

ХМЕЛЬНИЦЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультет інформаційних технологій

Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ДИПЛОМНА РОБОТА

другого (магістерського) рівня

Освітній рівень

Галузь знань 17 Електроніка та телекомунікації

Шифр і назва спеціальності

Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка

Шифр і назва спеціальності

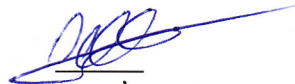
Освітня програма Телекомунікації та радіотехніка

Назва освітньої програми

на тему Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж

ДРТР. 022182.01.05.ПЗ

Виконав: здобувач 2 курсу, група ТР_м-22-1

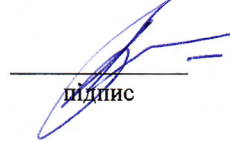


підпис

О.О. ГУР'ЄВ

Ініціали, прізвище

Керівник: д-р техн. наук, проф.



підпис

Ю.М. БОЙКО

Ініціали, прізвище

До захисту допускаю:

Зав. кафедри: д-р техн. наук, проф.



підпис

С.К. ПІДЧЕНКО

Ініціали, прізвище

5 12 2023 р.

Хмельницький, 2023

Хмельницький національний університет

Факультет Інформаційних технологій

Кафедра Телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

Освітній рівень Другий (магістерський)

Галузь знань 17 – Електроніка та телекомунікації

Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка

Освітня програма Телекомунікації та радіотехніка

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав. кафедрою

« 1 » 09 2023 р.

**ЗАВДАННЯ
НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ**

ГУР'ЄВУ Олегові Олександровичу

1 Тема роботи: Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж

керівник роботи БОЙКО Юлій Миколайович, д.т.н, професор.

Затверджено наказом по університету від «15» серпня 2023р. № 30.

2 Термін подання здобувачем роботи на кафедру: 05.12.2023р.

3 Вихідні дані роботи:

Метою дипломної роботи є розробка методу підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних-OFDM мереж з канальним кодуванням в умовах реального комплексу завод.

Предмет дослідження – метод побудови когерентних оптичних-OFDM мереж з заводостійким кодуванням при визначенні ефективності формування, передачі і обробки сигналів в умовах наявності завод.

Об'єкт дослідження – процес формування, оброблення та передачі сигналів в когерентних оптичних-OFDM мережах з заводостійким кодуванням в умовах реального комплексу завод.

4 Зміст пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити):

1 Аналіз базових принципів організації оптичних мереж за технологією OFDM. 2 Математичні моделі процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях з КО-OFDM. 3 Метод формування оптичних-OFDM систем із кодами прямого виправлення помилок. 4 Математичне моделювання OFDM-кодованих конструкцій у волоконно-оптичних системах з когерентним виявленням. Висновки.

5 Перелік графічного матеріалу: презентація обсягом 14 слайдів.

6 Дата видачі завдання: 15.08.2023.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ п/п	Назва етапу (розділу) дипломної роботи	Термін виконання етапу дипломної роботи	Примітка
1	Вступ. Аналіз базових принципів організації оптичних мереж за технологією OFDM	12.09.2023	Вик.
2	Математичні моделі процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях з КО-OFDM	10.10.2023	Вик.
3	Метод формування оптичних-OFDM систем із кодами прямого виправлення помилок	31.10.2023	Вик.
4	Математичне моделювання OFDM-кодованих конструкцій у волоконно-оптичних системах з когерентним виявленням	17.11.2023	Вик.
5	Висновки. Презентаційні матеріали за результатами виконання дипломної роботи.	03.12.2021	Вик.

Здобувач



Підпис

О.О. ГУР'ЄВ

Ініціали, прізвище

Керівник роботи



Підпис

Ю.М. БОЙКО

Ініціали, прізвище

АНОТАЦІЯ

Тема дипломної роботи: Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж

Автор роботи: ГУР'ЄВ Олег Олександрович

Керівник роботи: БОЙКО Юлій Миколайович

Пояснювальна записка : 105 сторінок, 58 рисунків, 41 джерело, 3 додатку

Графічна частина: 14 презентаційних слайдів

КЛЮЧОВІ СЛОВА: OFDM, LDPC, ДИСПЕРСІЯ, ОПТИЧНІ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ, ПРИЙМАЧ, ПЕРЕДАВАЧ, КОДУВАННЯ

Метою дипломної роботи є розробка методу підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних-OFDM мереж з канальним кодуванням в умовах реального комплексу завад.

Об'єкт дослідження : процес формування, оброблення та передачі сигналів в когерентних оптичних-OFDM мережах з завадостійким кодуванням в умовах реального комплексу завад.

Предмет дослідження : метод побудови когерентних оптичних-OFDM мереж з завадостійким кодуванням при визначенні ефективності формування, передачі і обробки сигналів в умовах наявності завад.

В першому розділі дипломної роботи здійснено аналіз базових принципів організації оптичних мереж за технологією OFDM. У другому розділі роботи представлено математичні моделі процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях когерентного типу - КО-OFDM. В третьому розділі дипломної роботи наведений метод формування оптичних-OFDM систем із кодами прямого виправлення помилок. Четвертий розділ кваліфікаційної роботи містить результати математичного моделювання OFDM-кодованих конструкцій у волоконно-оптичних системах з когерентним виявленням. У висновках представлено основні результати виконання кваліфікаційної роботи.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	6
ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ БАЗОВИХ ПРИНЦИПІВ ОРГАНІЗАЦІЇ ОПТИЧНИХ МЕРЕЖ ЗА ТЕХНОЛОГІЄЮ OFDM.....	15
1.1 Аналіз математичних моделей формування сигналів оптичних-OFDM телекомунікацій.....	15
1.2 Особливості параметрів OFDM-сигналів для оптичних систем	20
1.3 Чутливість оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень	26
1.4 Висновки.....	33
РОЗДІЛ 2 МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ПРОЦЕСІВ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ З КО-OFDM.....	35
2.1 Розробка схеми когерентної обробки сигналів КО-OFDM	35
2.2 Особливості функціонування підсистеми модулятора оптичної несучої	38
2.3 Розробка схеми для дослідження принципів формування та оброблення сигналів	45
2.4 Розробка та аналіз схеми обробки оптичних сигналів.....	50
2.5 Висновки.....	59
РОЗДІЛ 3 МЕТОД ФОРМУВАННЯ ОПТИЧНИХ-OFDM СИСТЕМ ІЗ КОДАМИ ПРЯМОГО ВИПРАВЛЕННЯ ПОМИЛОК	60
3.1 Специфіка застосування кодів з прямим виправленням помилки для КО-OFDM.....	61
3.2 Математичні моделі опису G-LDPC кодів для оптичних телекомунікацій	62
3.3 Результати математичного моделювання застосування LDPC кодів для оптичних каналів	69
3.4. Принципи конструювання узагальнених G-LDPC кодів для	

	5
оптичних каналів	71
3.5. Методика формування маніпульованих багатопозиційних сигналів для оптичних телекомунікацій	76
3.6 Висновки.....	82
РОЗДІЛ 4 МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ OFDM- КОДОВАНИХ КОНСТРУКЦІЙ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ З КОГЕРЕНТНИМ ВИЯВЛЕННЯМ.....	84
4.1 Параметри продуктивності оптичних телекомунікацій.....	84
4.2 Розробка схеми трансивера для оптичних OFDM- телекомунікацій за умов когерентного виявлення.....	89
4.3 Розробка засобів мінімізації впливу дисперсійних продуктів на обробку сигналів оптичних OFDM-каналів.....	94
4.4 Висновки.....	98
ВИСНОВКИ.....	100
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ.....	102
ДОДАТОК А. КОД (ЛІСТИНГ) ПРОГРАМИ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ ПРИНЦИПІВ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ У ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ.....	106
ДОДАТОК Б. МАТЕРІАЛИ АПРОБАЦІЇ НАУКОВИХ РЕЗУЛЬТАТІВ ОТРИМАНИХ У ДИПЛОМНІЙ РОБОТІ.....	118
ДОДАТОК В. ПРЕЗЕНТАЦІЙНІ МАТЕРІАЛИ ЗА РЕЗУЛЬТАТАМИ ВИКОНАННЯ ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ.....	132

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АБГШ	- Адитивний білий гаусівський шум
БЧХ	- Код Бозе-Чаудхурі-Хоквенгема
BER (Bit Error Ratio)	- Коефіцієнт бітових помилок
ВППС	- Відношення пікової потужності до середньої
ВОЛЗ	- Волоконно-оптична лінія зв'язку
ДКФР	- Кумулятивна функція розподілу
Д-С (SPA)	- Алгоритм суми-добутків
ЗДПФ	- Зворотне дискретне перетворення Фур'є
ЗІ	- Захисний інтервал
КО-OFDM	- Когерентна оптична технологія модуляції на базі мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів
КК-OFDM	- Оптична технологія модуляції на базі мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів на основі каналного кодування
КД	- Когерентний детектор
QAM=КАМ	- Квадратурна амплітудна модуляція
ЛФП-LLR	- Логарифмічне відношення функції правдоподібності
ЛФД	- Фотодіод лавинного типу
LDPC (Low-density parity-check code)	- Коди низької щільності перевірок на парність
МЗ	- Міжсимвольна інтерференція
МкЗ	- Міжканальна інтерференція
МОКГ	- Місцевий оптичний квантовий генератор
М-ЦМ	- Схема модулятора оптичної несучої типу Маха-Цендера

МАЙ (BCJR)	- Алгоритм декодування за максимумом апостеріорної ймовірності
OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)	- Метод модуляції на базі мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів
ОКГ	- Оптичний квантовий генератор (лазер)
ОВ	- Оптичне волокно
OSNR	- Оптичне відношення С/Ш
ООС	- Одномодовий оптичний світловод
ОКГ з РЗЗ	- Лазер з розподіленим зворотнім зв'язком
ПВП	- Пряме виправлення помилок
ПМД	- Поляризаційна модова дисперсія
РС	- Код Ріда-Соломона
РМ	- Код Ріда-Мюлера
С/Ш	- Відношення сигнал до шуму
СКК	- Сигнально-кодова конструкція
QPSK=ФМ	- Фазова маніпуляція (ФМ-4 – квадратурна фазова модуляція)
FEC (Forward error correction)	- Кодування з прямим виправленням помилок
ХД	- Хроматична складова дисперсії
ЦП	- Циклічний префікс
ШПФ (FFT)	- Швидке перетворення Фур'є
WDM (Wavelength Division Multiplexing)	- Метод мультиплексування з поділом по довжині хвилі

ВСТУП

Актуальність теми.

В практично нескінченно-широкому електромагнітному спектрі є лише два вікна які широко використовуються для сучасних широкосмугових телекомунікацій. Перше вікно охоплює діапазон від довгохвильового радіо до міліметрового діапазону або від 100 кГц до 300 ГГц за частотою, друге вікно лежить в області інфрачервоних світлових хвиль, а саме від 30 ТГц до 300 ТГц. В першому вікні представлені технології які широко застосовуються у повсякденному житті і включають широкомовне радіо та телебачення, бездротові локальні мережі (LAN) та мобільний зв'язок. Ці технології пропонують кінцевому користувачеві доступ до інформаційних мереж на першому метрі або першій милі з широкосмуговим підключенням або мобільністю у випадку бездротових систем. Однак, слід зауважити, що більша частина швидкостей передачі даних обмежена швидкістю нижче ніж гігабіт за секунду (Гбіт/с), в першу чергу через відсутність доступних спектральних інтервалів у радіочастотному мікрохвильовому діапазоні. В цьому випадку, через величезну смугу пропускання в кілька терагерц (ТГц) у другому вікні, оптичні системи можуть забезпечити високу пропускну здатність 100 Тбіт/с і вище. Саме тому, фактично, оптичні системи зв'язку (волоконно-оптичні телекомунікації), стали базовим фундаментом сучасної інформаційної інфраструктури (інфокомунікацій) [1, 2].

Метод модуляції на базі мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) став провідним методом модуляції в радіочастотній області і на поточний момент має тенденцію динамічного розвитку [3]. Такий метод здобув концептуальну реалізацію майже у всіх основних стандартах зв'язку, включаючи бездротові локальні мережі (IEEE 802.11 a/g (Wi-Fi)), в стандартах цифрового відео та аудіо (DAV/DAB) та цифрового абонентського доступу (DSL). Крім того, такі актуальні стандарти мобільних

мереж четвертого покоління (4G) як WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), IEEE 802.16) та LTE (Long-Term Evolution) ґрунтуються саме на технології OFDM [4]. Подальший розвиток широкосмугових технологій 5G також не обійдеться без OFDM [5]. Таким чином проникнення технології OFDM в оптичні телекомунікації та поява оптичного-OFDM зрозуміла і відповідає сучасним викликам до інфокомунікацій. В цьому контексті оптичний-OFDM вигідний з точки зору ефективності обчислень за умов використання швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). В цьому випадку актуальні переваги пов'язані з можливістю масштабованого поділу спектру від окремих піднесучих до піддіапазону і всього спектра OFDM, що забезпечує величезну гнучкість при проектуванні на рівні пристрою, підсистеми або системи порівняно з передачею на одній несучій. Крім того, адаптація пілотних піднесучих (ПТ) до несучих даних дозволяє реалізовувати швидкі та зручні способи оцінки каналу та фазових спотворень.

Оптичний-OFDM має певну схожість, однак і певну відмінність від радіочастотного аналога. З одного боку, оптичному-OFDM притаманні проблеми зв'язані з наявним високим відношення пікової потужності до середньої (PAPR) та чутливості до фазового/частотного шуму. З іншого боку, оптичний канал має свій унікальний набір переваг. Однією з помітних переваг є наявність нелінійності оптоволоконного каналу та її складна взаємодія з дисперсією волокна, що відсутнє у радіочастотних системах (РЧ). Крім того, в РЧ-системах основна нелінійність виникає в РЧ-підсилювачі потужності, де не можна використовувати смуговий фільтр (СФ) для відсікання позасмугового витоку через великі втрати в фільтрі. Однак в оптичних-OFDM системах ербієвий волоконний підсилювач (EDFA) абсолютно лінійний незалежно від рівня насичення і звичайно містить у своєму складі мультиплексор довжин хвиль, який може придушити позасмугові завади.

Акцентуємо увагу на ще одній особливості оптичних-OFDM систем, яку буде описано в розділах дипломної роботи. Так як інформація в

оптичному-OFDM каналі є керованою, в частотній області виникає можливість поділу широкого спектру OFDM на низку піддіапазонів для вирішення проблем із допустимою смугою пропускання для елементів обробки сигналів ЦАП/АЦП. Це забезпечує плавний перехід когерентної-OFDM системи (КО-OFDM) з швидкості 40 на 100 Гбіт/с або навіть 1 Тбіт/с за рахунок збільшення спектра у випадку мультиплексування діапазонів. При цьому апаратне та програмне забезпечення яке розроблене для швидкості 40 Гбіт/с, можна повторно використати на швидкості 100 Гбіт/с або навіть Тбіт/с без кардинального реконструювання. Тобто перспективність КО-OFDM досить актуальна у випадку розгортання мереж наступного покоління. Перспективним напрямком розвитку технології КО-OFDM є використання в ній каналного кодування (КК) з прямим виправленням помилок (FEC). Таке поєднання дозволить підвищити продуктивність КО-OFDM оптичних комунікацій. Отже, важливим аспектом прикладного провадження КО-OFDM оптичних комунікацій є проблема об'єднання багаторівневої модуляції та КК з використанням кодованого OFDM (КК-OFDM) за наявності дисперсійних продуктів які виникають під час передачі інформаційних потоків по ОВ.

Саме цим актуальним питанням присвячена запропонована дипломна (кваліфікаційна) робота за другим (магістерським) рівнем вищої освіти.

Метою дипломної роботи є розробка методу підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних-OFDM мереж з каналним кодуванням в умовах реального комплексу завод.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити такі *завдання*:

1. Провести аналіз базових принципів організації оптичних мереж за технологією OFDM. Опрацювати питання побудови математичних моделей формування сигналів оптичних-OFDM телекомунікацій, здійснити вибір та опис параметрів OFDM-сигналів для оптичних систем, оцінити чинники які впливають на чутливість оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень.

2. Провести розробку математичних моделей процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях з КО-OFDM в тому числі когерентної обробки сигналів, функціонування підсистеми модулятора та демодулятора оптичної несучої.

3. Розробити метод функціонування оптичних-OFDM систем із кодами прямого виправлення помилок (ПВП). Здійснити математичний опис G та QC-LDPC кодів для когерентних оптичних систем.

4. Представити принципи конструювання узагальнених G-LDPC кодів для оптичних каналів. Відобразити та проаналізувати результати математичного моделювання застосування LDPC кодів для оптичних когерентних каналів.

5. Виконати математичне моделювання OFDM-кодованих конструкцій у волоконно-оптичних системах з когерентним виявленням з метою підтвердження продуктивності запропонованого методу та схемотехнічних рішень в умовах наявності завад спричинених складовими дисперсією.

Об'єкт дослідження – процес формування, оброблення та передачі сигналів в когерентних оптичних-OFDM мережах з завадостійким кодуванням в умовах реального комплексу завад.

Предмет дослідження – метод побудови когерентних оптичних-OFDM мереж з завадостійким кодуванням при визначенні ефективності формування, передачі і обробки сигналів в умовах наявності завад.

Дипломна кваліфікаційна робота складається з чотирьох розділів, висновків, додатків та переліку джерел посилання.

В першому розділі роботи здійснено аналіз базових принципів організації оптичних мереж за технологією OFDM. У другому розділі роботи представлено математичні моделі процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях типу КО-OFDM. В третьому розділі дипломної роботи наведена методика формування оптичних-OFDM систем із кодами прямого виправлення помилок. Четвертий розділ кваліфікаційної роботи

містить результати математичного моделювання OFDM-кодованих конструкцій у волоконно-оптичних системах з когерентним виявленням.

Наукова новизна одержаних результатів. В дипломній роботі отримано такі наукові результати:

вперше

- запропоновано метод побудови оптичних когерентних OFDM телекомунікацій на основі сигнально-кодових конструкцій з кодами прямого виправлення помилок типу G- та QC-LDPC. Схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕБК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення при застосування запропонованих конструкцій LDPC-кодів;

дістали подальшого розвитку

- методика визначення основних параметрів та чинників які безпосередньо впливають на продуктивність оптичних телекомунікацій за технологією OFDM, зокрема із врахуванням контролю відношення пікової потужності до середньої, зміни коефіцієнтів передискретизації при утворенні оптичних-OFDM конструкцій, чутливості оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень, вибору ширини лінії в оптичних-OFDM системах для випадку застосування цифрових багатопозиційних сигналів. Отримана методика, на відміну від відомих, дозволяє провести ефективний вибір параметрів оптичних-OFDM телекомунікацій із врахуванням форми цифрових сигналів в оптичному каналі, структури захисних інтервалів OFDM-конструкції, мінімізації фазових шумів та шуму оптичного квантового генератору (ОКГ), дрейфу частоти ОКГ, складових дисперсії.

- математичні моделі опису OFDM-технології для оптичних телекомунікацій. Запропоновані математичні моделі, на відміну від відомих, враховують особливості розповсюдження інформації у оптичному

середовищі, структуру доданих до оптичної OFDM-конструкції захисних інтервалів для мінімізації впливу завадових дисперсійних впливів;

- методика формування та математичного опису когерентних схем передавання, приймання та оброблення сигналів у оптичних телекомунікаціях з метою електронного коригування лінійних перекручувань і завад обумовлених наявними у ОВ дисперсійними явищами.

Практичне значення отриманих результатів:

- запропонована функціональна схема КО-OFDM з подвійною конвертацією сигналів та проведено її математичний опис. Запропонована схема створює можливість практичного узгодження оптичних та радіотехнічних технологій з метою забезпечення ефективної обробки сигналів модуляції OFDM;

- сформована схема у середовищі MATLAB для визначення основних характеристики систем формування і обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях на основі моделі СФ. Запропонована схема та модель дозволяє практично дослідити вплив параметрів дисперсії на продуктивність передачі інформації по ОВ із врахування моделей джерел та приймачів, оптичного каналу сформованих на стандартизованих ІТУ параметрах оптичних телекомунікацій;

- представлено механізми та схемотехнічні рішення для практичної реалізації блоків приймання та оброблення сигналів оптичних когерентних телекомунікацій з метою компенсації завад для сигналів комплексної огибаючої, пристроїв синхронізації, локалізації зміни фази оптичної несучої шляхом її вирівнювання;

- отримано результати математичного моделювання оптичних каналів з OFDM за умов застосування в них запропонованих СКК на основі складових LDPC-кодів. Практична цінність результатів полягає у отриманих порівняльних результатах при визначення ЕВК відносно відомих для

оптичних каналів СКК; результатів поєднання запропонованих кодів з різними типами багатопозиційних маніпульованих сигналів, що дозволить розробникам оптичних систем оптимально підібрати стратегію вибору сигналів для забезпечення мультиплексування каналів в т.ч. із врахуванням швидкості розповсюдження сигналів у ОВ.

Наукові результати представлені у дипломній роботі апробовано статтею у фаховому журналі «Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах» №4, 2023 р. - (категорія Б) за спеціальністю 172 – Телекомунікації та радіотехніка.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ БАЗОВИХ ПРИНЦИПІВ ОРГАНІЗАЦІЇ ОПТИЧНИХ МЕРЕЖ ЗА ТЕХНОЛОГІЄЮ OFDM

1.1 Аналіз математичних моделей формування сигналів оптичних-OFDM телекомунікацій

OFDM є особливий клас модуляції з декількома несучими (МДС), загальна реалізація якого зображена на рис. 1.1. На рис. 1.1 також показано структуру комплексного помножувача (модулятор/демодулятор I/Q), який використовується у системах МДС. Переданий сигнал МДС - $s(t)$, представимо наступною формою [6]:

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_n} c_{ki} s_k(t - iT_c) \quad (1.1)$$

$$s(t) = \Pi(t) e^{-i2\pi f_k t} \quad (1.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (0 < t \leq T_c) \\ 0, & (t \leq 0, t > T_c) \end{cases} \quad (1.3)$$

де c_{ki} - i -й інформаційний символ на k -й піднесучій, s_k - форма сигналу для k -й піднесучій, N_n - кількість піднесучих, f_k - частота піднесучої, T_c - період символу, а $\Pi(t)$ - імпульс формоутворювальної функції.

Оптимальний детектор для кожної піднесучої може використовувати фільтр, який відповідає формі сигналу піднесучої, або корелятор, узгоджений з піднесучою, як показано на рис. 1.1.

Таким чином розпізнаний інформаційний символ на виході корелятора c'_{ik} математично описується наступним чином:

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r(t - iT_c) s_k^* dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r(t - iT_c) e^{-i2\pi f_k t} dt \quad (1.4)$$

де $r(t)$ - отриманий сигнал представлений у часовій області.

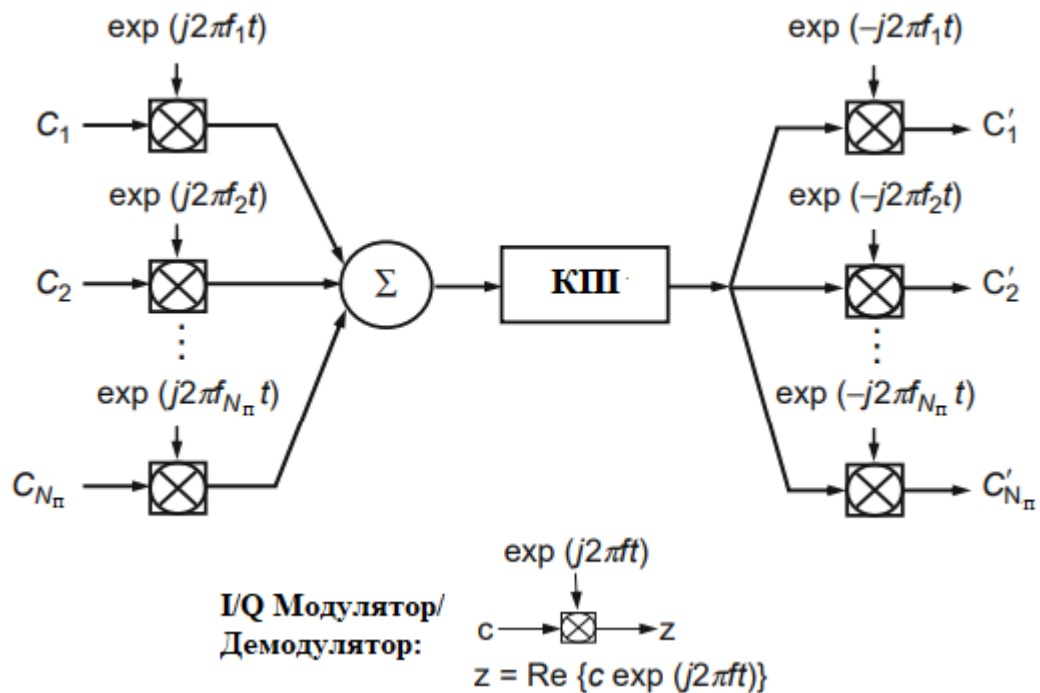


Рисунок 1.1 – Схема формування сигналів модуляції з декількома несучими:
 КП – канал передачі інформації

OFDM представляється шляхом використання наборів ортогональних сигналів спектри яких перекриваються [7]. Ця ортогональність походить від прямої кореляції між будь-якими двома піднесучими, що визначається як:

$$\Delta_{kl} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{-i2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{i\pi(f_k - f_l)T_c} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_c)}{\pi(f_k - f_l)T_c} \quad (1.5)$$

Таким чином з 1.5 встановлюємо, що у випадку виконання умови $f_k - f_l = m/T_c$ дві піднесучі будуть ортогональні одна одній. Це означає, що такі ортогональні набори піднесучих, частоти яких рознесені на кратні періоди і які зворотні до періодів слідування символів, можуть бути відновлені за допомогою узгоджених фільтрів без завад які виникають між піднесучими (МкЗ), незважаючи на істотне спектральне перекриття сигналів.

Модуляція/демодуляція OFDM реалізується за допомогою зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДПФ)/дискретного перетворення Фур'є (ДПФ).

Для m -ї вибірки $s(t)$ рівняння (2.1) отримаємо:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{i2\pi f_k \frac{(m-1)T_c}{N}} \quad (1.6)$$

Використовуємо умову ортогональності та $f_k=(k-1)/T_c$ з 1.6 отримаємо:

$$s_m = \sum_{k=1}^N c_k e^{i2\pi f_k \frac{(m-1)T_c}{N}} = \sum_{k=1}^N c_k e^{i2\pi f_k \frac{(k-1)(m-1)}{N}} = R^{-1}\{c_k\} \quad (1.7)$$

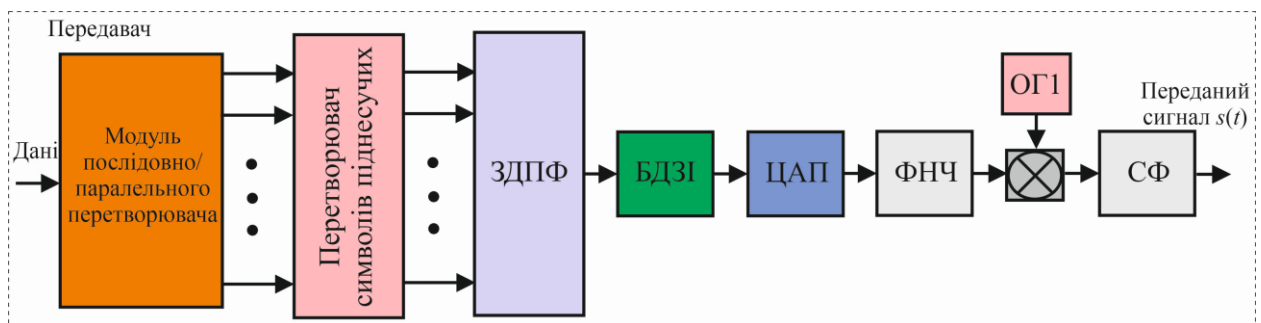
де R – перетворення Фур'є.

Тоді на приймальному боці отримаємо:

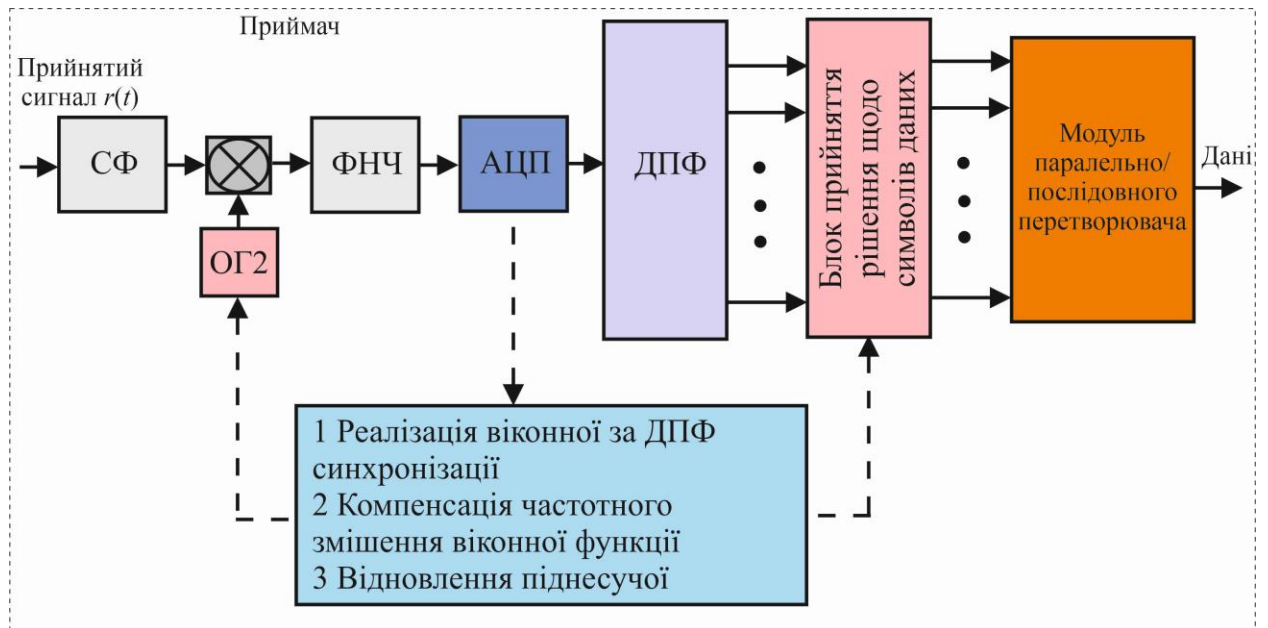
$$c'_k = R\{r_m\} \quad (1.8)$$

де r_m — прийнятий сигнал, який відбирається на кожному інтервалі T_c/N .

Є дві фундаментальні переваги реалізації OFDM ДШПФ/ЗШДПФ. По-перше, через існування ефективного алгоритму ДШПФ/ЗШДПФ число комплексних множень для ЗДПФ у рівнянні (1.7) та ШПФ у рівнянні (1.8) зменшується від N^2 до $N/2(\log_2(N))$ майже лінійно за наявності N піднесучих. По-друге, можна генерувати і демодулювати велику кількість ортогональних піднесучих, не використовуючи складні радіочастотні генератори і фільтри. Це призводить до відносно простої архітектури реалізації OFDM, коли потрібна велика кількість піднесучих. Відповідна архітектура з використанням ДПФ/ЗДПФ та ЦАП/АЦП представлена на рис. 1.2.



а



б

Рисунок 1.2 - Концептуальна блок-схема прийомо/передавальної частини OFDM системи передачі даних: БДЗІ – блок додавання захисного інтервалу; ФНЧ – фільтр низьких частот; ОГ – опорний генератор; СФ – смуговий фільтр

По схемі рис. 1.2 маємо наступну картину перетворень. На передавальному боці біти вхідних послідовних даних спочатку перетворюються на низку паралельних конвеєрних даних, кожен з яких відображається на відповідні інформаційні символи для піднесучих в межах одного символу OFDM, а цифровий сигнал у часовій області утворюється з використанням ЗПФ. Далі додається захисний інтервал і виконується перетворення з сигналом у реальному часі за допомогою ЦАП. Захисний інтервал (ЗІ) вставляється для запобігання міжсимвольної інтерференції (МЗ) через дисперсію каналу [8]. Сигнал основної смуги частот можна перетворити з підвищення частоти у відповідній смузі пропускання РЧ за допомогою змішувача/модулятора IQ . На приймальному кінці сигнал OFDM перетворюється шляхом пониження частоти в основний діапазон за допомогою демодулятора IQ , дискретизується за допомогою АЦП, а потім

демодулюється шляхом виконання ДПФ і далі виконується обробка сигналу основної смуги відновлення даних.

Для усунення МкЗ та МЗ які обумовлені дисперсійними процесами у каналі з OFDM використовується конструкція яка називається циклічним префіксом (ЦП) [9]. На рис. 1.3 показано включення ЦП шляхом циклічного розширення форми сигналу OFDM у захисний інтервал (ЗІ) - δ_3 [10].

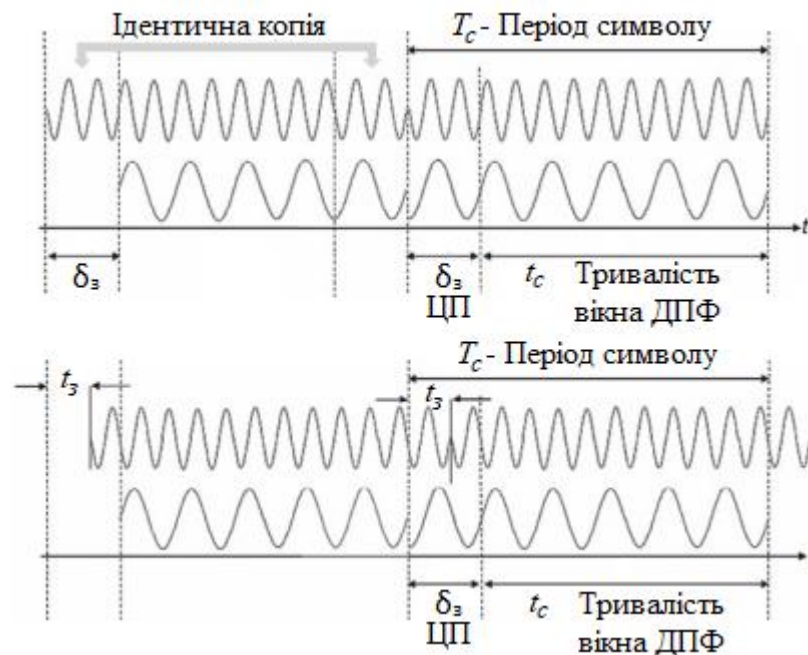


Рисунок 1.3 – Конструкція OFDM-сигналу з ЦП

Як показано на рис. 1.3 сигнал із захисним інтервалом по суті є ідентичною копією сигналу розмішеному у вікні ДПФ із часовим зсувом вперед на t_3 . На рис. 1.3, також, показаний сигнал OFDM із захисним інтервалом на приймальному боці каналу. Припустимо, що сигнал пройшов по тому ж каналу з дисперсією, і обране те саме вікно ДПФ яке містить повний символ OFDM для форми сигналу певної піднесучої. З рис. 1.3, б видно, що повний символ OFDM для піднесучої також зберігається у вікні ДПФ, тому що частина ЦП перемістилася у вікно ДПФ, щоб замінити ідентичну частину, що змістилася назовні. Таким чином, символ OFDM для певної піднесучої є майже ідентичною копією переданого сигналу з додатковим фазовим зсувом. Цей фазовий зсув обробляється за допомогою

алгоритму оцінки каналу і буде видалений для ідентифікованого символу. Важлива умова передачі OFDM без МК, представляється виразом:

$$t_s < \delta_s \quad (1.9)$$

Таким чином потрібно зазначити, що для правильного відновлення інформаційного символу OFDM необхідно виконати дві важливі процедури: 1-ша - вибір відповідного вікна ДПФ (тобто потрібно виконати віконну синхронізацію); 2-га – потрібно здійснити оцінку фазового зсуву для кожної піднесучої, тобто провести оцінку каналу [11, 12]. Обидві процедури обробки детально обговорювались в роботах [11-13].

Включення до структури OFDM ЦП із врахуванням 1.3 представимо математично наступним чином:

$$P(t) = \begin{cases} 1, & (-\delta_s < t \leq t_c) \\ 0, & (t \leq -\delta_s, t > t_c) \end{cases} \quad (1.10)$$



Рисунок 1.4 – Конструкція OFDM-сигналу (повна форма), один повний символ – часова форма

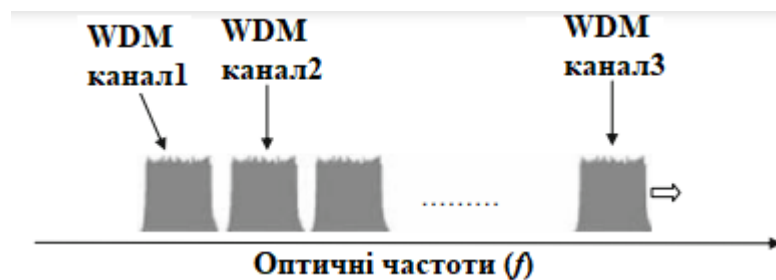
1.2 Особливості параметрів OFDM-сигналів для оптичних систем

В оптичних системах з OFDM оптичний спектр звичайно не є лінійною копією радіочастотного спектра, таким чином, оптична спектральна ефективність залежить від особливих чинників. В цьому контексті потрібно

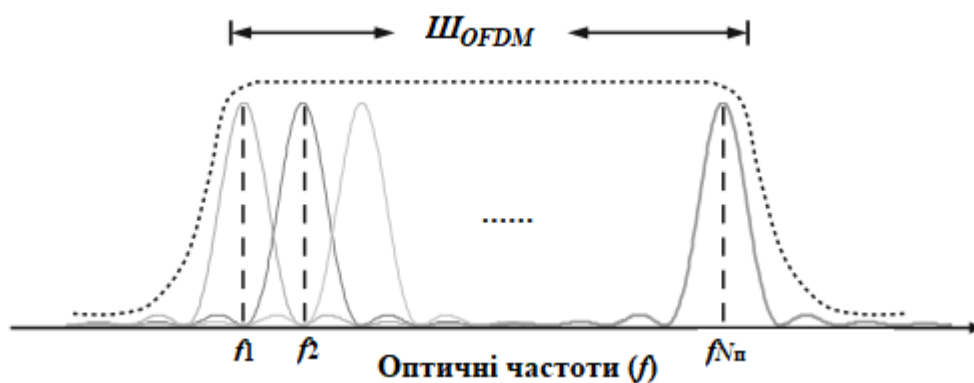
звернути увагу на оптичну спектральну ефективність систем когерентних оптичних-OFDM (КО-OFDM). В системах КО-OFDM N_n піднесучих передаються у кожному періоді символу OFDM, який дорівнює T_c . Таким чином, загальна швидкість передачі символів V для систем КО-OFDM визначається виразом:

$$V = N_n/T_c \quad (1.11)$$

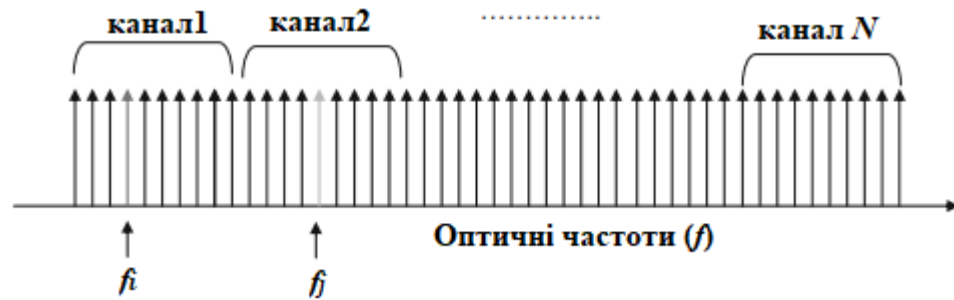
На рис. 1.5, а показаний спектр мультиплексованих каналів з розподілом за довжиною хвилі (WDM), кожен з модуляцією КО-OFDM. На рис. 1.5, б показаний збільшений оптичний спектр кожного каналу з відповідною довжиною хвилі. Отже, пропускна здатність КО-OFDM буде визначатись виразом:



а



б



в

Рисунок 1.5 – Форма оптичного спектру N -мультиплексованих за довжиною хвилі (WDM) КО-OFDM каналів: а – спектр мультиплексованих каналів; б – збільшений оптичний спектр кожного каналу; в – сукупність каналів КО-OFDM без ЗІ

$$\text{Ш}_{OFDM} = \frac{2}{T_c} + \frac{N_p - 1}{t_c} \quad (1.12)$$

де t_c - період спостереження (див. рис. 1.4).

Якщо використати велику кількість піднесучих, ефективність смуги пропускання OFDM виявляється рівною:

$$\rho = 2 \frac{v}{\text{Ш}_{OFDM}} = 2\varepsilon, \quad \text{де } \varepsilon = \frac{t_c}{T_c} \quad (1.13)$$

У формулі 1.13 множник 2 враховує подвійну поляризацію у волоконному світловоді. Використовуючи типове значення 0,88 [14-18], ми можемо отримати коефіцієнт оптичної спектральної ефективності 1,7 біт/с/Гц. Оптична спектральна ефективність у 3,5 біт/с/Гц, може бути досягнута якщо для кожної піднесучої використовується квадратурна фазова модуляція (QPSK=ФМ-4). Спектральну ефективність можна додатково підвищити за допомогою квадратурної амплітудної модуляції модуляції (QAM=КАМ) вищого порядку (ми це з'ясуємо у 3 та 4 тому розділах дипломної роботи). Для практичної реалізації систем КО-OFDM оптична спектральна ефективність буде знижена через необхідність достатньої захисної смуги між каналами WDM, враховуючи частоту лазера та наявність

його дрейфу приблизно у 2 ГГц. Цієї захисної смуги можна уникнути (теоретично), використовуючи ортогональність каналів WDM. Дрейф частоти лазера в каналах WDM можна усунути, прив'язавши всі лазери до загального оптичного стандарту, наприклад за технологією “оптичний гребінець”, і безпосередньо використовуючи частотні тони з оптичного гребінця [14]. При цьому всі піднесучі, які перетинають канали WDM, можуть бути ортогональним і як наслідок умова ортогональності рівняння (1.5) виконується для будь-яких двох піднесучих, навіть із різних каналів WDM. Як показано на малюнку 1.5, в, піднесучі яку позначено як f_i в каналі 1 ортогональна іншій піднесучій - f_j в іншому каналі (наприклад, каналі 2).

Існує ідея формування КО-OFDM без захисного інтервалу в схемі коли кожна довжина хвилі модулюється сигналом з однією несучою з належною формою імпульсу (прямокутною яка представлена формулою 1.3). Умова ортогональності рівняння (1.6) виконується для частоти кожної піднесучої. Когерентна оптична демодуляція гарантує, що ортогональність між оптичними піднесучими зберігається протягом усієї обробки сигналу на приймальному боці.

Вище в тексті кваліфікаційної роботи вже було акцентовано увагу на ту обставину, що в оптичних системах оптичний підсилювач потужності (головним чином на поточний момент розвитку телекомунікацій використовують підсилювачі леговані ербієм [17]) є ідеально лінійним незалежно від потужності вхідного сигналу через його низький час відгуку, який складає порядок мілісекунд. Однак, контроль відношення пікової потужності до середньої (ВППС), як і в радіотехнічних системах з OFDM є актуальним, зокрема в розрізі проблем оптоволоконного зв'язку які обумовлено нелінійністю оптичного волокна (ОВ).

Опис форма сигналу на передавальному боці в часовій області, для одного символу OFDM, може бути записаний наступним виразом:

$$s(t) = \sum_{k=1}^{N_n} c_k e^{i2\pi f_k t}, \quad f_k = \frac{k-1}{T_c} \quad (1.14)$$

Тоді ВППС сигналу КО-OFDM визначається як:

$$\text{ВППС} = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T_c] \quad (1.7)$$

Теоретичний максимум ВППС становить $10\lg(N_n)$ у дБ, якщо встановити $c_k=1$ та $t=0$ у рівнянні (1.14). Для систем КО-OFDM з 256 піднесучими теоретичне максимальне значення ВППС становить 24 дБ, що є досить великим значенням.

Для наочного опису ВППС часто користуються додатковою кумулятивною функцією розподілу (ДКФР=CCDF (англ. complementary cumulative distribution function)). З математичної точки зору кумулятивна функція розподілу (ДКФР) - це функція ймовірності того, що змінна X набуває значення, що дорівнює або менше, ніж значення іншої змінної x . За допомогою ДКФР можна отримати таблицю, яка описує розподіл ймовірностей випадкових величин. Для ДКФР (P_d) запишемо:

$$P_d = \text{Pr}\{\text{ДКФР} > \beta_p\} \quad (1.8)$$

Тобто P_d — це ймовірність того, що ВППС перевищує певне значення β_p .

На рис. 1.6 представлений графік для P_d у випадку зміни кількості піднесучих (N_{sc}) (використаний формат модуляції ФМ-4). З графіка на рис. 1.6 для рівня ймовірності $10e-3$ і кількості піднесучих – 256 отримаємо значення близьке до 11,5 дБ (максимально допустиме значення складає 24 дБ).

