпеки об'єктів і виробничих процесів, які перебувають у їхньому володінні.

6. Вживати заходів щодо впровадження автоматизованих систем виявлення та гасіння пожеж, а також використовувати засоби виробничої автоматики для підвищення рівня пожежної безпеки.

Оперативно інформувати органи пожежної охорони про будь-які несправності пожежної техніки, систем протипожежного захисту та водопостачання, а також про тимчасове закриття доріг і проїздів на території об'єкта.

ВИСНОВОК

Таким чином, за результатами досліджень, проведених у бакалаврській роботі, можна зробити такі висновки:

- розроблені в роботі по технології OFDM модулятори та демодулятори у складі передавача-приймача є перспективними для організації як високошвидкісних, так і високонадійних радіоліній завдяки їх універсальності при використанні в різних режимах і простоті;
- методом імітаційного моделювання показано, що в однодіапазонному ВЧ каналі зв'язку з пропускнуою здатністю, при використанні розробленого модему, за рахунок збільшення потужності передавача, вдається досягти високих швидкостей передачі за рахунок зменшення коефіцієнта бітової помилки;
- некогерентні методи демодуляції сигналів OFDM з відносним зсувом фази в часовій області і в частотній області мають однакову завадостійкість, але відрізняються оптимальною відстанню між піднесучими по осі частот;
- поєднання методів синхронізації частот на основі апостеріорної інформації, що передається пілотними сигналами, і мінімального стандартного відхилення від найближчих точок сузір'я дозволяє отримати коефіцієнт підсилення енергії від 1 до 5 дБ для різних сузір'їв, що було підтверджено комп'ютерним моделюванням.

В процесі виконання бакалаврської роботи була розроблена система прийому і передачі символів OFDM, що в свою чергу дозволяє передати значний об'єм інформації за короткий час.

Проведено огляд можливих схем реалізації модуляторів та демодуляторів сигналів OFDM, їх переваг і недоліків. На підставі огляду була обрана оптимальна схема трансивера OFDM. Далі був зроблений розрахунок основних характеристик. Був проведений пошук елементної бази для реалізації системи OFDM, проведено моделювання декількох блоків.

Основними перевагами спроектованої системи OFDM є: висока надійність, можливість використання її з різними методами модуляції, невеликі габаритні

розміри пристрою.

В розділі «Охорона праці» були розглянуті питання організації робочого місця з точки зору забезпечення безпечних умов праці та пожежної безпеки.

Вимоги та завдання, викладені в технічному завданні, були повністю виконані.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Кожин І.А., Мілих М.Л., Чумак О.І. Синтез оптимального сигналу за умов відносної інваріантності до адитивної завади // Сб. докладов VI Міжнар. наук. техн. конф. (Ч.1) "Сучасні проблеми телекомунікацій". - Україна. - Одеса, 19-22 серп. 2023 г.
2. Беркман Л.Н., Чумак О.І., Щербина І.С. Рангові методи прийому багатопозиційних сигналів // Вісник УБЕНТЗ. - 2010. - № 3.
3. Стеклов В.К., Беркман Л.Н., Мілих М. М., Рудик Л.В. Завадостійкість когерентного прийому багатопозиційних сигналів // Зв'язок. - 2004. - №3. - С.58-60.
4. Ramirez-Mireles F. The benefits of DMT modulation for VDSL systems [Text] / F. Ramirez-Mireles, Q. Albrudi, S. Heidari, P. Sevalia. - Ikanos: Communications, 2012.
5. Сайко В. Г. Методика оцінки якості радіолінії OFDM-систем радіозв'язку в умовах багатопроменевого поширення [Електронний ресурс] / В. Г. Сайко // Вісник Державного університету інформаційно-комунікаційних технологій. - 2012. - т. 10, № 3. - С. 20-24. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vduikt_2012_10_3_5
6. Таранчук А. А. Квадратурний демодулятор OFDM систем з цифровою компенсацією температурної нестабільності генератора опорних сигналів [Електронний ресурс] / А. А. Таранчук, С. К. Підченко, Р. П. Хоптинський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. - 2014. - № 2. - С. 80-85. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/vott_2014_2_12
7. Аль-Шураїфі Муштак Таліб Порівняння систем FRAT-OFDM і FFT-OFDM за показником затухання адитивного білого Гаусового шуму в каналах [Електронний ресурс] / Муштак Таліб Аль-Шураїфі, М. Резніков, Алі Іхсан Аль-Анссарі // Electronics and communications. - 2014. - Т. 19, № 2. - С. 53-58. - Режим доступу: http://nbuv.gov.ua/UJRN/eisv_2014_19_2_8
8. Чижевський, Д. О., & Клименко, А. В. (2019). "Аналіз ефективності

системи зв'язку з OFDM у каналі з багатопроменевим затуханням". – Вісник НТУУ «КПІ». Серія: Радіотехніка. Радіоапарато-будування, №78, с. 27–33.

9. Мельник, В. В., & Савченко, С. С. (2017). "Оцінювання параметрів багатопроменевого каналу в системах OFDM". – Наукові праці ОНАЗ ім. О. С. Попова, №2, с. 42–47.

10. Ключко, В. І., & Шкарупа, А. М. (2020). Технологія ортогонального мультиплексування з частотним розділенням каналів (OFDM). Вісник Харківського національного університету радіоелектроніки, (1), 56–62.

11. Дьяков, А. П. (2020). OFDM як основа сучасних радіоінформаційних систем. Сучасні інформаційні технології, 25(2), 44–51.

12. Чжан, Й., & Сторнеллі, М. (2014). Основи ортогонального мультиплексування з розділенням по частоті (OFDM). – Київ: Техніка, 320 с.

13. Kim, S., Kim, J., Sun, Y., Seon, J., Lee, S., Hwang, B., Kim, J., Kim, K., & Kim, J. (2025). Enhancement of Image Reconstruction in Orthogonal Frequency-Division Multiplexing (OFDM)-Based Communication System Using Conditional Diffusion Model of Generative AI. Applied Sciences, 15(6), 3210. <https://doi.org/10.3390/app15063210>

14. Alqahtani, A. S., Mubarakali, A., Saravanan, M., et al. (2023). Enhanced machine learning approach with orthogonal frequency division multiplexing to avoid congestion in wireless communication system. Optical and Quantum Electronics, 55, 913. <https://doi.org/10.1007/s11082-023-05181-1>

15. Alimi, S., Alao, O. D., & Mumuni, Q. A. (2022). An overview of orthogonal frequency division multiplexing principles, architecture, and its application. Global Journal of Engineering and Technology Advances, 12(1), 120–130. <https://doi.org/10.30574/gjeta.2022.12.1.0118>

16. Sahin, M. M., Dizdar, O., Clerckx, B., & Arslan, H. (2023). Multicarrier Rate-Splitting Multiple Access: Superiority of OFDM-RSMA over OFDMA and OFDM-NOMA. arXiv preprint arXiv:2303.14540. <https://arxiv.org/abs/2303.14540>

17. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та

небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html

18. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885

19. ДБН В.2.5-56:2014 Системи протипожежного захисту. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://kbu.org.ua/assets/app/documents/dbn2/98.156~2014.pdf>

20. ДСанПіН 3.3.6.096-2002 Державні санітарні норми і правила при роботі з джерелами електромагнітних полів. // Офіційний вісник України від 07.09.2009 - 2009 р., № 66.

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

22. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_праор_0_00-7_15-18_01_ua.php

23. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

24. ДСТУ 8604:2015 Дизайн і ергономіка. Робоче місце для виконання робіт у положенні сидячи. Загальні ергономічні вимоги - [Електронний ресурс] - http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page?id_doc=71028

25. НАПБ А.01.001-14 Правила пожежної безпеки в Україні [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon.nau.ua/doc/?code=z1410-04>

ДОДАТОК А
(обов'язковий)

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА
ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИСТРОЇВ МОДУЛЯЦІЇ ТА ДЕМОДУЛЯЦІЇ
OFDM - СИГНАЛІВ