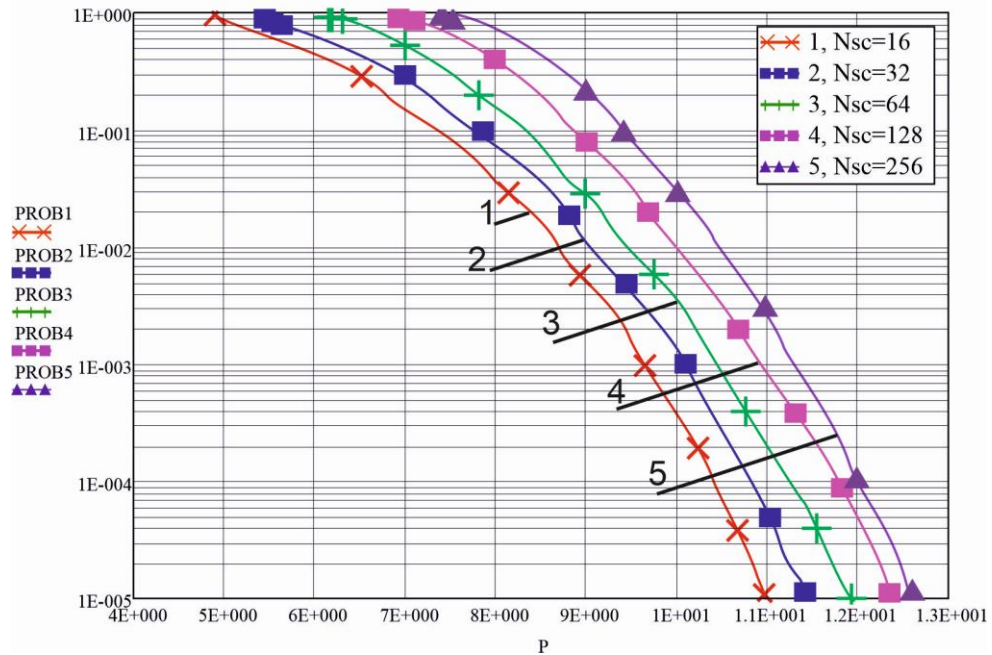


Рисунок 1.6 – Залежність кумулятивної функції розподілу для ВВПС у випадку сигналів OFDM з різною кількістю піднесучих

На значення ВВПС може впливати коефіцієнт передискретизації v . Передискретизований сигнал можна використати для отримання точного значення ВВПС. Нехай кількість точок для дослідження збільшується з N_{sc} до vN_{sc} , тоді окрему точку для дослідження визначимо наступним чином:

$$t_n = \frac{(n-1)T_c}{vN_{sc}}, \quad n = 1, 2, \dots, vN_{sc} \quad (1.9)$$

Використаємо рівняння 1.14 та отримаємо:

$$s_n = s(t_n) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{vN_{sc}}}, \quad n = 1, 2, \dots, vN_{sc} \quad (1.10)$$

Загалом, передискретизація в v разів може бути досягнута за допомогою ЗШПФ нового набору піднесучих, які доповнюють нулями вихідний набір піднесучих, рівний вихідному помноженому на v .

На рис. 1.7 показано ДКФР ВВПС при зміні коефіцієнтів передискретизації від одиниці до восьми. Спостерігаємо, що різниця між $\nu = 1$ і восьмикратної передискретизації складає близько 0,5 дБ (рівень ймовірності $10E-3$). Оптимальним тут є коефіцієнт передискретизації рівний чотирьом.

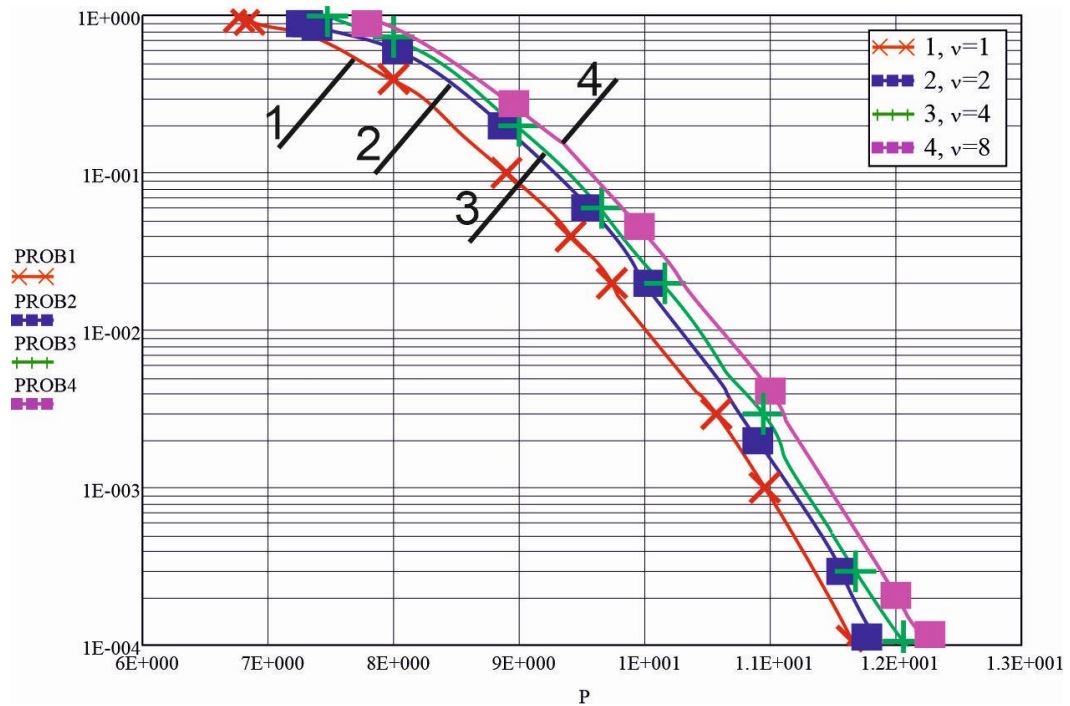


Рисунок 1.7 – Залежність кумулятивної функції розподілу для ВВПС у випадку сигналів OFDM за різних значень коефіцієнтів передискретизації

1.3 Чутливість оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень

Частотні спотворення та чутливість до фазового шуму є двома основними недоліками OFDM. Як частотні спотворення так і фазовий шум призводять до МкЗ. Через відносно велику довжину символу в порівнянні з однією несучою, OFDM схильний як частотних спотворень і одночасно до виникнення фазових шумів.

З точки зору оптичних-OFDM систем наявність фазового шуму особливо важлива так як існує фазовий шум лазера значення якого досить істотне. Тобто лазер в оптичній-OFDM системі є критичною проблемою,

особливо для використання багатопозиційних сигналів із сузір'ям (констеляційною діаграмою) більш високого порядку для досягнення модуляції з високою спектральною ефективністю.

Сигнал OFDM з частотними спотвореннями та фазовим шумом можна узагальнити у формі:

$$r(t) = e^{i(2\pi\Delta ft + \varphi(t))} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi f_k t} dt + \xi(t) \quad (1.11)$$

де Δf — зміщення частоти, $\varphi(t)$ — фазовий шум, а $\xi(t)$ — адитивний білий гаусівський шум (AWGN).

Використаємо рівняння (1.4) і прийнятий інформаційний символ представимо наступним чином:

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r(t) e^{-i2\pi f_k t} dt, \quad f_k = \frac{k-1}{T_c} \quad (1.12)$$

Тоді із врахуванням (1.11) отримаємо:

$$\begin{aligned} c'_{ik} &= \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \{ e^{i(2\pi\Delta ft + \varphi(t))} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi f_k t} dt + \xi(t) \} e^{-i2\pi f_k t} dt = \\ &= \sum_{l=1}^{N_{sc}} c_l \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{i2\pi(f_l - f_k)t + i(2\pi\Delta ft + \varphi(t))} dt + n_k = \mu_0 c_k + \sum_{l \neq k} \mu_{k-l} c_l + n_k = \\ &= \mu_0 c_k + J_k + n_k \end{aligned} \quad (1.13)$$

Тоді для коефіцієнтів МКЗ отримаємо наступний вираз:

$$\mu_m = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{i(2\pi(f_m + \Delta f)t + \varphi(t))} dt, \quad f'_m = \frac{m}{T_c}, \quad m = -(N_{sc} - 1), \dots, 0, 1, \dots, N_{sc} - 1 \quad (1.14)$$

$$n_k = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \xi(t) e^{-i2\pi f_k t} dt \quad (1.15)$$

$$J_k = \sum_{l \neq k} \mu_{k-l} c_l \quad (1.16)$$

В рівнянні (1.13) перший, другий та третій члени відповідають відповідно сигналу, МКЗ та шумовій складовій. Коефіцієнт МКЗ - μ_m

описують завади між двома піднесучими з різницею індексів m . Ненульове значення μ_m означає кінцеве значення МкЗ в результаті зсуву частоти, або фазового шуму.

Для частотних спотворень (зміщення частот) напишем наступне рівняння:

$$\mu_m = \frac{\sin(\pi(m+\varepsilon))}{\pi(m+\varepsilon)} e^{-i\pi(m+\varepsilon)} \quad (1.17)$$

де $\varepsilon = \Delta f T_c$ - нормалізоване зміщення частоти.

На рис. 1.8 показані коефіцієнти МкЗ - μ_m у випадку коли зміщення частоти ε дорівнює 0 та 0,25. Можна бачити, що коли ε дорівнює нулю або будь-якому цілому числу, коефіцієнт МкЗ дорівнює нулю або будь-якому m , що по суті є умовою ортогональності рівняння (1.5). Коли ε дорівнює нецілому значенню, такому як 0,25, як показано на рисунку 1.8, існує залишкова складова μ_m для будь-якого числа m , що передбачає кінцеву інтерференцію від однієї піднесучої до будь-якої іншої піднесучої.

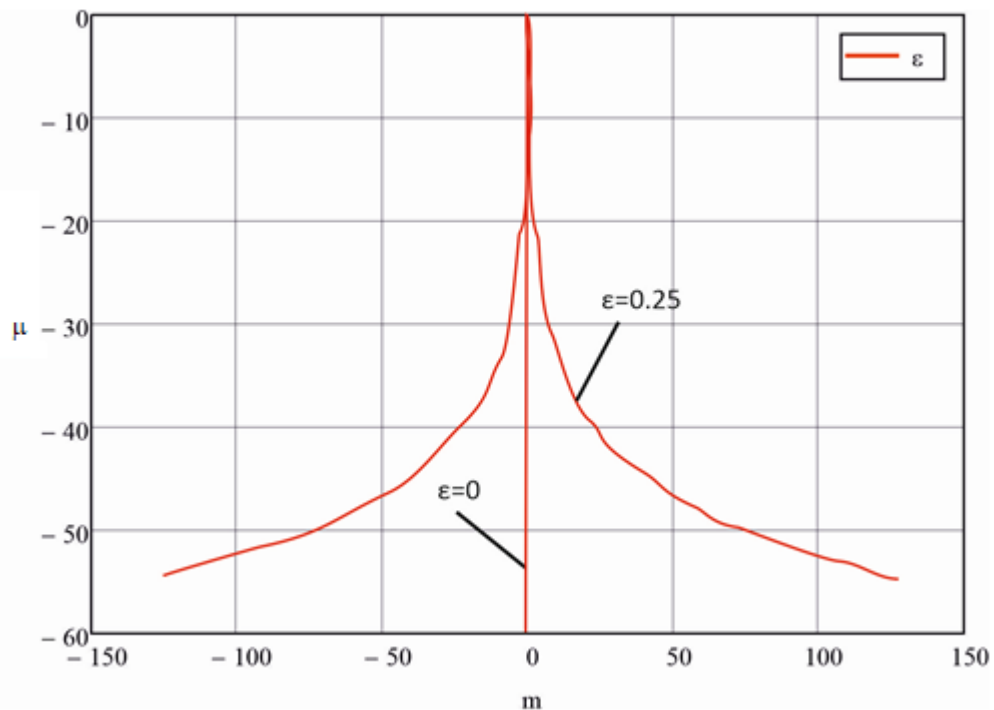


Рисунок 1.8 - Коефіцієнти МкЗ - μ_m (у дБ) у випадку коли зміщення частоти ε дорівнює 0 та 0,25

Для дисперсії яка обумовлена дією частного зсуву запишемо наступну формулу:

$$\sigma_{\text{МкЗ}}^2 = \sigma_c^2 \sum_{m=-\frac{N_{sc}}{2}+1, m \neq 0}^{\frac{N_{sc}}{2}} \mu_m^2 = \varpi \sigma_c^2 \quad (1.18)$$

де ϖ - сума складових МкЗ; σ_c^2 – дисперсія переданого символу для відповідної піднесучої.

Ефективне відношення сигнал/шум (С/Ш) представимо наступним виразом:

$$p_{SNR} = \frac{\mu_0^2 \varepsilon_c^2}{\sigma_{\text{МкЗ}}^2 + \sigma_\omega^2} \quad (1.19)$$

Аналітична форма виразу для визначення ймовірності бітової помилки (BER) P_{BER} для сигналу ФМ-4, може бути представлена наступним чином:

$$p_{BER} = \frac{1}{2} \Phi \left(\sqrt{\frac{p_{SNR}}{2}} \right) \quad (1.20)$$

де $\Phi(x)$ – функція помилок (функція похибки Гауса)

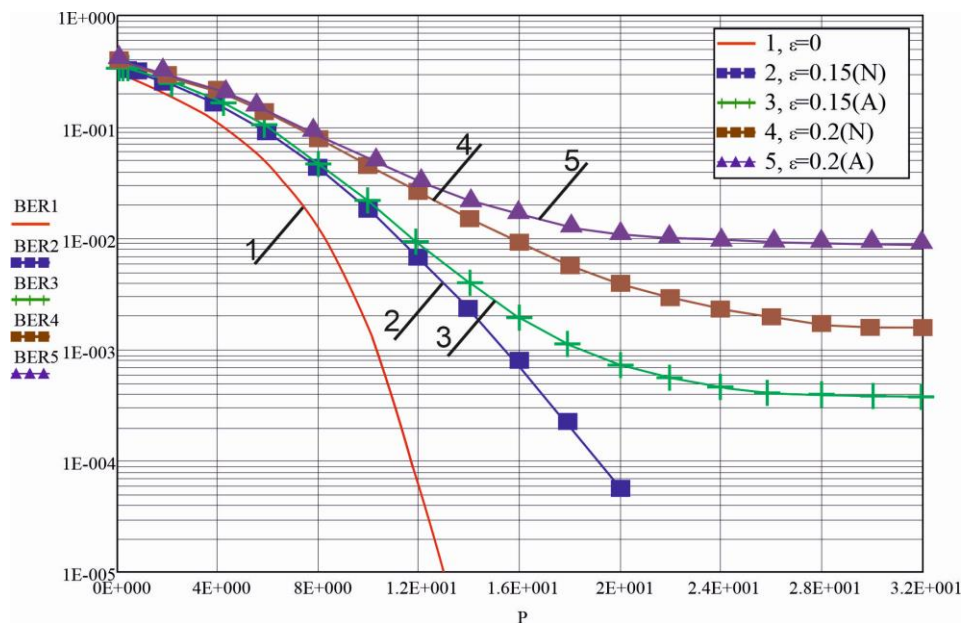


Рисунок 1.9 – Криві заводстійкості оптичної-OFDM системи у випадку зсуву частоти (формувалось 256 піднесучих типу ФМ-4): ε – нормоване значення зміщення частоти відносно до рознесення піднесучих

Ми проводили моделювання оптичної-OFDM системи з модуляцією ФМ-4 з 256 піднесучими і порівнювали результат чисельного моделювання (N) з результатом який отриманим з використанням аналітичного виразу рівняння (1.20) (A), рис. 1.9. З рис. 1.9 встановлюємо, що аналітична апроксимація добре працює для С/Ш нижче 12 дБ, а мінімальна похибка виникає швидше для аналітичної апроксимації (крива 3). На рис.1.10 представлено графік який показує результат погіршення С/Ш як залежність від функції зміщення частоти для оптичної-OFDM системи з модуляцією ФМ-4 та 256 піднесучими.

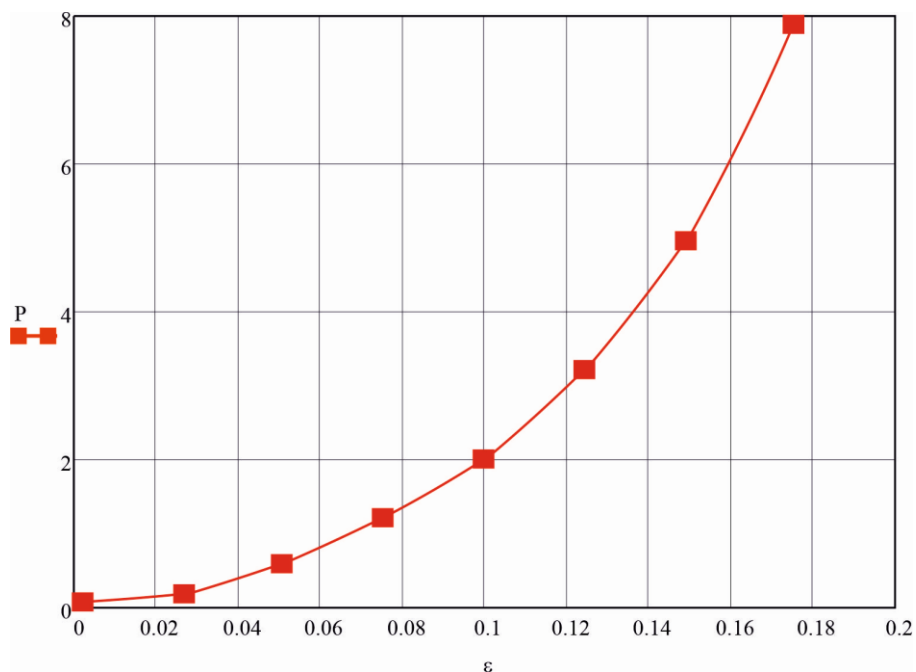


Рисунок 1.10 - Графік який показує результат погіршення С/Ш (P) як залежність від функції зміщення частоти (ϵ) для оптичної-OFDM (ФМ-4; 256-піднесучих)

З рис. 1.10 встановлюємо погіршення С/Ш в околі значень $BER=10^{-3}$ в наслідок зміщення частоти. Для підтримання значення погіршення С/Ш нижче 1 дБ, помилку зміщення частоти ϵ потрібно підтримувати на рівні 0.06 і нижче $\approx 0,07$.

Тепер зосередимось на фазовому шумі. Запишемо рівняння 1.14 для цього випадку:

$$\mu_m = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{i(2\pi f_m t + \varphi(t))} dt, \quad f_m = \frac{m}{T_c}, \quad m = -(N_{sc} - 1), \dots, 0, 1, \dots, N_{sc} - 1 \quad (1.30)$$

Введемо параметр $\mu_0 = |\mu_0| e^{i\varphi_0}$, де φ_0 - загальна фазова помилки. Використовуємо формули (1.30) та (1.13) отримаємо:

$$c_k'' = c_k' e^{-i\varphi_0} = |\mu_0| c_k + e^{-i\varphi_0} \sum_{l \neq k} \mu_{k-l} c_k + e^{-i\varphi_0} n_k \quad (1.31)$$

де c_k'' - прийнятий інформаційний символ за підсумками локалізації фазової помилки.

Спостерігаємо наступні ефекти які супроводжують фазовий шум. По-перше, φ_0 здійснює повертання сузір'я констеляційної діаграми. По-друге, виникають МкЗ. Для оцінювання впливу фазового шуму опишемо складову яка описує фазовий шум вінеровським процесом згідно з рівнянням [19]:

$$E[(\varphi(\tau + t_0) - \varphi(t_0))^2] = 2\pi\beta\tau \quad (1.32)$$

де $E[\]$ - позначення усереднення за ансамблем; β - ширина лінії лазера за рівнем 3дБ (враховувалась ширина лінії лазера на передавальному і приймальному боці).

Якщо позначити $|\mu_0| = \alpha + \xi$ де α і ξ залишкові амплітудні значення шуму для відповідного OFDM-символу тоді для відношення С/Ш отримаємо:

$$p'_{SNR} = \frac{\alpha^2 \sigma_k^2}{n^2 + n_p^2} \quad (1.33)$$

де α^2 і σ_k^2 - відповідно дисперсія сигналу і шуму гаусівського каналу для k - тої піднесучої, а n_p^2 - дисперсія шуму, включаючи МкЗ і флуктуацію амплітуди $|\mu_0|$.

Таким чином погіршення С/Ш або зниження порівняно із системою без фазового шуму у дБ, буде становити:

$$\delta p_{[dB]} = 10 \lg(p'_{SNR}) - 10 \lg(p_{SNR}) = 10 \lg\left(\frac{\alpha^2}{1 + (1 - \alpha^2)p_{SNR}}\right) \quad (1.34)$$

Якщо врахувати вираз для ширини лінії лазера β і вираз для α , отримаємо вираз для $\delta p_{[dB]}$:

$$\alpha \approx 1 - \frac{11}{60} 4\pi\beta T_c p_{SNR} \quad (1.35)$$

$$\delta p_{[dB]} = 10\beta T_c p_{SNR} \quad (1.36)$$

Аналіз рівняння (1.36) дозволяє зробити наступні висновки. Вплив фазового шуму на сигнал в оптичних-OFDM каналах обумовлюється наявним тривалим символним періодом T_c в порівнянні з передачею сигналу на одній несучій. Крім того, і це ми покажемо далі в дипломній роботі, при збільшенні порядку модуляції оптична-OFDM стає більш чутливою до фазового шуму, що спонукає для протидії підвищення С/Ш. На рис. 1.11 представлено результати оцінювання зміни відношення С/Ш залежно від ширини лінії в оптичних-OFDM для випадку застосування в каналі сигналів типу ФМ-4 та КАМ-16.

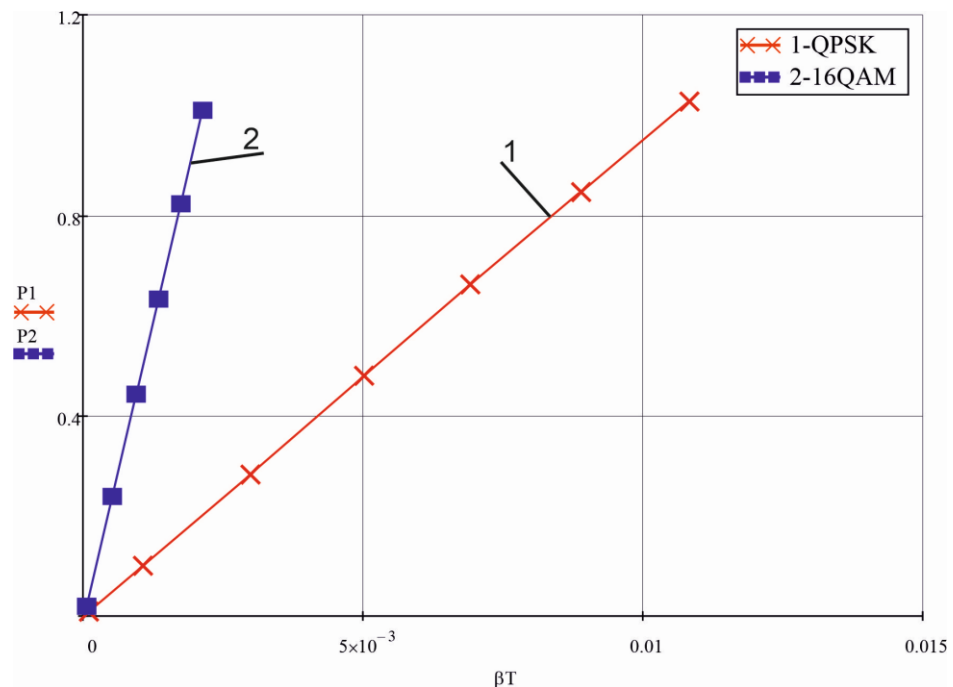


Рисунок 1.11 – Графік зміни відношення С/Ш (P) залежно від ширини лінії в оптичних-OFDM для випадку застосування в каналі сигналів типу ФМ-4 та КАМ-16

З графіків на рис. 1.11 встановлюємо, що у випадку застосування у оптичній-OFDM системі сигналів типу ФМ-4 щоб обмежити вплив фазового шуму на рівні нижче 1 дБ, добуток βT_c має бути нижче 0,01. Крім того, для сигналів типу КАМ-16, тобо у випадку використання модуляції більш високого порядку, вимоги до βT_c посилюються, зокрема для випадку представленого на рис. 1.11 маємо значення наближене до 0,0025. Таким чином, для систем КО-OFDM ширина лінії оптичного квантового генератора є критичним параметром, особливо при переході до модуляції високого порядку.

1.4 Висновки

- для систем КО-OFDM оптимальний детектор для кожної піднесучої може використовувати фільтр, який відповідає формі сигналу піднесучої або корелятор, що узгоджений з піднесучою;
- для систем КО-OFDM можна генерувати і демодулювати велику кількість ортогональних піднесучих, не використовуючи складні радіочастотні генератори і фільтри;
- з ціллю усунення M_k3 та $M3$, які обумовлені дисперсійними процесами у каналі з КО-OFDM, використовується конструкція яка називається ЦП;
- оптична спектральна ефективність у 3,6 біт/с/Гц, може бути досягнута якщо для кожної піднесучої КО-OFDM використовується квадратурна фазова ФМ4;
- практична реалізація систем КО-OFDM характеризується тим, що оптична спектральна ефективність буде знижена через необхідність достатньої захисної смуги між каналами WDM, враховуючи частоту лазера та наявність її дрейфу приблизно у 2 ГГц;

- дрейф частоти лазера в каналах WDM для систем КО-OFDM можна усунути, прив'язавши всі лазери до загального оптичного стандарту, наприклад за технологією “оптичний гребінець”, а отже безпосередньо використовуючи частотні тони з оптичного гребінця;

- внаслідок нелінійності ОВ для КО-OFDM є важливим контроль ВППС. На значення ВППС може впливати коефіцієнт передискретизації v . Передискретизований сигнал можна використати для отримання точного значення ВППС;

- з точки зору оптичних-OFDM систем наявність фазового шуму особливо важлива так як існує фазовий шум лазера значення якого досить істотне. В цьому контексті лазер в оптичній-OFDM системі є критичною проблемою, особливо для використання багатопозиційних сигналів із сузір'ям високого порядку;

- при збільшенні порядку модуляції оптична-OFDM стає більш чутливою до фазового шуму, що спонукає до протидії підвищення С/Ш;

РОЗДІЛ 2

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ПРОЦЕСІВ ФОРМУВАННЯ ТА ОБРОБКИ СИГНАЛІВ У ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ З КО-OFDM

2.1 Розробка схеми когерентної обробки сигналів КО-OFDM

Загальна синтезована схема КО-OFDM може бути представлена рис. 2.1.

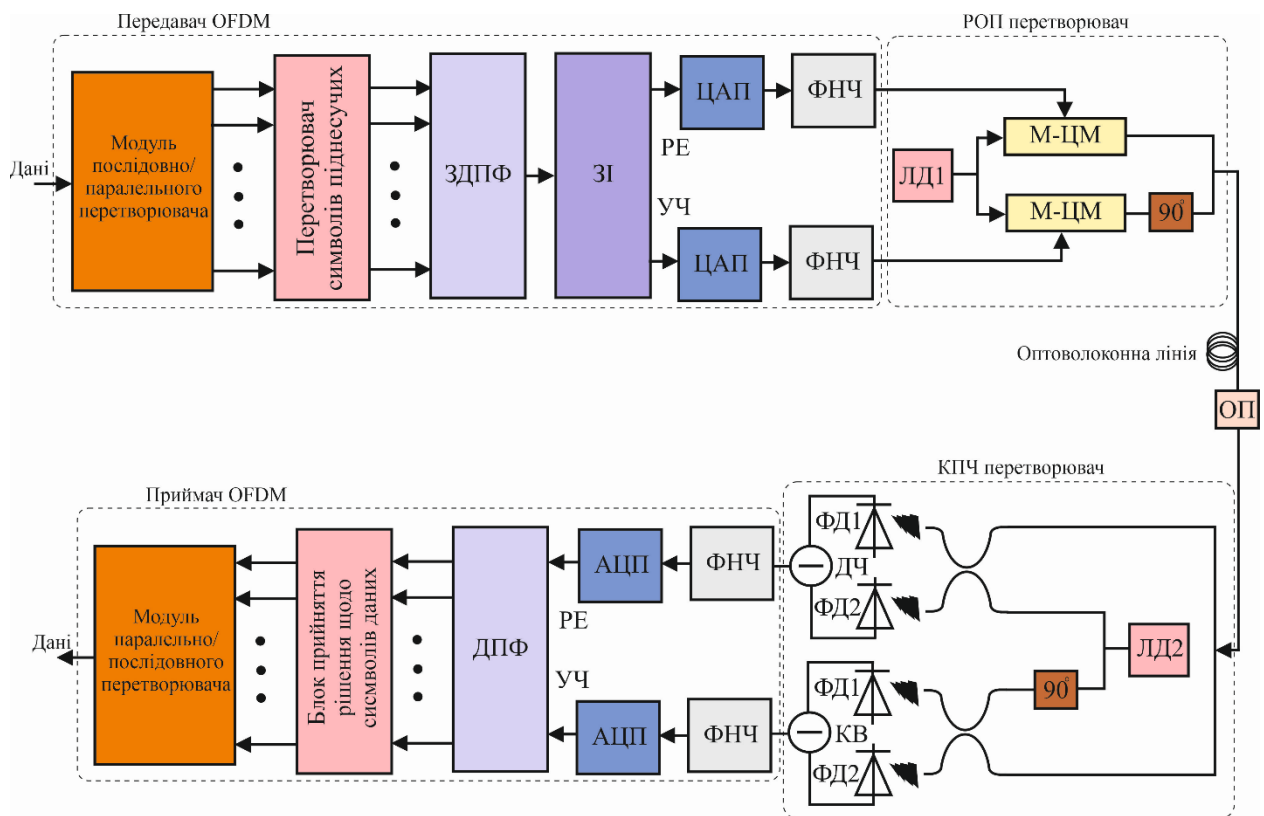


Рисунок 2.1 – Функціональна схема КО-OFDM з подвійною конвертацією сигналів: ЗДПФ – блок зворотного перетворення Фур'є; ЗІ – блок утворення захисного інтервалу; ЦАП/АЦП – блоки цифро-аналогового та аналого-цифрового перетворення; ФНЧ – фільтри низьких частот; ЛД – лазерний діод; М-ЦМ – модулятор Маха-Цендера [20, 21]; 90° - фазообертач; ФД – фотодіод; ДЧ/КВ – дійсна та квадратурна складова сигналу; РЕ/УЧ – реальна та уявна частина сигналу

Така схема сформована з п'яти основних функціональних блоків: передавач, частотний перетворювач який призначено для перенесення частоти з радіочастотного діапазону у оптичний (РОП), оптична лінія зв'язку, перетворювач (конвертер) який здійснює зворотне перетворення – пониження

частоти (КПЧ) з перенесенням її з оптичного діапазону до радіочастотного спектру та приймач.

Загальна концепція перетворень які відбуваються у схемі 2.1 наступна. У передавачі OFDM вхідні цифрові дані спочатку перетворюються з послідовного на паралельний бітовий масив, що складається з N_{ic} інформаційних символів, кожен з яких може містити кілька бітів для кодування. Такі інформаційні символи відображаються у двовимірному комплексному сигналі c_{ki} , (використовується код Грею). В такий інтерпретації індекси c_{ki} будуть відповідати послідовності піднесучих і блоків OFDM. Далі, шляхом ЗДПФ утворюється OFDM-сигнал у часовій області. Для врахування дисперсійних явищ введено ЗІ. Отримаємо сигнал основної смуги наступної математичної форми:

$$S_A(t) = \sum_{-\infty}^{+\infty} \sum_{k=-\frac{N_{ic}}{2}+1}^{k=\frac{N_{ic}}{2}} c_{ki} \Pi(t - iT_c) e^{-i2\pi f_k(t-iT_c)}, \quad (2.1)$$

$$f_k = \frac{k-1}{t_c}, \quad (2.2)$$

$$\Pi(t) = \begin{cases} 1, & (-\Delta_{zi} < t \leq t_c) \\ 0, & (t \leq -\Delta_{zi}, t > t_c) \end{cases} . \quad (2.3)$$

де c_{ki} – інформаційний символ на k -тій піднесучій, f_k – частота k -тої піднесучої; N_{ic} – кількість піднесучих; T_c , Δ_{zi} та t_c – відповідно представляють період символу, тривалість захисного інтервалу і період спостереження; $\Pi(t)$ – представляє собою прямокутну форму імпульсу символу OFDM. Збільшення форми імпульсу у часовому інтервалі $[-\Delta_{zi}, 0]$ згідно до (2.3) описує розміщення ЦП (ЗІ).

Далі під час перетворень згідно до 2.1 цифровий сигнал перетворюється в аналоговий (ЦАП) і відфільтровується (ФНЧ). Базовий OFDM-сигнал додатково перетворюється в радіочастотну смугу з допомогою IQ (ДЧ/КВ) змішувача. Підвищуючий КПЧ перетворює базовий сигнал в оптичну область з використанням оптичного модулятора який являє собою дві пари модулятора

типу М-ЦМ, з використанням фазообертача на 90 градусів. Тоді для описаної області напишемо наступну математичну модель:

$$W(t) = e^{-i(\omega_{\text{ЛД1}}t + \varphi_{\text{ЛД1}})} S_A(t) . \quad (2.4)$$

де $\omega_{\text{ЛД1}}$, $\varphi_{\text{ЛД1}}$ відповідно кутова частота і фаза лазерного діода передавача.

Перетворений з підвищенням частоти згідно до (2.4) сигнал $W(t)$ проходить через оптичне середовище яка характеризується імпульсною характеристикою $h(t)$ і отриманий оптичний сигнал можна представити як:

$$W'(t) = e^{-i(\omega_{\text{ЛД1}}t + \varphi_{\text{ЛД1}})} S_A(t) \otimes h(t) . \quad (2.5)$$

де \otimes означає згортку.

Сформований оптичний сигнал типу OFDM да подається на КПЧ-перетворювач де перетворюється на радіочастотний еквівалент. На рис. 2.1 представлено архітектуру прямого КПЧ в якому ПЧ близька до постійного струму. Таким, чином представимо аналітично сигнал постійного струму утворений шляхом пониження частоти:

$$u(t) = e^{-i(\Delta\omega_{\text{ЛД}}t + \Delta\varphi)} u_0(t), \quad u_0(t) = S_A \otimes h(t) \quad (2.6)$$

$$\Delta\omega_{\text{ЛД}} = \omega_{\text{ЛД1}} - \omega_{\text{ЛД2}}, \quad \Delta\varphi = \varphi_{\text{ЛД1}} - \varphi_{\text{ЛД2}} \quad (2.7)$$

У радіочастотному OFDM-приймачі перетворений зі зниженням частоти OFDM-сигнал близький до постійного струму спочатку дискретизується за допомогою АЦП. Потім сигнал повинен пройти наступні три рівні складної синхронізації [11], перш ніж можна буде ухвалити рішення про символ:

- 1) Віконна синхронізація [11] за ДПФ яка потрібно для уникнення міжсимвольних завад;
- 2) Безпосередньо частотна синхронізація з метою оцінки та мінімізації $-\Delta\omega_{\text{ЛД}}$;
- 3) Поновлення піднесучих яке супроводжується оцінкою та компенсацією кожної піднесучої.

У випадку вдалого завершення частотної і віконної синхронізації за ДПФ через вибіркові значення для приймача OFDM отримаємо:

$$u_{ki} = e^{\varphi_i} H_{ki} c_{ki} + \xi_{ki}. \quad (2.8)$$

де u_{ki} – прийнятий інформаційний символ; φ_i – фаза OFDM-символу; H_{ki} – передаточна функція каналу у частотній області; ξ_{ki} – випадковий шум.

Після оцінки рівня шуму і передаточної функції каналу, можна оцінити c_{ki} наступним чином:

$$\hat{c}_{ki} = \frac{H_{ki}^*}{|H_{ki}|^2} e^{-i\varphi_i} u_{ki}. \quad (2.9)$$

де \hat{c}_{ki} – оцінка яка використовується з метою визначення символу який надалі буде відображатись на найближчу точку сузір'я під час поновлення вихідного переданого цифрового бітового потоку.

2.2 Особливості функціонування підсистеми модулятора оптичної несучої

Рисунок 2.2 містить загальну схему модулятора М-ЦМ. Проведемо математичний опис базисних складових поля М-ЦМ [20].

$$E_{oux}(t) = 0,5E_i(e^{j\Delta\varphi_1(t)} + e^{j\Delta\varphi_2(t)})e^{j\omega_H t}. \quad (2.10)$$

де $\Delta\varphi_1$ та $\Delta\varphi_2$ зсуви по фазі які пов'язані із впливом ефекту Поккельса.; ω_H - оптична несуча.

Представимо вираз $\Delta\varphi_1$ та $\Delta\varphi_2$ наступним чином:

$$\Delta\varphi_i(t) = \frac{\pi}{U_{\lambda 2}} U_i(t); i = 1, 2, \quad (2.11)$$

де складова $\pi/U_{\lambda 2}$ – описує фазові зрушення під дією керованого сигналу, $U_{\lambda 2}$ – напруга яка діє на відрізок світловоду з метою повороту фази сітлової хвилі

на 180 градусів (коливається в межах від 3-6В [21]); U_{m1} і U_{m2} – плечові напруги.

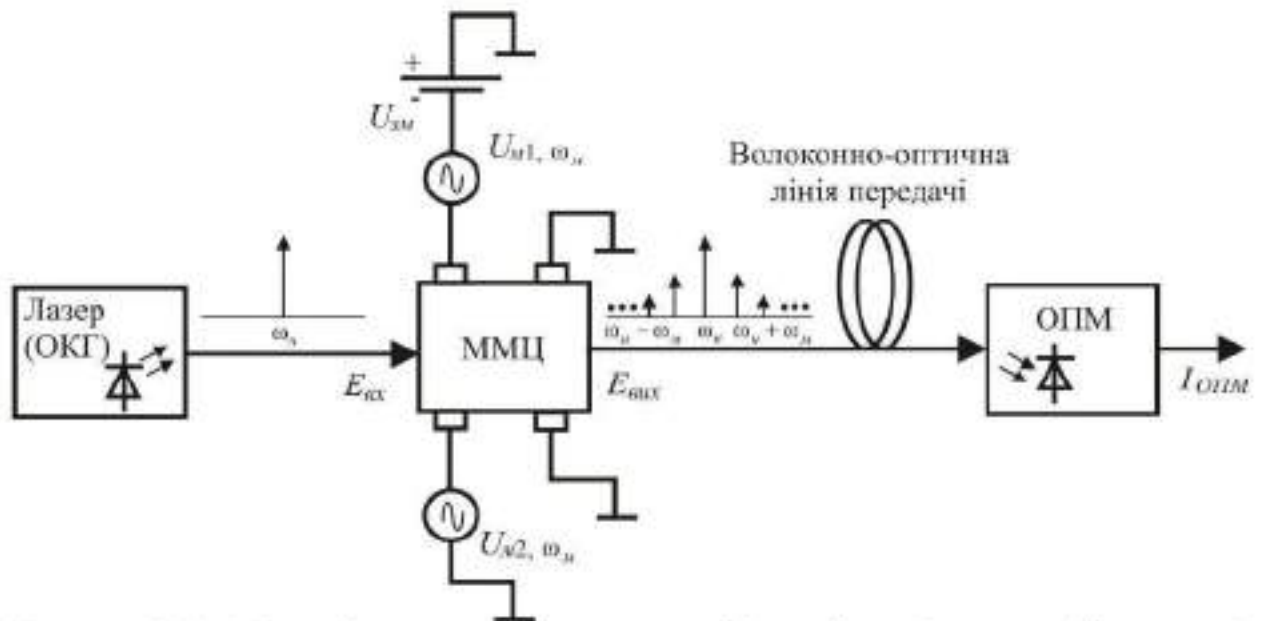


Рисунок 2.2 – Функціональна схема концепції зовнішньої модуляції оптичної несучої: ОПМ – приймальний пристрій оптичного сигналу

Під час квадратурного зміщення із $U_{zm} = (2m-1)U_{\lambda/2} / 2$, $m = 1, 2, \dots$

визначаємо:

$$\begin{aligned} \Delta\varphi_1(t) &= \frac{\pi}{U_{\lambda/2}} U_{m1} \cos(\omega_m t) + \frac{\pi}{2} \\ \Delta\varphi_2(t) &= \frac{\pi}{U_{\lambda/2}} U_{m2} \cos(\omega_m t) \end{aligned} \quad (2.11)$$

Представимо математичну модель для поля М-ЦМ за допомогою апарату Бесселя та отримаємо:

$$\begin{aligned} E_{\text{вих}}(t) &= [0,5(J_0(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m2}) - jJ_0(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m1})) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} (J_{2m-1}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m1}) + jJ_{2m-1}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m2})) \cdot \sin((2m-1)\omega_m t) + \\ &\sum_{m=1}^{\infty} (J_{2m}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m2}) - jJ_{2m}(\pi/U_{\lambda/2} \cdot U_{m1})) \cdot \cos(2m \cdot \omega_m t)] e^{j\omega_s t} \end{aligned} \quad (2.12)$$

де $J_m(x)$ – позначення Бесселевої функції [22].

Розглянемо двотактну схему М-ЦМ із двома Y-сформованими хвилеводами. Суть роботи: у випадку існування фазового співпадіння хвильових потоків у Y-сформованих хвилеводах на виході найбільший рівень вихідного сигналу. На рис. 2.4 представлено результати моделювання процесів розповсюдження хвиль в структурі модулятора.

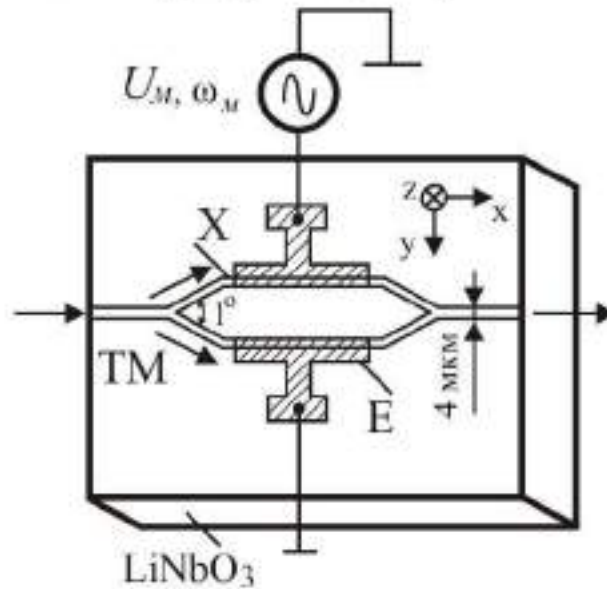


Рисунок 2.3 – Схема інтерферометрично-оптичного модулятора

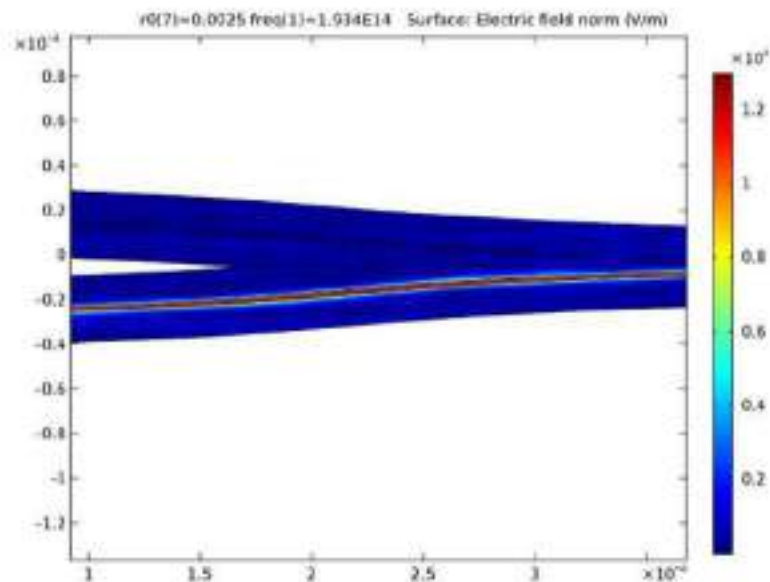


Рисунок 2.4. – Модель умов розповсюдження хвиль в М-ЦМ

Математичний опис М-ЦМ. Світлове поле на виході М-ЦМ із врахуванням фазових складових буде мати наступний вид:

$$E_{\text{вих}}(t) = 0,5E_i(e^{j\Delta\varphi_1} + \kappa e^{j\Delta\varphi_2}), \quad (2.13)$$

де E_i - амплітудне значення вихідної хвилі; κ - показник (коефіцієнт) який враховує специфіку розподілу оптичної потужності у структурі М-ЦМ.

$$\kappa = \frac{(\rho^{1/2} - 1)}{(\rho^{1/2} + 1)}, \quad (2.13)$$

де ρ - показник затухання.

Для інтенсивності сигналу отримаємо:

$$I_{\text{опт}} = I_{\text{вх}} \sin^2\left(\frac{\pi n_0^3 s_y U_i}{\lambda}\right) = I_{\text{вх}} \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right), \quad (2.14)$$

де n_0^3 - показник заломлення хвилі; s_y - коефіцієнт який враховує особливості матеріалу у м²/В; λ - довжина хвилі.

Для потужності оптичного випромінювання яка утворюється на виході М-ЦМ представимо наступну математичну модель:

$$P_{\text{опт}} = 0,5(E_{i1}^2 + E_{i2}^2 + 2E_{i1}E_{i2} \cos(\Delta\varphi_1 - \Delta\varphi_2)), \quad (2.15)$$

тут E_{i1} та E_{i2} - значення поля у структурі М-ЦМ.

Фазові зрушення $\Delta\varphi$ залежно від довжини відрізків світловодів $l_{\text{вх}}$ показників заломлення та специфіки модового портрету хвилі - Δn та ξ наступна:

$$\Delta\varphi = \xi \Delta n \frac{2\pi}{\lambda} l_{\text{вх}}. \quad (2.15)$$

Беремо до уваги залежність зміни Δn від напруги U_i та отримаємо:

$$\Delta n = 0,5 n_0^3 s_y \frac{U_i}{y}. \quad (2.16)$$

Тоді керовану напругу для М-ЦМ можна представити так:

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 s_y \xi \frac{I_{\text{мг}}}{y} U_1 = \pi \frac{U_1}{U_{\lambda/2}} \text{ де } U_{\lambda/2} = \frac{\lambda}{n_0^3 s_y} \xi I_{\text{мг}}, \quad (2.16)$$

де y – міжелектродна відстань у М-ЦМ.

Можливі схемотехнічні рішення при використанні М-ЦМ представлено на рис. 2.5.