назва бакалаврської кваліфікаційної роботи

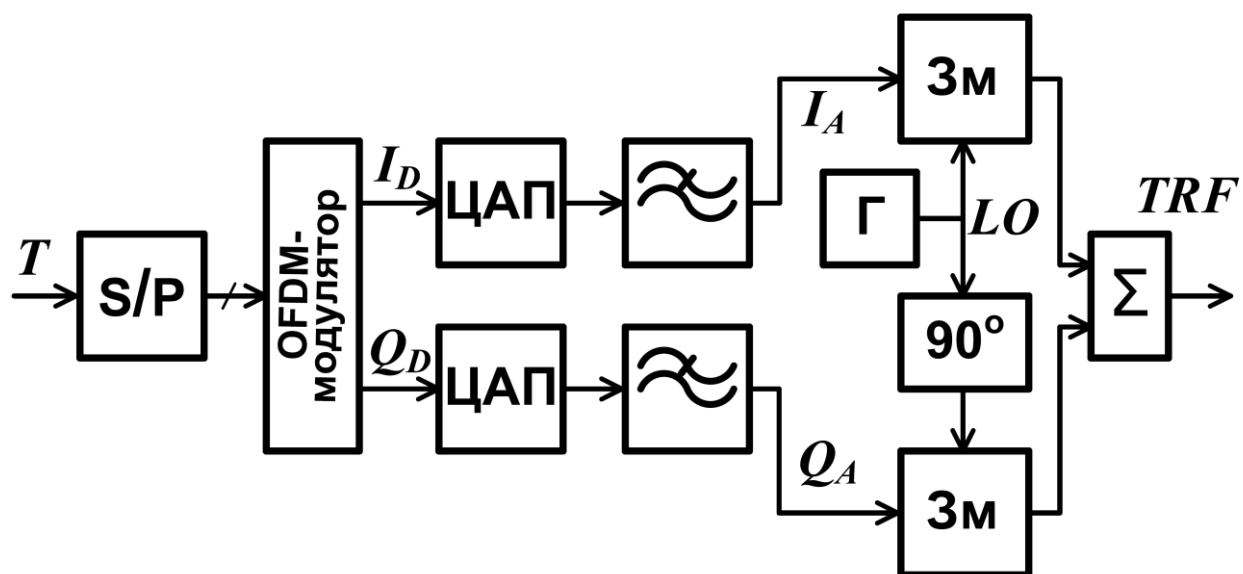


Схема передавача сигналу OFDM

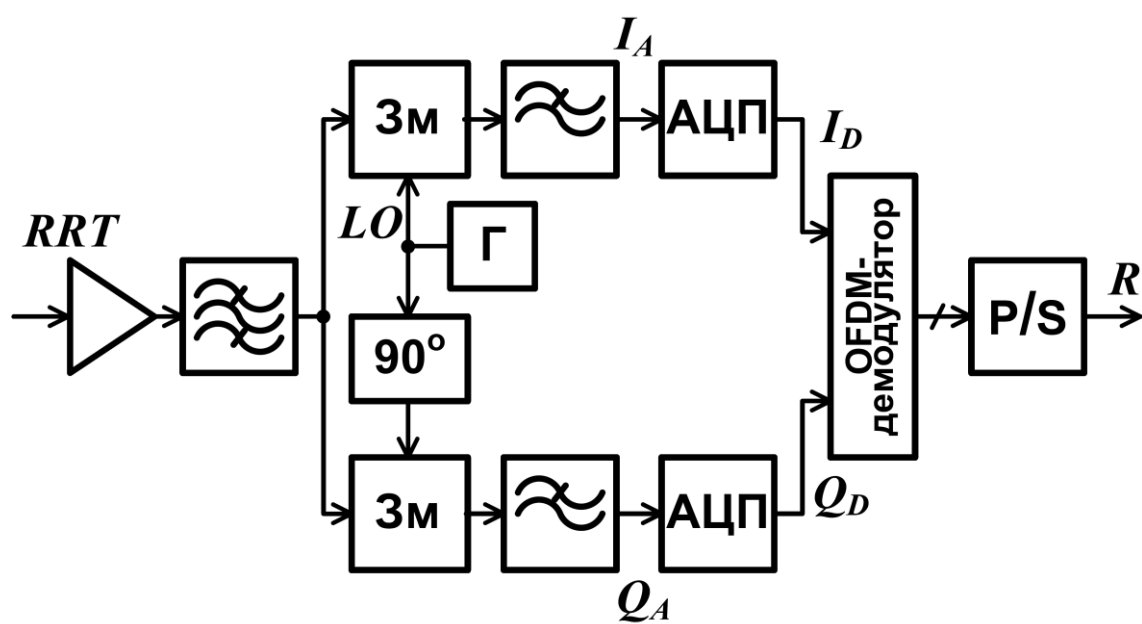
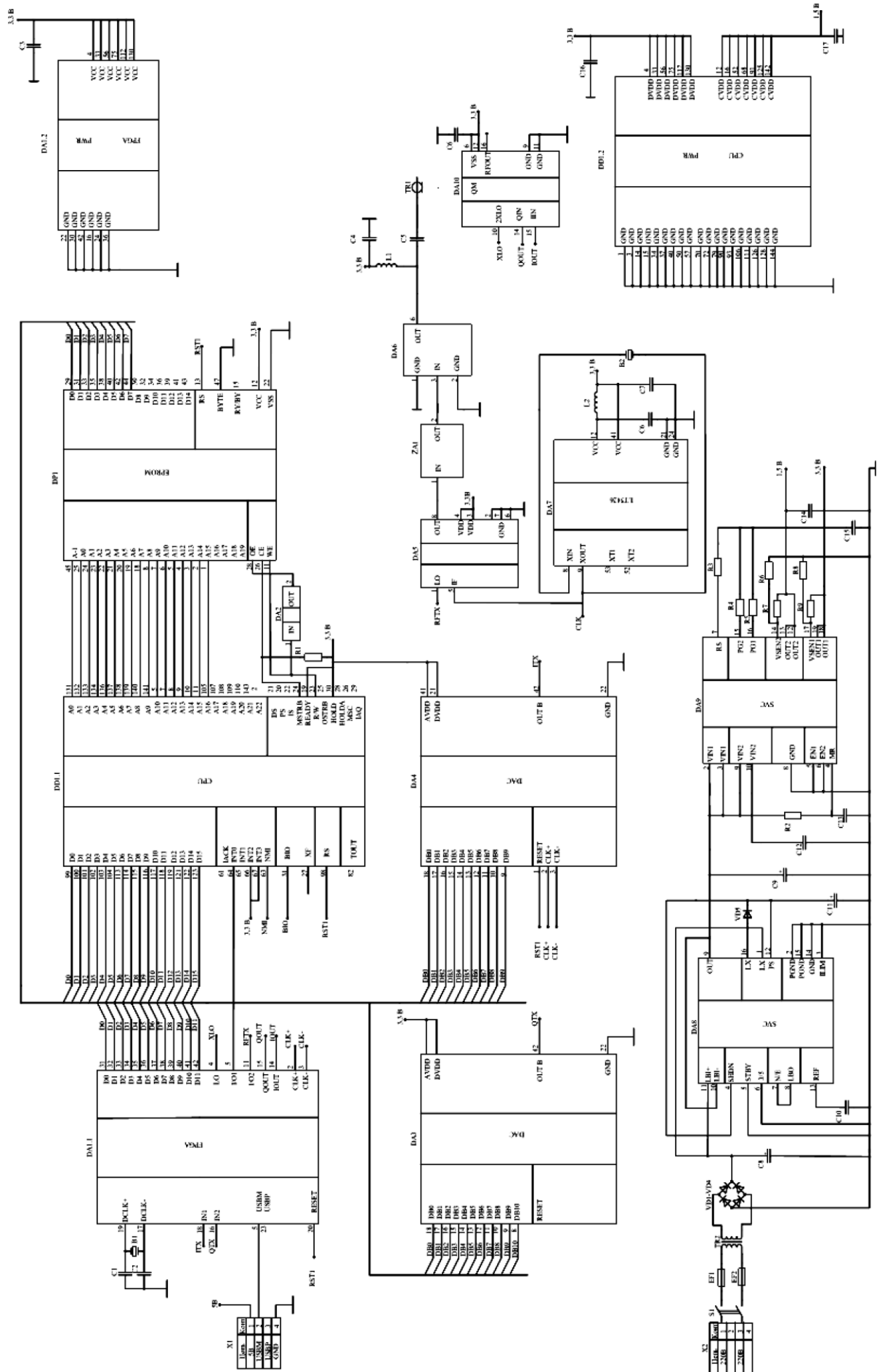
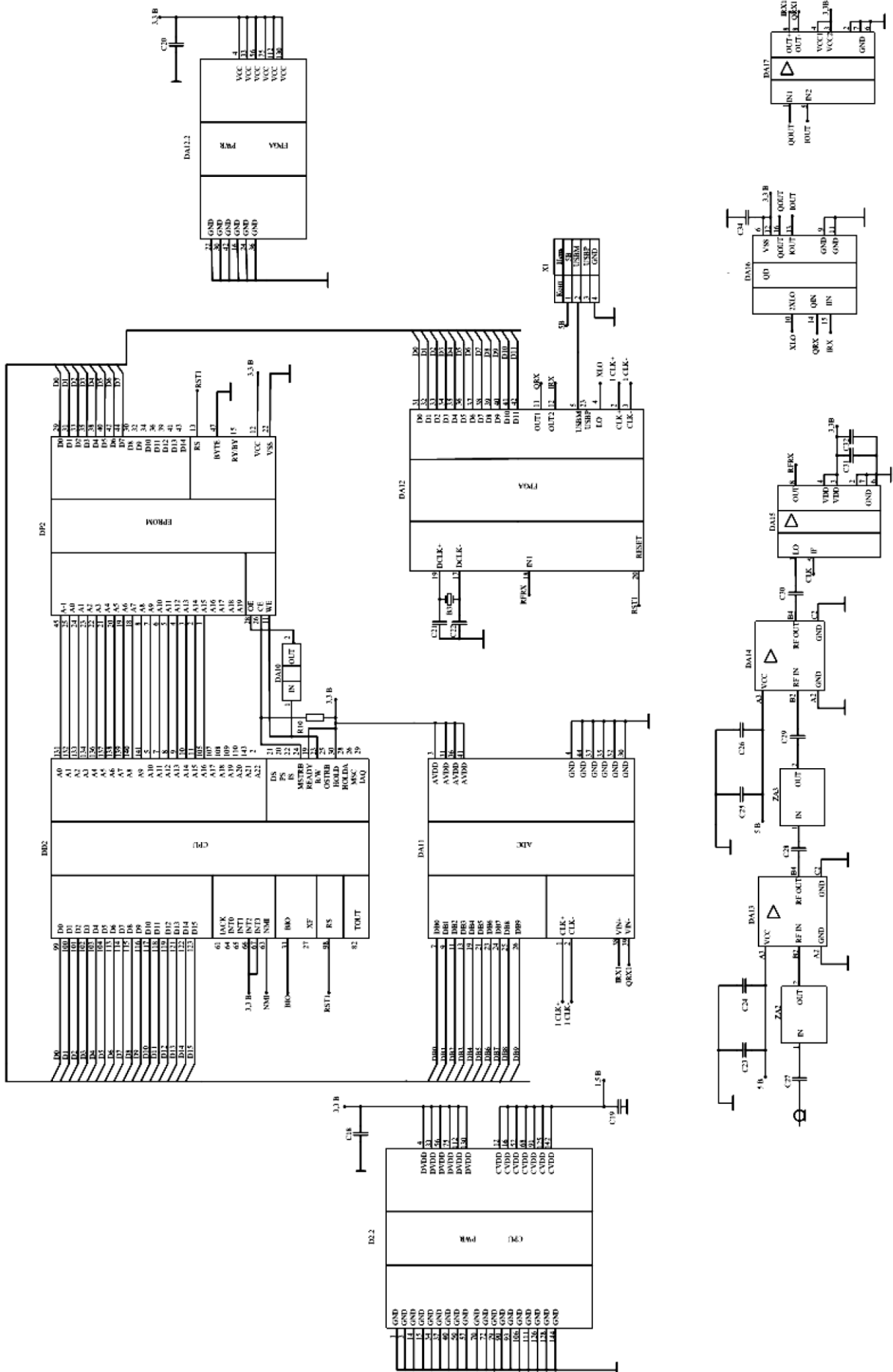