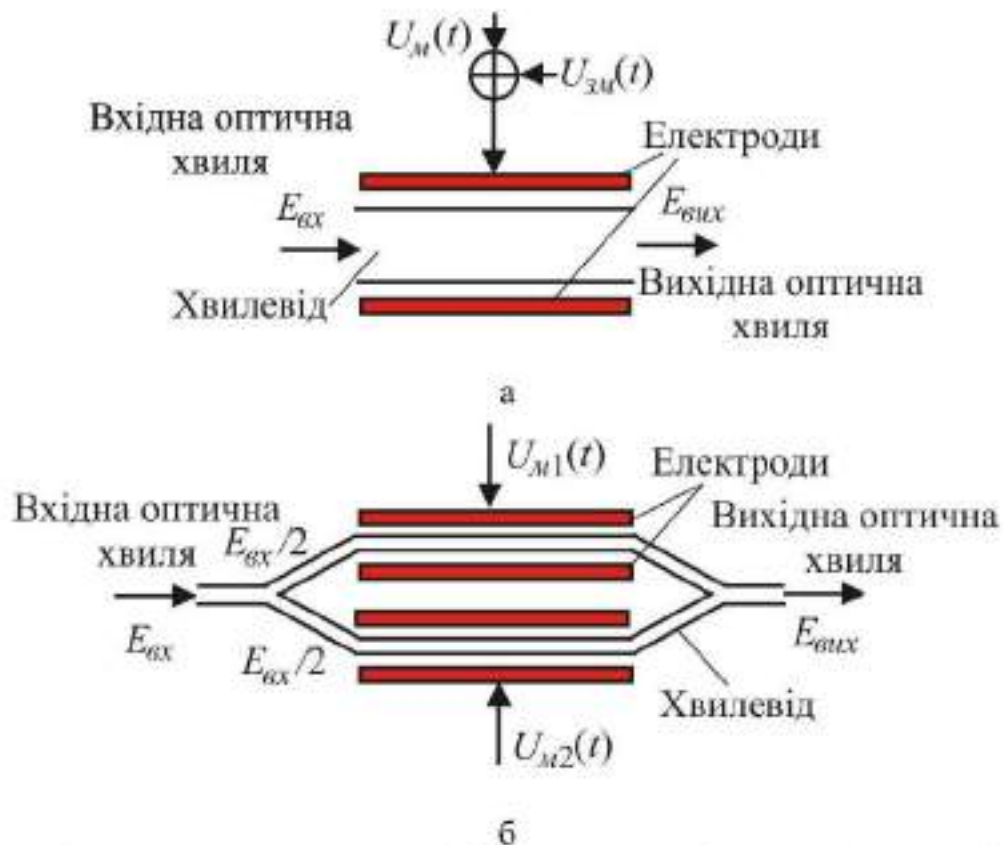


Рисунок 2.5. - Схеми М-ЦМ: а – фазового типу; б – амплітудного (зміна інтенсивності) типу

За рис. 3.5 можна окреслити концептуальні особливості щодо побудови М-ЦМ. Зокрема схема на рис а має однохвильоводну конструкцію. Таким чином подача керуючого сигналу спричиняє локальну зміну показника заломлення, що безпосередньо відбивається на специфіці розповсюдження світлового потоку. В цілому затримка буде впливати на величину зсуву за фазою сигналу і отже досить зручно таким чином реалізувати фазову модуляцію. Для випадку б притаманний процес розгалуження. Тут керування може відбуватись поплічно, тобто на одно або іншому з плечей М-ЦМ. Математичні моделі опису роботи М-ЦМ можна представити так:

$$E_{\text{вих}}(t) = E_i \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_{\text{сн}}(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right) e^{-\left(\frac{\pi}{2} \frac{(U_{\text{М}}(t) + U_{\text{ЗМ}})}{U_{\lambda/2}}\right)}. \quad (2.17)$$

Якщо керування відбувається за обома електродами, маємо наступний вираз:

$$E_{\text{вих}}(t) = E_i \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_{\text{сн}}(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right). \quad (2.18)$$

Основні показники сучасних модуляторів: коефіцієнт ослаблення сигналу досягає 13 дБ; швидкість модулюючого потоку сягає 75 Гбіт/с.

Вираз для питомої потужності М-ЦМ має наступний вид:

$$\frac{P}{\Delta f} = \left(\frac{\pi}{2}\right) (\epsilon_0 \epsilon E^2) V_{\text{сн}}, \quad (2.19)$$

де ϵE^2 – усереднена величина напруги керування, ϵ_0 – діелектрична проникність (константа); $V_{\text{сн}}$ – об'єм модуляційного середовища.

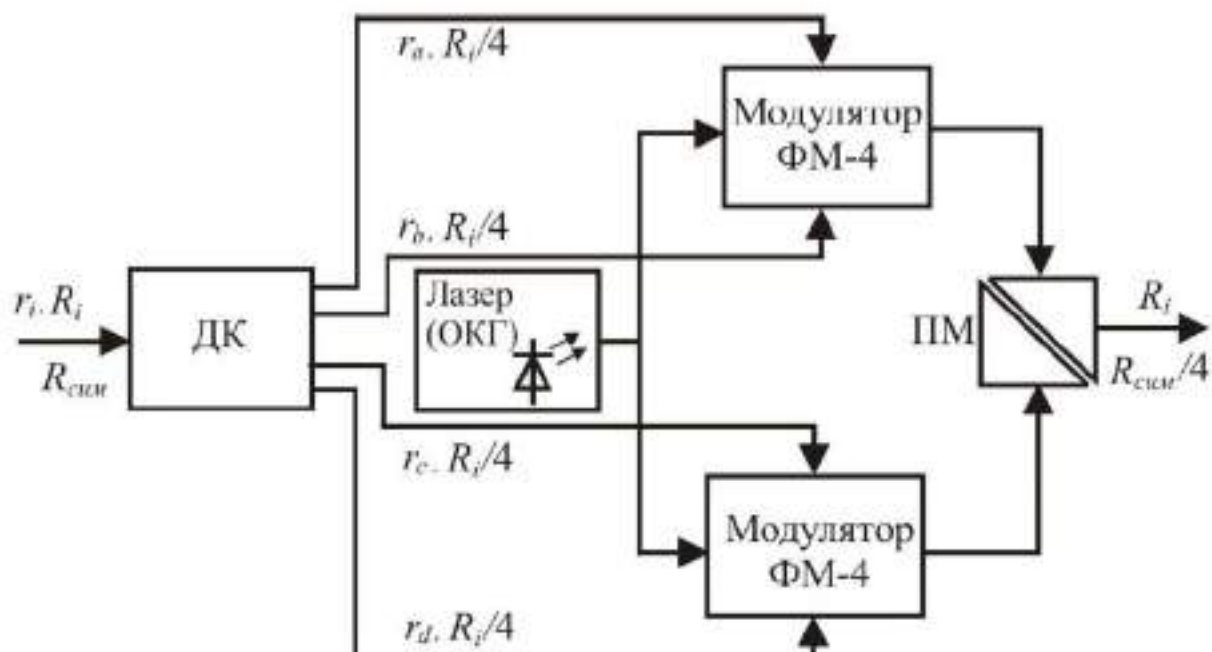


Рисунок 2.6 – Схема формування сигналів фазової маніпуляції ДФМ-4 з опорним ОКГ: ДК – кодер; ПМ – мультиплексор поляризації

На рис. 2.7 представлено схему до пояснення принципів формування багатопозиційних сигналів у оптичних телекомунікаціях.

Реалізується розбиття інформаційного потоку r_i шляхом диференційного кодування на 4-ри під потоки r_a, r_b, r_c, r_d . Швидкість для кожного - $R_i / 4$.

Тривалість символу інформаційного потоку r_i дорівнює T , а тривалість символів цифрових послідовностей r_a, r_b, r_c, r_d - $T_{\text{сум}} = 4T$. Далі, цифрові

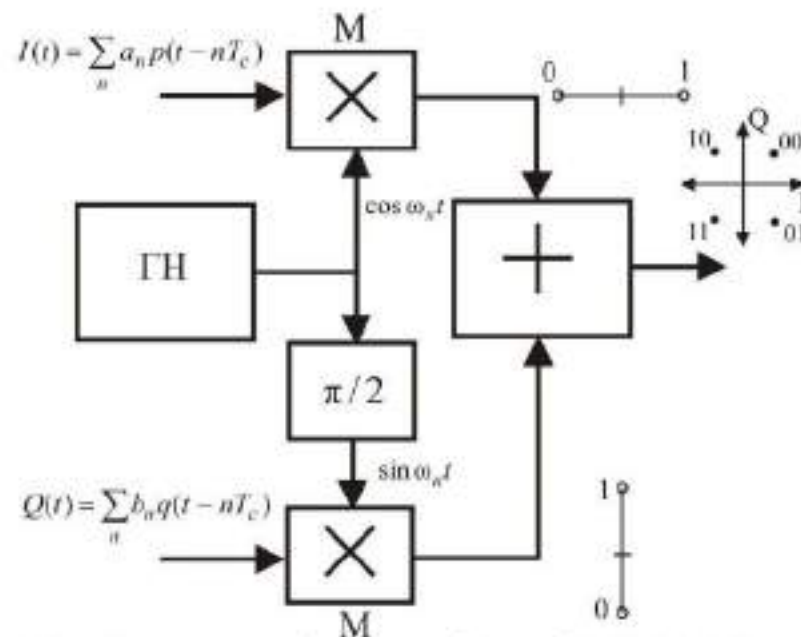


Рисунок 2.7. – Схемна реалізація маніпуляції ФМ-4: ГН – генератор несучої; М – схеми здійснення модуляції; + – схема забезпечення повороту фази сигналу

потоки r_a, r_b та r_c, r_d поступають на ФМ-4 модулятори нижньої та верхньої конструкції передавача. Несучу генерує лазер (ОКГ). На рис. 2.8 представлено характерні осцилограми для сформованого сигналу ФМ-4 (QPSK).

Сформований потік сигналів для QPSK=ФМ4:

$$r_0(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} (\cos \omega_s t + \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} \cos(\omega_s t - \frac{\pi}{4}),$$

$$r_1(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} (\cos \omega_s t - \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сум}}}{T_{\text{сум}}}} \cos(\omega_s t + \frac{\pi}{4}).$$

$$r_2(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сигн}}}{T_{\text{сигн}}}} (-\cos \omega_s t - \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сигн}}}{T_{\text{сигн}}}} \cos(\omega_s t + \frac{3\pi}{4}),$$

$$r_3(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сигн}}}{T_{\text{сигн}}}} (-\cos \omega_s t + \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сигн}}}{T_{\text{сигн}}}} \cos(\omega_s t - \frac{3\pi}{4}).$$

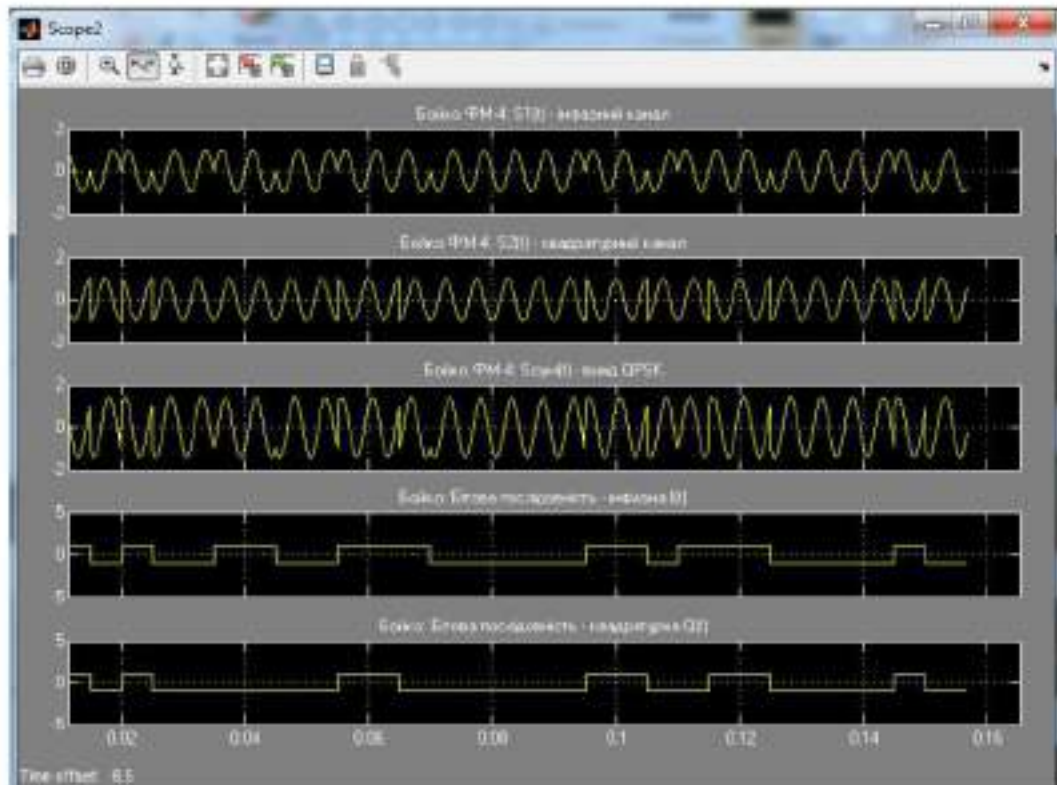


Рисунок 2.8 – Характерні осцилограми формування при формуванні QPSK

2.3 Розробка схеми для дослідження принципів формування та оброблення сигналів

Специфіку застосування пристроїв формування та оброблення пов'яжемо із розглянутими вище в кваліфікаційній роботі особливостями побудови модуляторів типу М-ЦМ [20]. У відповідності до принципів роботи М-ЦМ форма сигналу на виході схеми представляє собою потік BPSK який реалізований шляхом фазових зрушень керуючою кодовою послідовністю яка подається на відповідні електроди управління. Таким чином, загальна методика формування багаторівневого сигналу цифрової модуляції буде обумовлюватись залученою кількістю схем модуляторів електрооптичного

типу. Схемотехніка таких схем формування представлена на рис. 2.9. Тут використано для QPSK=ФМ4 на основі 2-х схем електрооптичного типу із фазообертачем на 90 град. Такі самі міркування дозволяють прийти до схеми типу 8PSK=ФМ8 – шляхом застосування 4-х електрооптичних схем із фазообертанням сигналу на 45 град і застосуванні модуляторів типу BPSK (рис. 2.10).

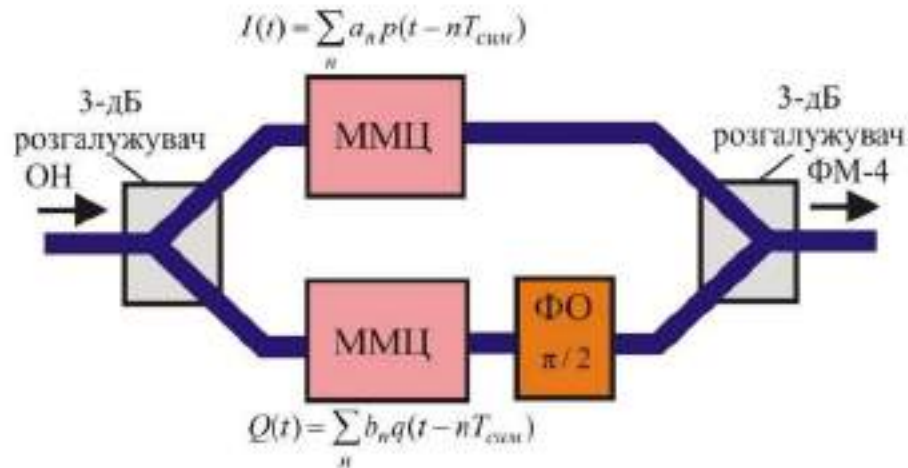


Рисунок. 2.9. – Формувач оптичних сигналів типу QPSK (ФМ4) : ОН – несуча; ММЦ –модулятор; ФО – схема яка реалізує поворот фази сигналу

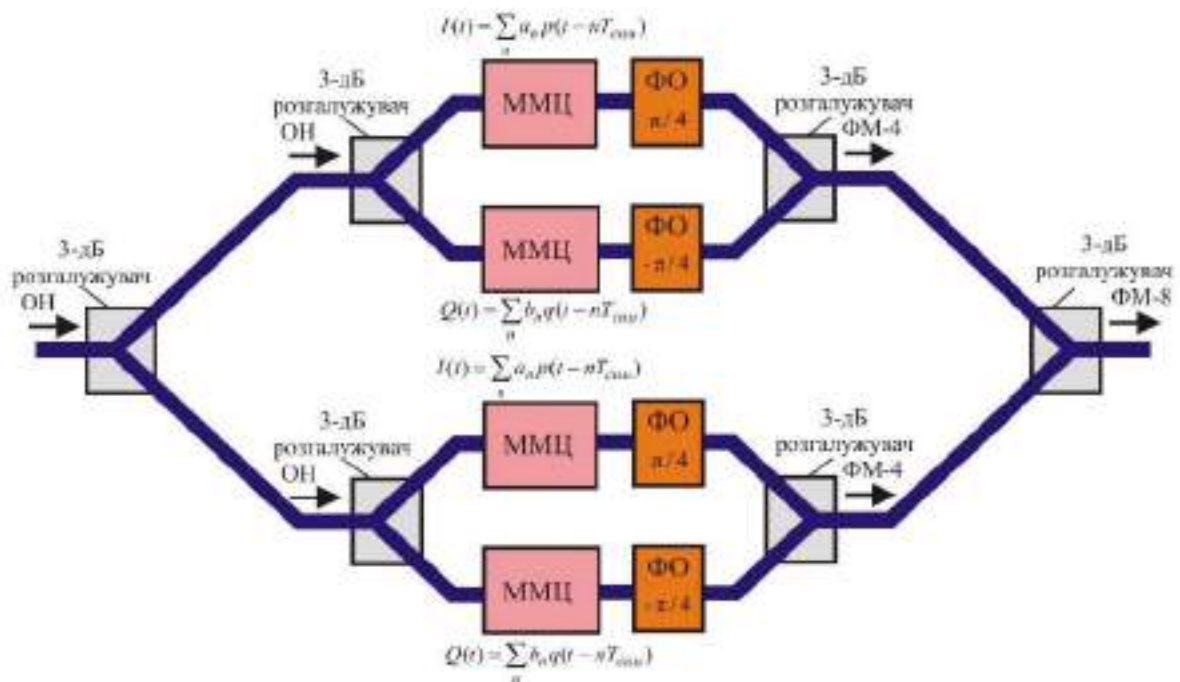


Рисунок 2.10 Формувач оптичних сигналів типу 8PSK (ФМ8) : ОН – несуча; ММЦ –модулятор; ФО – схема яка реалізує поворот фази сигналу

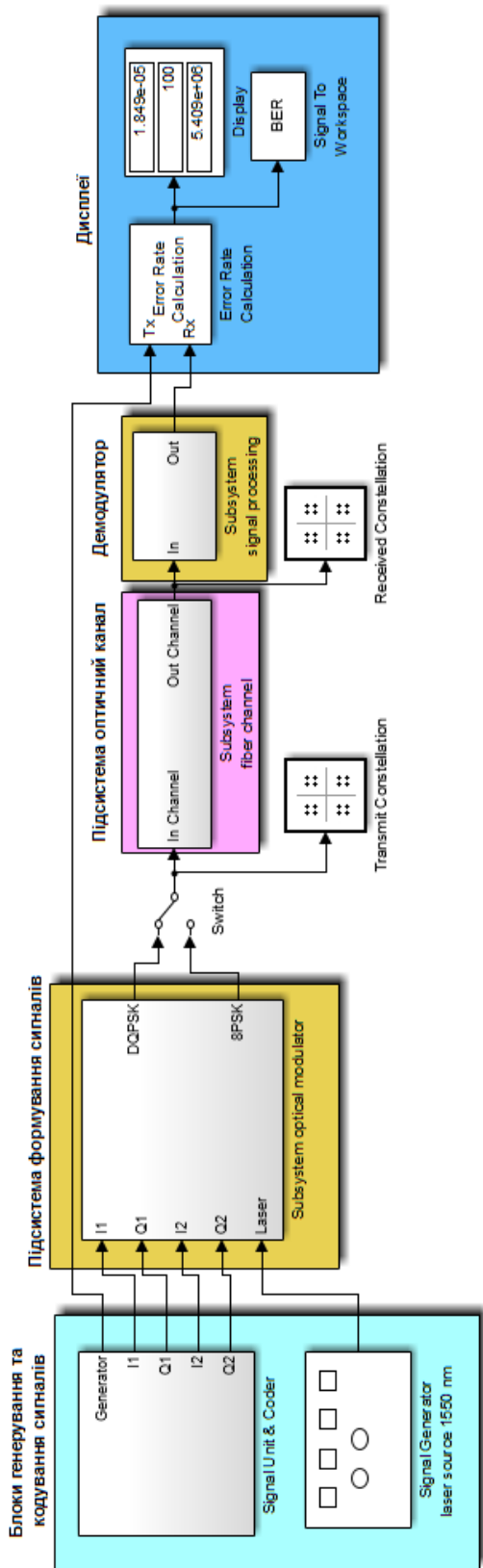
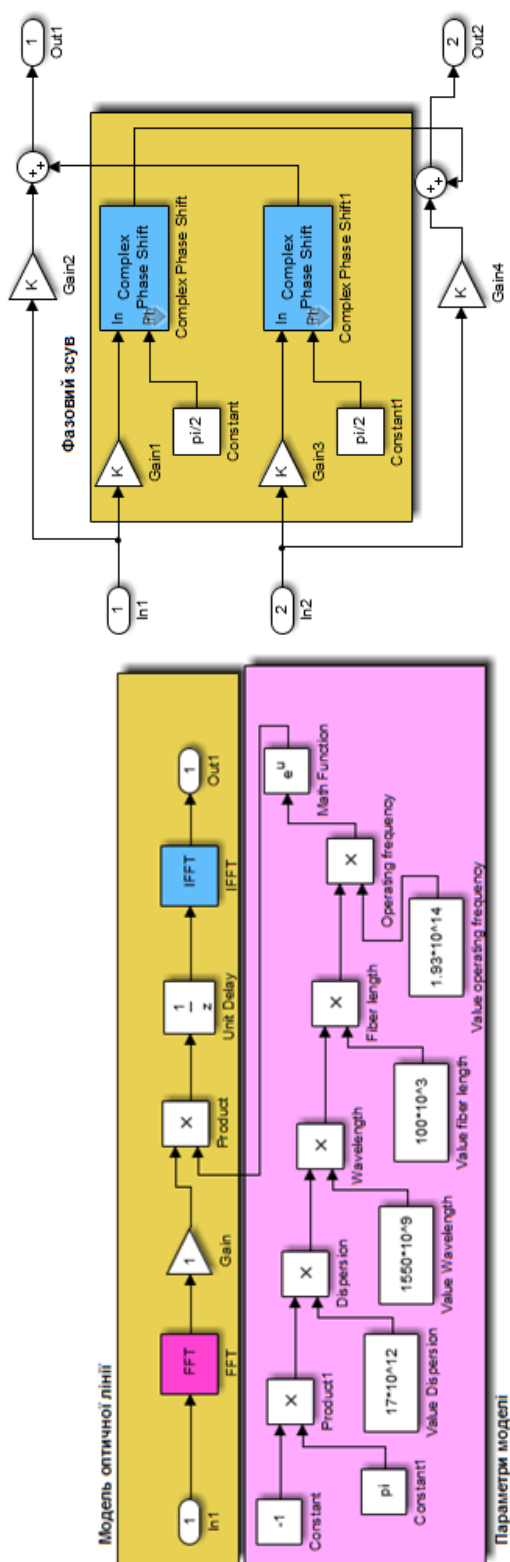


Рисунок 2.1.1. – Сформована в середовищі MATLAB схема для дослідження



а

б

Рисунок 2.12-Підсистеми які застосовано для формування сигналів – лінії передачі – а та схеми формування сигналів - б

На рис. 2.11 (та 2.12) представлена сформована схема у середовищі MATLAB для визначення основних характеристики систем формування і обробки сигналів.

Процес дослідження за схемами 2.11 та 2.12 супроводжувався використанням номенклатури стандартизованих параметрів оптичних ліній зв'язку [17]. З цією метою було використано математичну модель лінії яка описується моделлю фільтру із СФ. Отже, в такий конфігурації для побудови математичної моделі оптичної лінії зв'язку в кваліфікаційній роботі враховано факт затухання потоку сигналу при розповсюдженні вздовж тривалості лінії за експоненціальним законом:

$$G(f) = e^{-j\pi D(\lambda)\lambda f}, \quad (2.20)$$

де $D(\lambda)$ – показник дисперсії лінії; λ та f – значення довжини хвилі на частоти.

За схемою яка зображена на рис.2.11 сформований сигнал цифрової модуляції після ДПФ надходить до оптичного каналу (мат модель описана формулою 2.20), а далі виконується процедура ЗДПФ. Зокрема така математична концепція дозволяє провести опис процесу розповсюдження оптичного сигналу вздовж лінії оптико-волоконного типу із врахування надважливого параметру, а саме її дисперсії. Для дослідження в кваліфікаційній роботі були використані параметри дисперсії хроматичного типу $D(\lambda)$ коли $\lambda=1.55$ мкм. Решту параметрів обумовлено згідно директив ІТУ-TG.625 [23]: дисперсія хроматичного типу – від плюс 17 до 18 пс/нм*км; довжина оптичного каналу зв'язку – 100 км з рівнем пригнічення 0.35 дБ/км. Схема на рис. 2.11 містить низку Subsystems які призначено для реалізації кодування, модуляції, демодуляції. В процесі симуляції схеми отримано характерні характеристики які представлено на рис. 2.13 -2-17.

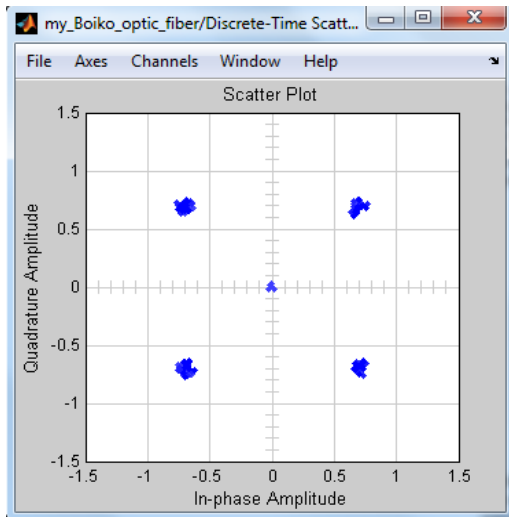


Рисунок 2.14 – Сузір'я сформоване при передачі сигналів типу DQPSK

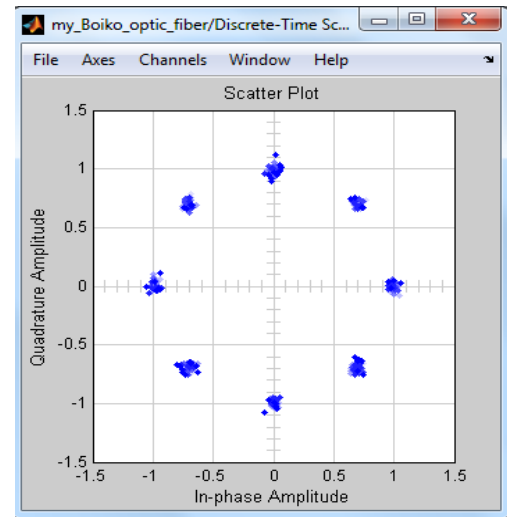


Рисунок 2. 15 - Сузір'я сформоване при передачі сигналів типу 8PSK

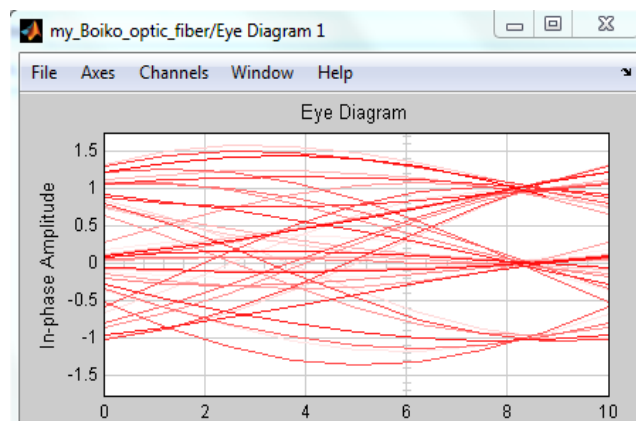


Рисунок 2.16 – Eye Diagram (Око-діаграма) DQPSK отримана за результатами експерименту

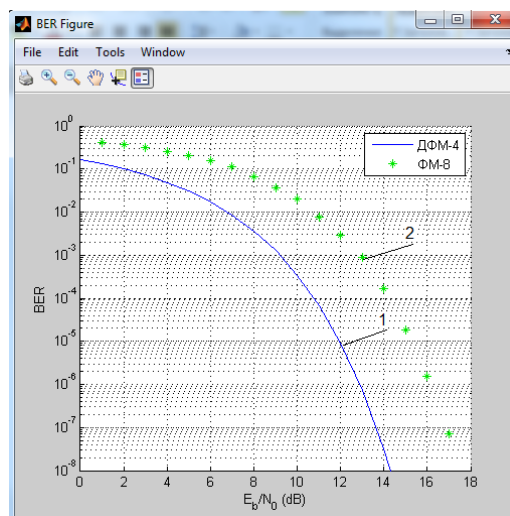


Рисунок 2. 17 – Графіки для оцінювання завадостійкості сигналів типу DQPSK(ФМ4) та 8PSK(ФМ8)

2.4 Розробка та аналіз схеми обробки оптичних сигналів

На рис. 2.18 представлено схему блоку приймання та оброблення сигналів оптичного діапазону.

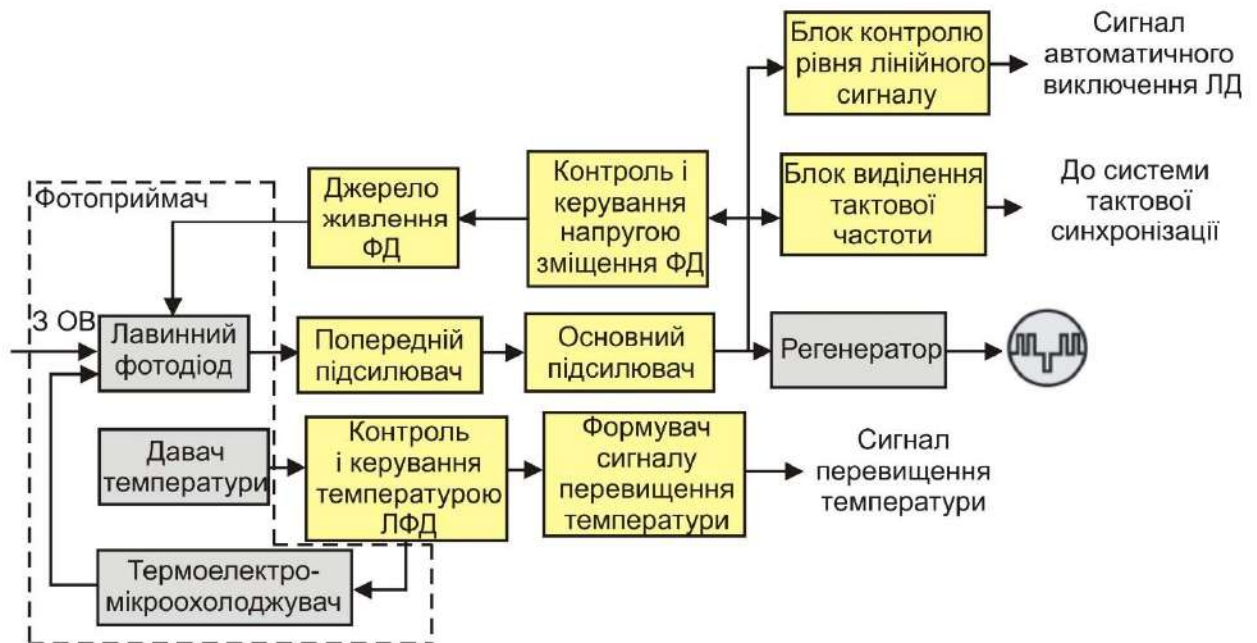


Рисунок 2.18 – Схема блоку приймача оптичних сигналів: ОВ-оптико-волоконний світловод; ЛФД (ФД) – фотодіод та фотодіод лавинного типу

Процес перетворення оптичної форми сигналу до електричної реалізується за допомогою фотоприймача, далі виконується підсилення та подальша трансформація сигналу для його обробки. Представлена на рис. 2.18 схема містить у своєму складі також схему тактової синхронізації, блок регенератору задача якого полягає у поновлення параметрів цифрового сигналу порушені внаслідок поширення вздовж лінії.

На поточному етапі розвитку оптичних систем зв'язку знайшли застосування схеми приймальних блоків Р та А типів. Особливість схем пов'язана з типом фотоприймача який застосовується для перетворення сигналу, тут це рІn-фотодіод [25].

Для А-типу є характерним використання ЛФД – фотодіодів лавинного типу. Особливість конструкції яких пов’язана з додаванням додаткової р-області та утворення структури: $p + -i-p-n$ + [26].

Основні показники для фотодіодів кремнієвого типу щодо підсилення можуть сягати – 20дБ, тоді як фотодіодів на сполуках In Ga As – до 15дБ. Використання лавинних структур при побудові фотодіодів дозволяє підвищити показники чутливості, наприклад для швидкості у 2.5 Гбіт/с отриманий прирост до 7-ми дБ, а на швидкості – 10 Гбіт/с – до 6-ти дБ.

На рис. 2.19 представлено схему когерентного оптичного приймача (ОКД).

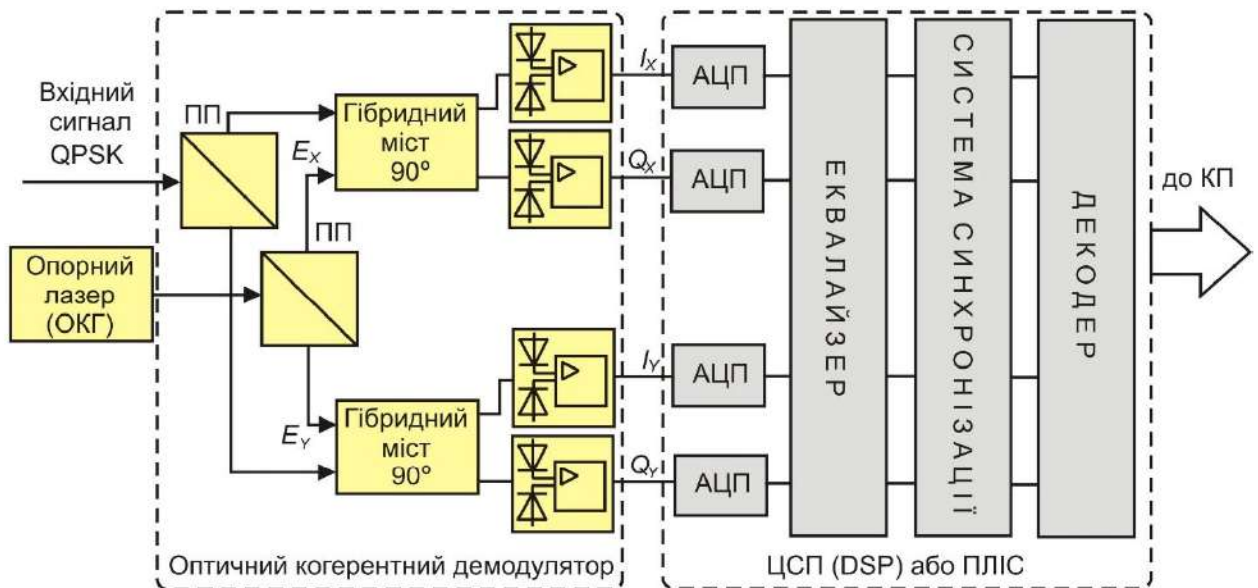


Рисунок 2.19 – Функціональна схема приймача сигналів типу ФМ4 (QPSK): ПП – поляризаційний подільник; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ОКГ – опорний лазер; ЦСП (DSP/ПЛІС) – цифровий сигнальний процесор/програмована логічна інтегральна матриця

Основна специфіка перетворень які відбуваються в схемі пов’язана у проведенні інформаційних лінійних перетворень оптичних сигналів у електричні та проведенні регенерації імпульсної послідовності. Опора формується за допомогою ОКГ і тоді ОКД здійснює трансформацію показників оптичної огинаючої сигналу на комплексні складові електричного

сигналу – дійсні (синфазні) I_x, I_y та уявні (квадратурні) Q_x, Q_y . Такий процес пов'язаний із поділом опорного та вхідного маніпульованого сигналу у ПП та утворення пари складових з ортогональною поляризацією. Наступним кроком є попарне зміщення на $\pi/2$ у гібридних мостах цих компонент. Утворені в результаті такого змішування продукту надходять до ФД який виділяє НЧ-огиначаючу сумарного сигналі випромінювань. За схемою, на виході ФД каналу дійсної складової буде утворено сигнал електричної форми, що є пропорційним дійсній частині комплексної огиначаючої, тоді як на виході ФД квадратурного каналу – сигнал пропорційний квадратурній складовій огиначаючої оптичного сигналу із врахуванням повороту фази на 90 град. Описаний вище процес є механізмом фазової компенсації (ФВД) для сигналу комплексної огиначаючої. Потрібно наголосити, що проведення ФВД характерне для обидвох каналів демодулятора під час когерентного оброблення сигналів. Результатом такої обробки є утворення 2-х пар сигналі які знаходяться у квадратурі, а саме: I_x, Q_x та I_y, Q_y . Утворені компоненти I_x, Q_x та I_y, Q_y у електричному еквіваленті містять повну інформацію щодо оптичної огиначаючої.

Важливим етапом обробки є процес цифрового оброблення за допомогою ПЛС або ЦСП. В цьому блоці відбуваються процедури які надважливі для когерентної обробки: усунення фазових зрушень; поляризаційне вирівнювання сигналів; процеси тактової і фазової синхронізації і далі декодування. В цих блоках реалізуються механізми електронного коригування лінійних перекручувань обумовлених наявними у ОВ дисперсійними явищами – ХД та ПМД складовими дисперсії.

Дослідимо особливості локалізації поляризаційних перекручувань між опорою та інформаційним сигналом. Враховуємо випадковий характер зміни поляризації сигналу при розповсюдженні по оптичній лінії. Для локалізації поляризаційних перекручувань застосуємо схему з 2-ма ОКГ-приймачами і ортогонально-поляризованими складовими опорного сигналу.

Важливий процес локалізації зміни фази оптичної несучої шляхом її вирівнювання. Такий процес важливий з точки зору якісного виділення квадратурних компонент I і Q комплексної огибаючої.

У випадку наявності ХД математичну модель процесів які супроводжують стан оптичного каналу (ОК) представимо наступною формулою:

$$Y(\omega) = G(\omega) \cdot X(\omega). \quad (2.21)$$

де $G(\omega)$ - функція яка враховує стан ОК під дисперсійним впливом; $X(\omega)$ - Фур'є-спектр сигналу на вході.

З метою компенсації ХД проводимо процес цифрової фільтрації $Y(\omega)$ компенсуючою системою яка описується передаточною функцією типу $G^{-1}(\omega)$. Тоді отримаємо на виході компенсатора:

$$Z(\omega) = G^{-1}(\omega) \cdot Y(\omega) = X(\omega). \quad (2.21)$$

Для підтвердження описаних вище математичних моделей в кваліфікаційні роботі досліджувалась когерентна оптична система з сигналами типу QPSK=ФМ-4 проведенням математичного моделювання в середовищі MATLAB.

Під час проведення досліджень використано наступні параметри – робоча швидкість передачі - 100 Гбіт/с, рівень набутої ХД – 7×10^4 пс/нм. Отримана експериментальна дальність передачі без застосування регенераційних механізмів та використанні засобів усунення дисперсійних впливів – 1×10^3 км. Запас завадостійкості (у відношенні OSNR до 5дБ). Було проведено моделювання у С-вікні з 50ГГц кроком розміщення піднесучих в сітці.

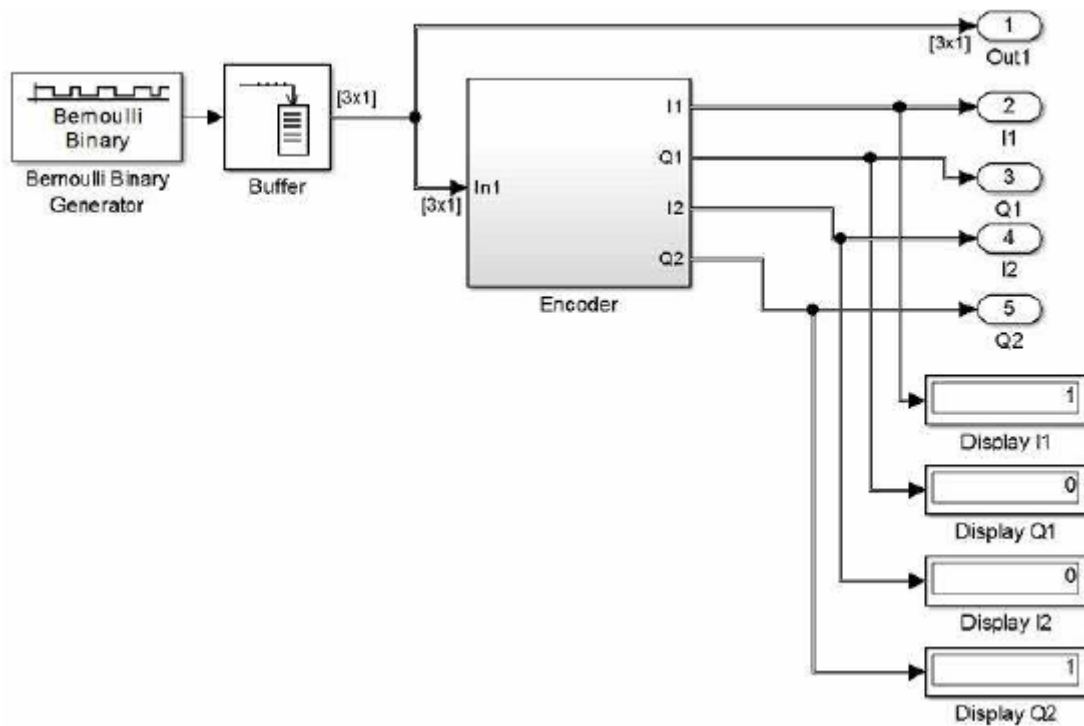


Рисунок 2.20 – Підсистема генерування та формування сигналів Signal Unit та Coder

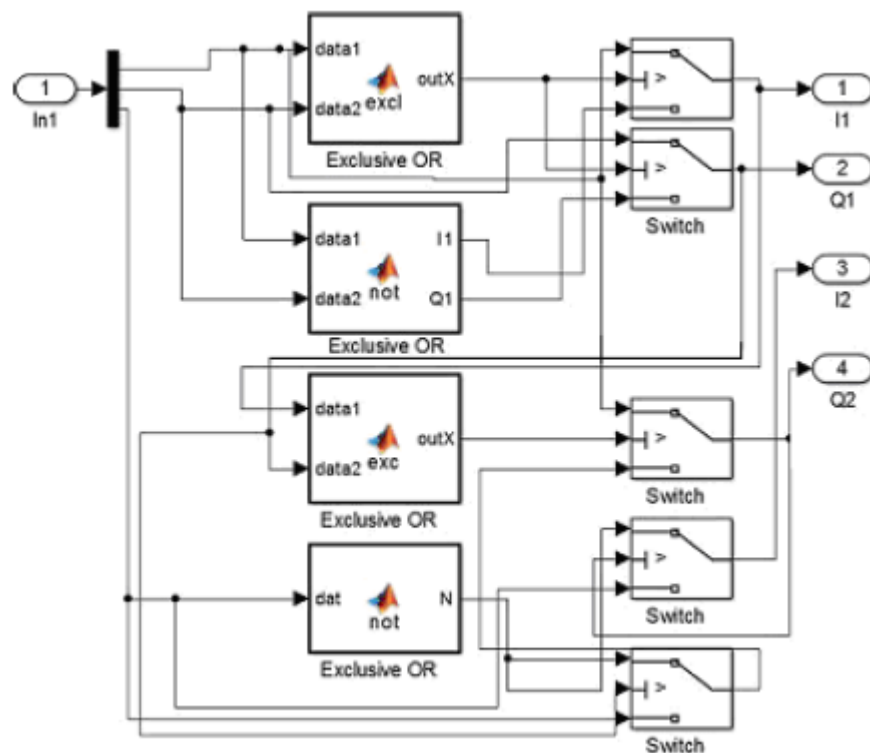


Рисунок 2.21 – Підсистема проведення кодування

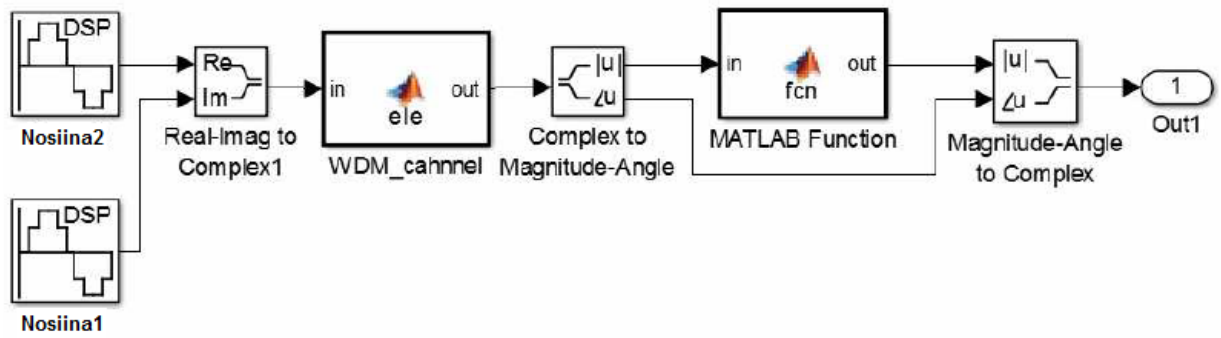


Рисунок 2.22 – Підсистема формування несучих

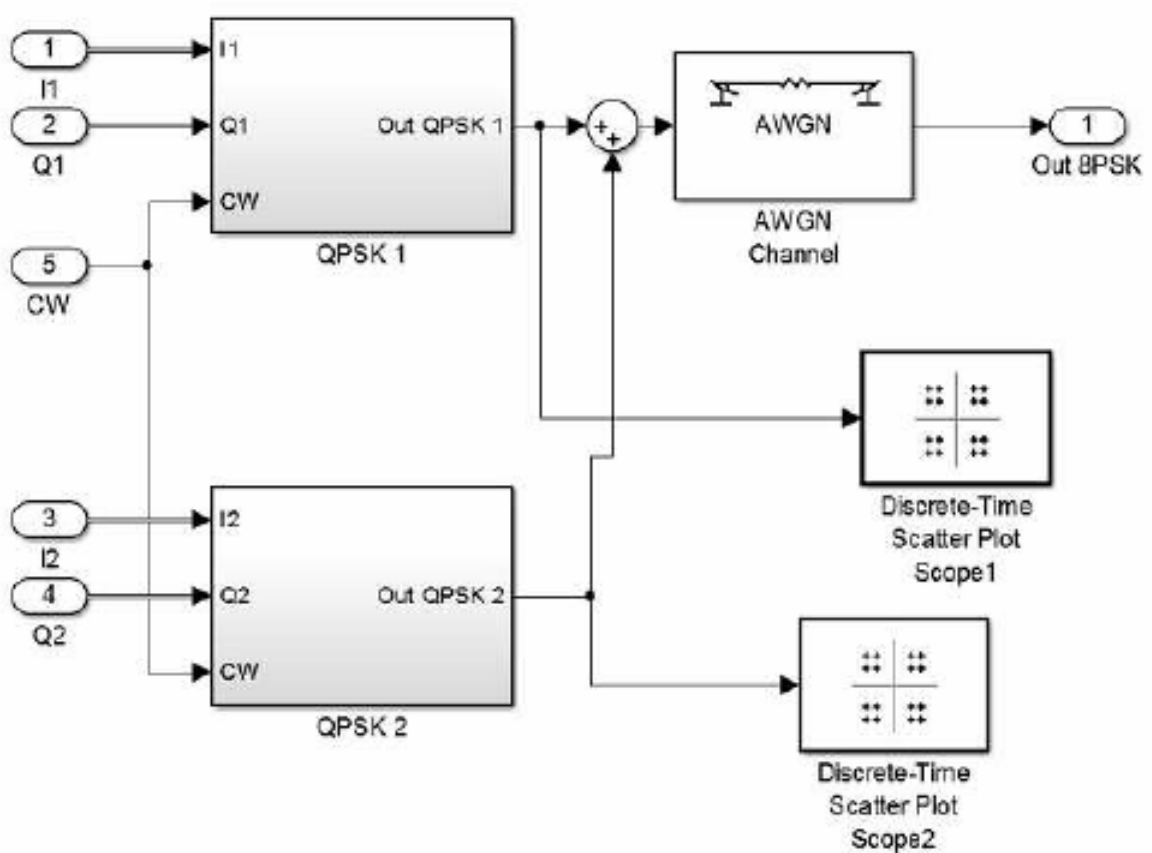


Рисунок 2.23. – Підсистема формувача ФМ-8 на основі двох QPSK=ФМ4 схем (відповідно до рис. 2.10)

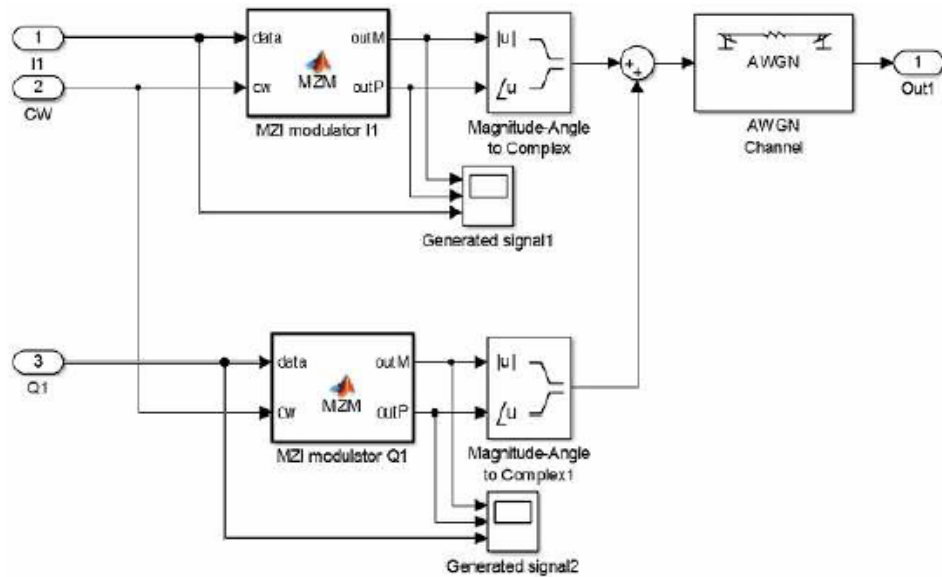


Рисунок 2.24 – Підсистема для формування ФМ4

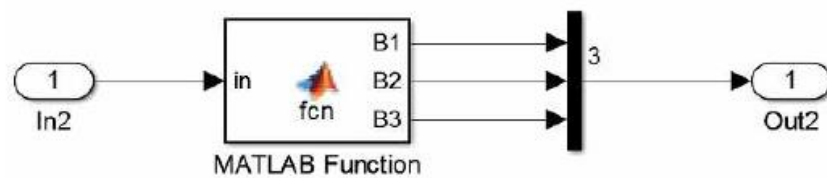


Рисунок 2.25 – Підсистема ФМ8 – демодулятора

На рис. 2.26 представлено дослідження застосування схеми компенсації ХД на завадостійкість передачі сигналів QPSK (ФМ4).