Схема приймача OFDM





Лістинг програми MATLAB для передавання і приймання інформації

```
% ***** MAIN PROGRAM FILE ***** %
% This is the OFDM simulation program's main file.
% It requires a 256-grayscale bitmap file (*.bmp image file) as data source
% and the following 5 script and function m-files to work:
% ofdm_parameters.m, ofdm_base_convert.m, ofdm_modulate.m,
% ofdm_frame_detect.m, ofdm_demod.m
% ##### %
% ***** OFDM SYSTEM INITIALIZATION: ***** %
% **** setting up parameters & obtaining source data **** %
% ##### %

% Turn off exact-match warning to allow case-insensitive input files
warning('off','MATLAB:dispatcher:InexactMatch');

clear all; % clear all previous data in MATLAB workspace close all; % close all previously opened figures
and graphs

fprintf('\n\n#####\n')
fprintf('#***** OFDM Simulation *****#\n')
fprintf('#####\n\n')

% invoking ofdm_parameters.m script to set OFDM system parameters ofdm_parameters;
% save parameters for receiver save('ofdm_parameters');

% read data from input file x = imread(file_in);

% arrange data read from image for OFDM processing h = size(x,1);
w = size(x,2);
x = reshape(x,1,w*h); baseband_tx = double(x);

% convert original data word size (bits/word) to symbol size (bits/symbol)
% symbol size (bits/symbol) is determined by choice of modulation method baseband_tx =
ofdm_base_convert(baseband_tx, word_size, symb_size);

% save original baseband data for error calculation later save('err_calc.mat', 'baseband_tx');
```

```

% ##### %
% ***** OFDM TRANSMITTER ***** %
% ##### %

tic; % start stopwatch

% generate header and trailer (an exact copy of the header) f = 0.25;
header = sin(0:f*2*pi:f*2*pi*(head_len-1)); f=f/(pi*2/3);
header = header+sin(0:f*2*pi:f*2*pi*(head_len-1));

% arrange data into frames and transmit frame_guard = zeros(1, symb_period); time_wave_tx = [];
symb_per_carrier = ceil(length(baseband_tx)/carrier_count); fig = 1;
if (symb_per_carrier > symb_per_frame) % === multiple frames === % power = 0;
while ~isempty(baseband_tx)
% number of symbols per frame
frame_len = min(symb_per_frame*carrier_count,length(baseband_tx)); frame_data =
baseband_tx(1:frame_len);
% update the yet-to-modulate data
baseband_tx = baseband_tx((frame_len+1):(length(baseband_tx)));
% OFDM modulation
time_signal_tx = ofdm_modulate(frame_data,ifft_size,carriers,... conj_carriers, carrier_count, symb_size,
guard_time, fig);
fig = 0; %indicate that ofdm_modulate() has already generated plots

% add a frame guard to each frame of modulated signal time_wave_tx = [time_wave_tx frame_guard
time_signal_tx]; frame_power = var(time_signal_tx);
end
% scale the header to match signal level power = power + frame_power;
% The OFDM modulated signal for transmission
time_wave_tx = [power*header time_wave_tx frame_guard power*header]; else % === single frame
=== %
% OFDM modulation
time_signal_tx = ofdm_modulate(baseband_tx,ifft_size,carriers,... conj_carriers, carrier_count, symb_size,
guard_time, fig);
end

% calculate the signal power to scale the header power = var(time_signal_tx);
% The OFDM modulated signal for transmission time_wave_tx = ...
[power*header frame_guard time_signal_tx frame_guard power*header];

```

```

% show summary of the OFDM transmission modeling
peak = max(abs(time_wave_tx(head_len+1:length(time_wave_tx)-head_len))); sig_rms =
std(time_wave_tx(head_len+1:length(time_wave_tx)-head_len)); peak_rms_ratio =
(20*log10(peak/sig_rms));
fprintf('\nSummary of the OFDM transmission and channel modeling:\n') fprintf('Peak to RMS power ratio
at entrance of channel is: %f dB\n', ...
peak_rms_ratio)

% ##### %
% ***** COMMUNICATION CHANNEL ***** %
% ##### %

% ===== signal clipping ===== %
clipped_peak = (10^(0-(clipping/20)))*max(abs(time_wave_tx));
time_wave_tx(find(abs(time_wave_tx)>=clipped_peak))...
= clipped_peak.*time_wave_tx(find(abs(time_wave_tx)>=clipped_peak))...
./abs(time_wave_tx(find(abs(time_wave_tx)>=clipped_peak)));

% ===== channel noise ===== %
power = var(time_wave_tx); % Gaussian (AWGN) SNR_linear = 10^(SNR_dB/10);
noise_factor = sqrt(power/SNR_linear);
noise = randn(1,length(time_wave_tx)) * noise_factor; time_wave_rx = time_wave_tx + noise;

% show summary of the OFDM channel modeling
peak = max(abs(time_wave_rx(head_len+1:length(time_wave_rx)-head_len))); sig_rms =
std(time_wave_rx(head_len+1:length(time_wave_rx)-head_len)); peak_rms_ratio =
(20*log10(peak/sig_rms));
fprintf('Peak to RMS power ratio at exit of channel is: %f dB\n', ... peak_rms_ratio)

% Save the signal to be received save('received.mat', 'time_wave_rx', 'h', 'w');
fprintf('#***** OFDM data transmitted in %f seconds *****#\n\n', toc)

% ##### %
% ***** OFDM RECEIVER ***** %
% ##### %

disp('Press any key to let OFDM RECEIVER proceed...') pause;
clear all; % flush all data stored in memory previously tic; % start stopwatch

```

```

% invoking ofdm_parameters.m script to set OFDM system parameters load('ofdm_parameters');

% receive data load('received.mat'); time_wave_rx = time_wave_rx.';

end_x = length(time_wave_rx); start_x = 1;
data = [];
phase = []; last_frame = 0;
unpad = 0;
if rem(w*h, carrier_count)~=0
unpad = carrier_count - rem(w*h, carrier_count);
end num_frame=ceil((h*w)*(word_size/symb_size)/(symb_per_frame*carrier_count)); fig = 0;

for k = 1:num_frame
if k==1 || k==num_frame || rem(k,max(floor(num_frame/10),1))==0 fprintf('Demodulating Frame
#%d\n',k)
end
% pick appropriate trunks of time signal to detect data frame if k==1
time_wave = time_wave_rx(start_x:min(end_x, ...
(head_len+symb_period*((symb_per_frame+1)/2+1))));
else
time_wave = time_wave_rx(start_x:min(end_x, ...
((start_x-1) + (symb_period*((symb_per_frame+1)/2+1))));
end
% detect the data frame that only contains the useful information frame_start = ...
ofdm_frame_detect(time_wave, symb_period, envelope, start_x); if k==num_frame
last_frame = 1;
frame_end = min(end_x, (frame_start-1) + symb_period*...
(1+ceil(rem(w*h,carrier_count*symb_per_frame)/carrier_count)));
else
frame_end=min(frame_start-1+(symb_per_frame+1)*symb_period, end_x); end
% take the time signal abstracted from this frame to demodulate time_wave =
time_wave_rx(frame_start:frame_end);
% update the label for leftover signal start_x = frame_end - symb_period;
if k==ceil(num_frame/2) fig = 1;
end

end

% demodulate the received time signal [data_rx, phase_rx] = ofdm_demod...
(time_wave, ifft_size, carriers, conj_carriers, ... guard_time, symb_size, word_size, last_frame, unpad,
fig);

```

```

if fig==1
fig = 0; % indicate that ofdm_demod() has already generated plots end
phase = [phase phase_rx]; data = [data data_rx];

phase_rx = phase; % decoded phase data_rx = data; % received data

% convert symbol size (bits/symbol) to file word size (bits/byte) as needed data_out =
ofdm_base_convert(data_rx, symb_size, word_size); fprintf('#***** OFDM data received in %f
seconds *****#\n\n', toc)

% ##### %
% ***** DATA OUTPUT ***** %
% ##### %

% patch or trim the data to fit a w-by-h image if length(data_out)>(w*h) % trim extra data
data_out = data_out(1:(w*h));
elseif length(data_out)<(w*h) % patch a partially missing row buff_h = h;
h = ceil(length(data_out)/w);
% if one or more rows of pixels are missing, show a message to indicate if h~=buff_h
disp('WARNING: Output image smaller than original') disp(' due to data loss in transmission.')

end
% to make the patch nearly seamless,
% make each patched pixel the same color as the one right above it if length(data_out)~=(w*h)
for k=1:(w*h-length(data_out)) mend(k)=data_out(length(data_out)-w+k);
end

end
end

data_out = [data_out mend];

% format the demodulated data to reconstruct a bitmap image data_out = reshape(data_out, w, h);
data_out = uint8(data_out);
% save the output image to a bitmap (*.bmp) file imwrite(data_out, file_out, 'bmp');