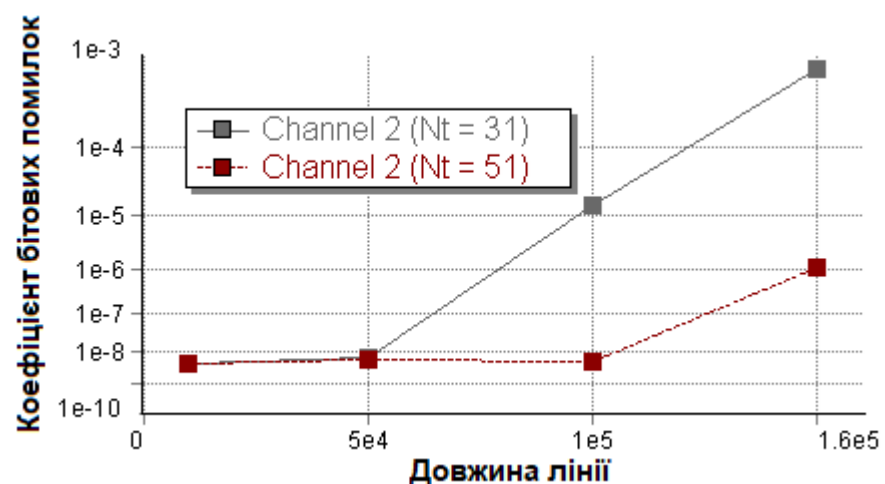


Рисунок 2.26. Графіки завадостійкості оптичної системи зв'язку за різних умов реалізації компенсатора ХД для QPSK: ОВСШ – 20 дБ; Ширина лінії ОКГ – 1МГц.

Проводилось дослідження оптичного каналу зв'язку (використовували концепцію СРК [26]) і рознесенням каналів в u 100ГГц, використовували поляризаційний мультиплексор для утворення сигналів QPSK із швидкістю потоку 120 Гбіт/с та демодулятор когерентного типу. Використовували сигнальний процесор з метою усунення фазових перекручень та мінімізації впливу поляризаційної і хроматичної складової дисперсійних впливів. Зокрема, був застосований п'яти-ланковий фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (KIX) для локалізації поляризаційних перекручень, та для локалізації хроматичної дисперсії використали KIX-фільтруючи комбінацію в якій програмно змінювалась кількість виводів Nt .

На рис. 2.27 представлено результати оцінювання впливу фазових шумів на сузір'я сигналу типу QPSK при обробці на приймальному боці.

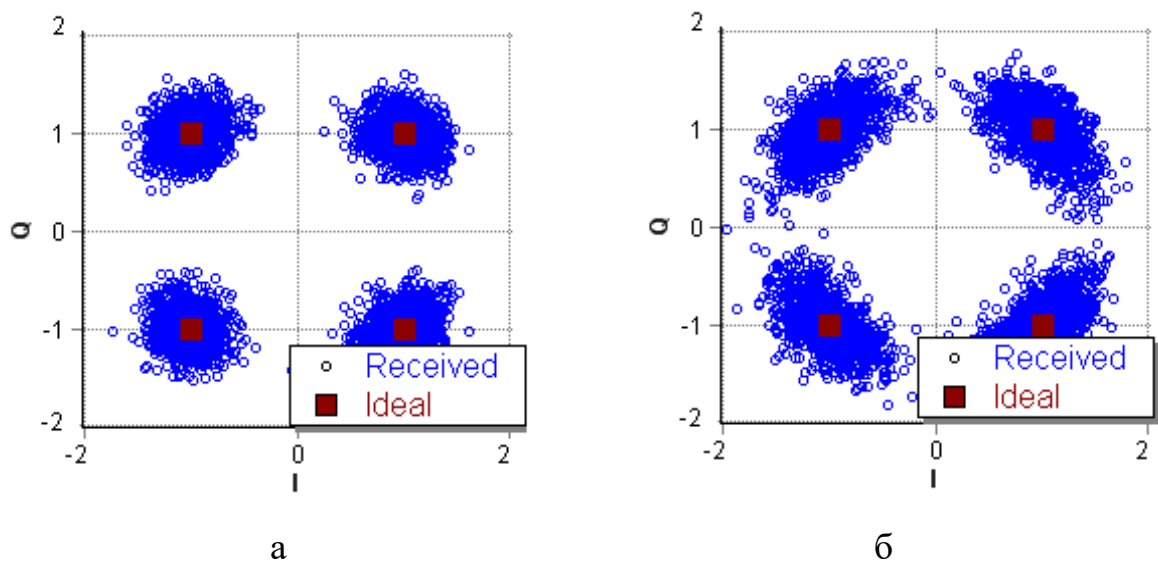


Рисунок 2.27 - Сузір'я сигналу типу QPSK при обробці на приймальному боці: а – $N_s=3$; б - $N_s=13$ (НЧ сигнал = 20МГц)

Для мінімізації впливу фазових шумів додатково застосовували інтерполяційні фільтри за структурою Лагранжа-Фароу [27] та з цією метою проводили усереднення для очікуваних фазових перекручень для N_s – кількості символів (рис. 2.28). Результат оцінки рівня впливу структури KIX фільтра на дисперсію хроматичного типу представлено рис. 2.26.

На рис. 2.29 результати оцінки поляризаційних перекручень на сузір'я QPSK та виникаючої групової затримки за підсумками дії поляризаційних перекручень.

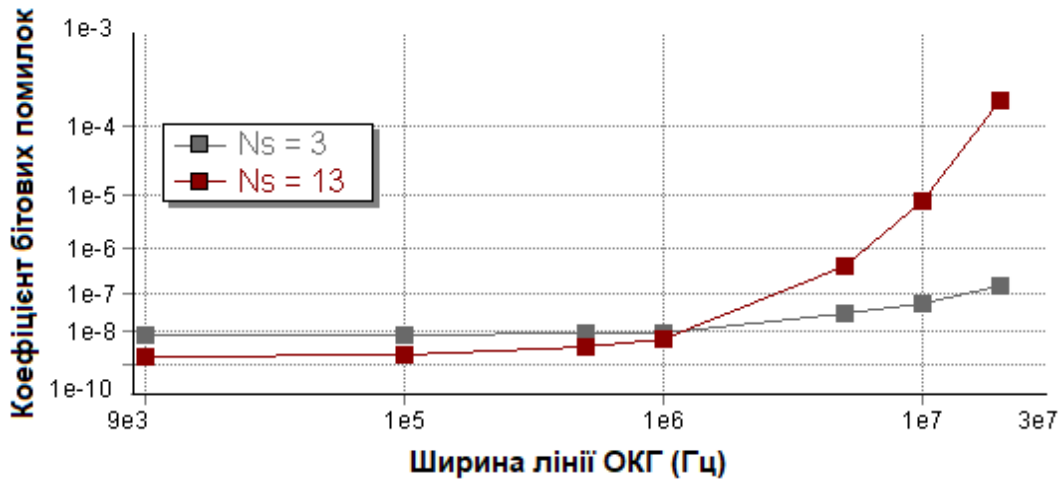


Рисунок 2.28 - Оцінка мінімізації впливу фазових шумів від кількості імпульсів які піддавались усередненню N_s : ОВСШ = 20 дБ, стандартне одномодове оптичне волокно (СООВ) - 50 км

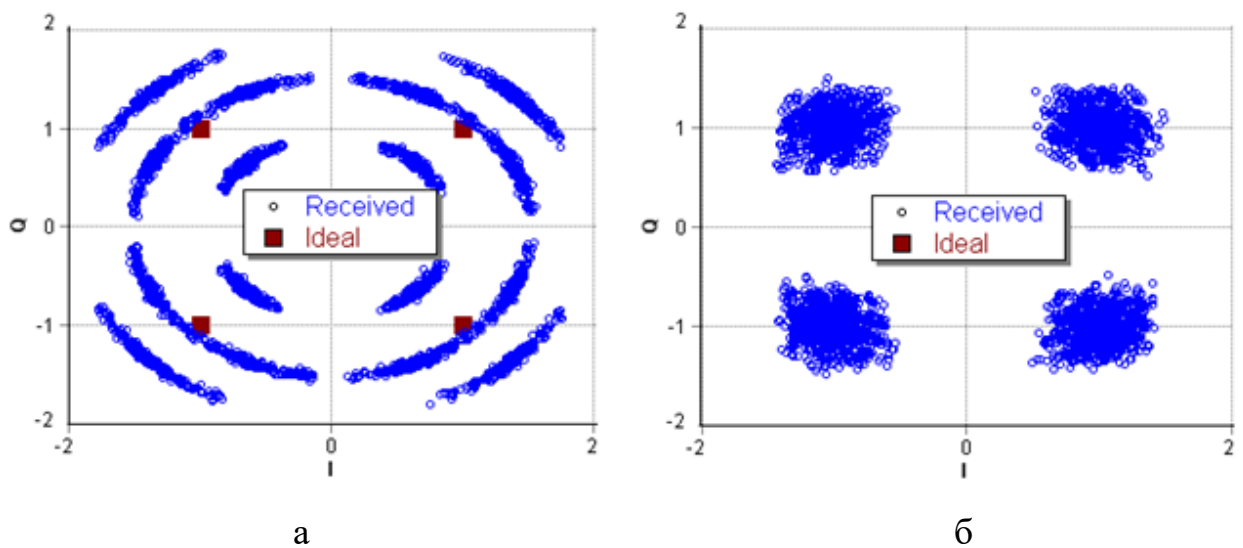


Рисунок 2.29 - Оцінки поляризаційних перекручень на сузір'я QPSK та виникаючої групової затримки за підсумками дії поляризаційних перекручень: а – поляризаційні перекручення у 20° ; б – наявність поляризаційних перекручень та 9-ти пс диференційної групової затримки

2.5 Висновки

- проведено математичний опис принципів генерації сигналів цифрової маніпуляції для оптичних каналів зв'язку;
- представлено схемні рішення генеруючих пристроїв на основі модуляторів електрооптичного типу за структурою М-ЦМ.
- синтезовано MATLAB схеми з цифровими методами маніпуляції QPSK=ФМ4 та 8PSK=ФМ-8;
- проведено порівняння завадостійкості сигналів QPSK=ФМ-4 та 8PSK=ФМ8 до впливу перекручень при передачі по оптичним лініям зв'язку (ЕВК=3 дБ для QPSK=ФМ-4 у випадку рівня BER=10e-7)
- запропоновані схемотехнічні рішення щодо побудови схеми когерентного приймача з цифровою маніпуляцією в умовах поляризаційних та фазових перекручень та спотворень;
- доведена можливість здійснення локалізації хроматичної складової дисперсійних ефектів при використанні системи компенсації на основі цифрового фільтра із зворотною до каналу передавальною функцією.

РОЗДІЛ 3

МЕТОД ФОРМУВАННЯ ОПТИЧНИХ-OFDM СИСТЕМ ІЗ КОДАМИ ПРЯМОГО ВИПРАВЛЕННЯ ПОМИЛОК

3.1 Специфіка застосування кодів з прямим виправленням помилок для КО-OFDM

Як показують описані в попередніх розділах кваліфікаційної роботи результати, а також змістовний аналіз опрацьованих літературних джерел [28, 29] концепція КО-OFDM - це ефективний підхід до боротьби з МЗМ, що виникають через хроматичні складові дисперсії та поляризаційної модової дисперсії (ПМД). Якщо захисний інтервал обрано більшим ніж загальний розкид затримки який виникає внаслідок появи хроматичної дисперсії (ХД) та максимальної диференціальної групової затримки (ДГЗ) то з таким явищем як МЗМ можна успішно боротись. Потрібно наголосити, що наявність чотирихвильового змішування (ЧХ) [21] між різними піднесучими та його взаємодія з ХД та ПМД призведе до різного впливу на певні піднесучі. В цьому зв'язку важливим є те, як показують дослідження, у випадку якщо більшість піднесучих не містять помилок, все рівно у загальному коефіцієнті бітових помилок (КБП-BER) буде відчуватись домінування КПБ якій зумовлений найгіршими (з точки зору кількості помилок) піднесучими. Отже для уникнення такої проблеми, необхідно використати концепцію прямого виправлення помилок (ПВП-FEC). Удосконалені схеми ПВП необхідні для забезпечення продуктивності за КБП для системи КО-OFDM яка визначається середньою потужністю прийнятого сигналу.

Таким чином, в представленому розділі кваліфікаційної роботи потрібно розв'язати наукову задачу яка торкається розробки методик адаптації передових концепцій кодів з ПВП для КО-OFDM систем. Розв'язок такої задачі повинен включати математичне обґрунтування, формат схемотехнічних

рішень та безпосередньо результати досліджень із запропонованими сигнально-кодovими конструкціями (СКК) кодів ПВП для КО-OFDM.

Розгляд специфіки застосування СКК до КО-OFDM почнемо з того, що сучасні систем оптического зв'язку загалом є стандартизованими Міжнародним союзом електрозв'язку (ITU). Така стандартизація передбачає використання певного набору кодів: каскадні коди Бозе-Чаудхурі-Хоквенгема (БЧХ) та Ріда-Соломона (РС) [30, 31]. Наприклад код РС(255, 239) використовувався в широкому спектрі система дальнього зв'язку і звичайно вважається першим поколінням кодів ПВП. Схеми ПВП (БЧХ, РС, згорткові коди (ЗК) тощо) можуть бути об'єднані для розробки більш потужних схем ПВП, наприклад РС(255, 239) та РС(255, 233). Декілька класів каскадних кодів (КК) досить детально визначені в ITU-T G975.1 [32]. Різні схеми КК, такі як КК утворений з двох РС кодів або каскадна конструкція з РС і ЗК звичайно розглядаються як друге покоління кодів ПВП. Однак в останні роки ітеративно-декодовані коди, такі як турбокоди (ТК) і коди LDPC (низької щільності перевірок на парність) складають базову основу концепції ПВП. Зокрема низка дослідників в своїх роботах показали [33-35], що ітеративно-декодовані коди LDPC перевершують коди ТК за продуктивністю КБП. Отже нижче в розділі кваліфікаційної роботи є доцільним сконцентруватись саме на LDPC-кодах так як вони є працездатним і привабливим вибором для схеми ПВП в системі оптичної передачі із швидкістю в десятки та сотні Гбіт/с. Зауважмо, що м'які ітеративно-декодовані коди, ТК і коди LDPC, можна вже віднести до третього поколінням ПВП.

Кодування з узагальненою перевіркою низької щільності перевірок на парність (G-LDPC) покращує загальні характеристики кодів LDPC. Прийнято розглянуто два класи кодів G-LDPC: випадкові та структуровані коди G-LDPC. Потрібно наголосити, що продуктивність за енергетичним виграшом кодування (ЕВК) для таких кодів може бути досягнути за рахунок використання довгих двійкових конструкцій G-LDPC, що в підсумку призведе

до неприйнятної затримки у їх обробці схемою декодера. З іншого боку, оптимізований вибір кодів високого порядку в кінцевому рахунку може забезпечити необхідний ЕВК навіть для кодів із структурою помірних довжин.

Враховуючи той факт, що більшість сучасних волоконно-оптичних систем зв'язку використовують модуляцію інтенсивності проведемо розробку кодованої оптичної системи зв'язку КО-OFDM з прямим виявленням.

3.2 Математичні моделі опису G-LDPC кодів для оптичних телекомунікацій

Формат LDPC-кодів був запропонований ще 1960-му році Галагером як формат лінійних блокових кодів особливістю яких полягає в тому, що їх опис реалізується через матрицю перевірки парності з низькою щільністю одиничних станів [36]. В ті часи такі коди не були затребувані на високому рівні внаслідок відсутності потужних обчислювальних алгоритмів і засобів. Зараз квазіциклічні LDPC коди, поряд з полярними кодами - основа формування телекомунікаційних мереж 5-го та 6-го покоління [37]. Концепція ітеративного декодування таких кодів ґрунтується на алгоритмі суми-добутків (SPA) і по продуктивності наближається до межі Шеннона на 0,0045 дБ. Крім того, наявна низька складність яка притаманна декодеру такого коду створює міцне підґрунтя для його використання в різних високошвидкісних додатках і зокрема таких як оптичний зв'язок. Звичайним кодом LDPC прийнято називати код який сформовано на основі матриці перевірки парності яка має низьку щільність та сталу кількість одиничних станів рядкову і у кожному стовпчику [38].

Графічне представлення кодів LDPC, відоме у формі дводольного графа (Таннера). Дводольний граф (Таннера) - це граф, вузли якого можуть бути розділені на два класи (змінні та перевірочні вузли) і в якому ненаправлені ребра можуть з'єднувати тільки два вузли, що не належать одному й тому класу. Граф коду Таннера будується за таким правилом: перевірочний

(функціональний) вузол c з'єднаний зі змінним (бітовим) вузлом v кожного разу, коли елемент h_{cv} в перевірочній матриці H дорівнює 1. Отже, існує $m = n - k$ перевірок перевірочних вузлів та n змінних вузлів. Розглянемо матрицю H коду LDPC наступної конфігурації:

$$H = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.1)$$

Перевірка при декодуванні для кодового слова за формою $v = [v_0 v_1, \dots, v_{n-1}]$ виконується за наступними математичними конструкціями:

- $c_0 : v_0 + v_2 + v_4 = 0 \pmod{2}$;
- $c_1 : v_0 + v_3 + v_5 = 0 \pmod{2}$;
- $c_2 : v_1 + v_2 + v_5 = 0 \pmod{2}$;
- $c_4 : v_1 + v_3 + v_4 = 0 \pmod{2}$;

На рис. 3.1 представлено дводольний граф коду (Таннера), причому круги відображають вузли змінних бітів, а квадрати – вузли функцій перевірки тобто перевірочні вузли.

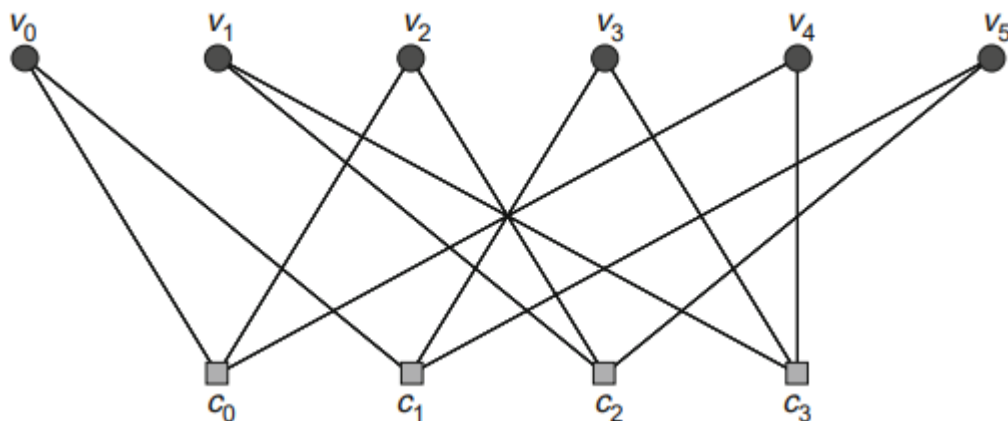


Рисунок 3.1 – Конструкція дводольного графу

Отже, для рівняння c_0 приймаються до уваги вузли v_0 , v_2 та v_4 які підключено до перевірочного вузла c_0 . Замкнений шлях у дводольному графі, що складається з l -ребр і замикається сам на себе і називається циклом

довжини - l . Найкоротший цикл у дводольному графі називається обхватом. Обхват впливає на мінімальну кодову відстань LDPC-кодів та корелює логарифмічну функцію правдоподібності (LLR) і тим самим впливаючи на процес декодування. Використання LDPC-кодів з великим обхватом є кращим, оскільки великий обхват збільшує мінімальну кодову відстань і декорелює зовнішню інформацію в процесі декодування.

З метою полегшення синтезу високошвидкісних кодів використаємо регулярні СКК. З цією метою для опису вузлів задіємо поліноміальні розподіли ступенів $\lambda(x)$ і $\beta(x)$ для відповідних вузлів v і c :

$$\lambda(x) = \sum_{d=1}^{d_v} \lambda_d x^{d-1} \quad (3.2)$$

$$\beta(x) = \sum_{d=1}^{d_c} \beta_d x^{d-1} \quad (3.3)$$

де λ_d та β_d використано для позначення частки ребр які з'єднані з вузлами ступеня d_v та вузлами ступеня c відповідно, а d_v та d_c позначають максимальні ступеня вузлів v та c .

Використавши границю Таннера для мінімальної кодової відстані можна записати наступний вираз [34]:

$$d \geq \begin{cases} 1 + \frac{s}{s-2} \left((s-2)^{\lfloor \frac{q-2}{4} \rfloor} - 1 \right), \frac{q}{2} = 2m + 1 \\ 1 + \frac{s}{s-2} \left((s-2)^{\lfloor \frac{q-2}{4} \rfloor} - 1 \right) + (s-1)^{\lfloor \frac{q-2}{4} \rfloor}, \frac{q}{2} = 2m \end{cases} \quad (3.4)$$

де q і s позначено обхват кодового графу і вагу стовбця, а d - мінімальна кодова відстань; $\lfloor \cdot \rfloor$ - означає найбільше ціле число, яке менше або дорівнює зазначеній кількості.

Структуровані LDPC-коди, які нами обрано для дослідження, належать до класу квазіциклічних (QC) кодів, також відомих як матричні коди або

циркулярні коди. Їх контрольна матриця парності може бути представлена наступним чином:

$$H = \begin{pmatrix} Y & Y & Y & \dots & Y \\ Y & G^{u[1]} & G^{u[2]} & \dots & G^{u[c-1]} \\ Y & G^{2u[1]} & G^{u[2]} & \dots & G^{2u[c-1]} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y & G^{(s-1)u[1]} & G^{(s-1)u[2]} & \dots & G^{(s-1)u[c-1]} \end{pmatrix} \quad (3.5)$$

де $Y \in p \times p$ ($p \in$ простим числом) - одинична матриця; G дорівнює $p \times p$ - матриця перестановок:

$$G = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (3.6)$$

де s та c - представляють собою кількість стрічок та стовпців у рівнянні (3.5). Набір цілих чисел u повинен бути ретельно обраний з набору $\{0,1,\dots,p-1\}$ таким чином, що б уникнути циклів короткої довжини у дводольному графі Таннера (3.5).

Кодова швидкість визначається виразом:

$$R \geq 1 - \frac{s}{n} \quad (3.7)$$

де s - означає кількість використаних елементів з u ; параметр n визначається бажаною кодовою швидкістю R_0 за допомогою виразу: $n = s/(1-R_0)$.

Тепер торкнемось питань декодування LDPC-кодів. Для декодування будемо використовувати алгоритм суми-добутків (Д-С) із введенням коригувального члена (англ. Sum-Prod). Суть алгоритму зводиться до обчислення розподілу змінних для визначення апостеріорної ймовірності (АЙ-APP (рис.3.2)) біта v_i кодового слова, яке представимо як $v = [v_0 v_1, \dots, v_{n-1}]$, і яка має дорівнювати 1-ці для заданого вектору $y=[y_0 y_1, \dots, y_{n-1}]$. Таким чином,

така схема ітеративного декодування використовує передачу бітів повідомлення з одного боку і у зворотній бік між описаними на рис. 3.1 вузлами s та v на краях з метою оновлення оцінки розподілу.

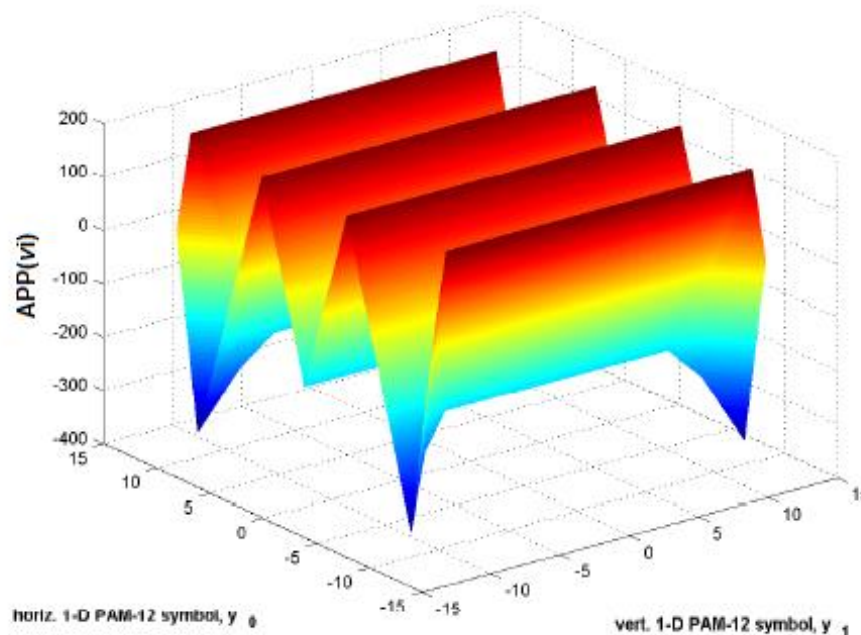


Рисунок 3.2 – Функція апостеріорної ймовірності з v_i , шум $\sigma = 0,15$

Такий процес більш детально можна описати наступним порядком: алгоритм Д-С відображає ітеративну схему декодування. Кожна ітерація в цій схемі обробляється за дві напівітерації. Перша половина включає вузол v , який обробляє отримане повідомлення та надсилає вихід до підключених до нього вузлів s . Друга половина - включає вузол s , який обробляє отримане повідомлення та надсилає вихідні дані назад до підключених до нього вузлів v .

На рис. 3.2 представлено описані вище першу і другу частини алгоритму.

На схемі рис. 3.2 повідомлення спрямовано від вузла v_0 на вузол s_2 . В такій конфігурації v_0 збирає інформацію із каналу y_0 і доповнює її інформацією з s_0 та s_1 для її надсилання до s_2 . Такий процес можна назвати процесом збору зовнішньої інформації оскільки інформація з s_2 до уваги наприймається. В такій конфігурації ймовірність такого повідомлення позначимо так: $\Pr(v_0 = b|y_0)$ де $b \in \{0, 1\}$.

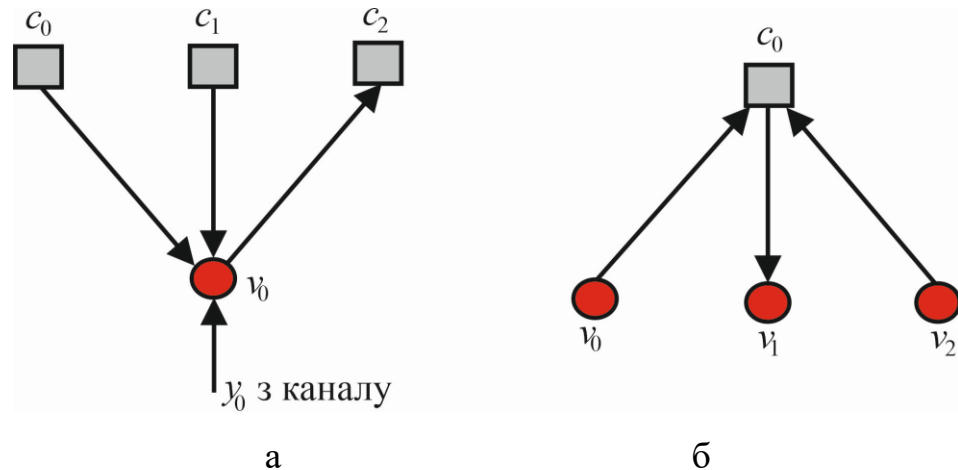


Рисунок 3.3 – Схеми до пояснення алгоритму декодування

Далі, на рис. 3.2 б, представлено процес відправки повідомлення з вузла c_0 до v_1 , тобто відправляється зовнішня інформація до v_1 . Таке повідомлення буде містити ймовірність яка задовольняє y .

Наступним кроком алгоритму є обчислення апостеріорної ймовірності і далі функції правдоподібності наступного типу: $\Pr(v_i|y)$ та $z(v_i) = \Pr(v_i=0|y) / \Pr(v_i=1|y)$. Тоді логіку прийняття рішення за алгоритмом можна відобразити так: якщо $z(v_i) > 1$ приймається рішення щодо формування на виході 0-вого рішення і навпаки – якщо $z(v_i) < 1$ то приймається рішення на користь 1-чного стану. Логарифмічна версія алгоритму замінює Д-С на логарифмічне відношення функції правдоподібності (ЛФП-LLR) яка остаточно буде містити лише математичні операції додавання і дозволить отримати представлення результату кінцевою точністю. Для логарифмічної форми маємо: $z(v_i) \rightarrow Z(v_i)$, а правило прийняття рішення буде таким: $Z(v_i) > 0$ – приймається рішення на користь – 0, навпаки коли $Z(v_i) < 0$ – на користь 1-ці.

Основний вираз для логарифмічної функції правдоподібності для довільного каналу наступний:

$$Z(v_i) = \log \left(\frac{\Pr(v_i=0|y_i)}{\Pr(v_i=1|y_i)} \right) \quad (3.8)$$

Для інших, визначених каналів отримаємо:

- бінарний (двійковий) симетричний канал (ДСК):

$$Z(v_i) = (-1)^{y_i} \log\left(\frac{1-\mu}{\mu}\right) \quad (3.9)$$

- АГБШ канал:

$$Z(v_i) = 2^{y_i} / \sigma^2 \quad (3.10)$$

- бінарний асиметричний канал БА-АГБШ:

$$Z(v_i) = \log\left(\frac{\sigma_1}{\sigma_0}\right) - \frac{(y_i - \rho_0)^2}{2\sigma_0^2} + \frac{(y_i - \rho_0)^2}{2\sigma_1^2} \quad (3.9)$$

де μ – ймовірність помилки у ДСК, σ^2 – дисперсія гаусівського розподілу, ρ_i та σ_i^2 – представляють собою середнє значення і дисперсію гаусівського процесу яка відповідає 0-вим та 1-ним бітам для БА-АГБШ.

Далі виконуються перевірки парності:

$$\begin{aligned} Z(s_{ij}) &= Z\left(\sum_{i/\epsilon^{V_j}/i} b'_i\right) = Z(\dots \oplus b_k \oplus b_l \oplus b_m \oplus b_n \dots) \quad (3.10) \\ &= \dots Z_k \boxplus Z_l \boxplus Z_m \boxplus Z_n \boxplus \end{aligned}$$

де \oplus - описує операцію mod2; \boxplus - описує операцію попарного обчислення:

$$\begin{aligned} Z_k \boxplus Z_l &= \text{sign}(Z_k) \text{sign}(Z_l) \min(|Z_k|, |Z_l|) + F(Z_k, Z_l) \text{ та} \\ F(Z_k, Z_l) &= \log(1 + e^{-|Z_k+Z_l|}) - \log(1 + e^{-|Z_k-Z_l|}) \end{aligned}$$

Потрібно наголосити, що в такий інтерпретації доданок $F(Z_k, Z_l)$ буде виконувати роль (анонсованого вище в тексті розділу кваліфікаційної роботи) коригуючого члену який може бути реалізований у виді пошукової таблиці.

Далі, після обчислення $Z(s_{ij})$ відбувається оновлення:

$$Z(g_{ij}) = Z(v_i) + \sum_{j' \in C_{i/j}} Z(s_{j'/i}) \quad (3.11)$$

$$Z(T_i) = Z(v_i) + \sum_{j' \in C_i} Z(s_{j'i}) \quad (3.12)$$

і остаточне рішення виноситься з нерівностей:

$$\hat{v}_i = \begin{cases} 1, & Z(T_i) < 0 \\ 0, & \text{для інших випадків} \end{cases} \quad (3.13)$$

Робимо перевірку щодо виконання синдромного рівняння: $\hat{v}_i \mathbf{H}^T = 0$ (тут T означає операцію транспонування). Якщо фіксуємо виконання синдромного рівняння для усіх i або якщо досягнута максимальна кількість ітерацій – зупиняємось. В протилежному випадку робимо перерахунок (3.13) та (3.11) повторно. Тут потрібно наголосити, що збільшення кількості ітерацій гарантує вірний результат у випадку декодування довгих кодів.

3.3 Результати математичного моделювання застосування LDPC кодів для оптичних каналів

Ми провели дослідження продуктивності описаного в попередніх підрозділах кодування з ПВП для оптичних каналів. Моделювання виконувалось для каналу типу АБГШ. На рис. 3.4 представлено дослідження кодів LDPC із великим обхватом. Для наглядності показано дослідження завадостійкості для каскадної конструкції РС+РС.

Таким чином проводилось математичне моделювання сукупності кодів різних поколінь, в.т.ч. каскадних (конкатенованих) конструкцій, з метою аналізу їх продуктивності та визначення енергетичного виграшу кодування (ЕВК) та формування рекомендацій до застосування таких СКК у оптичних телекомунікаційних каналах.

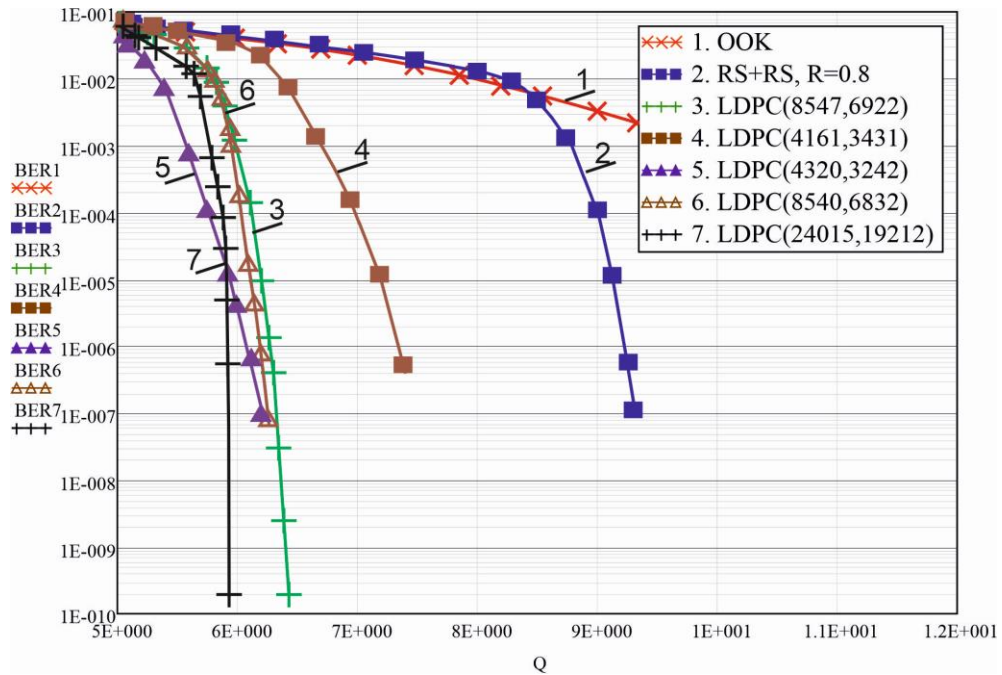


Рисунок 3.4 – Графіки зводстійкості (BER від Q) кодів LDPC для КО-OFDM: 1-OOK (без кодування); 2 – каскадна конструкція PC(255,239)+PC(255,223); 3-LDPC(8547,6922) $R=0,8$; 4- LDPC(4161,3431) $R=0,8$; 5-LDPC(4320,3242) $R=0,7$; 6- LDPC(8540,6832) $R=0,8$; 7- LDPC(24015,19212) $R=0,8$; Q - позначено Q -фактор

За результатами моделювання встановлюємо, що код LDPC(24015,19212) перевершує по продуктивності код PC(255,239)+PC(255,223) на майже 3,5 дБ ($BER=10E-7$). Крім того, цей же код перевершує код LDPC(4161,3431) майже 1,5 дБ. З отриманих результатів спостерігаємо високу продуктивність квазіциклічного коду LDPC(4320,3242).

На рис. 3.5 представлено результати порівняння продуктивності LDPC-кодів та інших кодових конструкцій, зокрема в кваліфікаційні роботі пропонується порівняння з досить поширеним в телекомунікаційних каналах кодом PC(255,223), складовим або конкатенованим кодом PC із швидкістю 0,8 та 3К (довжина обмеження бралась рівна п'яти). Загалом, результати вказують на те що як регулярні так і нерегулярні конструкції LDPC-кодів забезпечують відчутну кращу продуктивність ніж інші кодові формати.

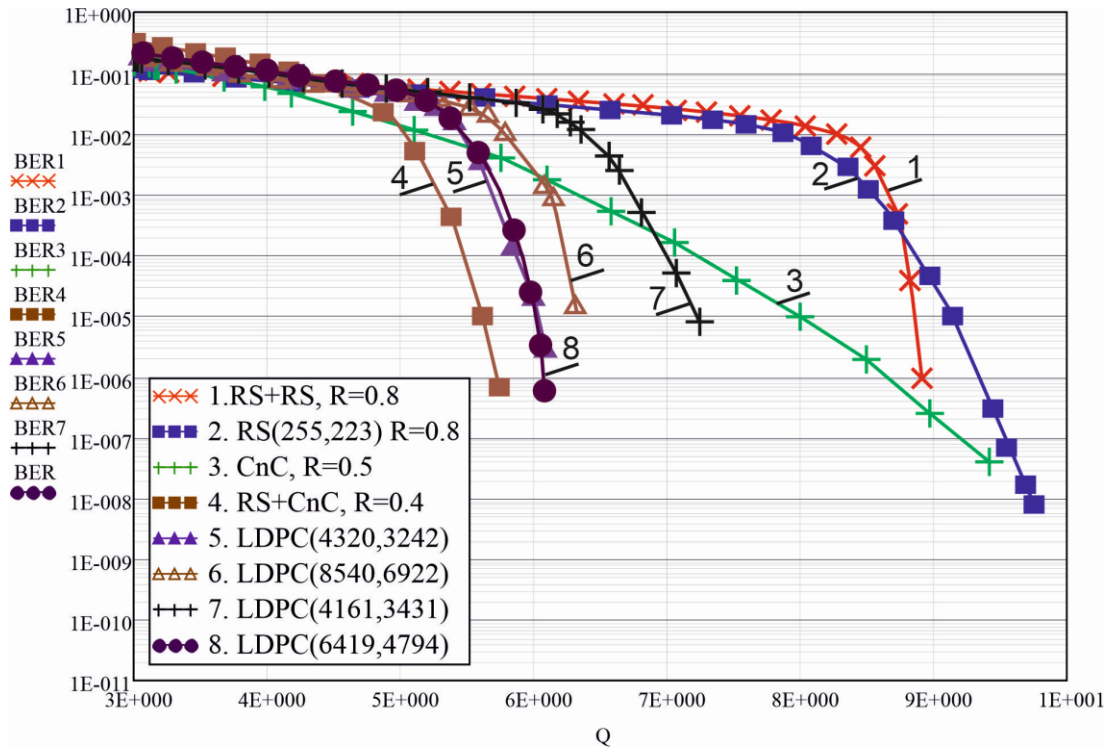


Рисунок 3.4 - Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів LDPC та інших СКК для КО-OFDM: 1 – PC (255, 239)+PC(255,223) $R=0,8$; 2-PC(255,223); 3 - ЗК $R=0,5$; 4- PC+ЗК $R=0,4$; 5-QCLDPC(4320,3242) $R=0,7$; 6- LDPC(8547,6922) $R=0,8$; 7- LDPC(4161,3431); 8 - ПЗLDPC(6419,4794) (попарно збалансована конструкція коду) $R=0,7$

Тут потрібно закцентувати увагу на тому, що нерегулярна конструкція LDPC-коду [36] яка уторена попарним балансування кодових груп при проєктуванні (позиція 8 на рис. 3.4) приблизно 0,35 дБ віддалена від КК симуляція продуктивності якої відповідає кривій 4 на рис. 3.4 (конструкція типу RS+CnC) на рівні $BER=10E-6$. Загалом, підтверджується припущення, що нерегулярні кодові конструкції – LDPC, перевершують звичайні коди LDPC.

3.4 Принципи конструювання узагальнених G-LDPC кодів для оптичних каналів

Загальний огляд літературних джерел [37, 38] дозволяє припустити, що використання так званих узагальнених або G-LDPC-кодів дозволить підвищити загальні характеристики таких кодів у зв'язку із зменшенням

складності декодера і можливі перспективі більш щільного наближення до межі Шеннона. З метою конструювання кодів типу G-LDPC кожне окреме рівняння яке використовується для перевірки парності вихідного коду будемо замінювати матрицею перевірки парності простого блочного коду (складового коду). З цією метою можна використати код Хемінга або вже згадуваний вище в дипломній роботі код БЧХ або код Ріда-Мюллера (PM) [39]. З теорії кодування відомо, що декодування локальних кодів реалізується шляхом ймовірнісного декодування (визначається максимум апостеріорної ймовірності - МАЙ) BCJR [40] (Bahl, Cocke, Jelinek and Raviv) – алгоритм декодування за максимумом апостеріорної ймовірності. Такий алгоритм загалом здатен забезпечити досить точні оцінки змінних вузлів у вихідному графі LDPC-коду під час використання певної кількості ітерацій.