```

```

% ##### %
% ***** ERROR CALCULATIONS ***** %
% ##### %

% collect original data before modulation for error calculations load('err_calc.mat');

fprintf('\n#***** Summary of Errors *****#\n')

% Let received and original data match size and calculate data loss rate if
length(data_rx)>length(baseband_tx)
data_rx = data_rx(1:length(baseband_tx)); phase_rx = phase_rx(1:length(baseband_tx));
elseif length(data_rx)<length(baseband_tx)
fprintf('Data loss in this communication = %f%% (%d out of %d)\n', ... (length(baseband_tx)-
length(data_rx))/length(baseband_tx)*100, ... length(baseband_tx)-length(data_rx), length(baseband_tx))
end

% find errors
errors = find(baseband_tx(1:length(data_rx))~=data_rx); fprintf('Total number of errors = %d (out of
%d)\n', ...
length(errors), length(data_rx))

% Bit Error Rate
fprintf('Bit Error Rate (BER) = %f%%\n',length(errors)/length(data_rx)*100)

% find phase error in degrees and translate to -180 to +180 interval phase_tx =
baseband_tx*360/(2^syb_size);
phase_err = (phase_rx - phase_tx(1:length(phase_rx))); phase_err(find(phase_err>=180)) =
phase_err(find(phase_err>=180))-360; phase_err(find(phase_err<=-180)) =
phase_err(find(phase_err<=-180))+360; fprintf('Average Phase Error = %f (degree)\n',
mean(abs(phase_err)))

% Error pixels
x = ofdm_base_convert(baseband_tx, syb_size, word_size); x = uint8(x);
x = x(1:(size(data_out,1)*size(data_out,2))); y = reshape(data_out', 1, length(x));
err_pix = find(y~=x);
fprintf('Percent error of pixels of the received image = %f%%\n\n', ... length(err_pix)/length(x)*100)
fprintf('#####\n')
fprintf('#***** END of OFDM Simulation *****#\n')

fprintf('#####\n\n')

```

```

% ***** PARAMETERS INITIALIZATION ***** %
% This file configures parameters for the OFDM system.

% input/output file names file_in = [];
while isempty(file_in)
file_in = input('source data filename: ', 's'); if exist([pwd '/' file_in], 'file') ~= 2
fprintf ...
('"%s" does not exist in current directory.\n', file_in); file_in = [];
end
end
file_out = [file_in(1:length(file_in)-4) '_OFDM.bmp']; disp(['Output file will be: ' file_out])

% size of Inverse Fast Fourier Transform (must be power of 2) ifft_size = 0.1; % force into the while loop
below
while (isempty(ifft_size) || ... (rem(log2(ifft_size),1) ~= 0 || ifft_size < 8))
ifft_size = input('IFFT size: '); if (isempty(ifft_size) || ...
(rem(log2(ifft_size),1) ~= 0 || ifft_size < 8)) disp('IFFT size must be at least 8 and power of 2.') end
end

% number of carriers
carrier_count = ifft_size; % force into the while loop below while (isempty(carrier_count) || ...
(carrier_count > (ifft_size/2-2)) || carrier_count < 2) carrier_count = input('Number of carriers: ');
if (isempty(carrier_count) || (carrier_count > (ifft_size/2-2))) disp('Must NOT be greater than ("IFFT
size"/2-2)')
end
end

% bits per symbol (1 = BPSK, 2=QPSK, 4=16PSK, 8=256PSK)
symb_size = 0; % force into the while loop below while (isempty(symb_size) || ...
(symb_size ~= 1 && symb_size ~= 2 && symb_size ~= 4 && symb_size ~= 8)) symb_size = input...
('Modulation(1=BPSK, 2=QPSK, 4=16PSK, 8=256PSK): ');
if (isempty(symb_size) || ... (symb_size ~= 1 && symb_size ~= 2 && symb_size ~= 4 && symb_size ~= 8))
disp('Only 1, 2, 4, or 8 can be choosen') end
end

% channel clipping in dB clipping = [];
while isempty(clipping)
clipping = input('Amplitude clipping introduced by communication channel (in dB):');
end

```

```

% signal to noise ratio in dB SNR_dB = [];
while isempty(SNR_dB)
SNR_dB = input('Signal-to-Noise Ratio (SNR) in dB: ');
end
word_size = 8; % bits per word of source data (byte)
guard_time = ifft_size/4; % length of guard interval for each symbol period
% 25% of ifft_size

% number of symbols per carrier in each frame for transmission symb_per_frame =
ceil(2^13/carrier_count);

% === Derived Parameters === %
% frame_len: length of one symbol period including guard time symb_period = ifft_size + guard_time;

% head_len: length of the header and trailer of the transmitted data head_len = symb_period*8;

% envelope: symb_period/envelope is the size of envelope detector envelope = ceil(symb_period/256)+1;

% === carriers assigned to IFFT bins === %
% spacing for carriers distributed in IFFT bins spacing = 0;
while (carrier_count*spacing) <= (ifft_size/2 - 2) spacing = spacing + 1;
end
spacing = spacing - 1;
% spread out carriers into IFFT bins accordingly midFreq = ifft_size/4;
first_carrier = midFreq - round((carrier_count-1)*spacing/2); last_carrier = midFreq +
floor((carrier_count-1)*spacing/2); carriers = [first_carrier:spacing:last_carrier] + 1; conj_carriers =
ifft_size - carriers + 2;

% ***** FUNCTION: ofdm_base_convert() ***** %
% This function converts data from one base to another.
% "Base" refers to number of bits the symbol/word uses to represent data. function data_out =
ofdm_base_convert(data_in, base, new_base)
% if new base is in a higher order than the current base,
% make the size of data in current base a multiple of its new base if new_base>base
data_in = data_in(1:... floor(length(data_in)/(new_base/base))*(new_base/base));
end

% base to binary for k=1:base
binary_matrix(k,:) = floor(data_in/2^(base-k)); data_in = rem(data_in,2^(base-k));
end