Потрібно зазначити, що у випадку випадкових кодів декодування на певному локалізованому рівні реалізується шляхом застосування відповідної кількості декодерів типу BCJR, причому вони повинні працювати паралельно. Для структурованих кодів замість паралельної конфігурації використовують декодування низької складності яке ґрунтується на неоптимальному алгоритмі передачі повідомлень. Таким чином, можна сказати що в цьому випадку потрібно здійснити пошук G-LDPC-кодів для яких використані локальні коди мають мінімальну відстань і швидкість та бля яких глобально-утворений код має найбільший обхват. Нижня границя мінімальної відстані D для LDPC описується так [38]:

$$D \geq \begin{cases} d \frac{[(d-1)(\pi-1)]^{\frac{g-2}{4}} - 1}{(d-1)(\pi-1) - 1} + \frac{d}{\pi} [(d-1)(\pi-1)]^{\frac{g-2}{4}}, & \text{для непарних } \frac{g}{2} \\ d \frac{[(d-1)(\pi-1)]^{\frac{g}{4}} - 1}{(d-1)(\pi-1) - 1}, & \text{для парних } \frac{g}{2} \end{cases} \quad (3.14)$$

У формулі 3.14 через g та π позначено обхвати (довжина найкоротшого циклу) вихідного (глобального) графа і відповідно вага стовбця глобального

коду, де d -відповідно мінімальна кодова відстань для локального коду. Потрібно зазначити, що наявність великого обхвату може призводити до експоненційного збільшення мінімальної кодової відстані. Однак, коди типу G-LDPC можна сконструювати так, щоб мінімальна відстань D збільшувалась лінійно з довжиною коду.

Таким чином процес конструювання G-LDPC має на увазі заміну окремих рівнянь перевірок парності глобального вихідного коду LDPC матрицею перевірок парності лінійного блочного коду – складового коду. Можливий варіант коли матриця перевірок парності H (звертаємось до форму 3.1 п.р. 3.1) буде представляти собою розряджену матрицю яка розділена на V підматриць: H_1, \dots, H_V . Тут H_1 представляє собою блочно-діагональну матрицю яка утворена з одиничної матриці шляхом заміни її на матрицю перевірки парності для локального коду з довжиною кодового слова n і розмірністю k . Далі кожна підматриця H_j конструюється з H_1 шляхом випадкової перестановки стовбців.

Кодова швидкість утвореного G-LDPC обмежена знизу $R=K/N \geq 1-V$, де K та N уособлюють розмір і довжину кодового слова коду, V – вага стовбця глобального коду LDPC; а k/n – швидкість локального коду (відповідно до частки входить розмір і довжина кодового слова локального коду).

Для проведення досліджень окреслених в завданні на дипломну роботу конструювались G-LDPC-коди на основі складових вже згадуваних в тексті пояснювальної записки кодів БЧХ та РМ.

За результатами моделювання для АГБШ каналу можна зазначити (рис. 3.5). Утворенні G-LDPC-коди на основі компонентів БЧХ (63,57) РМ(4,6) для $V=2$ мають порівняну продуктивність (див. рис. 3.5, симуляції 3 та 4). Симуляцією 2 представлено продуктивність глобального LDPC з локальним кодом Хеммінга (HE). Загалом код G-LDPC який утворено на основі складового РМ(4,6) дещо перевищує за продуктивністю код утворений на основі турбо-продукту (ТП) з кодів БЧХ(128,113) та БЧХ(256, 239) приблизно

на 1 дБ (див. рис. 3.5, симуляції 1 та 3 (BER=10E-6)). Задовільні показники має код LDPC (поз. 8) який утворено за допомогою поля Галуа у недвійковому базисі GF(8)[31]. Найкращу продуктивність показав узагальнений G-LDPC-код із складовим кодом РМ (Ріда-Мюллера) за 20-ти ітераційних циклів. ЕВК цього кода в порівнянні з складовим кодом на основі ТП (поз. 1) склав майже 1,2 дБ. Під час симуляції для більшості кодів проводилось до 25 ітерацій.

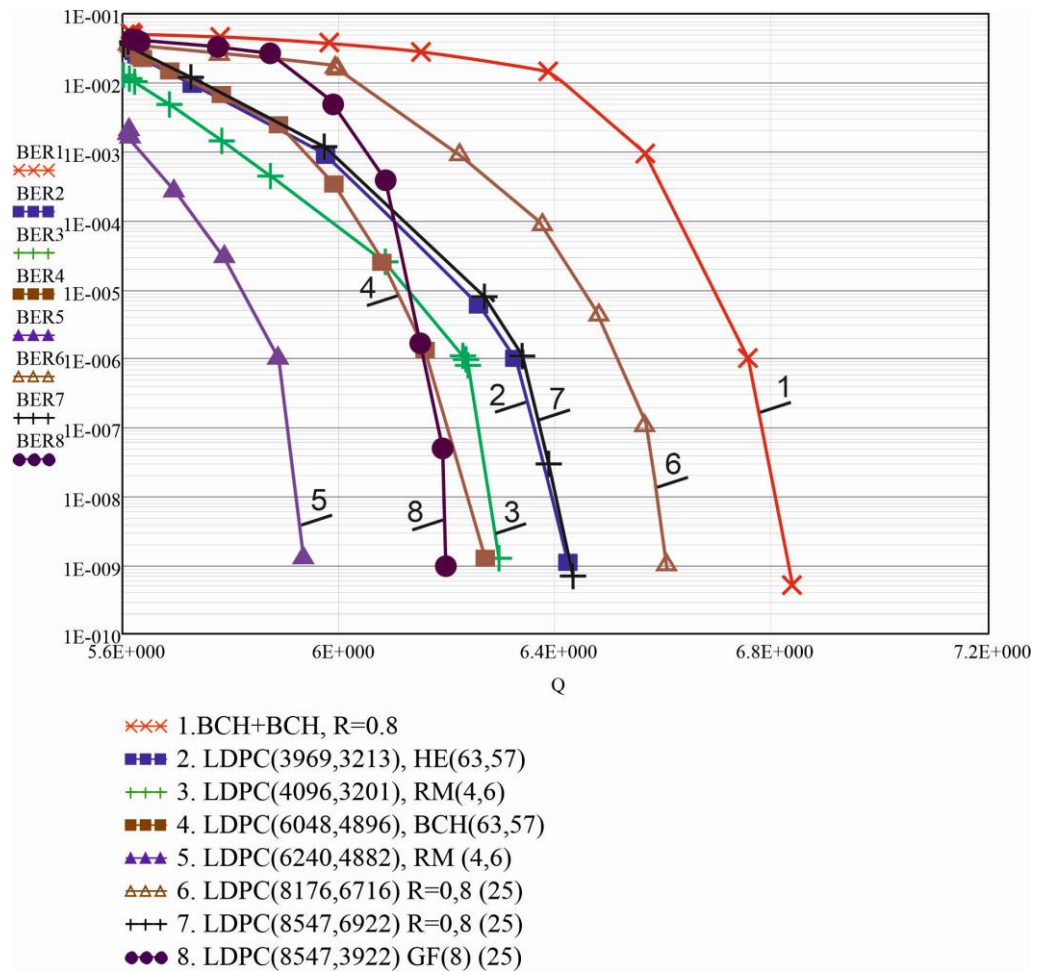


Рисунок 3.5 - Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших СКК для КО-OFDM при визначеній кількості ітераційних циклів: 1 – BCH(128,113)+BCH(256,239), $R=0,8$ ($d_{\min}=36$), 10-ть ітерацій; 2 - G-LDPC (3969,3213)+HE(63,57) 25 ітерацій, $R=0,8$; 3- G-LDPC (4096,3201)+PM(4,6), $R=0,7$, 25 ітерацій; 4 - G-LDPC (6048,4896)+BCH(63,57), $R=0,8$, 20 ітерацій; 5 - G-LDPC(6240,4882)+PM(4,6), $R=0,7$, 20 ітерацій; 6 – LDPC(8176,6716), $R=0,8$, 25 ітерацій; 7 – LDPC(8547,6922), $R=0,8$, 25 ітерацій; 8 - LDPC(8547,6922), GF(8), 25 ітеацій

Для проведення порівняння G-LDPC-кодів за продуктивністю з конструкціями які добре себе зарекомендували у телекомунікаційних каналах, на рис. 3.6 представлено графіки завадостійкості різних складових кодів.

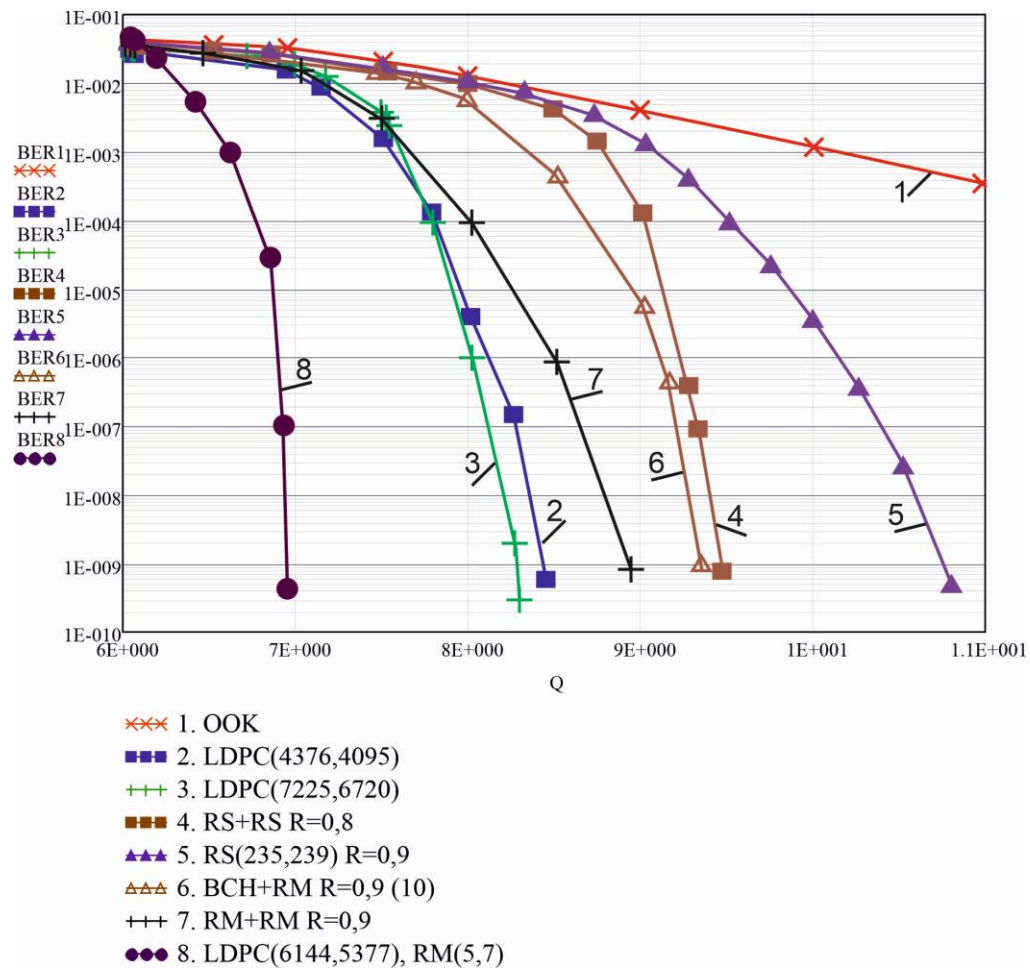


Рисунок 3.6 - Графіки завадостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших конкатенованих кодів для КО-OFDM: 1 – некодована OOK; 2 – LDPC(4376,4095) $R=0,9$; 3 – LDPC(7225,6720) $R=0,9$; 4 – PC(225,239)+PC(225,223) $R=0,8$; 5 – PC(235,239) $R=0,9$; 6 – BCH(512,484)+PM(64,63) $R=0,9$, $d_{\min}=16$ (10 ітерацій); 7 – PM(6,8)+PM(5,7) $R=0,9$, $d_{\min}=16$; 8 – G- LDPC(6144,5377)+PM(5,7) $R=0,8$ (25 ітерацій)

Аналіз отриманих результатів щодо порівнянної продуктивності ітеративно-декодованих кодів на основі ТП, LDPC та G- LDPC з високими швидкостями кодування отримані методом математичного моделювання з кодами типу PC і конкатенованою модифікацією. Отримані результати

беззаперечно вказують на перевагу за ЕВК кодів типу G-LDPC над всіма розглянутими – діючими кодами. Зокрема, вигреш над каскадним кодом PC+PC складає майже 2,5 дБ (BER=10E-9). У свою чергу акцентуємо на тому, що конкатенований код типу PM(6,8)+PM(5,7) (який має конструкцію ТП) має кращу продуктивність в порівнянні з кодом PC(235,239) на 1,57 дБ (BER=10E-9), що загалом підтверджує ефективність конкатенації кодів. Бачимо, що код типу LDPC(7225, 6720) має за ЕВК вигреш над тим самим кодом PC(235,239) майже на 2,55 дБ (BER=10E-9).

3.5 Методика формування маніпульованих багатопозиційних сигналів для оптичних телекомунікацій

Для формування СКК у оптичних телекомунікаціях будемо використовувати M -рівне PSK (ФМ), а також M -рівневу QAM (КАМ) маніпуляцію. Таки види маніпульованих сигналів поряд з диференційною формою (DPSK=ДФМ) загалом здатні забезпечити передачу $\log_2 M = m$ бітів на символ забезпечуючи ефективне використання смуги пропускання. Під час когерентного виявлення вектор даних $\varphi_l \in (\frac{0,2\pi}{M}, \dots, 2\pi(M-1)/M)$ відправляється у кожному l -му інтервалі передачі. У випадку прямого виявлення використовується ДФМ і відбувається відправка вектору даних: $\varphi_l = \varphi_{l-1} - \Delta\varphi_l$ та визначається послідовність вхідних бітів $\log_2 M$ з застосуванням відповідного правила відображення.

Розглянемо архітектуру передавача оптичної системи передачі інформації в контексті застосування досліджених СКК на основі LDPC-кодів. Загалом можна представити дві схеми які потенційно здатні використати однаковий LDPC-код для різних потоків даних: 1-ша – схема кодування з СКК і бітовим перемежування (СКБП), а також можна використовувати коди LDPC із різною швидкістю кодування (однакової довжини) для схеми багаторівневого кодування (СБРК). Як показує актуальний аналіз літературних джерел [31] схема типу СБРК дозволяє

оптимально розподілити кодові швидкості. В даній роботі, у відповідності до мети і завдання йде аналіз саме когерентних схем обробки оптичних сигналів. Таким чином зосередимось на схемі формування маніпульованого сигналу з бітовим перемежувачем для LDPC-кодування в поєднанні з схемою когерентного виявлення. На рис. 3.7 для порівняння конструктивних особливостей представлена також схема прямого виявлення.

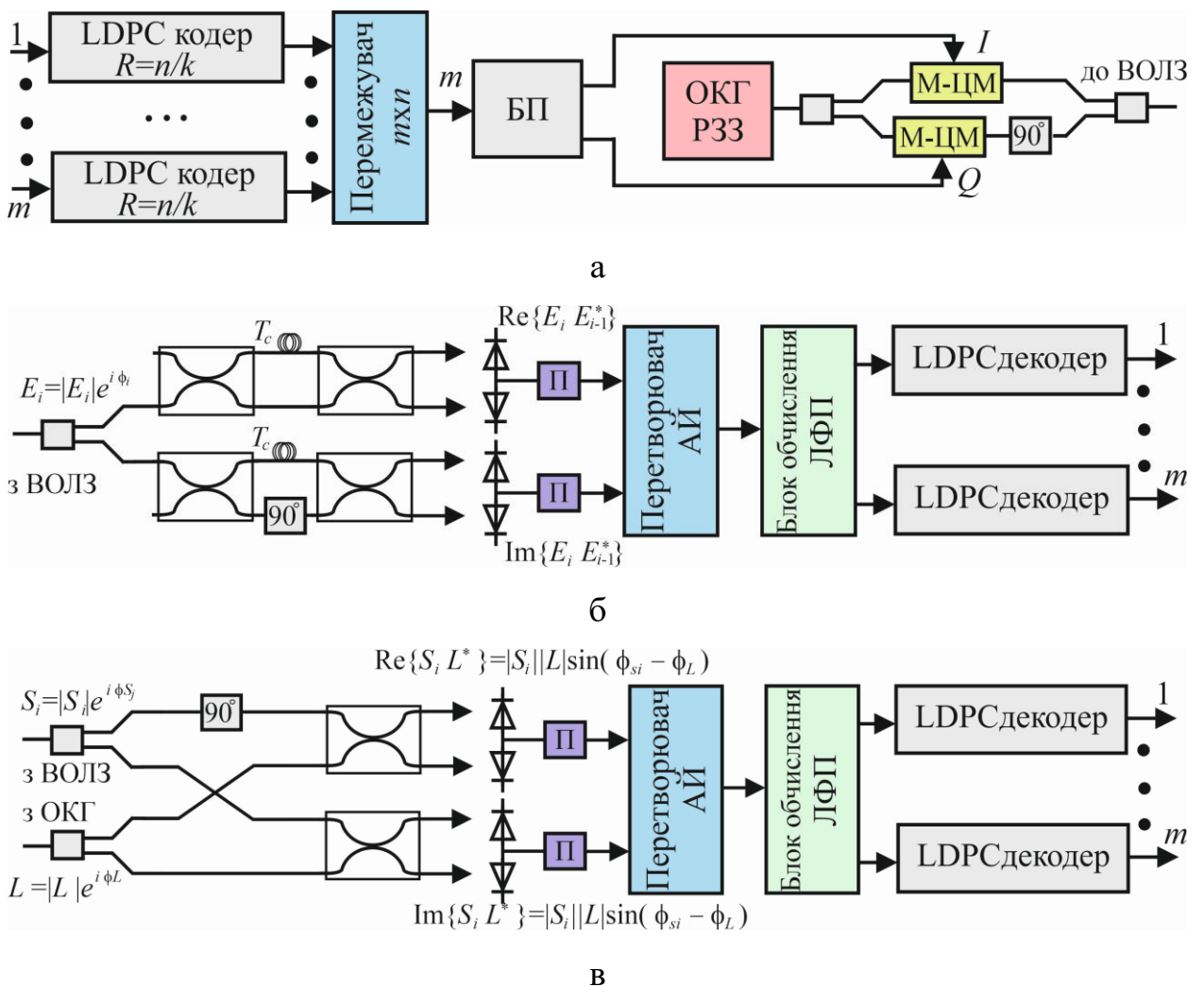


Рисунок 3.7- Схеми формування та демодуляції сигналів оптичних телекомунікацій з бітовим перемежувачем для LDPC-кодів: а – передавача; б – приймача прямого виявлення; в – когерентного виявлення; $T_c=1/R_c$ – символна швидкість; АЙ – апостеріорна ймовірність; ЛФП – логарифмічна функція правдоподібності; ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв'язку; ОКГ – оптичний квантовий генератор; П - підсилювач

По схемам, вхідні бітові потоки які надходять від m джерел інформації піддаються кодуванню з використанням (n,k) LDPC -кодів з швидкістю $R=k/n$ (k – кількість інформаційних бітів, n -довжина кодового слова). Вихідні дані декодеру записуються у формі $m \times n$ до блоків перемежувачів пострічково. Пристрій відображення приймає m , бітів $c=(c_1, c_2, c_3, \dots, c_m)$ та у i -й момент часу від $m \times n$ – блоків перемежувача по стовбцям визначає відповідну M -у ($M=2^m$) констеляційну точку $s_i = (I_i, Q_i) = |s_i|e^{i\varphi_i}$ (рис. 3.7 а). Відповідно вихідні дані перетворювача для M -ї форми ФМ/ДФМ дійсної та квадратурної складових (I та Q) пропорційні $\cos\varphi_i$ та $\sin\varphi_i$.

На рис. 3.7 б представлено вектор електричного поля E_i для оптичної конфігурації приймача ДФМ. Виходи гілок в плечах дійсної та уявної складових E відповідно. На рис. 3.7 в – представлена архітектура когерентного приймача, акцентуємо що в цьому випадку поряд з електричним полем S_i на вході детектора присутнє локальне електричне поле з ОКГ. У випадку гомодинного виявлення частота локального ОКГ збігається з частотою вхідного поля тому симетричні виходи каналів (синфазного та квадратурного) I та Q розгалужуються по плечам схеми. У такому випадку отримаємо наступні математичні моделі:

$$U_I(t) = u_{\text{ФД}}|S_k||L| \cos(\psi_i + \psi_{\text{ПОКГ}} - \psi_{\text{ПРОКГ}}) (i-1)T_c \leq t < iT_i \quad (3.15)$$

$$U_Q(t) = u_{\text{ФД}}|S_k||L| \cos(\psi_i + \psi_{\text{ПОКГ}} - \psi_{\text{ПРОКГ}}) (i-1)T_c \leq t < iT_i \quad (3.16)$$

де $u_{\text{ФД}}$ – чутливість фотодіода; $\psi_{\text{ПОКГ}}, \psi_{\text{ПРОКГ}}$ – фазовий шум ОКГ (локального лазера) на передавальному та приймальному боці відповідно.

Загалом, точка яка відповідає переданому сигналу (на рис. 3.7 в позначений як $S_i = |S_i|e^{i\varphi_i}$) може бути поновлена у відповідності до рівнянь (3.15) та (3.16) за умов усунення фазового шуму ОКГ. В цьому випадку дані у квадратурних каналах I та Q із символною швидкістю подаються на блок який здійснює обрахунок ЛФП через визначення АЙ наступним чином:

$$\chi(s) = \log \frac{P(s=s_0r)}{P(s \neq s_0r)} \quad (3.17)$$

де $P(s|r)$ визначається за правилом Байєса з наступного рівняння:

$$P(s|r) = \frac{P(r|s)P(s)}{\sum_{s'} P(r|s')P(s')} \quad (3.18)$$

де у формулах 3.17 та 3.18 за $s = (I_i, Q_i)$ позначає точку із сукупності переданих сигналів в i -й момент часу, а $r = (r_I, r_Q)$ відповідає позначенню прийнятої точки; $r_I = v_I|t = iT_c$ і $r_Q = v_Q|t = iT_c$ відображення зразкових сигналів в квадратурах. Для оцінювання $P(s)$ можна використати навчальні послідовності.

Дві ортогональні базисні функції для смуги пропускання сигналів з багатопозиційною маніпуляцією (КАМ) представимо так:

$$\varpi_I(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_H t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.19)$$

$$\varpi_Q(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_H t) \quad 0 \leq t \leq T \quad (3.20)$$

де f_H позначає несучу частоту, T – тривалість символу.

Точку яка буде відображати повідомлення (s_i) опишемо за допомогою двох базисних функцій - $I_k d_{\min}, Q_k d_{\min}/2$ де d_{\min} – пов'язана з енергією сигналів з амплітудою E_0 наступним чином: $\frac{d_{\min}}{2} = \sqrt{E_0}$. Для опис координат сигнального сузір'я КАМ представимо наступний вираз:

$$\{I_k, Q_k\} = \left[\begin{array}{cccc} (-\sqrt{M+1}), (\sqrt{M-1}) & (-\sqrt{M+3}), (\sqrt{M-3}) & \dots & (\sqrt{M-1}), (\sqrt{M-1}) \\ (-\sqrt{M+1}), (\sqrt{M-1}) & (-\sqrt{M+1}), (\sqrt{M-1}) & \dots & (-\sqrt{M-1}), (\sqrt{M-3}) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ (-\sqrt{M+1}), (-\sqrt{M+1}) & (-\sqrt{M+3}), (-L-1) & \dots & (-\sqrt{M-1}), (-\sqrt{M+1}) \end{array} \right] \quad (3.30)$$

Таким чином переданий сигнал M -ї КАМ виразимо наступним чином:

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} I_k \cos(2\pi f_H t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} Q_k \sin(2\pi f_H t) \quad (3.31)$$

$$0 < t < T; k = 1, 2, \dots, M$$

або:

$$s_k(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_H t + (k-1) \frac{2\pi}{M}\right), 0 \leq t \leq T; k = 1, 2, \dots, M \quad (3.32)$$

На рис. 3.8 представлено результати дослідження завадостійкості для кодованого і некодованого кодами LDPC випадку застосування в оптичному каналі багатопозиційних маніпуляцій, зокрема типу ДФМ-8 та ФМ-8 та у складі СКК – ФМ-4.

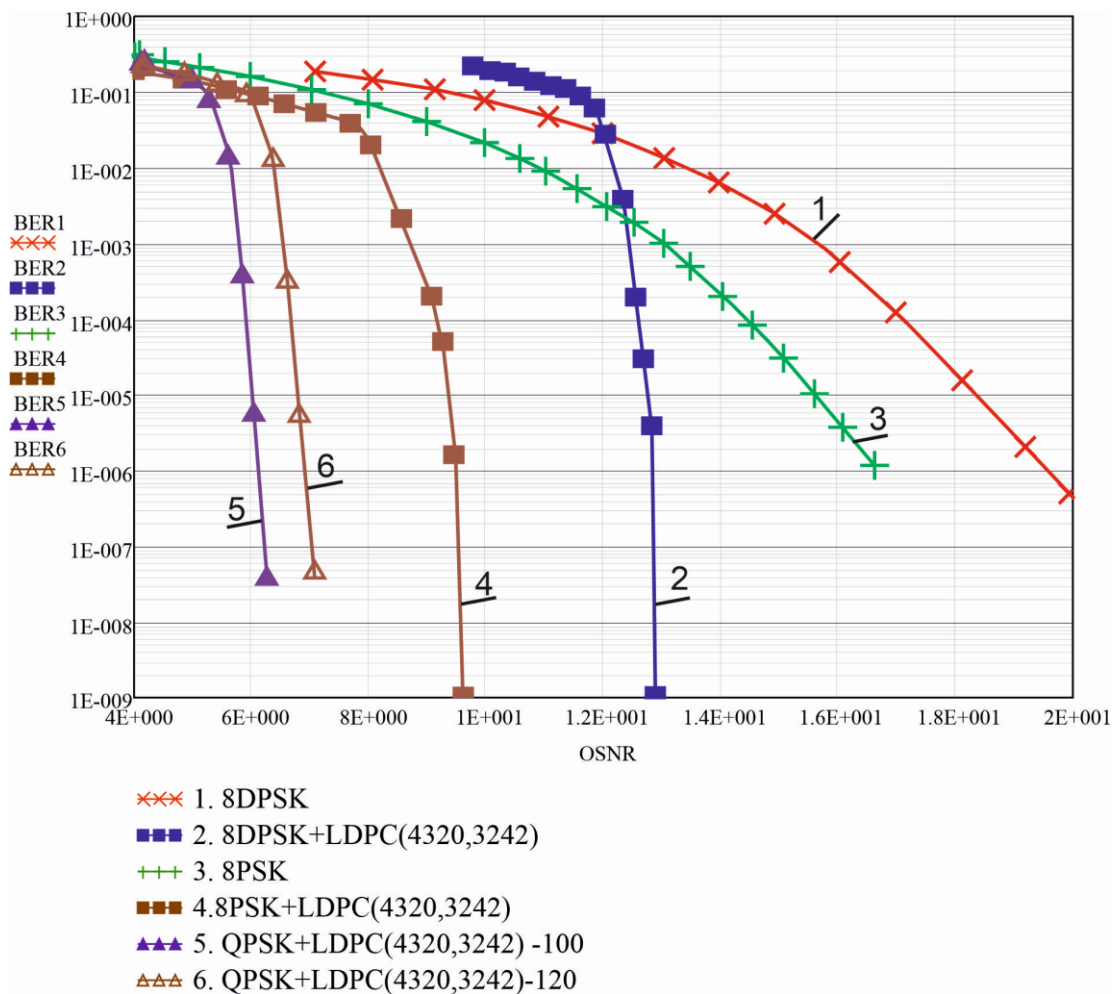


Рисунок 3.8 - Графіки завадостійкості (BER від OSNR) багатопозиційних маніпульованих сигналів та у складі СКК з LDPC для КО-OFDM: 1 – некодована ДФМ-8; 2 – СКК ДФМ-8+LDPC(4320,3242); 3 – ФМ-8; 4 – СКК ФМ-8+ LDPC(4320,3242); 5 – СКК ФМ4+ LDPC(4320,3242) (100Гб/с); 6 - СКК ФМ4+ LDPC(4320,3242) (120Гб/с)

За результатами симуляцій встановлюємо, що ЕВК СКК на основі ДФМ-8+LDPC складає майже 7,5 дБ в порівнянні з ДФМ-8. Причому, як показують дослідження схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕВК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення (рис. 3.7 б та в).

На рис. 3.9 представлено дослідження схеми когерентного виявлення для компонентного LDPC-коду при формуванні СКК з різними формами сигналів утворених багатопозиційними маніпульованими послідовностями.

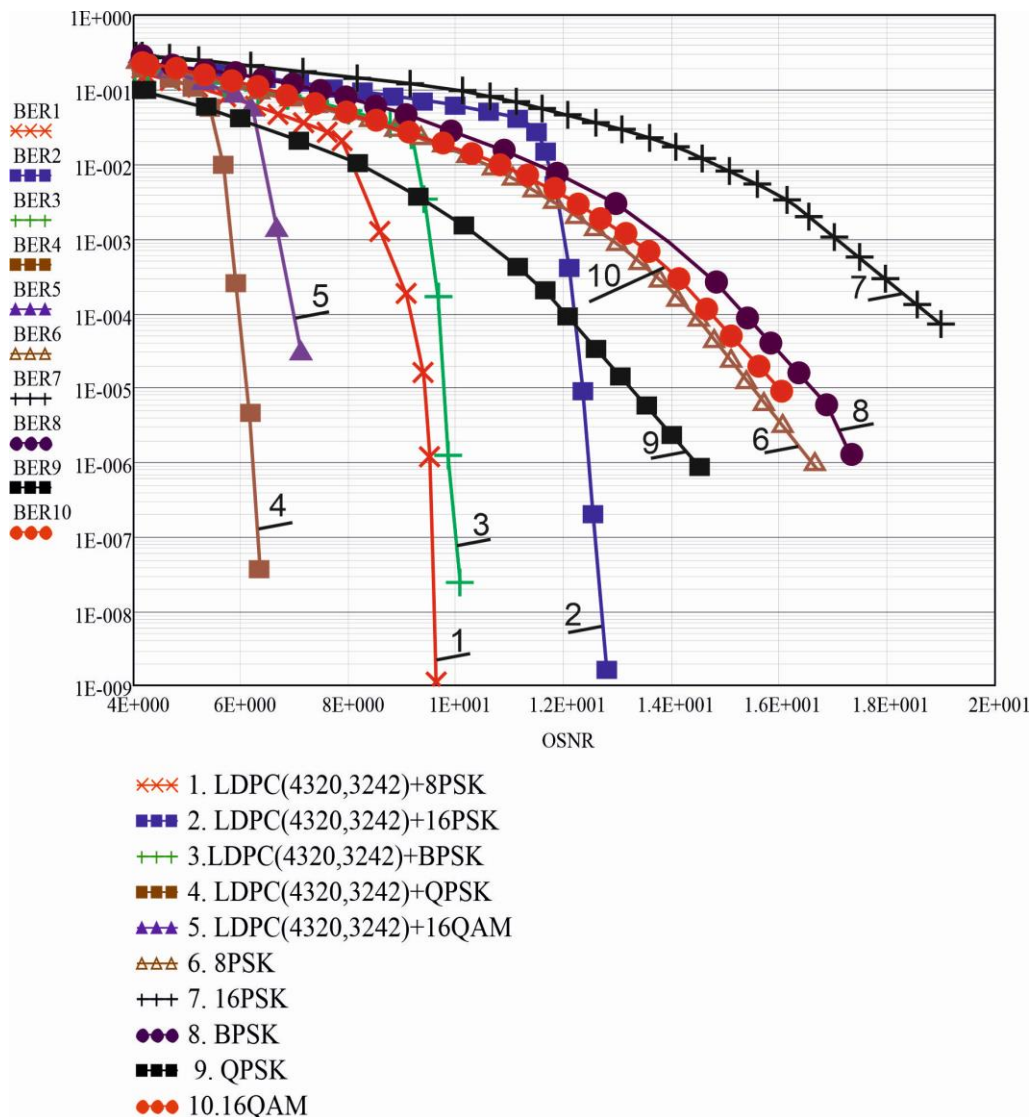


Рисунок 3.9 - Графіки завадостійкості (BER від OSNR) СКК з LDPC та сигналів цифрової модуляції для КО-OFDM: 1-LDPC (4320,3242)+ ФМ-8; 2 - LDPC (4320,3242)+ ФМ-16; 3 - LDPC (4320,3242)+ФМ; 4- LDPC (4320,3242)+ФМ-4; 5 - LDPC (4320,3242)+КАМ-16; 6- ФМ-8; 7 - ФМ-16; 8 - ФМ; 9 - ФМ-4; 10 - КАМ-16

Аналіз отриманих кривих завадостійкості на рис. 3.9 зокрема свідчить, що маніпуляція КАМ-16 перевершує ФМ-16 за продуктивністю майже на 3дБ. Крім того, КАМ-16 дещо перевершує ФМ-8 (криві 10 та 6), тоді як схема ФМ-8 перевершує ФМ. Врахування швидкісних показників інформаційних потоків потоків з різним видом СКК дозволяє сформулювати рекомендації щодо вірного вибору стратегії мультиплексування каналів. Наприклад, оскільки швидкість передачі символів для ФМ-8 складає 53,4 Гсимвл./с вплив ПМД тут дещо менший ніж наприклад на швидкості 100 Гбіт/с. Таким чином, для передачі трафіку Езернет (Ethernet) із швидкістю 100 Гбіт/с доцільно проводити мультиплексування двох каналів по 50-ть Гбіт/с ніж 4-х каналів по 25 Гбіт/с.

3.6 Висновки

- КО-OFDM - це ефективний підхід до боротьби з міжсимвольними завадами (МЗМ), що виникають через хроматичні складові дисперсії та поляризаційної модової дисперсії (ПМД);
- сучасні систем оптичного зв'язку є стандартизованими Міжнародним союзом електрозв'язку (ITU);
- різні схеми КК, такі як КК утворений з двох РС кодів або каскадна конструкція з РС і ЗК звичайно розглядаються як друге покоління кодів ПВП;
- LDPC-коди є працездатним і привабливим вибором для схеми ПВП в системі оптичної передачі із швидкістю в десятки та сотні Гбіт/с;
- структуровані LDPC-коди, які нами обрано для дослідження, належать до класу квазіциклічних (QC) кодів, також відомих як матричні коди або циркулярні коди;
- код LDPC(24015,19212) перевершує по продуктивності код РС(255,239)+РС (255,223) на майже 3,5 дБ (BER=10E-7). Крім того, цей же код перевершує код LDPC(4161,3431) майже 1,5 дБ. З отриманих результатів спостерігаємо високу продуктивність квазіциклічного коду LDPC(4320,3242);

- за результатами дослідження виявлено, що нерегулярні кодові конструкції – LDPC, перевершують звичайні коди LDPC за ЕВК;

- отримані результати беззаперечно вказують на перевагу за ЕВК кодів типу G-LDPC над всіма розглянутими – діючими кодами. Зокрема, виграш над каскадним кодом PC+PC складає майже 2,5 дБ ($BER=10E-9$);

- побудовано схеми формування та демодуляції сигналів оптичних телекомунікацій з бітовим перемежувачем для LDPC-кодів на виході приймача прямого виявлення та схеми когерентного виявлення;

- схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕВК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення при застосуванні LDPC-кодів;

- врахування швидкісних показників інформаційних потоків потоків з різним видом СКК дозволяє сформулювати рекомендації щодо вірного вибору стратегії мультиплексування каналів.

РОЗДІЛ 4

МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ OFDM-КОДОВАНИХ КОНСТРУКЦІЙ У ВОЛОКОННО-ОПТИЧНИХ СИСТЕМАХ З КОГЕРЕНТНИМ ВИЯВЛЕННЯМ

4.1 Параметри продуктивності оптичних телекомунікацій

При оцінюванні продуктивності телекомунікаційних мереж, важливо з'ясувати специфіку показників якості працездатності оптичних систем зв'язку значення яких можна використати в якості ключових чинників які обумовлюють концепцію розгортання мереж та ліній зв'язку. Для оцінювання продуктивності оптичних систем в кваліфікаційній роботі використано показники які обумовлюють якість оброблення сигналів такі як оптичне відношення сигнал до шуму (OSNR), ймовірність бітової помилки (коефіцієнт) – BER та Ку-фактор (Q) – добротність. Ці параметри використано в попередньому розділі дипломної роботи під час дослідження завадостійкості оптичних систем з кодами ПВП.

Оптичне відношення сигнал до шуму визначається формулою:

$$OSNR = 10 \lg \frac{P_c}{P_{ш}} \quad (4.1)$$

де P_c – потужність сигналу; $P_{ш}$ – потужність шуму (Вт, мВт)

Сучасні BER-тестери дозволяють проводити вимірювання рівня коефіцієнту помилок та добротності для потреб реально працюючих практичних схем.

Загалом, під час визначення показників якості оптичних систем знайшли застосування наступні методики:

- 1) використання чисельного методу Монте-Карло;
- 2) методика обчислення Q фактору та ймовірності бітової помилки які ґрунтуються на моделі АГБШ в оптичному каналі передачі даних;
- 3) на методиках які враховують специфіку спотворень обумовлених низкою нелінійних ефектів які супроводжують передачу інформації по ВОЛЗ.

Деталізуємо такі наукові підходи до оцінювання продуктивності оптичних систем.

Використання першого підходу (Монте-Карло) дозволяє визначити ймовірність бітової помилки-BER шляхом обчислення частки між кількістю утворених помилок N_n відносно загальної сукупності бітів переданих у потоці – N :

$$\text{BER} = \frac{N_n}{N}. \quad (4.1)$$

Особливість такого методу пов'язана з тим, що він під час обчислення (4.1) метрики враховує конструкцію застосовуваних типів модуляцій і особливостей приймальних модулів. Таким чином, при проведенні моделювання за першим підходом слід врахувати вплив усіх складових перекручувань форми сигналу і особливо чинники які впливають на порушення структури ВОЛ, наявні фактори виникнення шумів оптичного та електричного спрямування. В такому разі, для проведення ефективного дослідження потрібна досить тривала вибірка бітового потоку для обчислення (4.1) та тривалий часовий інтервал.

Застосування методик які спрямовано на визначенні ймовірнісних показників (ф-ла 4.1) і добротності ґрунтується на застосуванні відповідних нормованих функцій розподілу які визначаються статистично на підставі гістограм.

В цьому випадку важливо зафіксувати рівні порогових напруг (U_n) для ідентифікації високого та низького рівнів – одиничного та нульового. На отримання точних показників ймовірності бітових помилок істотний вплив оказує функція розподілу ймовірностей.

Для обраної функції розподілу показник (4.1) може бути розрахований наступним чином:

$$\text{BER} = P(1)P(0|1) + P(0)P(1|0) \quad (4.2)$$

де $P(1)$ - ймовірність передачі одиниці;

$P(0|1)$ - ймовірність помилки через отримання нуля, коли передається одиниця;

$P(0)$ - ймовірність передачі нульового рівня;

$P(1|0)$ - ймовірність помилки через отримання одиниці, якщо передається нуль;

Прийнято прирівнювати відповідні ймовірності (одиничну та нульову) таким чином, що $P(1) = P(0) = 0,5$.

У відповідних вимірювачах BER використовується підхід щодо застосування функції нормального розподілу для оцінювання ймовірностей одиничного та нульового рівнів і таким чином досягається досить пристойна точність оцінки. Зокрема, в такому випадку знаходить застосування методика визначення ймовірності помилки на підставі формату допоміжних функцій помилок які можна аналітично представити наступним чином:

$$\text{BER} = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\mu - \mu_0}{\sqrt{2}\sigma_0}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\mu_1 - \mu}{\sqrt{2}\sigma_1}\right). \quad (4.3)$$

де, відповідно μ_1 та μ_0 уособлюють відповідні рівні напруг для одиничного та нульового рівнів, σ_1 та σ_0 – відображають значення стандартної девіації розподілення шумів для рівнів одиничного та нульового рівнів; μ – окреслює рівень для порога прийняття рішення.

Відлік добротності (Q фактору) ведеться або за лінійною або за логарифмічною шкалами і через визначений параметр ймовірності бітової помилки може бути розрахований через формули:

$$Q = \sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2\text{BER}), \quad Q = 20 \lg(\sqrt{2} \operatorname{erfc}^{-1}(2\text{BER})). \quad (4.4)$$

Загалом відлік Q фактору ведеться для цифрового сигналу через відношення сигналу до шуму і у схемах де приймається рішення у приймальних блоках може бути обчислений наступною формулою:

$$Q = \frac{\mu_1 - \mu_0}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (4.5)$$

На рис. 4.1 представлено ілюстрацію для визначення параметрів які входять до (4.5) із врахуванням співвідношень між функцією щільності ймовірності та BER.

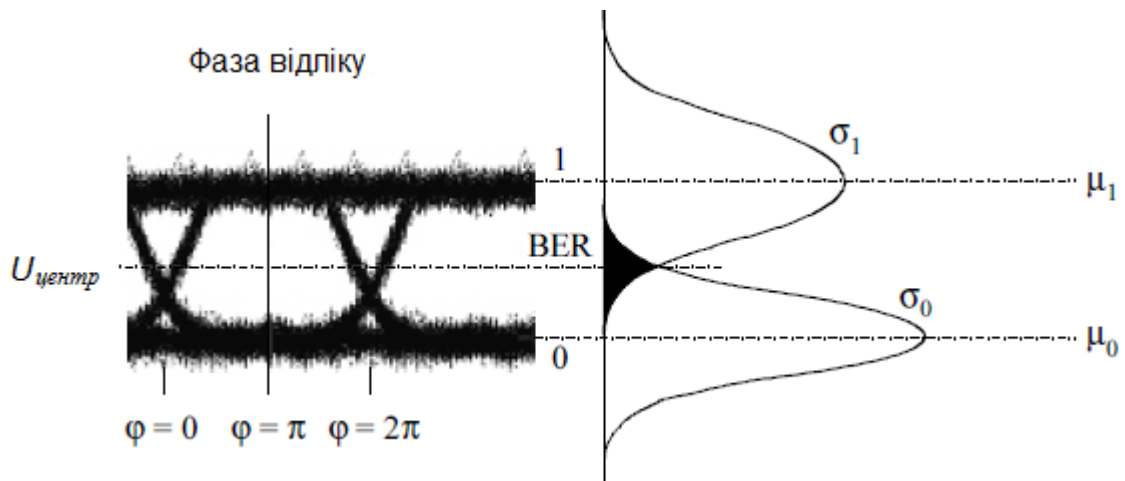


Рисунок 4.1. - Співвідношення між функціями щільності ймовірності і BER

У відповідності до прийнятої апроксимації функцією *erfc* отримаємо:

$$\text{BER}(Q) = \frac{1}{2} \left[2e^{-\left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)^2} \frac{a_0 + a_1 \frac{Q}{\sqrt{2}} + a_2 \left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)^2}{\left[b_0 + b_1 \frac{Q}{\sqrt{2}} + b_2 \left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)^2 + b_3 \left(\frac{Q}{\sqrt{2}}\right)^3 \right] \sqrt{\pi}} \right], \quad (4.6)$$

$$a_0 = 1,69071595$$

$$a_1 = 1,45117156$$

$$a_2 = 0,50003230$$

$$b_0 = 1,90764542$$

$$b_1 = 3,79485940$$

$$b_3 = 1,00000000$$

Згідно до представленого рис. 4.2., точність такої апроксимації складає $2 \cdot 10^{-6}$ за $Q > 1,5$, що досить добре для добротності. Апроксимація типу BER-3 (Q) призводить до значних похибок у випадку $Q=5$. BER2 (Q), пунктирна лінія відповідає досить точної апроксимації за використання інтегрального чисельного методу, BER3 (Q) - переривчаста лінія: апроксимація яка виконується за аналітичним виразом:

$$\text{BER}(Q) = \frac{1}{Q\sqrt{2}} e^{-\frac{Q^2}{2}}. \quad (4.7)$$

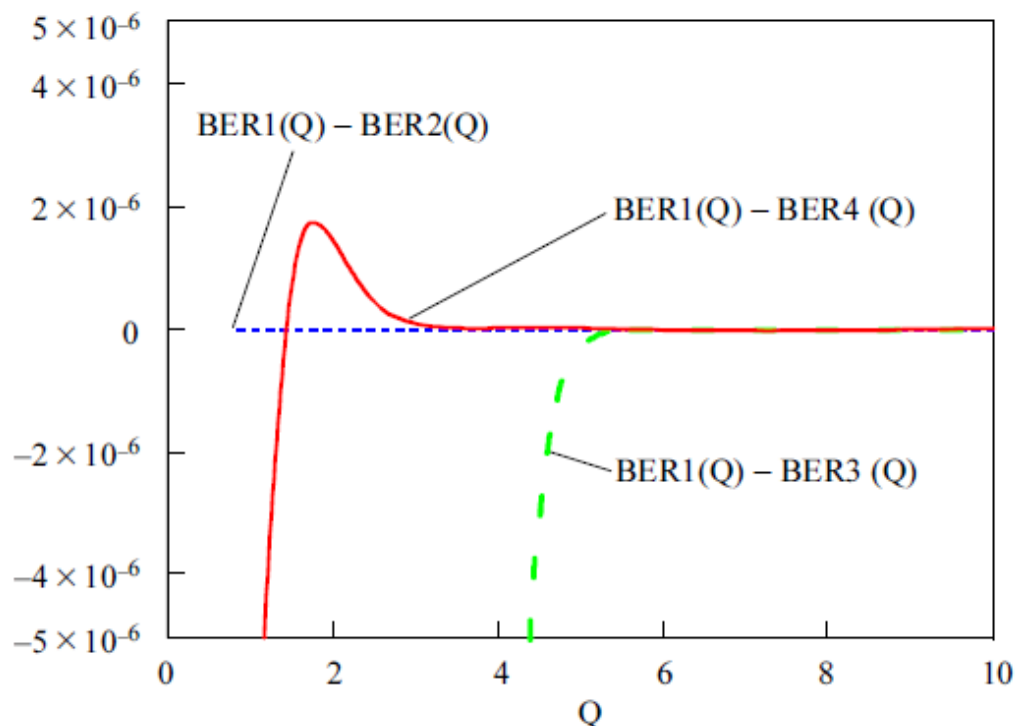


Рисунок 4.2. - Точність різних апроксимацій *erfc* BER4 (Q), суцільна лінія: апроксимація за допомогою рівняння (4.6).