```

```

% format the binary matrix to fit dimensions of the new base newbase_matrix = reshape(binary_matrix,
new_base, ... size(binary_matrix,1)*size(binary_matrix,2)/new_base);

% binary to new_base
data_out = zeros(1, size(newbase_matrix,2)); for k=1:new_base
data_out = data_out + newbase_matrix(k,:)*(2^(new_base-k));
end

% ***** FUNCTION: ofdm_modulation() ***** %
% This function performance the OFDM modulation before data transmission.

function signal_tx = ofdm_modulate(data_tx, ifft_size, carriers, ... conj_carriers, carrier_count, symb_size,
guard_time, fig)

% symbols per carrier for this frame
carrier_symb_count = ceil(length(data_tx)/carrier_count);

% append zeros to data with a length not multiple of number of carriers if length(data_tx)/carrier_count
~= carrier_symb_count,
padding = zeros(1, carrier_symb_count*carrier_count); padding(1:length(data_tx)) = data_tx;
data_tx = padding;
end

% serial to parallel: each column represents a carrier
data_tx_matrix = reshape(data_tx, carrier_count, carrier_symb_count)';

%   %
% ##### Differential Encoding ##### %
%   %
% an additional row and include reference point carrier_symb_count = size(data_tx_matrix,1) + 1;
diff_ref = round(rand(1, carrier_count)*(2^symb_size)+0.5);

data_tx_matrix = [diff_ref; data_tx_matrix]; for k=2:size(data_tx_matrix,1)
data_tx_matrix(k,:) = ... rem(data_tx_matrix(k,:)+data_tx_matrix(k-1,:), 2^symb_size);
end

%   %
% ## PSK (Phase Shift Keying) modulation ### %
%   %

```

```

% convert data to complex numbers:
% Amplitudes: 1; Phases: converted from data using constellation mapping [X,Y] =
pol2cart(data_tx_matrix*(2*pi/(2^sybm_size)), ...
ones(size(data_tx_matrix))); complex_matrix = X + i*Y;

%    %
% ##### assign IFFT bins to carriers and imaged carriers ##### %
%    %
spectrum_tx = zeros(carrier_sybm_count, ifft_size); spectrum_tx(:,carriers) = complex_matrix;
spectrum_tx(:,conj_carriers) = conj(complex_matrix);

% Figure(1) and Figure(2) can both show OFDM Carriers on IFFT bins if fig==1
figure(1)
stem(1:ifft_size, abs(spectrum_tx(2,:)), 'b*-') grid on
axis ([0 ifft_size -0.5 1.5]) ylabel('Magnitude of PSK Data') xlabel('IFFT Bin')
title('OFDM Carriers on designated IFFT bins') figure(2)
plot(1:ifft_size, (180/pi)*angle(spectrum_tx(2,1:ifft_size)), 'go') hold on
grid on
stem(carriers, (180/pi)*angle(spectrum_tx(2,carriers)), 'b*-') stem(conj_carriers, ...
(180/pi)*angle(spectrum_tx(2,conj_carriers)), 'b*-') axis ([0 ifft_size -200 +200])
ylabel('Phase (degree)') xlabel('IFFT Bin')
title('Phases of the OFDM modulated Data')
end

%    %
% ##### obtain time wave from spectrums waveform using IFFT ##### %
%    %
signal_tx = real(ifft(spectrum_tx));

% plot one symbol period of the time signal to be transmitted if fig==1
% OFDM Time Signal (1 symbol period in one carrier)
limt = 1.1*max(abs(reshape(signal_tx,1,size(signal_tx,1)...
*size(signal_tx,2)))); figure (3)
plot(1:ifft_size, signal_tx(2,:)) grid on
axis ([0 ifft_size -limt limt]) ylabel('Amplitude') xlabel('Time')
title('OFDM Time Signal (one symbol period in one carrier)')

```

```

% OFDM Time Signal (1 symbol period in a few samples of carriers) figure(4)
colors = ['b','g','r','c','m','y'];
for k=1:min(length(colors),(carrier_symb_count-1)) plot(1:ifft_size, signal_tx(k+1,:)) plot(1:ifft_size,
signal_tx(k+1,:), colors(k)) hold on

end

%

end grid on
axis ([0 ifft_size -limt limt]) ylabel('Amplitude') xlabel('Time')
title('Samples of OFDM Time Signals over one symbol period')

%

% ##### add a periodic guard time ##### %
%      %
end_symb = size(signal_tx, 2); % end of a symbol period without guard signal_tx =
[signal_tx(:,(end_symb-guard_time+1):end_symb) signal_tx];

% parallel to serial
signal_tx = signal_tx'; % MATLAB's reshape goes along with columns signal_tx = reshape(signal_tx, 1,
size(signal_tx,1)*size(signal_tx,2));

% ***** FUNCTION: ofdm_frame_detect() ***** %
% This function is to synchronize the received signal before demodulation
% by detecting the starting point of a frame of received signal.

function start_symb = ofdm_frame_detect(signal, symb_period, env, label)
% Find the approximate starting location signal = abs(signal);
% ===== narrow down to an approximate start of the frame ===== % idx = 1:env:length(signal);
samp_signal = signal(idx); % sampled version of signal
mov_sum = filter(ones(1,round(symb_period/env)),1,samp_signal); mov_sum =
mov_sum(round(symb_period/env):length(mov_sum)); apprx =
min(find(mov_sum==min(mov_sum))*env+symb_period);

% move back by approximately 110% of the symbol period to start searching idx_start = round(apprx-
1.1*symb_period);

% ===== look into the narrow-downed window ===== % mov_sum = filter(ones(1,symb_period),1,...