4.2 Розробка схеми трансивера для оптичних OFDM-телекомунікацій за умов когерентного виявлення

Конфігурації передавача та приймача для когерентного виявлення та формат переданого символу OFDM показано рис. 4.3 (рис. 4.4). При розробці схеми використані описані в попередньому розділі дипломної роботи LDPC-кодові конструкції. Таким чином, в схемі бітові потоки, що надходять від m різних джерел інформації, кодуються з використанням різних (n, k_l) -кодів на основі LDPC-кодів із швидкістю кодування $R_l = k_l/n$, де k_l позначає кількість інформаційних бітів l -го ($l = 1, 2, \dots, m$) компонентного коду LDPC, а n - означає довжину кодового слова.

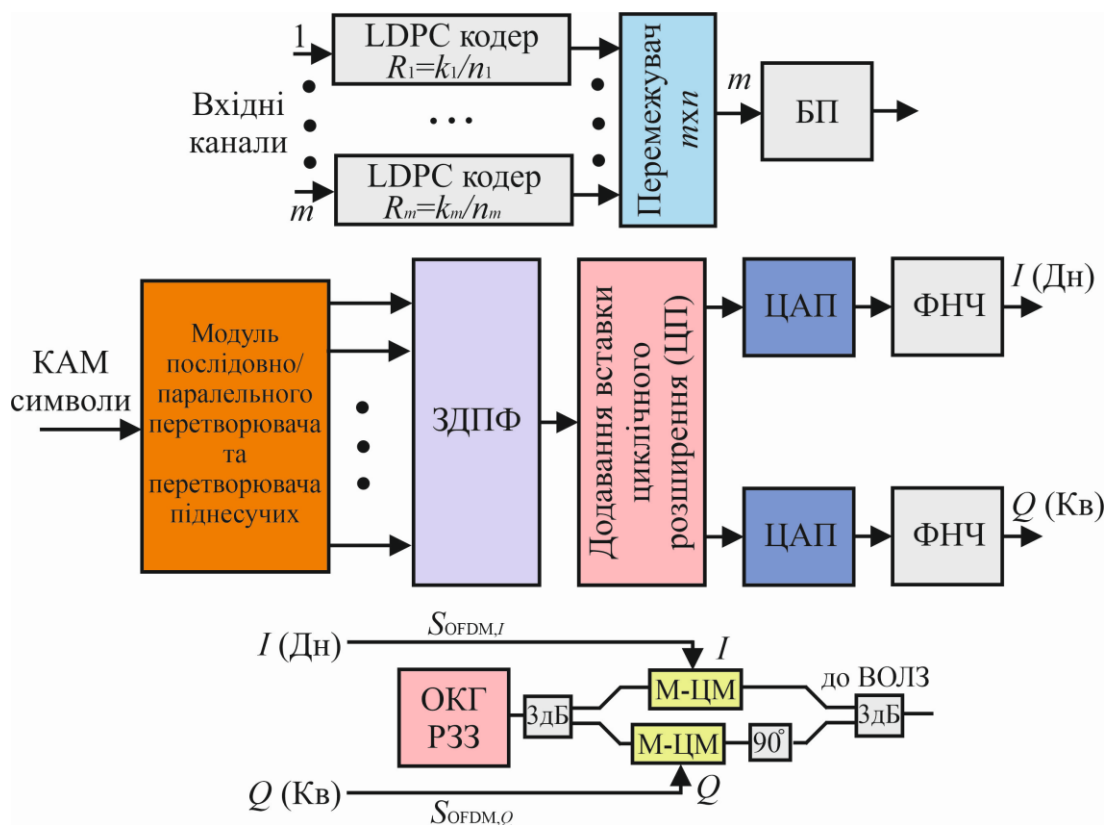


Рисунок 4.3 – Функціональна схема блоку формування та передавання сигналів оптичного каналу з OFDM: М-ЦМ – схема модуляції (розділ 2); ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот; ЦП – циклічний префікс; БП – бітовий перетворювач (конвертер); ЗДПФ – блок зворотного дискретного перетворення Фур’є; ОКГ – оптичний квантовий генератор; ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв’язку

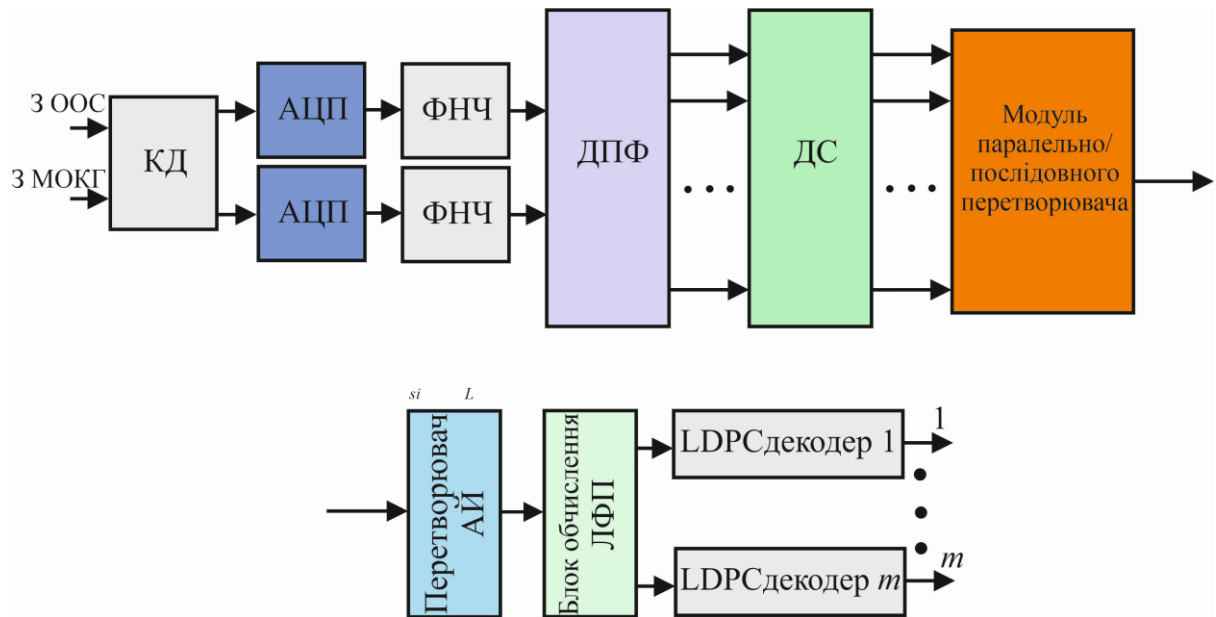


Рисунок 4.4 – Функціональна схема блоку приймання сигналів оптичного каналу з OFDM: КД – когерентний детектор (див. розділ 2); АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ДПФ – блок дискретного перетворення Фур’є; ДС – блок детектору символів; АЙ – апостеріорна ймовірність; ЛФП – логарифмічна функція правдоподібності; ООС – одномодовий оптичний світловод; МОКГ – місцевий оптичний квантовий генератор

На рис. 4.5 а та б представлено конструкцію OFDM-сигналу для оптичних телекомунікацій та схему когерентного оптичного детектору.

Використання різних СКК на основі LDPC дозволяє оптимально розподілити швидкості кодування. В цьому випадку будемо розглядати схему модуляції із кодуванням та перемежуванням бітів як спеціальну багаторівневу схему кодування в якій усі кожен компонентний код має однакову швидкість. Тоді вихідні дані m -ї кількості кодерів типу LDPC записуються пострічково у блок перемежувача. Пристрій відображення здатен прийняти m -ну кількість бітів у i -й момент часу (mxn) – перемежувача та за стовбчиками визначити тип відповідної M -ї ($M=2^m$) точки сузір’я $(\phi_{I,i}, \phi_{Q,i})$ констеляційної діаграми для ФМ або КАМ. Такі координати будуть відповідати дійсній та уявній складовій сузір’я (на схемі 4.3 – 4.5 відповідно I та Q). Далі після послідовно-паралельного

перетворювача такі точки будуть використовуватись як значення даних для проведення ДПФ (швидкого) сигналу OFDM з низкою піднесучих. Зауважимо на те, що вибір великої кількості піднесучих (L) безпосередньо впливає на інтервал символу OFDM [6] (див. рис. 4.5), що дозволяє збільшити його тривалість в порівнянні з шириною імпульсу еквівалентної системи з однією піднесучою і там самим мінімізувати вплив міжсимвольної інтерференції (МІ).

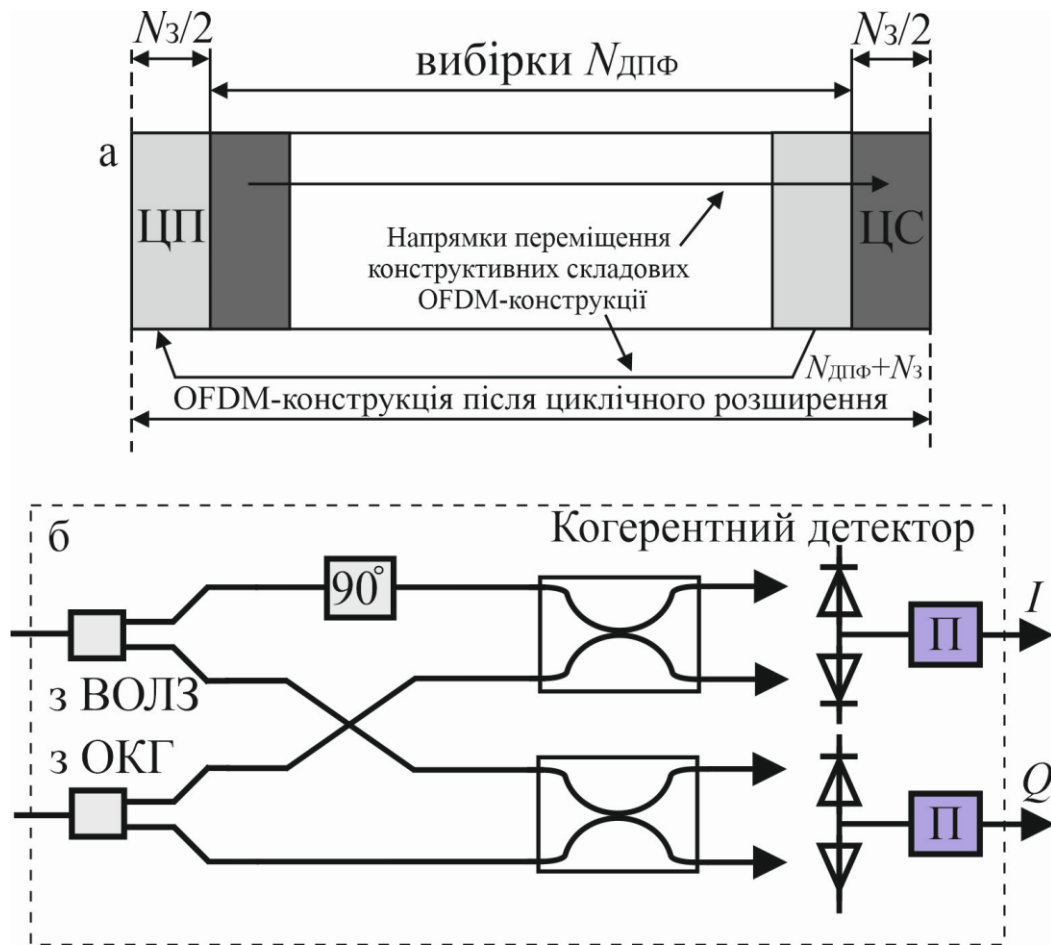


Рисунок 4.5 – OFDM-конструкція – а та схема когерентного оптичного детектору – б: ЦП – циклічний префікс; ЦС – циклічний суфікс; N_3 – кількість захисних вибірок нульової послідовності; П - підсилювач

У відповідності до рис. 4.5 OFDM-символ утворюється наступним чином: вхідні символи $N_{\text{КАМ}} \leq L$ доповнюються нульовими послідовностями (захисними) для отримання вхідних вибірок $N_{\text{дпф}}$ для проведення ЗДПФ, додаються нульові вибірки N_3 з метою утворити захисний інтервал (ЗІ) і далі

сформований OFDM-символ помножується з віконною функцією (ВФ). Основна мета такого циклічно розширення полягає в забезпеченні збереження ортогональності між піднесучими навіть у випадку коли сусідні символи OFDM частково перекриваються в наслідок дисперсії. В такому випадку роль ВФ полягає у зменшенні впливу позасмугового спектру. Тепер торкнемось оптичних особливостей передачі OFDM. З метою компенсації ХД і ПМД довжина циклічно збільшеного, тобто ЗІ повинен бути більше ніж розкид який утворюється внаслідок впливу ХД і ПМД. Таким чином циклічне збільшення (показав на рис. 4.5 а) досягається шляхом повторення останніх вибірок $N_3/2$ ефективної частини символу OFDM (тобто вибірок $N_{\text{ДПФ}}$) у формі префіксу повторення (ЦП) та повтору перших вибірок $N_3/2$ у формі суфіксу повтору. Тому далі після АЦП та ФНЧ дійсна та уявна частина (відповідно I та Q) сигналу відображається у оптичну область з використанням двох М-ЦМ (робота, характеристики, математичний опис представлено у 2-гому розділі дипломної роботи).

Описана вище картина утворення OFDM-символів для оптичних телекомунікацій дозволяє представити математичну модель комплексної обвідної такого символу на передавальному боці каналу таким чином:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t - kT) \sum_{j=-N_{\text{ДПФ}}/2}^{N_{\text{ДПФ}}/2 - 1} Y_{j,k} e^{i2\pi j/T_{\text{ДПФ}}(t - kT)} \quad (4.8)$$

де $t \in [kT - \frac{T_3}{2} - T_{\text{ВФ}}, kT + T_{\text{ДПФ}} + \frac{T_3}{2} + T_{\text{ВФ}}]$; $Y_{j,k}$ – означає j -ту піднесучу k -го символу OFDM; $h(t)$ означає віконну функцію; T – тривалість символу OFDM; $T_{\text{ДПФ}}$ – тривалість послідовності утвореної ДПФ; T_3 – тривалість ЗІ (ЦП); $T_{\text{ВФ}}$ – тривалість віконного інтервалу

Передбачається використання в схемі ОКГ з РЗЗ [41] як джерела неперервного сигналу, а 3-х дБ-ний розгалужувач використовується для

розподілу неперервного сигналу між М-ЦМ. Тоді суму в рівнянні 3.8 представимо наступним математичним виразом:

$$y_{m,k} = \sum_{j=-N_{\text{ДПФ}}/2}^{N_{\text{ДПФ}}/2-1} Y_{j,k} e^{i2\pi jm/N_{\text{ДПФ}}}, m = 0, 1, \dots, N_{\text{ДПФ}} - 1, \quad (4.9)$$

який відповідає формі ДПФ із додатковим коефіцієнтом $-1/N$.

Для отримання математичної моделі утвореної електричної форми сигналів представимо наступний вираз:

$$E_S = e^{i(2\pi f_{\text{ОКГ}}t + \varphi_{\text{ШОКГ}})} \sum_{k=1}^{N_{\text{ДПФ}}} Y_k e^{i2\pi f_k t} e^{i\varphi_{\Pi}(k)} \quad (4.10)$$

де $\varphi_{\Pi}(k)$ – позначено фазовий зсув для k -тої піднесучої який з [7] може бути представлений виразом:

$$\varphi_{\Pi}(k) = \frac{\pi c}{f_{\text{ОКГ}}^2} K_D f_k^2 \quad (4.11)$$

де за f_k було позначено частоту k -тої піднесучої; $f_{\text{ОКГ}}$ – частота випромінювання ОКГ; K_D – коефіцієнт який враховує наявність дисперсії о ОВ; c – швидкість світла.

Із врахуванням 4.10 та 4.11 представимо математичну комплексну модель сигналу на виході КД (рис. 2.5 б):

$$u(t) = J_{\text{pin}} R_{\Phi} e^{i(2\pi(f_{\text{ОКГ}} - f_{\text{ОКГРЗЗ}})t + \varphi_{\text{ШОКГ}} - \varphi_{\text{ОКГРЗЗ}})} \sum_{k=1}^{N_{\text{ДПФ}}} Y_k e^{i2\pi f_k t} e^{i\varphi_{\Pi}(k)} + N \quad (4.12)$$

де $f_{\text{ОКГРЗЗ}}$ – представляє собою частоту місцевого ОКГ (дивитись рис. 2.3 (ОКГ РЗЗ)); R_{Φ} – опір резистора в колі зворотного зв'язку трансімпедансного підсилювача [23]; J_{pin} – чутливість ФД (pin-типу); $\varphi_{\text{ШОКГ}}$ та $\varphi_{\text{ОКГРЗЗ}}$ відповідно представляють собою фазові шуми передаючого ОКГ та опорного (місцевого) ОКГ.

По схемі на рис. 4.4, м'яки вихідні рішення на виході ДС використовуються для оцінки надійності бітів які надходять на ідентичні декодери LDPC (використали описаний в розділі 3 кваліфікаційної роботи алгоритм Д-С). У такій конфігурації ХД компенсувати можливо, але виникає задача компенсації і ПМД.

4.3 Розробка засобів мінімізації впливу дисперсійних продуктів на обробку сигналів оптичних OFDM-каналів

Для дослідження в кваліфікаційній роботі була використана математична модель ПМД наступного типу [23]:

$$D = \begin{bmatrix} h_{xx}(\omega) & h_{xy}(\omega) \\ h_{yx}(\omega) & h_{yy}(\omega) \end{bmatrix} = GP(\omega)G^{-1}, \quad P(\omega) = \begin{bmatrix} e^{-i\omega\tau/2} & 0 \\ 0 & e^{i\omega\tau/2} \end{bmatrix} \quad (4.13)$$

де τ - диференційна групова затримка (пс); ω – кутова частота; $G = G(\alpha, \gamma)$ – матриця трансформації, типу:

$$G = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{i\gamma/2} & \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{-i\gamma/2} \\ -\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{i\gamma/2} & \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{-i\gamma/2} \end{bmatrix}, \quad (4.14)$$

відповідно через α, γ тут позначено полярний і азимутальний кути.

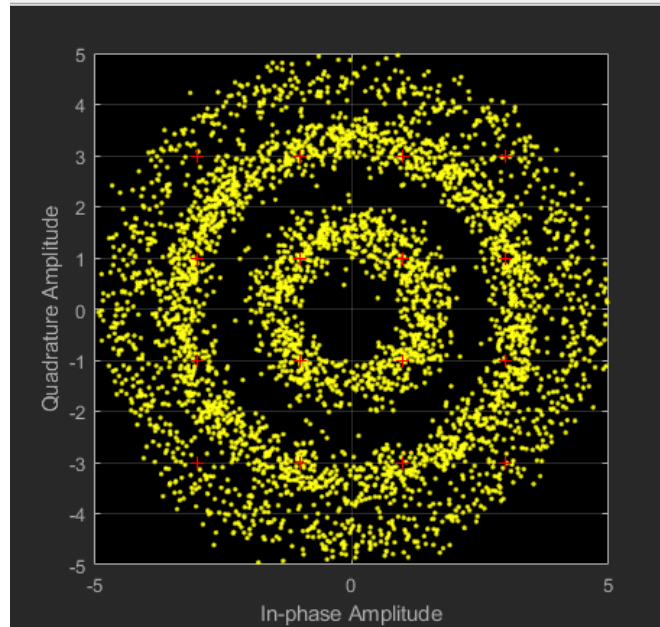
Для питань які ми досліджуємо у кваліфікаційній роботі з використанням математичної моделі ПМД (4.13) представимо у випадку OFDM символний вектор для k -ї піднесучої у випадку когерентного виявлення запишемо наступним чином:

$$u_{j,k} = D_k s_{j,k} e^{i(\varphi_{\Pi}(k) + \varphi_K - \varphi_{\text{ОКГРЗЗ}})} + \xi_{j,k} \quad (4.15)$$

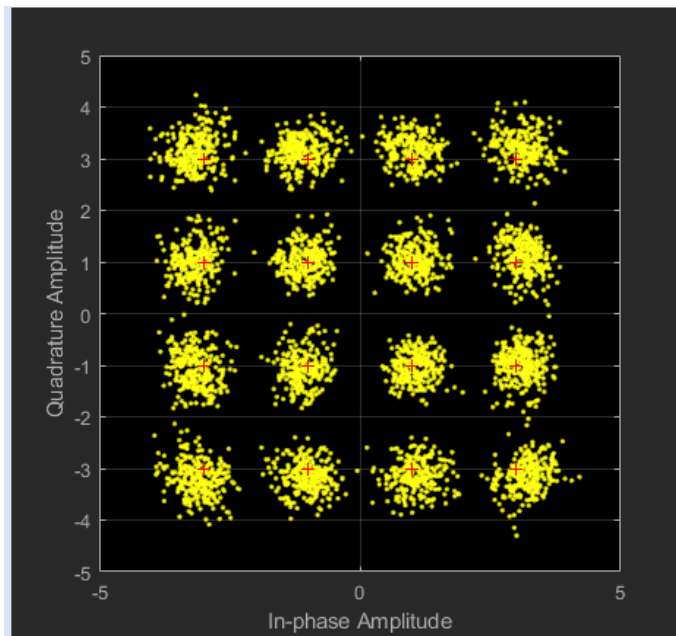
де у формі $s_{j,k} = [s_{x,j,k}, s_{y,j,k}]^T$ – позначимо переданий вектор символу k -ї піднесучої в j -му символі OFDM із врахуванням двох напрямків поляризації; $\xi_{j,k} = [\xi_{x,j,k}, \xi_{y,j,k}]^T$ – вектор шуму; φ_K , $\varphi_{\text{ОКГРЗЗ}}$ – відповідно позначимо

фазові шуми утворені в каналі та під час роботи місцевого ОКГ; $\varphi_{\Pi}(k)$ – фазовий зсув k -ї піднесучої обумовлений наявністю ХД.

На рис. 4.6 представлено дослідження впливу дисперсійних явищ на форму СКК в каналі з оптичним OFDM.



а



б

Рисунок 4.6 - Графіки (сузір'я) для оцінювання впливу дисперсії на СКК сигналів типу КАМ-16: а – після каналу під дією дисперсії; б – відновлений сигнал після декодування

На рис. 4.7 представлено нормалізований спектр сигналів типу OFDM.

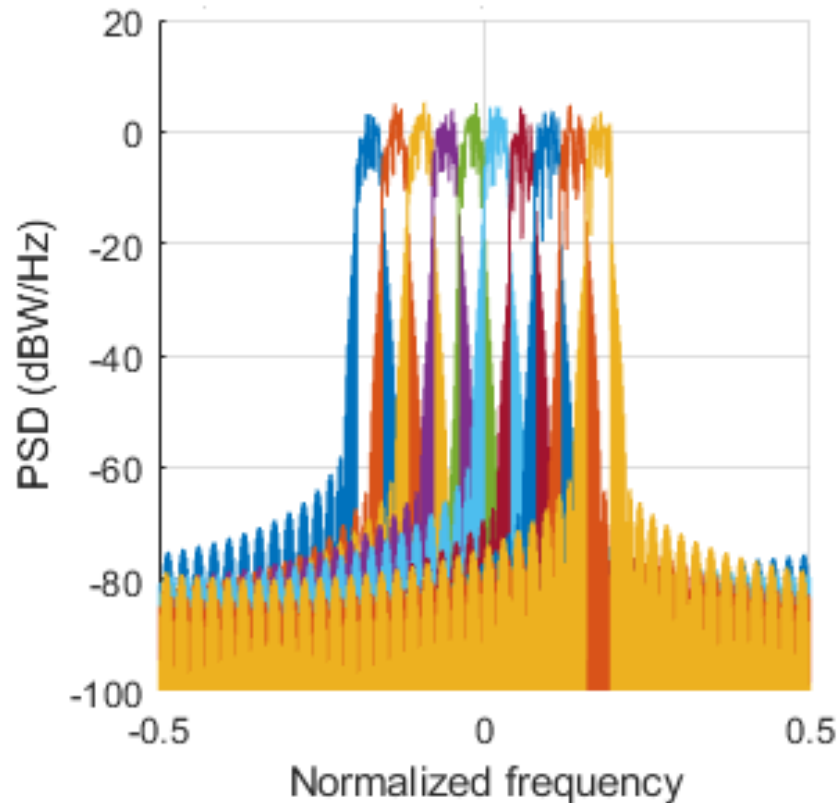


Рисунок 4.7 – Спектр сигналів OFDM: PSD - спектральна густина потужності

На рис. 4.8 представлено запропоновану схему для мінімізації дисперсійних складових в декодері/демодуляторі каналу з OFDM. Особливість такої схеми полягає у включення до її складу поляризаційного сплітеру (ПС) який виконує роль елемента для усунення впливу дисперсійних продуктів утворених у ОВ на якість обробки сигналів у оптичних-OFDM системах.

Крім того, оцінку продуктивності такої схеми із наявною в ній OFDM обробкою на основі описаної вище моделі циклічного розширення (ЦР) сигналу в роботі здійснюємо на основі когерентного детектування (КД). Врахуємо також наявність у складі запропонованої схеми

кодування/декодування з використанням LDPC кодів які розглянуто у 2-му розділі кваліфікаційної роботи.

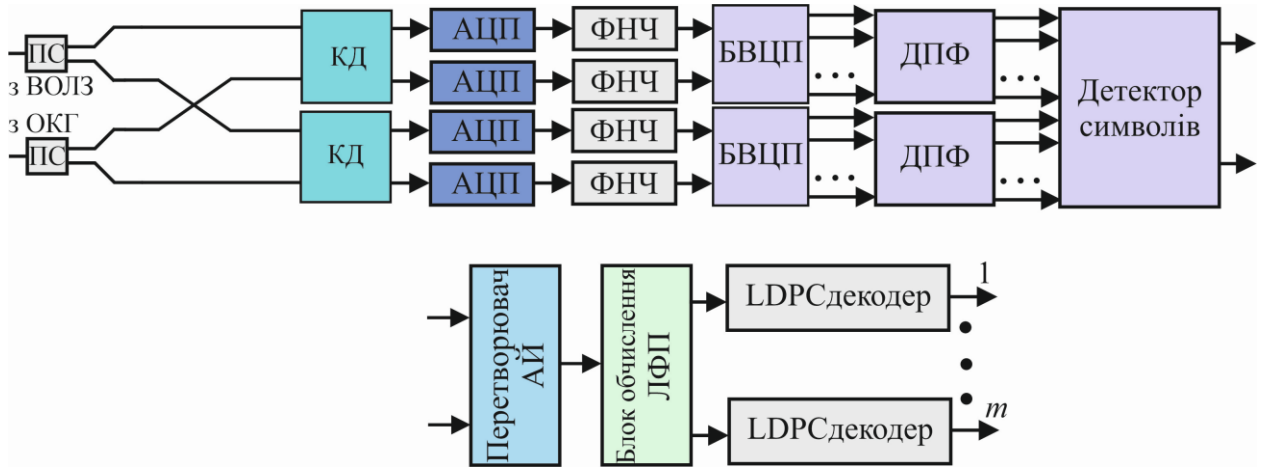


Рисунок 4.8 – Схема приймальної частини оптичного каналу з OFDM з мінімізацією впливу дисперсних продуктів: КД – когерентний детектор; ПС – поляризаційний сплітер; БВЦП – блок вилучення циклического розширення згідно до рис. 4.5 а

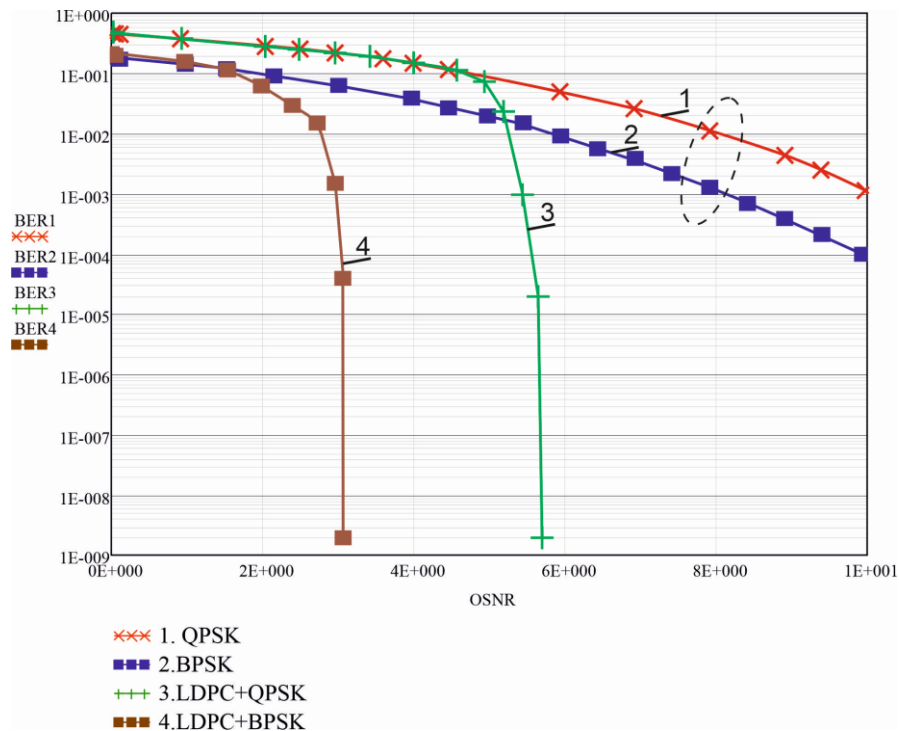


Рисунок 4.9 – Графіки завадостійкості (BER від OSNR) для оптичного каналу з OFDM у випадку компенсації поляризаційної інтерференції: 1 – ФМ-4; 2 - ФМ-2; 3 – LDPC (16935, 13550) + ФМ-4; 4- LDPC (16935, 13550) + ФМ-2 ($\tau=800$ пс)

На рис. 4.9 представлено результати дослідження завадостійкості оптичного каналу з OFDM у випадку застосування розглянутих у розділі 3 кваліфікаційної роботи СКК на основі LDPC. Зокрема, на рис. 4.9 показано ефективність компенсації дисперсійних продуктів в оптичному каналі з OFDM та цифровою маніпуляцією ФМ-2 та ФМ-4 (позиції 1 та 2 обведені пунктирним овалом). Для підвищення продуктивності використаний код LDPC (16935, 13550) який в парі з цифровою модуляцією дозволяє підвищити продуктивність оптичного каналу майже на 7 дБ ($BER=10E-4$). Перехід до багатопозиційної маніпуляції в такому форматі дозволяє провести оцінку продуктивності каналу на рівні $BER=10E-9$, а саме тут проглядається дещо кращий потенціал у СКК типу LDPC (16935, 13550) + ФМ-2, приблизно на 2,7 дБ, в порівнянні з конструкцією на ФМ-4 з хоча така конструкція має вдвічі більшу спектральну ефективність.

4.4 Висновки

- визначено, що основними параметрами продуктивності оптичних телекомунікацій виступають Q-фактор і OSNR;
- розроблено функціональні схеми передавача та приймача для когерентного виявлення та формату переданого символу типу OFDM за умов за умов використання в оптичному каналу LDPC-кодів;
- описано конструкцію OFDM-сигналу для оптичних телекомунікацій та схему когерентного оптичного детектору, яка містить елементи структурного розширення які необхідні для мінімізації впливу дисперсійних явищ у ОВ на якість обробки сигналів;
- дістала подальшого розвитку математична модель комплексної обвідної OFDM-оптичного символу на передавальному боці каналу яка на відміну від базової враховує наявність складових ПМД та ХД які супроводжують процеси передачі оптичних сигналів через ОВ;

- отримана математична комплексна модель сигналу на виході КД із врахування фазових шумових складових в оптичному каналі та чутливості ФД;
- на основі використаної математичної моделі ПМД дістала подальшого розвитку математична модель когерентного виявлення для k -ї піднесучої символного вектору КО-OFDM яка враховує фазові зсуви обумовлені впливом ХД;
- представлено результати дослідження впливу дисперсійних явищ на форму СКК в каналі з КО-OFDM і багатопозиційною маніпуляцією;
- запропоновану схему для мінімізації дисперсійних складових в декодері/демодуляторі каналу з КО-OFDM на основі ПС;
- отримано результати дослідження завадостійкості каналу з КО-OFDM за умови компенсації поляризаційної інтерференції при застосуванні LDPC-кодів.

ВИСНОВКИ

В ході виконання кваліфікаційної роботи отримано результати які містять сукупність теоретично-обґрунтованих положень, а також підтверджених експериментально результатів, рекомендації, пропозиції спрямованих на підвищення продуктивності оптичних каналів інфокомунікаційних систем шляхом застосування технології OFDM та використання методів кодування з ПВП.

Отримані за підсумками дипломної роботи результати наступні:

1 Проведено огляд та аналіз основних принципів організації оптичних мереж за умов застосування в них технології OFDM. Представлено результати опису основних параметрів та чинників які безпосередньо впливають на продуктивність оптичних телекомунікацій за технологією OFDM, зокрема із врахуванням контролю відношення пікової потужності до середньої, зміни коефіцієнтів передискретизації при утворенні оптичних-OFDM конструкцій, чутливості оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень, вибору ширини лінії в оптичних-OFDM системах для випадку застосування цифрових багатопозиційних сигналів.

2 Проведена розробка математичних моделей процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях з КО-OFDM, в тому числі когерентної обробки сигналів, опис функціонування підсистеми формування, приймання та оброблення цифрових багатопозиційних сигналів із врахуванням способів мінімізації спотворень та складових дисперсії.

3 Представлений запропонований і адаптований до оптичних телекомунікацій метод функціонування оптичних-OFDM систем із кодами ПВП. Наведений математичний опис QC-LDPC кодів для когерентних оптичних систем. Запропоновано та експериментально підтверджено ефективність СКК для оптичних телекомунікацій. Представлено експериментальні результати порівняння запропонованих СКК з відомими кодовими конструкціями та визначений ЕВК в оптичних каналах з OFDM.

4Описано принципи конструювання узагальнених G-LDPC кодів для оптичних каналів. Відображено експериментально та проаналізовано результати математичного моделювання можливих сценаріїв застосування LDPC кодів для оптичних когерентних каналів у умовах наявності в них явищ обумовлених дією завадових складових ХД та ПМД.

5Проведено математичне моделювання OFDM-кодованих конструкцій у ВОЛЗ з когерентним виявленням та підтверджено результати підвищення продуктивності запропонованого методу та запропонованих схемотехнічних рішень в умовах наявності завад спричинених складовими ХД та ПМД.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАННЯ

- 1 Blaunstein N. Basic Elements of Optical Communication /N. Blaunstein, E. Shlomo, E. Krouk, M. Sergeev //Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication. - IEEE, 2020, P.1-9.
- 2 Benslama M. Optical Fibers and Solitons // M. Benslama, A. Benslama, S. Aris //Quantum Communications in New Telecommunications Systems. - Wiley, 2017, P.53-73.
- 3 Hanzo L. L. OFDM System Design / Lajos L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi // OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting. Wiley-IEEE Press, 2003, P .21-21.
- 4 Korowajczuk L. OFDM Implementation, in LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis, Wiley, 2011, pp.221-233.
- 5 Pyatin I. Implementation and analysis of 5G network identification operations at low signal-to-noise ratio /I. Pyatin, J. Boiko, O. Eromenko, I. Parkhomey //TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2023. – Т. 21. – №. 3. – С. 496-505.
- 6 Бойко Ю.М. Оцінка ефективності каналного кодування у телекомунікаціях з OFDM /Ю.М. Бойко, Д.В. Новіков //Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. №5. – С. 150-159.
- 7 Zhou S. OFDM Basics / S. Zhou, W. Zhaohui // OFDM for Underwater Acoustic Communications:Wiley Telecom, 2014, P.23-38.
- 8 Makarenko A. Reducing the impact of interchannel interference on the efficiency of signal transmission in telecommunication systems of data transmission based on the OFDM signal /A. Makarenko, N. H. Qasim, O. Turovsky, N. Rudenko, K. Polonskyi, O. Govorun //Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. - Vol. 1, No. 9. – P. 82-93.
- 9 Пятін І.С. Дослідження систем зв'язку з сигналами F-OFDM // І.С. Пятін, В.Є. Гавронський, В.І. Лужанський, В.О. Михальчук /Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. №5. – С. 170-176.

- 10 Molisch A. F. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) / A. F. Molisch // *Wireless Communications*. - IEEE, 2011, P.417-443.
- 11 Бойко Ю. Схемотехнічні аспекти забезпечення умов синхронізації в системах зв'язку з OFDM /Ю. Бойко, І. Пятін // *Measuring and computing devices in technological processes*. – 2023. – №. 1. – С. 28-37.
- 12 Туровський О. Л. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеженні за несучою частотою / О. Л. Туровський // *Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах*. –2020. –№о 1. –С. 116–122.
- 13 Jawad H. M. Improvement of the Methodology of Building a System of Phase Synchronization of Coherent Demodulators in Telecommunication Control Systems and Distance Learning / H. M. Jawad, M. J. Abu-AlShaeer, S. Yevseiev, V. Kornienko and O. Turovsky// *2022 International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT)*,(Ankara, Turkey, 20-22 October 2022). –Ankara: IEEE, 2022. -P. 1013-1016.
- 14 Бойко Ю.М. Основи радіофотоніки : навч. посіб. /Ю.М. Бойко, В.А Дружинін, М.П. Трембовецький, М.І. Резніков. – Київ : Каравела, 2020. – 184 с.
17. Каток В.Б. Волоконно-оптичні системи зв'язку /В.Б. Каток. – Київ : 1999. - 481 с.
18. Каток В.Б. Волоконно-оптичні кабелі зв'язку. – Київ : Логос, 2013. - 333 с. Особливості сучасної технології WDM / В.Б. Каток, Н.Н.Слепов. // *Електроніка НТБ*. – 2004. - №6. С.68-74.
- 19 Widrow B. Eugene Walach, Wiener Filters /B.Widrow, W. Eugene // *Adaptive Inverse Control, Reissue Edition: A Signal Processing Approach*. - IEEE, 2008, P.40-58.
- 20 Liu S. Fiber Humidity Sensor Based on a Graphene-Coated Core-Offset Mach-Zehnder Interferometer / S. Liu, H. Meng, S. Deng, Z. Wei, F. Wang and C. Tan. – 2018. - vol. 2, no. 3. - P. 1-4.
- 21 Calabretta N. Switch Control /N. Calabretta, X. Xue // *Optical Switching: Device Technology and Applications in Networks*. - Wiley, 2022, P. 257-275

- 22 Koranga B. S. 4 Bessel Function / B. S. Koranga, S. K. Padaliya, V. K. Nautiyal // *Special Functions and their Applications*. - River Publishers, 2021, P.49-64.
- 23 Рекомендації ITU-TG.625 (11/2016) [Електронний ресурс] /Технічна специфікація на волоконно-оптичні лінії зв'язку - Режим доступу: [https://www.itu.int › rec › dologin_pub](https://www.itu.int/rec/dologin_pub) (дата звернення: 21.11.2023).
- 24 Ferreira M. F. S. Fiber Dispersion and Nonlinearity / M. F. S. Ferreira // *Solitons in Optical Fiber Systems*. - Wiley, 2022, P.19-34.
- 25 Thyagarajan K. Erbium Doped Fiber Amplifiers and Fiber Lasers / K. Thyagarajan, A. Ghatak // *Fiber Optic Essentials*. - IEEE, 2007, P.125-150.
- 26 Zheng J., Mouftah H. T. Fundamentals of WDM Network Devices / J. Zheng, H. T. Mouftah // *Optical WDM Networks: Concepts and Design Principles*. - IEEE, 2004, P.23-44.
- 27 Бойко Ю. М. Синтез і аналіз інформаційно-управляючих систем синхронізації засобів телекомунікацій //Адаптивні системи автоматичного управління. – 2017. – №. 1. – С. 8-28.
- 28 Hood D. Appendix I: FEC and HEC in G-PON / D. Hood // *Gigabit-capable Passive Optical Networks*. - Wiley, 2012, P.363-374.
- 29 Blaunstein N. Coding in Optical Communication Channels / N. Blaunstein, S. Engelberg, E. Krouk, M. Sergeev // *in Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication*. - IEEE, 2020, P.67-86.
- 30 Wicker S. B. Matching Viterbi Decoders and Reed-Solomon Decoders in a Concatenated System / S. B. Wicker, V. K. Bhargava // *Reed-Solomon Codes and Their Applications*. - IEEE, 1994, P.242-271.
- 31 Boiko J. Signal Processing in Telecommunications with Forward Correction of Errors / J. Boiko, O. Eromenko // *Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science (IJECS)*. – 2018. – Т. 11. – №. 3. – С. 868-877.
- 32 Рекомендації ITU-T G975.1 [Електронний ресурс] / Forward error correction for high bit-rate DWDM - Режим доступу: <https://www.itu.int/rec/T-REC-G.975.1> (дата звернення: 21.11.2023).

- 33 Пятін І. С. Порівняння продуктивності заводостійких кодів на основі програмного HDL моделювання для захищених інформаційних технологій / І. С. Пятін, Ю. М. Бойко // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології. – 2022. – № 1(03). – С. 39-62.
- 34 Пятін І. С. Дослідження енергетичної ефективності каналного кодування даних користувача кодами LDPC для систем зв'язку 5G / І. С. Пятін, Ю. М. Бойко // Вісник Хмельницького національного університету. – 2020. №3. – С. 174-185.
- 35 Bae J. An overview of channel coding for 5G NR cellular communications / J. Bae, A. Abotabl, H. Lin, K. Song, J. Lee // APSIPA Trans. on Signal and Inform. Proces. – 2019. - no 8, E17.
- 36 Boiko J. Design and evaluation of the efficiency of channel coding LDPC codes for 5G information technology / J. Boiko, I. Pyatin, O. Eromenko // Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI). – 2021. – Т. 9. – №. 4. – С. 867-879.
- 37 Fa-Long L. An Introduction to Modulations and Waveforms for 5G Networks / L. Fa-Long, Z. Charlie // Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations. - IEEE, 2016, P.1-23.
- 38 Zhou S. Nonbinary LDPC Coded OFDM / S. Zhou, Z. Wang // OFDM for Underwater Acoustic Communications. - Wiley, 2014, P.39-61.
- 39 Hassani H. Almost Optimal Scaling of Reed-Muller Codes on BEC and BSC Channels / H. Hassani, S. Kudekar, O. Ordentlich, Y. Polyanskiy, R. Urbanke // 2018 IEEE International Symposium on Information Theory (ISIT), (Vail, CO, USA 17-22 June 2018). - Vail, IEEE, 2018. - P. 311-315.
- 40 Yao J., Teh K. C., Li K. H. Reduced-State Bahl–Cocke–Jelinek–Raviv Detector for Patterned Media Storage / J. Yao, K. C. Teh, K. H. Li // IEEE Transactions on Magnetics. 2010. - vol. 46, no. 12, P. 4108-4110.
- 41 Hitz C. B. An Overview of Laser Technology / C. Breck Hitz, James J. Ewing, Jeff Hecht // Introduction to Laser Technology. - IEEE, 2001, P.1-6.

Додаток А

**Код (лістинг) програми для дослідження принципів формування та
оброблення сигналів у оптичних телекомунікаціях**

```

% BEGIN main function
function mach_rehnder_modulator(...
    plot_en,...           % plot enable vector [transfer ch., spectrum,
    iqm]
    U_dc,...             % DC bias voltage, normalized to U_pi (halfwave
switching voltage)
    operation_mode,...   % 'push_push' or 'push_pull'
    extinction_ratio_db,... % extinction ratio in dB
    num_samples,...     % number of samples in driving signals
    signal_type,...     % 'single_tone' or 'OOK'
    modulation_index,... % in percent
    oversampling,...    % oversampling factor
    symbol_rate,...     % in GBd (or single tone freq in GHz for
single tone)
    pulse_shape,...     % 'rect' or 'rc'
    psd_mode,...        % 'field' or 'intensity'
    subplot_en,...      % inset enabling vector: [transfer_char
time domain]
    svg_en,...          % if 1, then also create svg file
    webdemo_en,...     % if 0, no file output but gnuplot display
    filename...        % name of output file
)

% Number of given paramters must exactly match the num of possible parameters
if nargin < nargin('mach_rehnder_modulator')
    error('Too few arguments.');
```

```

end
if nargin > nargin('mach_rehnder_modulator')
    error('Too many arguments.');
```

```

end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
% Parameters that are currently constant
U_pi = 3; % halfwave switching voltage in Volts
U_dc = U_dc * U_pi; % DC bias in Volts
input_power = 1e-3; % optical input power in Watt
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

% Unit and dimension conversions
symbol_rate = symbol_rate * 1e9;

% Parameter checks
if (num_samples > 1e7)
    num_samples = 1e7;
    warning('"num_samples" is limited to 1e7. Setting "num_samples" to 1e7
now.');
```

```

end
if (num_samples <= 0)
    num_samples = 1e4;
    warning('"num_samples" must be greater 0 and is now set to 1e4.');
```

```

end
if (symbol_rate <= 0)
    symbol_rate = 1e9;
    warning('"symbol_rate" must be greater 0 and is now set to 1e9.');
```

```

end
if (modulation_index <= 0)
    modulation_index = 100;

```

```

    warning('"modulation_index" must be greater 0 and is now set to 100.');
```

end

```

% BEGIN, set up graphical output

% Clear figure objects (useful when executed at octave prompt)
clf;

% Create an invisible figure.
if (webdemo_en)
    fig = figure(1); set(fig, 'visible', 'off');
else
    fig = figure(1); set(fig, 'visible', 'on');
end

landscape = '-S930,350';
portrait = '-S640,480';

output_format = landscape;    % default

set(0, 'defaultlinewidth', 2);

if (webdemo_en)
    set(0, 'defaultaxesfontsize', 8);
    set(0, 'defaultaxesfontname', 'Helvetica');
    set(0, 'defaulttextfontsize', 8);
    set(0, 'defaulttextfontname', 'Helvetica');
    const_lw = 2;
elseif (svg_en)
    set(0, 'defaultaxesfontsize', 6);
    set(0, 'defaultaxesfontname', 'Helvetica');
    set(0, 'defaulttextfontsize', 6);
    set(0, 'defaulttextfontname', 'Helvetica');
    const_lw = 1;
else
    set(0, 'defaultaxesfontsize', 10);
    set(0, 'defaultaxesfontname', 'Helvetica');
    set(0, 'defaulttextfontsize', 8);
    set(0, 'defaulttextfontname', 'Helvetica');
    const_lw = 2;
end

% define colors
uni_mittelblau = [0 126/255 198/255];
uni_rot = [238/255 28/255 35/255];
uni_apfelgruen = [140/255 198/255 62/255];

% END, set up graphical output
#####

% Plot transfer characteristics
if plot_en(1)
    plot_transfer_characteristics(num_samples, input_power, U_pi, U_dc,...
        operation_mode, extinction_ratio_db, [uni_mittelblau; uni_rot]);

    % Set aspect ratio of image file
    output_format = landscape;
end

% Plot spectrum of modulated signal
if plot_en(2)
    plot_mzm_output_spectrum(signal_type, symbol_rate, num_samples,...
        pulse_shape, oversampling, modulation_index, extinction_ratio_db,...
        input_power, [uni_mittelblau; uni_rot; 0.5*uni_apfelgruen], psd_mode,...