```

```

signal(idx_start:round(apprx+symb_period/3)));

mov_sum = mov_sum(symb_period:length(mov_sum)); null_sig = find(mov_sum==min(mov_sum));

start_symb = min(idx_start + null_sig + symb_period) - 1;
% convert to global index
start_symb = start_symb + (label - 1);

% ***** FUNCTION: ofdm_demod() ***** %
% This function performs OFDM demodulation after data reception.

function [decoded_symb, decoded_phase] = ofdm_demod... (symb_rx, ifft_size, carriers, conj_carriers, ...
guard_time, symb_size, word_size, last, unpad, fig)

symb_period = ifft_size + guard_time;

% reshape the linear time waveform into fft segments symb_rx_matrix = reshape(symb_rx(1:...
(symb_period*floor(length(symb_rx)/symb_period))), ... symb_period,
floor(length(symb_rx)/symb_period));

%    %
% ##### remove the periodic time guard ##### %
%    %
symb_rx_matrix = symb_rx_matrix(guard_time+1:symb_period,:);

%    %
% ### take FFT of the received time wave to obtain data spectrum ### %
%    %
rx_spectrum_matrix = fft(symb_rx_matrix)';

% plot magnitude and phase of the received frequency spectrum if fig==1
limt = 1.1*max(abs(reshape(rx_spectrum_matrix',1,...
size(rx_spectrum_matrix,1)*size(rx_spectrum_matrix,2))));
figure(5)
stem(0:ifft_size-1, abs(rx_spectrum_matrix(ceil... (size(rx_spectrum_matrix,1)/2),1:ifft_size)), 'b*-' )
grid on
axis ([0 ifft_size -limt limt]) ylabel('Magnitude')
xlabel('FFT Bin')
title('Magnitude of Received OFDM Spectrum') figure(6)
plot(0:ifft_size-1, (180/pi)*angle(rx_spectrum_matrix(ceil... (size(rx_spectrum_matrix,1)/2),1:ifft_size)'),

```

```

'go')
hold on
stem(carriers-1, (180/pi)*angle(rx_spectrum_matrix(2,carriers)),'b*-') stem(conj_carriers-1,
(180/pi)*angle(rx_spectrum_matrix(ceil...
(size(rx_spectrum_matrix,1)/2),conj_carriers)), 'b*-') axis ([0 ifft_size -200 +200])
grid on
ylabel('Phase (degrees)') xlabel('FFT Bin')
title('Phase of Receive OFDM Spectrum')
end

%    %
% ### extract columns of data on IFFT bins of all carriers only ### %
%    %
rx_spectrum_matrix = rx_spectrum_matrix(:,carriers);
%    %
% ### PSK (Phase Shift Keying) demodulation ### %
%    %
% calculate the corresponding phases from the complex spectrum rx_phase =
angle(rx_spectrum_matrix)*(180/pi);
% make negative phases positive rx_phase = rem((rx_phase+360), 360);

% polar plot for the received symbols if fig==1
figure(7)
rx_mag = abs(rx_spectrum_matrix(ceil(size(rx_spectrum_matrix,1)/2),:));
polar(rx_phase(ceil(size(rx_spectrum_matrix,1)/2),:)*(pi/180), ...
rx_mag, 'bd') title('Received Phases')
end

%    %
% ##### Differential Decoding ##### %
%    %
% reverse the differential coding decoded_phase = diff(rx_phase);
% make negative phases positive
decoded_phase = rem((decoded_phase+360), 360);

% parallel to serial conversion of phases decoded_phase = reshape(decoded_phase', ...
1, size(decoded_phase,1)*size(decoded_phase,2));

% phase-to-data classification base_phase = 360/(2^symb_size);
% phase-to-data translation decoded_symb = ...

```

```
floor(rem((decoded_phase/base_phase+0.5),(2^ symb_size)));

% obtain decoded phases for error calculations decoded_phase = rem(decoded_phase/base_phase+0.5,
... (2^ symb_size))*base_phase - 0.5*base_phase;
% remove padded zeros during modulation if last==1
decoded_symb = decoded_symb(1:(length(decoded_symb)-unpad));
decoded_phase = decoded_phase(1:(length(decoded_phase)-unpad));
end
```

ДОДАТОК Б

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Дослідження пристроїв модуляції та демодуляції OFDM - сигналів

Тип роботи: бакалаврська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група ПЗТ-23мс
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 14.5 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- ☐ Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- ☐ У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

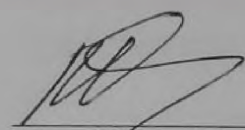
Експертна комісія:

Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ

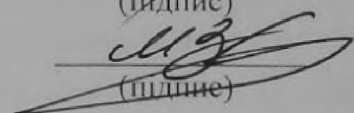
(прізвище, ініціали, посада)

Васильківський М.В., гарант ОПП

(прізвище, ініціали, посада)

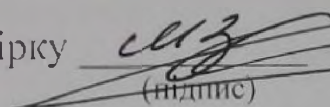


(підпис)



(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку



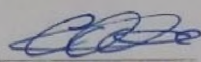
(підпис)

Васильківський М.В.

(прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

Керівник

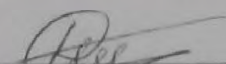


(підпис)

Стальченко О.В., доцент кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач



(підпис)

Бондар Д.В.

(прізвище, ініціали)

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

Абревіатура	Розшифрування	Переклад
ADC	Analog-to-Digital Converter	Аналого-Цифровий Перетворювач - АЦП
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Білий Гаусовий Шум
BPSK	Binary Phase Shift Keying	Двопозиційна фазова маніпуляція
DAC	Digital-to-Analog Converter	Цифро-Аналоговий Перетворювач - ЦАП
DFT	Discrete Fourier transform	Дискретне перетворення Фур'є
DSP	Digital Signal Processor	Цифровий Сигнальний Процесор
ENOB	Effective number of bits	Ефективна кількість біт
FCC	Federal Communication Commission	Федеральна Комісія по Комунікаціям
FFT	Fast Fourier transform	Швидке перетворення Фур'є
FPGA	Field Programmable Gate Array	Програмована логічна інтегральна схема - ПЛІС
ICI	Inter-carrier interference	Інтерференція між носійними
IF	Intermediate frequency	Проміжна частота - ПЧ
IFFT	Inverse fast Fourier transform	Інверсне швидке перетворення Фур'є
LNA	Low noise amplifier	Малошумлячий підсилювач - МШП
MSPS	Mega Sample per Second	Мільйон вибірок в секунду (швидкість квантування)
NF	Noise figure	Коефіцієнт шуму
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing	Ортогональне частотне мультиплексування
PA	Power amplifier	Підсилювач Потужності - ПП
PAPR	Peak-to-average power rate	Відношення пікової потужності до середньої
QAM	Quadrature-Amplitude Modulation	Квадратурно-Амплітудна Модуляція - КАМ
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	4-позиційна фазова маніпуляція – 4-ФМ