```



```

function plot_transfer_characteristics(...
    num_samples,...           % number of samples in driving signals
    input_power,...           % power of optical carrier
    U_pi,...                   % halfwave switching voltage in Volts
    U_dc,...                   % DC bias voltage in Volts
    operation_mode,...        % 'push_push' or 'push_pull'
    extinction_ratio_db,...    % Extinction ratio in dB
    line_colors )             % Line colors for plots
% PLOT_TRANSFER_CHARACTERISTICS Plot field, power and phase transfer
% characteristic of a Mach-Zehnder modulator.
%
% The driving voltage u_upper of the upper arm of the MZM is u_1 + U_dc with
% u_1 = -U_pi ... U_pi. The driving voltage u_lower of the lower arm of the
% MZM depends on the operation mode:
%   In push-push mode: u_lower = u_upper
%   In push-pull mode: u_lower = -u_upper

% Input electrical field amplitude
E_0 = sqrt(2*input_power);

% driving voltage upper arm (in Volts)
u_1 = linspace(-1, 1, num_samples) * U_pi;

% DC bias in upper arm (in Volts)
U_dc_1 = U_dc;

% driving voltage lower arm (in Volts)
if strcmp(operation_mode, 'push_pull')
    u_2 = -u_1;
    U_dc_2 = - U_dc_1;
elseif strcmp(operation_mode, 'push_push')
    u_2 = u_1;
    U_dc_2 = U_dc_1;
else
    error(['Unknown operation mode "' operation_mode...
        '". Possible operation modes: "push_pull" and "push_push"']);
end

% Complex envelope of output electrical field
E_out = mzm_modulate(u_1/U_pi, u_2/U_pi, E_0, U_dc_1/U_pi, U_dc_2/U_pi,...
    extinction_ratio_db);

% PLOTS
set(gcf, 'position', [0 0 930 350]);
% Plot the power
subplot(1, 2, 1);
plot(u_1/U_pi, 0.5 * abs(E_out).^2 / input_power, 'color', line_colors(1,:));
hold all;
% Plot the amplitude. The amplitude is defined to be the negative magnitude
% where the cosine of the angle is negative.
amplitude_sign = ones(size(E_out));
amplitude_sign( cos(angle(E_out)) >= 0 ) = 1;
amplitude_sign( cos(angle(E_out)) < 0 ) = -1;
plot(u_1/U_pi, amplitude_sign .* abs(E_out) / E_0, 'color',
line_colors(2,:));
xlabel('u_1/U_{\pi}');
title('Power and field transfer characteristic');
legend('P_{out}/P_{in}', 'E_{out}/E_{in}', 'location', 'southeast');
hold off;
grid on;
ylim([-1.1, 1.1]);
set(gca, 'position', [0.05 0.15 0.4 0.72]);
% Plot the phase

```

```

phase_trans = unwrap(angle(E_out))/pi;
phase_range = max(phase_trans) - min(phase_trans);
subplot(1, 2, 2);
plot(u_l/U_pi, phase_trans, 'color', line_colors(1,:));
title('Phase characteristic');
xlabel('u_l/U_{\pi}');
ylabel('Phase/\pi in rad');
set(gca, 'YLim', [min(phase_trans)-0.05*phase_range
max(phase_trans)+0.05*phase_range]);
grid on;
set(gca, 'position', [0.57 0.15 0.4 0.72]);

end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%%
function excess_loss = plot_mzm_output_spectrum(...
    signal_type,...           % 'OOK' or 'single_tone'
    symbol_rate,...          % OOK: symbols/s, single tone: oscillation freq.
in Hz
    num_samples,...         % number of samples in the driving signal
    pulse_shape,...        % OOK: 'rect' or 'rc' (raised cosine), single
tone: ignored
    oversampling,...       % OOK: pulse width in samples, single tone:
ignored
    modulation_index,...   % Ratio of max signal voltage to full driving
voltage in percent
    extinction_ratio_db,... % MZM extinction ratio in dB
    optical_input_power,... % Power of input optical carrier
    line_colors,...        % Vector of line colors for plot
    psd_mode,...           % 'field' or 'intensity'
    subplot_en )           % inset enabling vector: [transfer_char
time domain]
% PLOT_MZM_OUTPUT_SPECTRUM Plot spectrum of modulated optical carrier and
% calculate the modulation excess loss in dB.
%
% Plots the power spectral density (PSD) of the driving signal and optical
% output of a Mach-Zehnder modulator driven by a OOK or single tone signal.
If
% the signal type is OOK, the modulator is driven in the minimum transmission
% point. If the signal type is single tone it is driven in the quadrature
% point.
%
% If psd_mode is 'field' the PSD of the output electrical field is
% plotted. If psd_mode is 'intensity' the PSD of the output light intensity
% is plotted (square of electrical field).
%
% The modulation index is defined as the ratio of the maximum driving voltage
% U_max to the voltage U_f that drives the MZM to full scale. U_f and U_max
% are defined as follows:
% OOK - minimum transmission point - U_f = U_pi/4
%                                     U_max = 0.25 * U_pi * modulation_index /
100
% single tone - quadrature point - U_f = U_pi/2
%                                     U_max = 0.5 * U_pi * modulation_index /
100
% For both signal types the voltage swing is -U_max ... U_max.

% Amplitude of optical input field
E_0 = sqrt(2*optical_input_power);

% Inset enable flags
trans_inset_en = subplot_en(1); % transfer char.

```

```

td_inset_en = subplot_en(2); % time domain signals

% Positions of insets
if trans_inset_en && td_inset_en;
    trans_inset_pos = [0.47 0.5 0.2 0.2];
    trans_rect_pos = [0.39 0.45 0.27 0.3];
else
    trans_inset_pos = [0.72 0.5 0.2 0.2];
    trans_rect_pos = [0.65 0.45 0.24 0.3];
end
drive_inset_pos = [0.47 0.23 0.2 0.2];
drive_rect_pos = [0.39 0.175 0.27 0.3];
out_inset_pos = [0.72 0.5 0.2 0.2];
out_rect_pos = [0.66 0.45 0.23 0.3];
rect_face_color = 0.95*[1 1 1];

% Line color of driving signal
drive_line_color = line_colors(3,:);

% Some variables that depend on psd_mode
if (strcmp(psd_mode, 'field'))
    plot_field_psd = 1;
    out_legend_str = 'output electrical field';
    out_line_color = line_colors(2,:);

elseif (strcmp(psd_mode, 'intensity'))
    plot_field_psd = 0;
    out_legend_str = 'output intensity';
    out_line_color = line_colors(1,:);
else
    error(['Parameter "psd_mode" must be "field" or "intensity", found ',...
        psd_mode]);
end

if(strcmp(signal_type, 'single_tone')) % Modulate with single tone
    % Amplitude of driving signal
    A = 0.5 * (modulation_index / 100);

    single_tone_freq = symbol_rate;
    sampling_freq = oversampling * single_tone_freq; % in GHz
    t = linspace(0, num_samples/sampling_freq, num_samples);

    u_1 = A * cos(2*pi*single_tone_freq*t);

    % Operate in quadrature point
    E_out = mzm_modulate(u_1, -u_1, E_0, -0.5, 0.5, extinction_ratio_db);

    % Generate transfer characteristic for reference.
    u_trans = A * linspace(-1, 1, num_samples);
    trans = mzm_modulate(u_trans, -u_trans, E_0, -0.5, 0.5,
        extinction_ratio_db);
    if plot_field_psd
        % field transfer characteristic
        amplitude_sign = ones(size(trans));
        amplitude_sign(cos(angle(trans)) >= 0) = 1;
        amplitude_sign(cos(angle(trans)) < 0) = -1;
        trans = amplitude_sign .* abs(trans) / E_0;
        subplot_title = 'Field transfer char.';
    else
        % power transfer characteristic
        trans = 0.5 * abs(trans).^2 / optical_input_power;
        subplot_title = 'Power transfer char.';
    end
end

```

```

% Calculate estimated PSDs
[P_uu, w_u] = spectrum(u_1);
if plot_field_psd
    [P_EE, w_E] = spectrum(E_out);
else
    [P_EE, w_E] = spectrum(E_out .* conj(E_out));
end

% Find power of carrier in each PSD
P_carrier_u = max(P_uu( w_u*sampling_freq/2/pi > 0.9 * single_tone_freq
&...
    w_u*sampling_freq/2/pi < 1.1 * single_tone_freq));
P_carrier_E = 1;
if plot_field_psd
    P_carrier_E = max(P_EE( w_E*sampling_freq/2/pi > 0.9 *
single_tone_freq &...
    w_E*sampling_freq/2/pi < 1.1 * single_tone_freq));
else
    % When plotting intensity, carrier freq. is doubled due to squaring
    P_carrier_E = max(P_EE( w_E*sampling_freq/2/pi > 0.9 * 2
*single_tone_freq &...
    w_E*sampling_freq/2/pi < 1.1 * 2 * single_tone_freq));
end

% Calculate mean power of optical output signal
P_E_mean = sum(abs(E_out).^2) / length(E_out);

% Calculate modulation excess loss
excess_loss = 10*log10(optical_input_power/(P_E_mean/2));

% Plot
plot(w_E*sampling_freq/2/pi, 10*log10(P_EE/P_carrier_E), 'color', ...
    out_line_color);
hold all;
plot(w_u*sampling_freq/2/pi, 10*log10(P_uu/P_carrier_u), 'color', ...
    drive_line_color, 'linestyle', '--', 'marker', 'none',
'markerfacecolor', 'none');
hold off;
title(['Power spectral density. Excess loss: ',...
    sprintf('%1.1f dB', excess_loss)]);
ylabel('Power spectral density in dBc');
xlabel('Frequency in Hz');
ylim([-100 0]);
legend(out_legend_str, 'driving signal');
grid('on');
grid('minor', 'off');
main_ax = gca;
if trans_inset_en
    sub_ax = axes('position', trans_inset_pos);
    plot(u_trans, trans, 'color', out_line_color);
    set(sub_ax, 'color', 'w');
    set(sub_ax, 'XTick', [-A 0 A]);
    set(sub_ax, 'XLim', [-1.1*A 1.1*A]);
    set(sub_ax, 'XTickLabel', {'u_{min}'; '0'; 'u_{max}'});
    set(sub_ax, 'YLim', [-1.1 1.1]);
    set(sub_ax, 'YTick', [-1 0 1]);
    set(sub_ax, 'XGrid', 'on');
    set(sub_ax, 'YGrid', 'on');
    set(sub_ax, 'Title', subplot_title);
end

elseif(strcmp(signal_type, 'OOK'))

```

```

sampling_freq = symbol_rate * oversampling;

% OOK signal and spectrum
num_symbols = ceil(num_samples / oversampling);
bits = randi(2, 1, num_symbols) - 1;
% Upsampling
bits_up = zeros(1, length(bits)*oversampling);
bits_up(1:oversampling:end) = bits;
if(strcmp(pulse_shape, 'rect'))
    h_pulse = ones(1, oversampling); % rectangular
elseif(strcmp(pulse_shape, 'rc'))
    % raised cosine impulse with roll-off factor 0.5 and 50% overlap
    h_pulse = rc_impulse_response(oversampling*2+1,0.5);
else
    error(['Unknown pulse shape. Supported: "rect", "rc". Found: '...
        pulse_shape]);
end
pulses = conv(bits_up, h_pulse);
pulses = 0.5 * pulses - 0.25;
u_1 = pulses * modulation_index / 100;

% Operate in minimum transmission point
E_out = mzm_modulate(u_1, -u_1, E_0, -0.25, 0.25, extinction_ratio_db);

% Generate transfer characteristic for reference.
u_trans = linspace(min(u_1), max(u_1), num_samples);
trans = mzm_modulate(u_trans, -u_trans, E_0, -0.25, 0.25,
extinction_ratio_db);
if plot_field_psd
    % field transfer characteristic
    amplitude_sign = ones(size(trans));
    amplitude_sign( cos(angle(trans)) >= 0 ) = 1;
    amplitude_sign( cos(angle(trans)) < 0 ) = -1;
    trans = amplitude_sign .* abs(trans) / E_0;
    subplot_title = 'Field transfer char.';
else
    % power transfer characteristic
    trans = 0.5 * abs(trans).^2 / optical_input_power;
    subplot_title = 'Power transfer char.';
end

% Calculate estimated PSDs
[P_uu, w_u] = spectrum(u_1);
if plot_field_psd
    [P_EE, w_E] = spectrum(E_out);
else
    [P_EE, w_E] = spectrum(E_out .* conj(E_out));
end

% Calculate modulation excess loss
P_E_mean = sum(abs(E_out).^2) / length(E_out);
excess_loss = 10*log10(optical_input_power/(P_E_mean/2));

% Normalization of PSDs (removing physical units from PSDs)
PSD_u_norm = mean(P_uu);
PSD_E_norm = mean(P_EE);

% Plot
plot(w_E*sampling_freq/2/pi, 10*log10(P_EE/PSD_E_norm), 'color',...
    out_line_color);
hold on;
plot(w_u*sampling_freq/2/pi, 10*log10(P_uu/PSD_u_norm), 'color',...

```

```

        drive_line_color);
hold off;
title(['Power spectral density (w.r.t. mean PSD). Excess loss: ',...
       sprintf('%.1f dB', excess_loss)]);
legend(out_legend_str, 'driving signal');
ylabel('Power spectral density in dB');
xlabel('Frequency in Hz');
ylim([-50 50]);
xlim([-symbol_rate/10 max(w_u*sampling_freq/2/pi)]); % create a small
space at left margin of plot
grid('on');
grid('minor', 'off');
main_ax = gca;
if trans_inset_en
    sub_ax = axes('position', trans_inset_pos);
    plot(u_trans, trans, 'color', out_line_color);
    set(sub_ax, 'color', 'w');
    set(sub_ax, 'XTick', [min(u_l) 0 max(u_l)]);
    set(sub_ax, 'XLim', [1.1*min(u_l) 1.1*max(u_l)]);
    set(sub_ax, 'XTickLabel', {'u_{min}'; '0'; 'u_{max}'});
    set(sub_ax, 'YLim', [-0.1 1.1]);
    set(sub_ax, 'YTick', [0 0.5 1]);
    set(sub_ax, 'XGrid', 'on');
    set(sub_ax, 'YGrid', 'on');
    set(sub_ax, 'Title', subplot_title);
end
else
    error(['Unknown signal type. Supported: "single_tone" and "OOK". Found: '
    ...
         signal_type]);
end

% Plot time domain signals in two insets
if td_inset_en
    out_ax = axes('position', out_inset_pos);
    M = 5*oversampling; % no of samples to plot
    t_vec = (0:M-1)/(oversampling*sampling_freq);
    if plot_field_psd
        % plot output field
        amplitude_sign = ones(size(E_out(1:M)));
        amplitude_sign(cos(angle(E_out(1:M))) >= 0) = 1;
        amplitude_sign(cos(angle(E_out(1:M))) < 0) = -1;
        out_sig = amplitude_sign .* abs(E_out(1:M))/E_0;
        plot(t_vec, out_sig, 'color', out_line_color);
    else
        % plot output power
        out_sig = 0.5 * abs(E_out(1:M)).^2 / optical_input_power;
        plot(t_vec, out_sig, 'color', out_line_color);
    end
    if (strcmp(signal_type, 'single_tone'))
        out_ylim = [-1.1 1.1];
        out_y_ticks = [-1 0 1];
    else
        out_ylim = [-0.1 1.1];
        out_y_ticks = [0 0.5 1]
    end
    set(out_ax, 'color', 'w');
    set(out_ax, 'XTick', [t_vec(1) t_vec(oversampling)
t_vec(4*oversampling)]);
    set(out_ax, 'XLim', [t_vec(1) t_vec(end)]);
    set(out_ax, 'XTickLabel', [{'0', 'T_S', '4T_S'}]);
    set(out_ax, 'YLim', out_ylim);
    set(out_ax, 'YTick', out_y_ticks);
end

```

```

set(out_ax, 'YTickLabel', []);
set(out_ax, 'XGrid', 'on');
set(out_ax, 'YGrid', 'on');
set(out_ax, 'Title', out_legend_str);

in_ax = axes('position', drive_inset_pos);
plot(u_l(1:M), t_vec, 'color', drive_line_color);
set(in_ax, 'color', 'w');
set(in_ax, 'XTick', [min(u_l) 0 max(u_l)]);
set(in_ax, 'XLim', [1.1*min(u_l) 1.1*max(u_l)]);
set(in_ax, 'XTickLabel', {'u_{min}'; '0'; 'u_{max}'});
set(in_ax, 'YLim', [t_vec(1) t_vec(end)]);
set(in_ax, 'YTick', [t_vec(1) t_vec(oversampling)
t_vec(4*oversampling)]);
set(in_ax, 'YTickLabel', [{'0', 'T_S', '4T_S'}]);
set(in_ax, 'XGrid', 'on');
set(in_ax, 'YGrid', 'on');
set(in_ax, 'Title', '');
set(in_ax, 'YLabel', 'time');
set(in_ax, 'YAxisLocation', 'left');
end
% Plot rectangles as background of inset axes.
axes(main_ax);
if trans_inset_en
    rectangle('Position', fig2ds_pos(main_ax, trans_rect_pos), 'FaceColor',
    ...
    rect_face_color, 'EdgeColor', 'none');
end
if td_inset_en
    rectangle('Position', fig2ds_pos(main_ax, drive_rect_pos), 'FaceColor',
    ...
    rect_face_color, 'EdgeColor', 'none');
    rectangle('Position', fig2ds_pos(main_ax, out_rect_pos), 'FaceColor', ...
    rect_face_color, 'EdgeColor', 'none');
end

end % function end
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

function h = rc_impulse_response(N, a)
% RC_IMPULSE_RESPONSE Generate a raised-cosine shaped impulse.
%
% h = RC_IMPULSE_RESPONSE(N, a) returns a raised-cosine impulse h with roll-
off
% factor a and length N. Note that this is not the impulse response of a
raised-
% cosine filter but an impulse that has the same shape as the transfer
function
% of a raised-cosine filter.
h = zeros(1, N); % init
t_n_vec = linspace(-1, 1, N); % discrete time
for k = 1:N
    t_n = t_n_vec(k);
    if (abs(t_n) <= (1-a)/2)
        h(k) = 1;
    elseif( ((1 - a)/2) < abs(t_n) && abs(t_n) <= (1 + a)/2)
        h(k) = 0.5 * (1 + cos(pi/a * (abs(t_n) - (1 - a)/2)));
    else
        h(k) = 0;
    end
end
end
end

```

```

function [P_xx, w] = spectrum(x)
% SPECTRUM
%
% [P_xx, w] = SPECTRUM(x) returns the one-sided spectral power density of x,
% P_xx, and angular frequency vector w.
%   x must be column vector
%   if size(x,2) > size(x,1)
%       x = x';
%   end

% Calculate one-sided spectrum. x is weighted with Hamming window.
[P_xx, w] = periodogram(x, hamming(length(x)), 'onesided');

% Smoothen spectrum by taking the average of every chunk_size freq bins.
% If P_xx is not an integer multiple of chunk_size, the remaining bins
% are discarded.
chunk_size = 100;
num_chunks = floor(length(P_xx)/chunk_size);
P_xx_smooth = zeros(num_chunks, 1);
w_smooth = zeros(num_chunks, 1);
for k = 1:num_chunks
    P_xx_smooth(k) = mean( P_xx( (k-1)*chunk_size+1:k*chunk_size ) );
    w_smooth(k) = w( (k-1)*chunk_size + ceil(chunk_size/2));
end
P_xx = P_xx_smooth;
w = w_smooth;
end

function ds_pos = fig2ds_pos(ah, pos)
% FIG2DS_POS Convert a position from normalized figure to data space units.
%
% IN:
%   ah Handle of axes that contains the dataspace
%   pos Four element position vector [left bottom width height] in normalized
%       figure units. (Values between 0 and 1.0).
% OUT:
%   ds_pos Four element position vector in data space units of the given axes.

% Position that is to be converted
x = pos(1);
y = pos(2);
width = pos(3);
height = pos(4);

% Limits of data space of given axes
ax_xlim = get(ah, 'XLim');
ax_ylim = get(ah, 'YLim');
dsx_max = ax_xlim(2);
dsx_min = ax_xlim(1);
dsy_max = ax_ylim(2);
dsy_min = ax_ylim(1);

% Position of given axes inside the figure
ax_pos = get(ah, 'Position');
fig_x = ax_pos(1);
fig_y = ax_pos(2);
fig_width = ax_pos(3);
fig_height = ax_pos(4);

% Conversion
ds_pos(1) = (dsx_max - dsx_min)/fig_width * (x - fig_x) + dsx_min;
ds_pos(2) = (dsy_max - dsy_min)/fig_height * (y - fig_y) + dsy_min;
ds_pos(3) = (dsx_max - dsx_min)/fig_width + width;

```


<https://doi.org/>
УДК 621.396.969.1

БОЙКО Юлії
Хмельницький національний університет
<https://orcid.org/0000-0003-0603-7827>
e-mail: boiko_julius@ukr.net
ЕРЬОМЕНКО Олександр
Хмельницький національний університет
<https://orcid.org/0000-0001-5110-3761>
e-mail: yeromenko_s@ukr.net
ГУР'ЄВ Олег
Хмельницький національний університет
e-mail: djolegdj1234@gmail.com

МОЖЛИВОСТІ LDPC-КОДІВ У ПІДВИЩЕННІ ПРОДУКТИВНОСТІ ОПТИЧНИХ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ З OFDM

Визначено чинники підвищення спектральної ефективності оптичних телекомунікацій при застосуванні модуляції OFDM. Описано семантичні рішення при формуванні та обробленні сигналів у оптичних телекомунікаціях. Представлена розроблена MATLAB-Simulink схема для дослідження оптичних каналів. Наведено результати впливу дисперсійних явищ на форму багатопозиційних сигналів у оптичних каналах. Наведено методику математичного аналізу квазіциклічних LDPC-кодів для застосування в оптичних телекомунікаціях. Синтезована схема передавача та приймача для когерентного виявлення з OFDM та завадостійким кодуванням LDPC. Описана специфіка формування OFDM-конструкції сигналів оптичних телекомунікацій для умов міжсимвольної та міжканальної інтерференції. Приведено результати математичного моделювання продуктивності оптичного каналу з OFDM з різними конструкціями завадостійких кодів та їх порівняння з запропонованими LDPC-кодами. Отримані результати беззаперечно вказують на перевагу за енергетичним витратом кодування (EGC) кодів типу G-LDPC над всіма розглянутими – діючими кодами. Дослідження вказують, що схема когерентного виявлення забезпечує покращення у EGC приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення.

Ключові слова: OFDM, LDPC, дисперсія, оптичні телекомунікації, приймач, передавач, кодування

BOIKO Juliy, EROMENKO Oleksander, HURIEV Oleh
Khmelnitskyi National University

CAPABILITIES OF LDPC CODES TO IMPROVE THE PRODUCTIVITY OF OPTICAL TELECOMMUNICATIONS WITH OFDM

The main prospects for the use of optical electronic communications in the implementation of information channels using OFDM technology are considered. The main differences between optical telecommunications using OFDM technology in comparison with the radio frequency analogue are determined. A general overview of the specifics of signal generation and processing in optical OFDM channels is provided. The factors for increasing the spectral efficiency of optical telecommunications when using OFDM modulation are determined. Circuit solutions for generating and processing signals in optical telecommunications are described. A MATLAB-Simulink designed circuit for studying optical channels is presented. The results of the influence of dispersion phenomena on the shape of multi-position signals in optical channels are presented. The principles of operation of the optical circuit of a QPSK type signal receiver with digital processing units are considered. A method for mathematical description of quasi-cyclic LDPC codes for use in optical telecommunications is presented. The specifics of decoding LDPC codes based on the SPA algorithm are described. Synthesized transmitter and receiver circuit for coherent detection with OFDM and anti-jamming LDPC coding. The specifics of the formation of the OFDM design of optical telecommunication signals for conditions of inter-symbol and inter-channel interference are described. The results of mathematical modeling of the performance of an OFDM optical channel with various designs of noise-resistant codes and their comparison with the proposed LDPC codes are presented. The results obtained unconditionally indicate the advantage in energy gain of coding (EGC) of codes of the G-LDPC type to all considered – current codes. Research shows that the coherent detection scheme provides an EGC improvement of approximately 2.5 dB over the direct detection scheme. Prospects for further research will be focused on taking into account the rate indicators of information flows with different types of codes as part of optical-OFDM systems, which will make it possible to formulate recommendations regarding the correct choice of channel multiplexing strategy.

Keywords: OFDM, LDPC, dispersion, optical telecommunications, receiver, transmitter, coding

Постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями

В практично нескінченно-широкому електромагнітному спектрі є лише два вікна які широко використовуються для сучасних широкосмугових електронних комунікацій. Перше вікно охоплює діапазон від довгохвильового радіо до міліметрового діапазону або від 100 кГц до 300 ГГц за частотою, друге вікно лежить в області інфрачервоних світлових хвиль, а саме від 30 ТГц до 300 ТГц. В першому вікні представлені технології які широко застосовуються у повсякденному житті і включають ширококомове радіо та телебачення, бездротові локальні мережі (LAN) та мобільний зв'язок. Ці технології пропонують кінцевому користувачеві доступ до інформаційних мереж на першому метрі або першій милі з широкосмуговим

підключенням або мобільністю у випадку бездротових систем. Однак, слід зауважити, що більша частина швидкостей передачі даних тут обмежена швидкістю нижче ніж гігабіт за секунду (Гбіт/с), в першу чергу через відсутність доступних спектральних інтервалів у радіочастотному мікрохвильовому діапазоні. В цьому випадку, через величезну смугу пропускання в кілька терагерц (ТГц) у другому вікні, оптичні системи можуть забезпечити високу пропускну здатність 100 Тбіт/с і вище. Саме тому, фактично, оптичні системи зв'язку (волоконно-оптичні телекомунікації), стали базовим фундаментом сучасної інформаційної інфраструктури (інфокомунікації).

Метод модуляції на базі мультиплексування з ортогональним частотним поділом каналів OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) [1, 2] став провідним методом модуляції в радіочастотній області і на поточний момент має тенденцію динамічного розвитку. Такий метод здобув концептуальну реалізацію майже у всіх основних стандартах зв'язку, включаючи бездротові локальні мережі (IEEE 802.11 a/g (Wi-Fi)), в стандартах цифрового відео та аудіо (DVB/DAB) та цифрового абонентського доступу (DSL). Крім того, такі актуальні стандарти мобільних мереж четвертого покоління (4G) як WiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access), IEEE 802.16 та LTE (Long-Term Evolution) [3] ґрунтуються саме на технології OFDM. Подальший розвиток широкосмугових технологій 5G також не обійдеться без технології OFDM [4]. Таким чином проникнення технології OFDM в оптичні телекомунікації та поява оптичних-OFDM систем зрозуміла і відповідає сучасним викликам до інфокомунікацій. В цьому контексті оптичні-OFDM системи вигідні з точки зору ефективності обчислень за умов використання швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) [6, 7]. Потрібно наголосити і на актуальних перевагах пов'язаних з можливістю масштабованого поділу спектру від окремих піднесучих до піддіапазону і всього спектра OFDM, що забезпечує величезну гнучкість при проектуванні на рівні пристрою, підсистем або системи порівняно з передачею на одній несучій. Крім того, адаптація пілотних піднесучих (ПТ)[8] до несучих даних дозволяє реалізовувати швидкі та зручні способи оцінки каналу та фазових спотворень тобто реалізовувати ефективні методи синхронізації [9, 10].

Оптична-OFDM технологія має певну схожість, однак і певну відмінність від радіочастотного аналога. З одного боку, оптичний-OFDM притаманні проблеми зв'язані з наявним високим відношенням пікової потужності до середньої (PAPR) та чутливості до фазового/частотного шуму. З іншого боку, оптичний канал має свій унікальний набір переваг. Однією з помітних переваг є наявність нелінійності оптоволоконного каналу та її складна взаємодія з дисперсією волокна[11], що відсутнє у радіочастотних системах (РЧ). Крім того, в РЧ-системах основна нелінійність виникає в РЧ-підсилювачі потужності, де не можна використовувати смуговий фільтр (СФ) для відсікання позасмугового витоку через великі втрати в фільтрі. Однак в оптичних-OFDM системах ербієвий волоконний підсилювач (EDFA)[12] абсолютно лінійний незалежно від рівня насичення і звичайно містить у своєму складі мультиплексор довжин хвиль, який може придушити позасмугові завади.

Перспективним напрямком розвитку технології когерентних оптичних (КО)-OFDM систем є використання в них каналного кодування (КК) з прямим виправленням помилок (FEC) [13]. Таке поєднання дозволить підвищити продуктивність КО-OFDM оптичних комунікацій. Отже важливим аспектом прикладного провадження КО-OFDM оптичних комунікацій є проблема об'єднання багаторівневої цифрової модуляції та КК з використанням кодової оптичної-OFDM технології (КК-OFDM).

Метою роботи є дослідження КК-OFDM оптичних телекомунікацій для встановлення можливостей підвищення продуктивності таких каналів у випадку застосування сигнально-кодових конструкцій (СКК) на основі кодів з малою щільністю перевірок на парність LDPC-кодів (Low-density parity-check code) які поряд з полярними кодами утворили фундамент сучасних електронних комунікацій 5G [14].

Аналіз досліджень та публікацій

В роботах [1-4] показано, що OFDM є особливий клас модуляції з декількома несучими. OFDM представляється шляхом використання ортогональних наборів сигналів спектри яких перекриваються [5]. Модуляція/демодуляція OFDM реалізується за допомогою зворотного дискретного перетворення Фур'є (ЗДФ)/дискретного перетворення Фур'є (ДДФ) [15]. На передавальному боці каналу з OFDM біти входних послідовних даних спочатку перетворюються на низку паралельних конвеєрних даних, кожен з яких відображається на відповідні інформаційні символи для піднесучих в межах одного символу OFDM, а цифровий сигнал у часовій області утворюється з використанням ЗДФ. Далі додається захисний інтервал і виконується перетворення з сигналом у реальному часі за допомогою цифро-аналогового перетворювача ЦАП. Захисний інтервал (ЗІ) додається для запобігання міжсимвольній інтерференції (МЗ) через дисперсію каналу[15]. Сигнал основної смуги частот можна перетворити з підвищенням частоти у відповідній смузі пропускання радіочастот (РЧ) за допомогою змішувача/модулятора IQ . На приймальному кінці сигнал OFDM перетворюється шляхом пониження частоти в основний діапазон за допомогою демодулятора IQ , дискретизується за допомогою АЦП, а потім демодулюється шляхом виконання ДДФ і далі виконується обробка сигналу основної смуги відновлених даних.

Для усунення міжканальних (МкЗ) та МЗ завад які обумовлені дисперсійними процесами у каналі з OFDM використовується конструкція яка називається циклічним префіксом (ЦП)[15].

В оптичних системах з OFDM оптичний спектр звичайно не є лінійною копією РЧ спектра, таким чином, оптична спектральна ефективність залежить від особливих чинників. В цьому контексті потрібно звернути увагу на оптичну спектральну ефективність КО-OFDM. В системах КО-OFDM N_n піднесучих передаються у кожному періоді символу OFDM, який дорівнює T_c . Таким чином, загальна швидкість передачі символів V для систем КО-OFDM визначається виразом:

$$V = N_n/T_c \quad (1)$$

На рис. 1, а показаний спектр мультиплексованих каналів з розподілом за довжиною хвилі (WDM) [16], кожен з модуляцією КО-OFDM. На рис. 1, б показаний збільшений оптичний спектр кожного каналу з відповідною довжиною хвилі. Отже, пропускна здатність КО-OFDM буде визначатись виразом:

$$\text{Ш}_{OFDM} = \frac{2}{T_c} + \frac{N_n-1}{t_c} \quad (2)$$

де t_c - період спостереження.

Якщо використати велику кількість піднесучих, ефективність смуги пропускання OFDM виявляється рівною:

$$\rho = 2 \frac{V}{\text{Ш}_{OFDM}} = 2\varepsilon, \quad \text{де } \varepsilon = \frac{t_c}{T_c}, \quad (3)$$

де у формулі 3 множник 2 враховує подвійну поляризацію у волоконному світловоді.

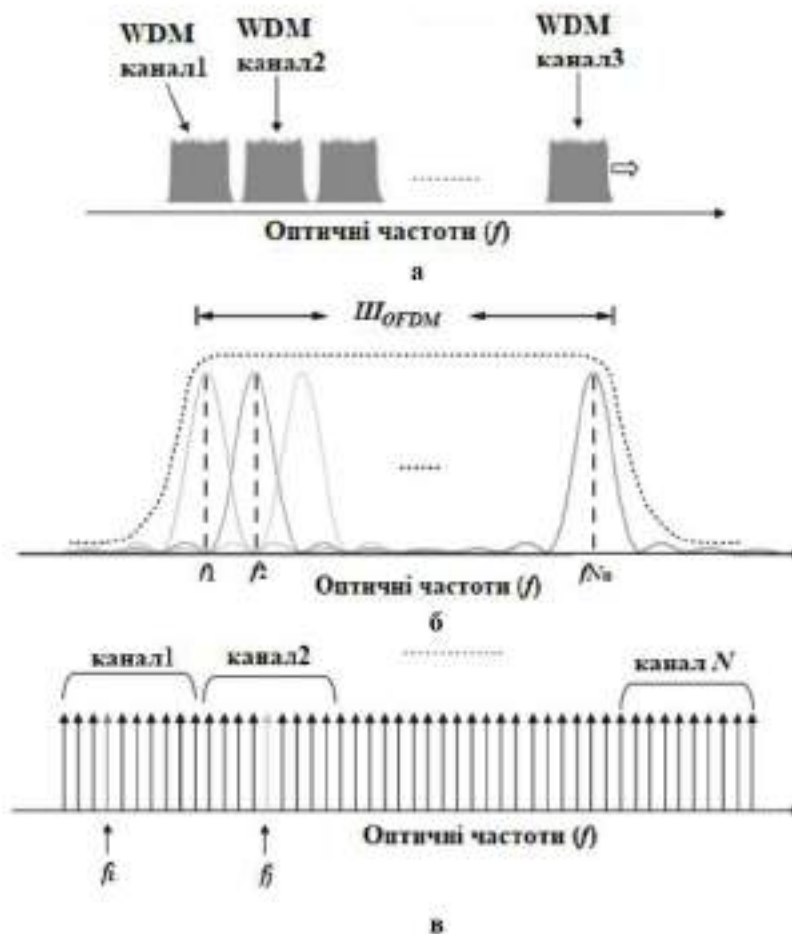


Рис. 1. Форма оптичного спектру N -мультиплексованих за довжиною хвилі (WDM) КО-OFDM каналів: а – спектр мультиплексованих каналів; б – збільшений оптичний спектр кожного каналу; в – сукупність каналів КО-OFDM без ЗІ

Спектральну ефективність можна додатково підвищити за допомогою квадратурної амплітудної модуляції (QAM=KAM) вищого порядку. Для практичної реалізації систем КО-OFDM оптична спектральна ефективність буде знижена через необхідність достатньої захисної смуги між каналами WDM, враховуючи частоту лазера (ОКГ – оптичного квантового генератора) та наявність його дрейфу приблизно у 2 ГГц. Цієї захисної смуги можна уникнути (теоретично), використовуючи ортогональність каналів WDM. Дрейф частоти лазера в каналах WDM можна усунути, прив'язавши всі лазери до загального оптичного стандарту, наприклад за технологією “оптичний гребінець” і далі безпосередньо використовуючи частотні тони з оптичного гребінця [16]. При цьому всі піднесучі, які перетинають канали WDM, можуть бути ортогональним і як наслідок умова ортогональності рівняння (4) виконується для будь-яких двох піднесучих, навіть із різних каналів WDM.

$$\Delta_{kl} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{-i2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{i\pi(f_k - f_l)T_c} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_c)}{\pi(f_k - f_l)T_c} \quad (4)$$

де f_k та f_l частота піднесучих, T_c - період символу.

Тепер торкнемося питання формування та оброблення сигналів для оптичних-OFDM каналів. В роботі [17] було показано, що специфіка застосування пристроїв формування та оброблення сигналів пов'язана з особливостями побудови модулаторів типу Маха-Цендера (М-ЦМ). У відповідності до принципів роботи М-ЦМ форма сигналу на виході схеми представляє собою потік фазо-маніпульованого сигналу (ФМ-2=VPSK) який реалізований шляхом фазових зрушень керуючою кодовою послідовністю яка подається на відповідні електроди управління. Таким чином, загальна методика формування багаторівневого сигналу шифрованої модуляції буде обумовлюватись залученою кількістю схем модулаторів електрооптичного типу. Схемотехніка таких формувачів представлена на рис. 2. Тут використано конструкцію для ФМ-4 (QPSK) на основі 2-х схем електрооптичного типу із фазообертачем на 90 град. Такі самі міркування дозволяють прийти до схеми типу ФМ-8 (8PSK) – шляхом застосування 4-х електрооптичних схем із фазообертанням сигналу на 45 град і застосуванні модулаторів типу ФМ-2 (рис. 2 в) [17].

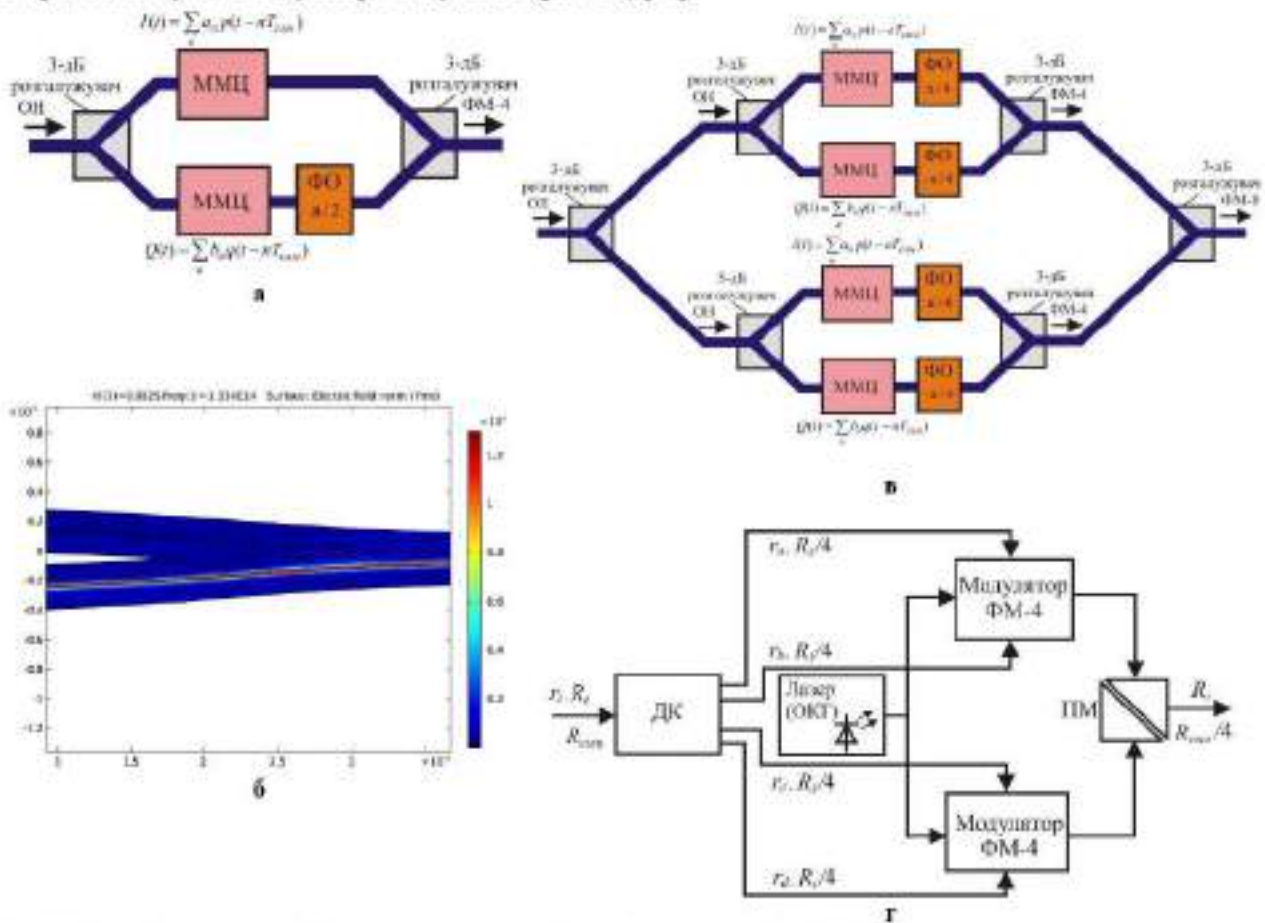


Рис. 2. Функціональні схеми формування сигналів фазової маніпуляції: а – ФМ-4; б – модель умов розповсюдження хвиль в М-ЦМ; в – ФМ-8; г – ДФМ-4; ДК – диференціальний кодер; ПМ – поляризаційний мультипліксор; ФО – фазообертач; ОН – оптична несуча; ММЦ – модулатор Маха-Цендера; ОКГ – оптичний квантовий генератор

підвищити показники чутливості, наприклад для швидкості у 2.5 Гбіт/с отриманій приріст до 7-ми дБ, а на швидкості – 10 Гбіт/с – до 6-ти дБ.

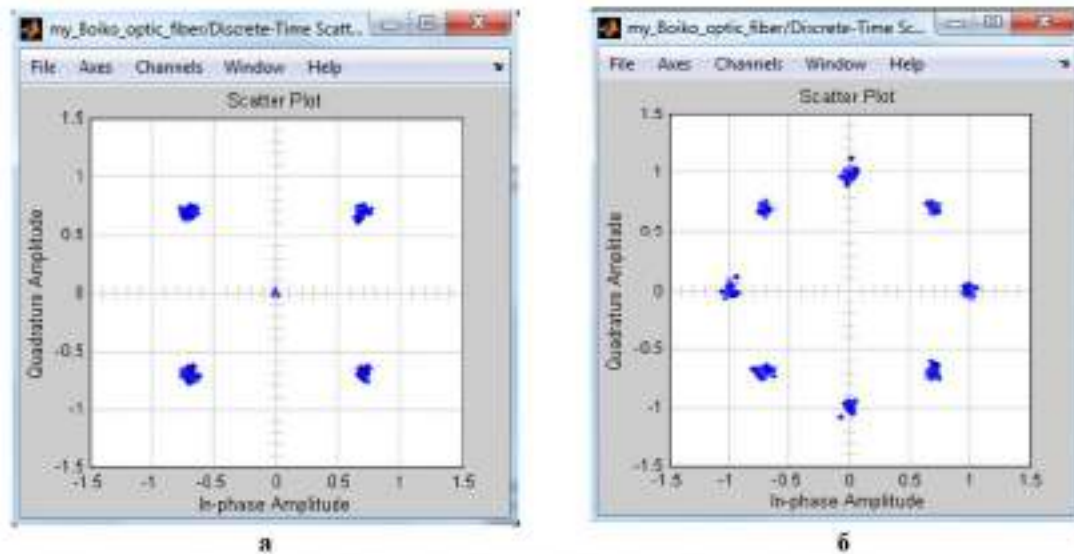


Рис. 5. – Сузір'я (констеляційні діаграми) сигналів сформованих при передачі ДФМ-4 та ФМ-8-6

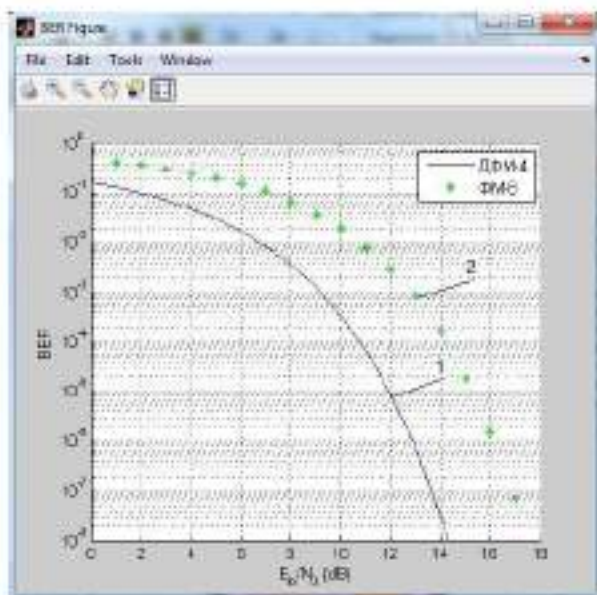
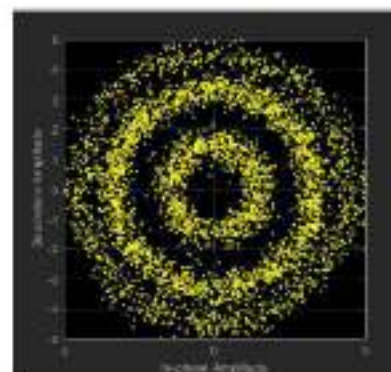
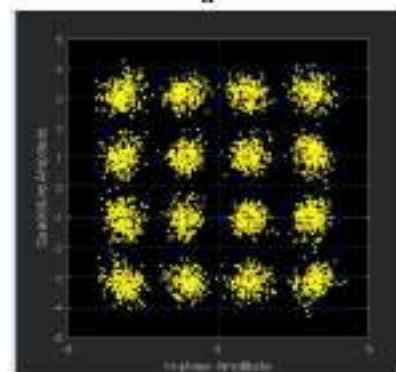


Рис. 6. Графіки для оцінювання завадостійкості сигналів типу ФМ-4 та ФМ-8 отримані в результаті стимуляції схеми



а



б

Рис. 7. Графіки (сузір'я) для оцінювання впливу дисперсії на СКК сигналів типу КАМ-16: а – після каналу під дією дисперсії; б – відновлений сигнал після декодування

Основна специфіка перетворень які відбуваються в схемі на рис. 8 пов'язана з проведенням інформаційних лінійних перетворень оптичних сигналів у електричні та проведенні регенерації імпульсної послідовності. Опора формується за допомогою ОКГ і тоді оптичний когерентний демодулятор (ОКД) здійснює трансформацію показників оптичної отинаючої сигналу на комплексні складові електричного сигналу – дійсні (синфазні) I_x , I_y та уявні (квадратурні) Q_x , Q_y . Такий процес пов'язаний із поділом опорного та вхідного маніпульованого сигналу у поляризаційних подільниках (ПП) та утворення пари складових з

ортогональною поляризацією. Наступним кроком є попарне зміщення на $\pi/2$ у гібридних мостах ших компонент.

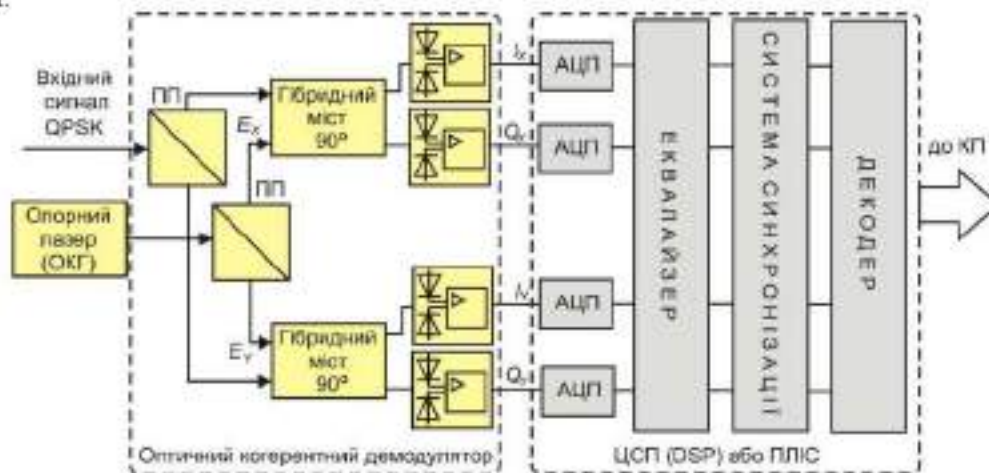


Рис.8. Функціональна схема приймача сигналів типу ФМ-4 (QPSK): ПП – поляризаційний подільник; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ОКЛ – опорний лазер; ЦСП (DSP/ПЛІС) – цифровий сигнальний процесор/програмувана логічна інтегральна матриця

Утворені в результаті такого змішування продукти надходять до ФД який виділяє НЧ-сигнальну сумарного сигналі випромінювань. За схемою, на виході ФД каналу дійсної складової буде утворено сигнал електричної форми, що є пропорційним дійсній частині комплексної сигнальної, тоді як на виході ФД квадратурного каналу – сигнал пропорційний квадратурній складовій сигнальної оптичного сигналу із врахуванням повороту фази на 90 градус. Описаний вище механізм є механізмом фазової диверсифікації (ФВД) для сигналу комплексної сигнальної. Потрібно наголосити, що проведення ФВД характерне для обидвох каналів демодулятора під час когерентного оброблення сигналів. Результатом такої обробки є утворення 2-х пар сигналів які знаходяться у квадратурі, а саме: I_x, Q_x та I_y, Q_y . Утворені компоненти I_x, Q_x та I_y, Q_y у електричному еквіваленті містять повну інформацію щодо оптичної сигнальної.

Важливим етапом є процес цифрового оброблення за допомогою ПЛІС або ЦСП. В цьому блоці відбуваються процедури які надважливі для когерентної обробки: усунення фазових зрушень; поляризаційне вирівнювання сигналів; процес тактової і фазової синхронізації і далі декодування. В цих блоках реалізуються механізми електронного коригування лінійних перекутвань обумовлених наявними у оптичному волокні (ОВ) дисперсійними явищами – хроматичною (ХД) та модово-поляризаційною (ПМД) складовими дисперсії (процес відновлення сигналів вражених дисперсійними складовими при розповсюдженні сигналів вздовж ОВ представлено на рис. 7 а та б).

Математичне моделювання застосування LDPC кодів для оптичних каналів з OFDM

В останні роки ітеративно-декодовані коди, такі як турбокоди (ТК) і коди LDPC складають базову основу концепції кодування з прямим виправленням помилок (ПВП). Зокрема низка дослідників в своїх роботах показали [18, 19], що ітеративно-декодовані LDPC коди перевершують ТК за продуктивністю коефіцієнту бітових помилок. Тому в дослідженні було прийнято рішення сконцентруватись саме на LDPC-кодах так як вони є працездатним і привабливим вибором для схеми ПВП в системі оптичної передачі із швидкістю в десятки та сотні Гбіт/с. Зауважмо, що м'які ітеративно-декодовані коди, ТК і коди LDPC, можна вже віднести до третього покоління ПВП. Концепція ітеративного декодування таких LDPC кодів ґрунтується на алгоритмі суми-добутків (SPA)[20] і по продуктивності наближається до межі Шеннона на 0,0045 дБ. Структуровані LDPC-коди, які нами обрано для дослідження, належать до класу квазіциклічних (QC) кодів[21], також відомих як матричні коди або циркулярні коди. Їх контрольна матриця парності може бути представлена наступним чином:

$$H = \begin{bmatrix} Y & Y & Y & \dots & Y \\ Y & G^{u[1]} & G^{u[2]} & \dots & G^{u[c-1]} \\ Y & G^{2u[1]} & G^{2u[2]} & \dots & G^{2u[c-1]} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y & G^{(s-1)u[1]} & G^{(s-1)u[2]} & \dots & G^{(s-1)u[c-1]} \end{bmatrix} \quad (6)$$

де $Y \in p \times p$ ($p \in$ простим числом) - одинична матриця; s та c – представляють собою кількість стрічок та стовпців у матриці H ; набір цілих чисел u повинен бути ретельно обраний з набору $\{0,1,\dots,p-1\}$ таким чином,

щоб уникнути циклів короткої довжини у дводольному графі Таннера (опис формування LDPC-кодів на основі дводольного графу Таннера детально проведено у [22]); G дорівнює $p \times p$ – матриця перестановок:

$$G = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

Тепер торкнемось питань декодування LDPC-кодів. Для декодування будемо використовувати алгоритм суми-добутків (Д-С). Суть алгоритму зводиться до обчислення розподілу змінних для визначення апостеріорної ймовірності (АЙ-APP) біта v_i кодового слова, яке представимо як $v = [v_0, v_1, \dots, v_{p-1}]$, і яка має дорівнювати 1-ці для заданого вектору $y = [y_0, y_1, \dots, y_{p-1}]$. Таким чином, така схема ітеративного декодування використовує передачу бітів повідомлення з одного боку і у зворотній бік між змінними та перевірочними вузлами c та v на краях з метою оновлення оцінки розподілу. Нагадаємо з [21], що дводольний граф (Таннера) - це граф, вузли якого можуть бути розділені на два класи (змінні та перевірочні вузли) і в якому ненаправлені ребра можуть з'єднувати тільки два вузли, що не належать одному й тому ж класу. Такий процес більш детально можна описати наступним порядком: алгоритм Д-С відображає ітеративну схему декодування. Кожна ітерація в цій схемі обробляється за дві напівітерації. Перша половина включає вузол v , який обробляє отримане повідомлення та надсилає вихід з метою підключених до нього вузлів c . Друга половина - включає вузол c , який обробляє отримане повідомлення та надсилає вихідні дані назад з метою підключених до нього вузлів v (рис. 9):

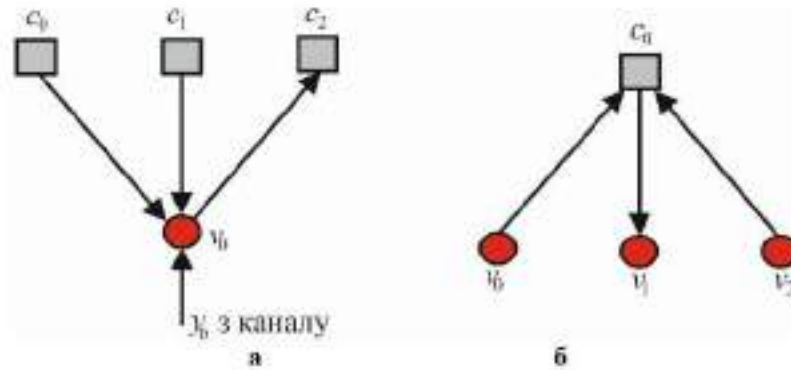


Рис. 9. Схеми до пояснення алгоритму декодування

Наступним кроком алгоритму є обчислення апостеріорної ймовірності і далі функції правдоподібності наступного типу: $\Pr(v_i|y)$ та $z(v_i) = \Pr(v_i=0|y) / \Pr(v_i=1|y)$. Тоді логіку прийняття рішення за алгоритмом можна відобразити так: якщо $z(v_i) > 1$ приймається рішення щодо формування на виході 0-вого рішення і навпаки – якщо $z(v_i) < 1$ то приймається рішення на користь 1-чного стану. Логарифмічна версія алгоритму замінює Д-С на логарифмічне відношення функції правдоподібності (ЛФП-LLR) яка остаточно буде містити лише математичні операції додавання і дозволить отримати представлення результату з кінцевою точністю. Для логарифмічної форми маємо: $z(v_i) \rightarrow Z(v_i)$, а привилію прийняття рішення буде таким: $Z(v_i) > 0$ – приймається рішення на користь – 0, навпаки коли $Z(v_i) < 0$ – на користь 1-ці. Основний вираз для логарифмічної функції правдоподібності для довільного каналу наступний:

$$Z(v_i) = \log \left(\frac{\Pr(v_i=0|y_i)}{\Pr(v_i=1|y_i)} \right) \quad (11)$$

Далі виконуються перевірки парності:

$$Z(s_{ij}) = Z \left(\sum_{l \in \mathcal{N}_i} v_{l,j} b_l^i \right) = Z(\dots \oplus b_k \oplus b_l \oplus b_m \oplus b_n \dots) = \dots Z_k \boxplus Z_l \boxplus Z_m \boxplus Z_n \quad (12)$$

де \oplus - описує операцію mod2; \boxplus - описує операцію попарного обчислення:

$$Z_k \boxplus Z_l = \text{sign}(Z_k) \text{sign}(Z_l) \min(|Z_k|, |Z_l|) + F(Z_k, Z_l) \quad (13)$$

$$F(Z_k, Z_l) = \log(1 + e^{-|z_k+z_l|}) - \log(1 + e^{-|z_k-z_l|}) \quad (14)$$

Далі, після обчислення $Z(s_{ij})$ відбувається оновлення:

$$Z(g_{ij}) = Z(v_i) + \sum_{j' \in C_{ij}} Z(s_{j'i}), \quad (15)$$

$$Z(T_i) = Z(v_i) + \sum_{j' \in C_i} Z(s_{j'i}), \quad (16)$$

і остаточне рішення вноситься з нерівностей:

$$\hat{v}_i = \begin{cases} 1, & Z(T_i) < 0 \\ 0, & \text{для інших випадків} \end{cases} \quad (17)$$

Робимо перевірку щодо виконання синдромного рівняння: $\hat{v}_i H^T = 0$ (тут T означає операцію транспонування). Якщо фіксуємо виконання синдромного рівняння для усіх i або якщо досягнута максимальна кількість ітерацій – зупиняємось. В зворотному випадку робимо перерахунок (17) та (15) повторно. Тут потрібно наголосити, що збільшення кількості ітерацій гарантує вірний результат у випадку декодування довгих кодів і ми це покажемо нижче під час представлення експериментальних результатів.

Конфігурація передавача та приймача для когерентного виявлення та формат переданого символу OFDM показано рис. 10 та рис. 11. При розробці схеми використані описані вище в тексті статті LDPC-кодові конструкції. Таким чином, в схемі бітові потоки, що надходять від m різних джерел інформації, кодуються з використанням різних (n, k_l) -кодів на основі LDPC-кодів із швидкістю кодування $R_l = k_l/n$, де k_l позначає кількість інформаційних бітів l -го ($l = 1, 2, \dots, m$) компонентного коду LDPC, а n - означає довжину кодового слова.

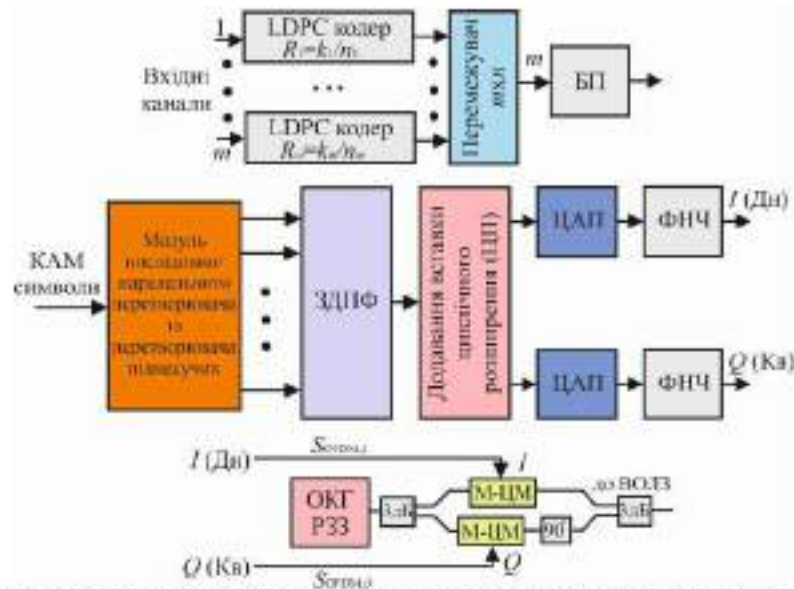


Рис. 10 – Функціональна схема блоку формування та передавання сигналів оптичного каналу з OFDM: М-ЦМ – схема модуляції; ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот; ЗДПФ – зворотний дискретний перетворення Фур'є; БП – бітовий перетворювач (конвертер); ОКГ – оптичний квантовий генератор; ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв'язку

Використання різних СКК на основі LDPC дозволяє оптимально розподілити швидкості кодування. В цьому випадку будемо розглядати схему модуляції із кодуванням та перемежуванням бітів як спеціальну багаторівневу схему кодування в якій кожен компонентний код має однакову швидкість. Тоді вихідні дані m -ї кількості кодерів типу LDPC записуються пострічково у блок перемежувача. Пристрій відображення здатен прийняти m -ну кількість бітів у i -й момент часу ($m \times i$) – перемежувача та за стовпчиками визначити тип відповідної M -ї ($M=2^n$) точки сузір'я (ϕ_{L_i}, ϕ_{Q_i}) констеляційної діаграми для ФМ або КАМ. Такі координати будуть відповідати дійсній та уявній складовій сузір'я (на схемі рис.10 відповідно I та Q). Далі після послідовно-паралельного перетворювача такі точки будуть використовуватись як значення даних для проведення ДПФ (швидкого) сигналу OFDM з низкою піднесучих. Зауважимо на те, що вибір великої кількості піднесучих (L) безпосередньо впливає на інтервал символу OFDM (див. рис. 12), що дозволяє збільшити його тривалість в порівнянні з шириною імпульсу еквівалентної системи з однією піднесучою і таким чином мінімізувати вплив МЗ.

У відповідності до рис. 12 OFDM-символ утворюється наступним чином: вхідні символи $N_{КАМ} \leq L$ доповнюються нульовими послідовностями (захисними) для отримання вхідних вибірок $N_{ЗДПФ}$ для проведення

ЗДПФ, додаються нульові вибірки N_z з метою утворити ЗІ і далі сформований OFDM-символ помножується з віконною функцією (ВФ).

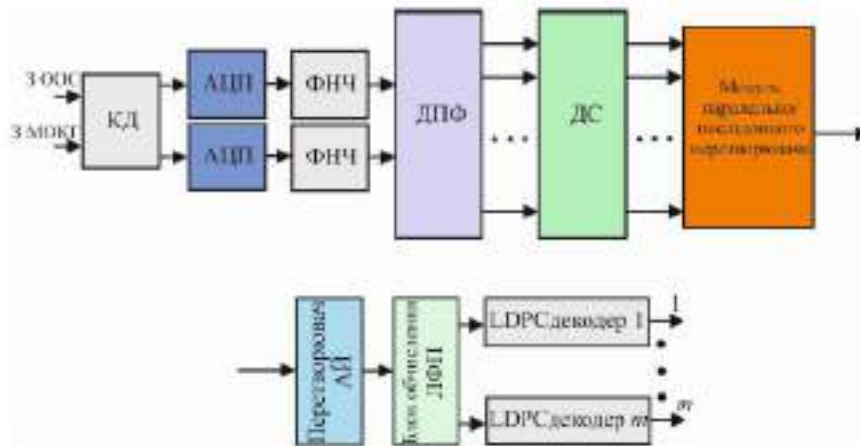


Рис. 11. Функціональна схема блоку приймання сигналів оптичного каналу з OFDM: КД – когерентний детектор; АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ДПФ – блок дискретного перетворення Фур’є; ДС – блок детектору символів; АЙ – апостеріорна ймовірність; ЛФП – логарифмічна функція правдоподібності; ООС – одноводовий оптичний світловод; МОКТ – місцевий оптичний квантовий генератор

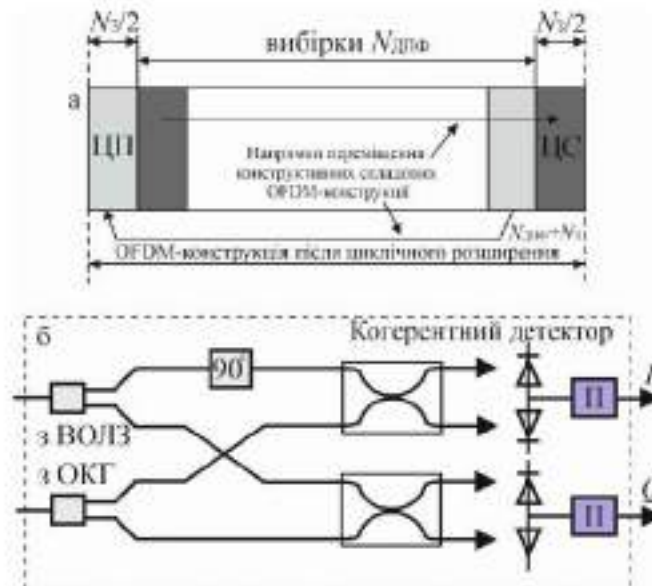


Рис. 12. OFDM-конструкція – а та схема когерентного оптичного детектору – б: ЦП – циклічний префікс; ЦС – циклічний суфікс; N_z – кількість захисних вибірок нульової послідовності; П – підсилювач

Основна мета такого циклічно розширення полягає в забезпеченні збереження ортогональності між піднесучими навіть у випадку коли сусідні символи OFDM частково перекриваються в наслідок дисперсії. В такому випадку роль ВФ полягає у зменшенні впливу позасмугового спектру. Тепер торкнемось оптичних особливостей передачі OFDM [22]. З метою компенсації ХД і ПМД довжину OFDM-конструкції збільшено, тобто ЗІ повинен бути більше ніж розкид який утворюється внаслідок впливу ХД і ПМД. Таким чином циклічне збільшення (показано на рис. 12) досягається шляхом повторення останніх вибірок $N_z/2$ ефективною частини символу OFDM (тобто вибірок $N_{дпф}$) у формі префіксу повторення (ЦП) та повтору перших вибірок $N_z/2$ у формі суфіксу повторення (ЦС). Тому далі після АЦП та ФНЧ дійсна та уявна частини (відповідно I та Q) сигналу відображається у оптичну область з використанням двох М-ЦМ, рис. 2. Описана вище картина утворення OFDM-символів для оптичних телекомунікацій дозволяє представити математичну модель комплексної обвідної такого символу на передавальному боці каналу таким чином:

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t - kT) \sum_{l=-N_{дпф}/2}^{N_{дпф}/2-1} Y_{l,k} e^{i2\pi l/T_{дпф}(t-kT)} \quad (18)$$

де $t \in [kT - \frac{T_s}{2} - T_{\text{ВФ}}, kT + T_{\text{ДПФ}} + \frac{T_s}{2} + T_{\text{ВФ}}]$; $Y_{i,k}$ – означає i -ту піднесучу k -го символу OFDM; $h(t)$ означає віконну функцію; T – тривалість символу OFDM; $T_{\text{ДПФ}}$ – тривалість послідовності утвореної ДПФ; T_s – тривалість ЗІ (ЦП); $T_{\text{ВФ}}$ – тривалість віконного інтервалу

Нижче (рис. 13-15) приведено результати математичного моделювання продуктивності оптичного каналу з OFDM при використанні описаних вище рішень. Для ясності запропоновані LDPC-коди порівнювались за продуктивністю з СКК які побудовані на інших кодах які активно використовуються у оптичних телекомунікаціях, зокрема кодів Ріда-Мюллера (РМ), Боузе-Чаудхурі-Хоквенгема (БЧХ) та Ріда-Соломона (РС), а також конкатенованих (каскадних конструкцій).

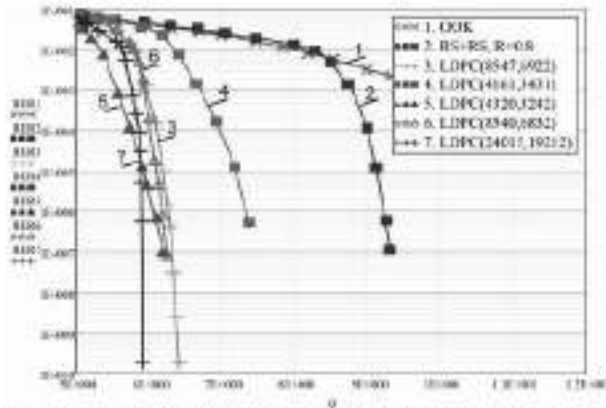


Рис. 13. Графіки заводостійкості (BER від Q) кодів LDPC для КО-OFDM: 1-ОСК (без кодування); 2 – каскадна конструкція РС(255,239)+РС (255,223); 3- LDPC(8547,6922) $R=0,8$; 4- LDPC(4161,3431) $R=0,8$; 5- LDPC(4320,3242) $R=0,7$; 6- LDPC(8540,6832) $R=0,8$; 7- LDPC(24015,19212) $R=0,8$; Q- позначено Q-фактор [17]

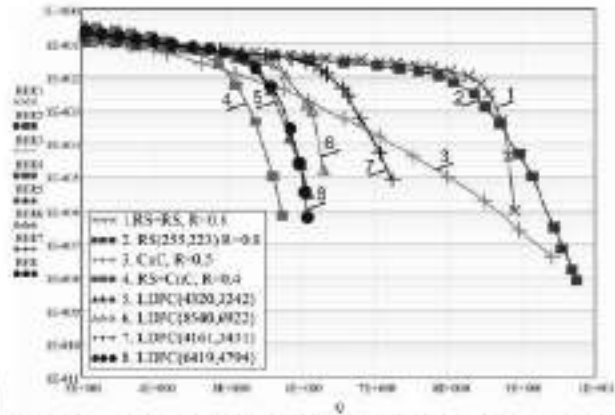


Рис. 14. Графіки заводостійкості (BER від Q) кодів LDPC та інших СКК для КО-OFDM: 1 – РС (255, 239)+РС(255,223) $R=0,8$; 2-РС(255,223); 3 -3К $R=0,5$; 4- РС+3К $R=0,4$; 5-QCLDPC(4320,3242) $R=0,7$; 6- LDPC(8547,6922) $R=0,8$; 7- LDPC(4161,3431); 8 - ПЗLDPC(6419,4794) (попарно збалансована конструкція коду) $R=0,7$

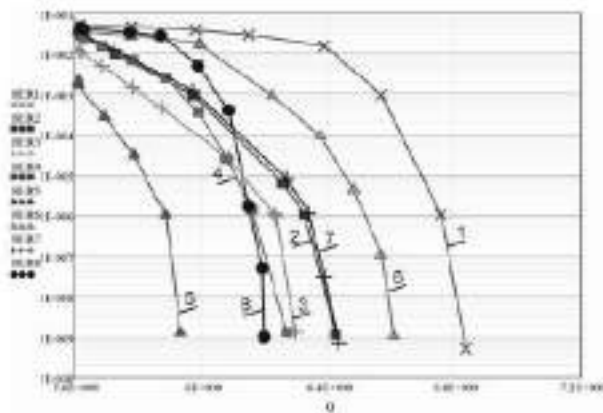


Рис. 15. Графіки заводостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших СКК для КО-OFDM при визначеній кількості ітераційних циклів: 1 – БЧХ(128,113)+БЧХ(256,239), $R=0,8$ ($d_{\text{min}}=36$), 10-ть ітерацій; 2 - G-LDPC (3969,3213)+HE(63,57) 25 ітерацій, $R=0,8$; 3- G-LDPC (4096,3201)+PM(4,6), $R=0,7$, 25 ітерацій; 4 - G-LDPC (6048,4896)+БЧХ(63,57), $R=0,8$, 20 ітерацій; 5 - G-LDPC(6240,4882)+PM(4,6), $R=0,7$, 20 ітерацій; 6 - LDPC(8176,6716), $R=0,8$, 25 ітерацій; 7 - LDPC(8547,6922), $R=0,8$, 25 ітерацій; 8 - LDPC(8847,6922), GF(8), 25 ітерацій

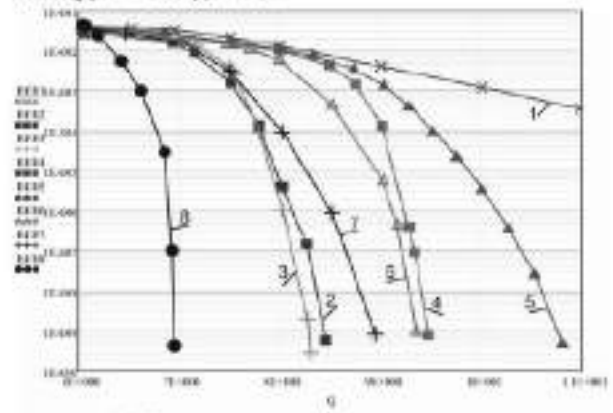


Рис. 16. Графіки заводостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших конкатенованих кодів для КО-OFDM: 1 – некодована ОСК; 2 – LDPC(4376,4095) $R=0,9$; 3 - LDPC(7225,6720) $R=0,9$; 4-PC(225,239)+РС(225,223) $R=0,8$; 5-РС(235,239) $R=0,9$; 6 – БЧХ(512,484)+PM(64,63) $R=0,9$, $d_{\text{min}}=16$ (10 ітерацій); 7 - PM(6,8)+PM(5,7) $R=0,9$, $d_{\text{min}}=16$; 8 - G-LDPC(6144,5377)+PM(5,7) $R=0,8$ (25 ітерацій)

На рис. 17 та 18 представлено результати дослідження завадостійкості для кодованого і некодованого кодами LDPC випадку застосування в оптичному каналі багатопозиційних маніпуляцій, зокрема типу ДФМ-8 та ФМ-8 та у складі СКК – ФМ-4 та КАМ.

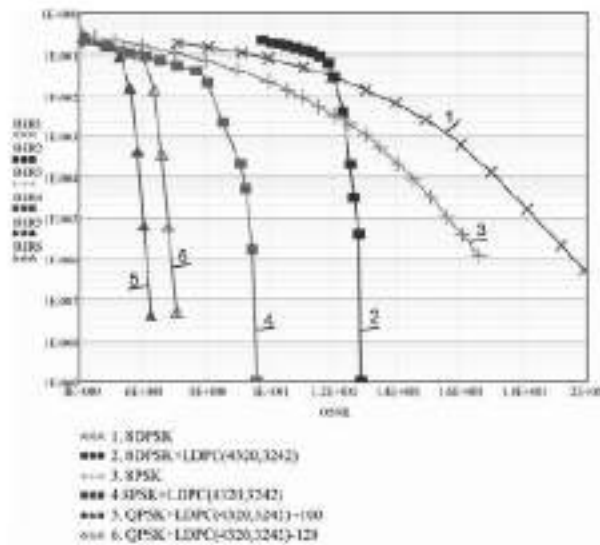


Рис. 17. Графіки завадостійкості (BER від OSNR) багатопозиційних маніпульованих сигналів та у складі СКК з LDPC для КО-OFDM: 1 – некодована ДФМ-8; 2 – СКК ДФМ-8+LDPC(4320,3242); 3 – ФМ-8; 4 – СКК ФМ-8+ LDPC(4320,3242); 5 – СКК ФМ4+ LDPC(4320,3242) (100Гб/с); 6 – СКК ФМ-4+ LDPC(4320,3242) (120Гб/с); OSNR – позначено оптичне відношення сигнал-шум

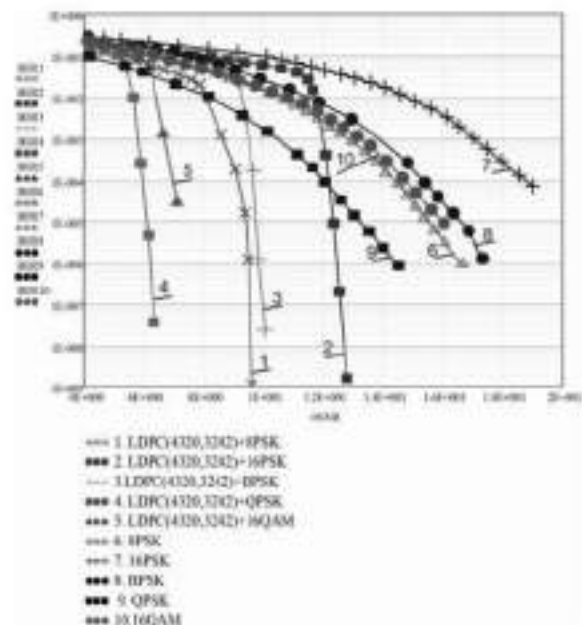


Рис. 18. Графіки завадостійкості (BER від OSNR) СКК з LDPC та сигналів цифрової модуляції для КО-OFDM: 1-LDPC (4320,3242)+ ФМ-8; 2 - LDPC (4320,3242)+ ФМ-16; 3 - LDPC (4320,3242)+ФМ; 4- LDPC (4320,3242)+ФМ-4; 5 - LDPC (4320,3242)+КАМ-16; 6 - ФМ-8; 7 - ФМ-16; 8 - ФМ; 9 - ФМ-4; 10 - КАМ-16

Висновки з даного дослідження

і перспективи подальших розвідок у даному напрямі

За результатами моделювання встановлюємо, що код LDPC(24015,19212) перевершує по продуктивності код PC(255,239)+PC (255,223) на майже 3,5 дБ (BER=10E-7). Крім того, цей же код перевершує код LDPC(4161,3431) майже на 1,5 дБ. З отриманих результатів спостерігаємо високу продуктивність квазіциклічного коду LDPC(4320,3242). Нерегулярна конструкція LDPC-коду яка утворена попарним балансуванням кодових груп при проектуванні (позиція 8 на рис. 14) приблизно 0,35 дБ віддалена від КК симуляція продуктивності якої відповідає кривій 4 на рис. 14 (конструкція типу PC+3К) на рівні BER=10E-6. Загалом, підтверджується припущення, що нерегулярні кодові конструкції – LDPC, перевершують звичайні коди LDPC.

Отримані результати (рис. 13-16) беззаперечно вказують на перевагу за енергетичним виграном кодування (ЕВК) кодів типу G-LDPC над всіма розглянутими – діючими кодами. Зокрема, вигран над каскадним кодом PC-PC складає майже 2,5 дБ (BER=10E-9). У свою чергу акцентуємо на тому, що конкатенований код типу PM(6,8)+PM(5,7) який має конструкцію турбо-продукту (ТП) має кращу продуктивність в порівнянні з кодом PC(235,239) на 1,57 дБ (BER=10E-9), що загалом підтверджує ефективність конкатенації кодів. Бачимо, що код типу LDPC(7225, 6720) має за ЕВК вигран над тим самим кодом PC(235,239) майже на 2,55 дБ (BER=10E-9).

За результатами симуляції (рис. 17 та 18) встановлюємо, що ЕВК СКК на основі ДФМ-8+LDPC складає майже 7,5 дБ в порівнянні з ДФМ-8. Причому, як показують дослідження схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕВК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення.

Аналіз отриманих кривих завадостійкості на рис. 18 зокрема свідчить, що маніпуляція КАМ-16 перевершує ФМ-16 за продуктивністю майже на 3дБ. Крім того, КАМ-16 депо перевершує ФМ-8 (криві 10 та 6), тоді як схема ФМ-8 перевершує ФМ-2.

Перспективи подальших розвідок у даному напрямі будуть зосереджені на врахуванні швидкісних показників інформаційних потоків з різним видом СКК у складі оптичних-OFDM систем, що дозволить сформулювати рекомендації відносно вірного вибору стратегії мультиплексування каналів.

ЛІТЕРАТУРА

1. Hanzo L. L. OFDM System Design / Lajos L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi // OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting. Wiley-IEEE Press, 2003, P. 21-21.
2. Zhou S. OFDM Basics / S. Zhou, W. Zhaohui // OFDM for Underwater Acoustic Communications: Wiley Telecom, 2014, P.23-38.
3. Korowajczak L. OFDM Implementation, in LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis, Wiley, 2011, pp.221-233.
4. Pyatin, I. Boiko, J., Eroshenko, O., Parkhomeny, I. Implementation and analysis of 5G network identification operations at low signal-to-noise ratio //TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2023. – Т. 21. – №. 3. – С. 496-505.
5. Пятін І.С. Дослідження систем зв'язку з сигналами F-OFDM // І.С. Пятін, В.Є. Гавронський, В.І. Лужанський, В.О. Михальчук / Вісник Хмельницького національного університету. – 2021. №5. – С. 170-176.
6. Fa-Long L., Charlie Z. An Introduction to Modulations and Waveforms for 5G Networks, in Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, IEEE, 2016, pp.1-23.
7. Molisch A. F. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). in Wireless Communications, IEEE, 2011, pp.417-443.
8. Боїко Ю., Пятін І. Схемотехнічні аспекти забезпечення умов синхронізації в системах зв'язку з OFDM //Measuring and computing devices in technological processes. – 2023. – №. 1. – С. 28-37.
9. Туровський О. Д. Оцінка можливостей підвищення ефективності роботи системи синхронізації радіотехнічного пристрою в ході стеження за несучою частотою / О. Д. Туровський // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. –2020. –No 1. –С. 116–122.
10. Jawad H. M. Improvement of the Methodology of Building a System of Phase Synchronization of Coherent Demodulators in Telecommunication Control Systems and Distance Learning / H. M. Jawad, M. J. Abu-AlShaer, S. Yevseiev, V. Kornienko and O. Turovsky // 2022 International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (ISMSIT),(Ankara, Turkey, 20-22 October 2022) –Ankara: IEEE, 2022. -P. 1013-1016.
11. Ferreira M. F. S. Fiber Dispersion and Nonlinearity." in Solitons in Optical Fiber Systems. Wiley, 2022, pp.19-34.
12. Thyagarajan K., Ghatak A. ErbiumDoped Fiber Amplifiers and Fiber Lasers, in Fiber Optic Essentials, IEEE, 2007, pp.125-150.
13. Hood D. Appendix I: FEC and HEC in G-PON. in Gigabit-capable Passive Optical Networks, Wiley, 2012, pp.363-374.
14. Boiko J., Pyatin I., Eroshenko O. Design and evaluation of the efficiency of channel coding LDPC codes for 5G information technology //Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (JEEI). – 2021. – Т. 9. – №. 4. – С. 867-879.
15. Боїко Ю.М., Новіков Д.В. Оцінка ефективності каналного кодування у телекомунікаціях з OFDM //Вісник Хмельницького національного університету, – 2021. №5, – С. 150-159.
16. Zheng J., Moustafa H. T., Fundamentals of WDM Network Devices, in Optical WDM Networks: Concepts and Design Principles, IEEE, 2004, pp.23-44.
17. Боїко Ю. М., Єршовенко О. І., Коротун М. В. Механізми підвищення ефективності функціонування оптикоелектронних пристроїв телекомунікаційних систем //Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2016. – №. 4. – С. 105-115.
18. Blaustein N., Engelberg S., Krouk E., Sergeev M. Coding in Optical Communication Channels. in Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication, IEEE, 2020, pp.67-86.
19. Пятін І. С. Порівняння продуктивності завадостійких кодів на основі програмного HDL моделювання для захищених інформаційних технологій / І. С. Пятін, Ю. М. Боїко // Інфокомунікаційні та комп'ютерні технології. – 2022. – № 1(03). – С. 39-62.
20. Пятін І. С., Боїко Ю. М. Дослідження енергетичної ефективності каналного кодування даних користувача кодами LDPC для систем зв'язку 5G //Вісник Хмельницького національного університету. – 2020. №3. – С. 174-185.
21. Bae J., Abotabl A., Lin H., Song K., Lee J. An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. APSIPA Trans. on Signal and Inform. Proces., 8, E17, 2019.
22. Makarenko A., Qasim N. H., Turovsky O., Rudenko N., Polonskyi K., Govornik O. Reducing the impact of interchannel interference on the efficiency of signal transmission in telecommunication systems of data transmission based on the OFDM signal //Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. - Vol. 1, No. 9. – P. 82-93.

REFERENCES

1. Hanzo L. L. OFDM System Design / Lajos L. Hanzo, M. Münster, B. J. Choi // OFDM and MC-CDMA for Broadband Multi-User Communications, WLANs and Broadcasting. Wiley-IEEE Press, 2003, P. 21-21.
2. Zhou S. OFDM Basics / S. Zhou, W. Zhaohui // OFDM for Underwater Acoustic Communications: Wiley Telecom, 2014, P.23-38.
3. Korowajczak L. OFDM Implementation, in LTE, WiMAX and WLAN Network Design, Optimization and Performance Analysis, Wiley, 2011, pp.221-233.
4. Pyatin, I. Boiko, J., Eroshenko, O., Parkhomeny, I. Implementation and analysis of 5G network identification operations at low signal-to-noise ratio //TELKOMNIKA (Telecommunication Computing Electronics and Control). – 2023. – Т. 21. – №. 3. – С. 496-505.
5. Pyatin I.S. Research communication systems with F-OFDM signals //I.S. Pyatin, V.E. Gavronskiy, V.I. Luzhanskiy, V.O. Mikhalchuk /Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. №5. – С. 170-176.
6. Fa-Long L., Charlie Z. An Introduction to Modulations and Waveforms for 5G Networks, in Signal Processing for 5G: Algorithms and Implementations, IEEE, 2016, pp.1-23.
7. Molisch A. F. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM). in Wireless Communications, IEEE, 2011, pp.417-443.

8. Boiko J., Pyatin I. Circuitry aspects of providing synchronization conditions in communication systems with OFDM //Measuring and computing devices in technological processes. – 2023. – № 1. – С. 28-37.
9. Turovsky O. Evaluation of possibilities to improve work efficiency systems of synchronization of a radio technical device during carrier frequency tracking / O. Turovsky // Measuring and computing devices in technological processes. – 2020. -№ 1 –S. 116-122.
10. Jawad H. M. Improvement of the Methodology of Building a System of Phase Synchronization of Coherent Demodulators in Telecommunication Control Systems and Distance Learning / H. M. Jawad, M. J. Abu-AlShaer, S. Yevseyev, V. Komyenko and O. Turovsky// 2022 International Symposium on Multidisciplinary Studies and Innovative Technologies (SMSIT),(Ankara, Turkey, 20-22 October 2022). –Ankara: IEEE, 2022. -P. 1013-1016
11. Ferruis M. F. S. Fiber Dispersion and Nonlinearity," in Solitons in Optical Fiber Systems. Wiley, 2022, pp.19-34.
12. Thyagarajan K., Ghatak A. ErbiumDoped Fiber Amplifiers and Fiber Lasers. in Fiber Optic Essentials , IEEE, 2007, pp.125-150.
13. Hood D. Appendix I: FEC and HEC in G-PON. in Gigabit-capable Passive Optical Networks , Wiley, 2012, pp.363-374.
14. Boiko J., Pyatin I., Eromenko O. Design and evaluation of the efficiency of channel coding LDPC codes for 5G information technology //Indonesian Journal of Electrical Engineering and Informatics (IJEI). – 2021. – T. 9. – №. 4. – С. 867-879.
15. Boiko J., Novikov D. Evaluation of channel coding efficiency in OFDM telecommunications //Herald of Khmelnytskyi national university. – 2021. №5. – P. 150-159.
16. Zheng J., Moufleh H. T., Fundamentals of WDM Network Devices. in Optical WDM Networks: Concepts and Design Principles , IEEE, 2004, pp. 23-44.
17. Boiko J.M., Eromenko O.I., Korotkiy M.V. Means improve the efficiency of optoelectronic devices in telecommunication systems //Herald of Khmelnytskyi national university. – 2016. – №. 4. – P. 105-115.
18. Blumstein N., Engelberg S., Krook E., Sergeev M. Coding in Optical Communication Channels. in Fiber Optic and Atmospheric Optical Communication , IEEE, 2020, pp. 67-86.
19. Pyatin I. Comparison the performance of error-control code based on software HDL modeling formformation security technologies /I.Pyatin, J. Boiko //Infocommunication and computer technologies. –2022. –Vol. 1, No. 3. –S. 39-62.
20. Pyatin I., Boiko J. Investigation of energy efficiency of channel coding of user data by LDPC codes for 5G communication systems //Herald of Khmelnytskyi national university. – 2020. - №3. – P. 174-185.
21. Bae J., Abotabi A., Lin H., Song K., Lee J. An overview of channel coding for 5G NR cellular communications. APSIPA Trans. on Signal and Inform. Proces., 8. E17, 2019.
22. Makarenko A., Qasim N. H., Turovsky O., Rudenko N., Polonskyi K., Govorun O. Reducing the impact of interchannel interference on the efficiency of signal transmission in telecommunication systems of data transmission based on the OFDM signal //Eastern-European Journal of Enterprise Technologies. – 2023. - Vol. 1, No. 9. – P. 82-93.

Рецензія/Peer review : __, __, 2023

Надрукована/Printed : __, __, 2023

Хмельницький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій



Дипломна робота «Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж»

ГУР'ЄВ ОЛЕГ ОЛЕКСАНДРОВИЧ

гр. ТР_М-22-1

СПЕЦІАЛЬНІСТЬ 172 – ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ ТА РАДІОТЕХНІКА

КЕРІВНИК РОБОТИ: Д.Т.Н., ПРОФЕСОР БОЙКО Ю.М.

Мета роботи, предмет та об'єкт дослідження

Метою дипломної роботи є розробка методу підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних-OFDM мереж з канальним кодуванням в умовах реального комплексу завод.

Предмет дослідження – метод побудови когерентних оптичних-OFDM мереж з заводостійким кодуванням при визначенні ефективності формування, передачі і обробки сигналів в умовах наявності завод.

Об'єкт дослідження – процес формування, оброблення та передачі сигналів в когерентних оптичних-OFDM мережах з заводостійким кодуванням в умовах реального комплексу завод.

Наукова новизна одержаних результатів:

вперше: запропоновано метод побудови оптичних когерентних OFDM телекомунікацій на основі сигнально-кодових конструкцій з кодами прямого виправлення помилок типу G- та QC-LDPC. Схема когерентного виявлення забезпечує покращення у ЕВК приблизно у 2,5 дБ в порівнянні із схемою прямого виявлення при застосування запропонованих конструкцій LDPC-кодів.

дістали подальшого розвитку:

- методика визначення основних параметрів та чинників які безпосередньо впливають на продуктивність оптичних телекомунікацій за технологією OFDM, зокрема із врахуванням контролю відношення пікової потужності до середньої, зміни коефіцієнтів передискретизації при утворенні оптичних-OFDM конструкцій, чутливості оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень, вибору ширини лінії в оптичних-OFDM системах для випадку застосування цифрових багатопозиційних сигналів;*
- математичні моделі опису OFDM-технології для оптичних телекомунікацій. Запропоновані математичні моделі, на відміну від відомих, враховують особливості розповсюдження інформації у оптичному середовищі, структуру доданих до оптичної OFDM-конструкції захисних інтервалів для мінімізації впливу заводових дисперсійних впливів;*
- методика формування та математичного опису когерентних схем передавання, приймання та оброблення сигналів у оптичних телекомунікаціях з метою електронного коригування лінійних перекручувань і завод обумовлених наявними у ОВ дисперсійними явищами.*

Принципи організації оптичних мереж за технологією OFDM

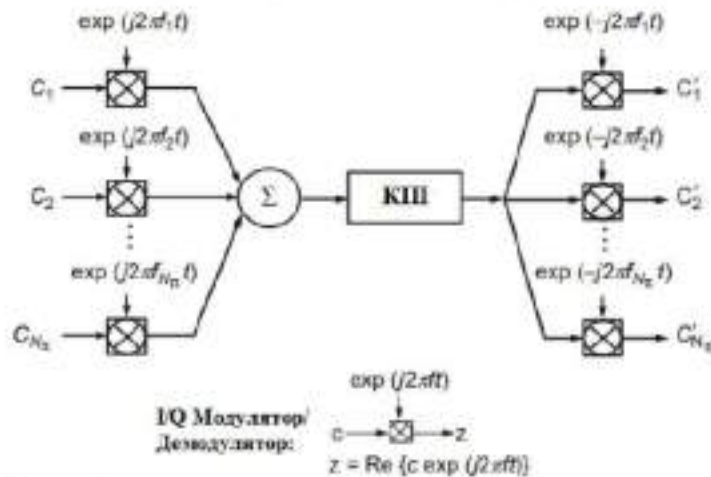


Рис. 1 - Схема формування сигналів модуляції з декількома несучими

$$s(t) = \sum_{i=-\infty}^{+\infty} \sum_{k=1}^{N_n} c_{ki} s_k(t - iT_c) \quad 1)$$

$$c'_{ik} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r(t - iT_c) s_k^* dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} r(t - iT_c) e^{-i2\pi f_k t} dt \quad 2)$$

$$\Delta_{kl} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} s_k s_l^* dt = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} e^{-i2\pi(f_k - f_l)t} dt = e^{i\pi(f_k - f_l)T_c} \frac{\sin(\pi(f_k - f_l)T_c)}{\pi(f_k - f_l)T_c} \quad 3)$$

$$\text{Ш}_{OFDM} = \frac{2}{T_c} + \frac{N_n - 1}{t_c} \quad 4)$$

$$\rho = 2 \frac{v}{\text{Ш}_{OFDM}} = 2\varepsilon, \quad \text{де } \varepsilon = \frac{t_c}{T_c} \quad 5)$$

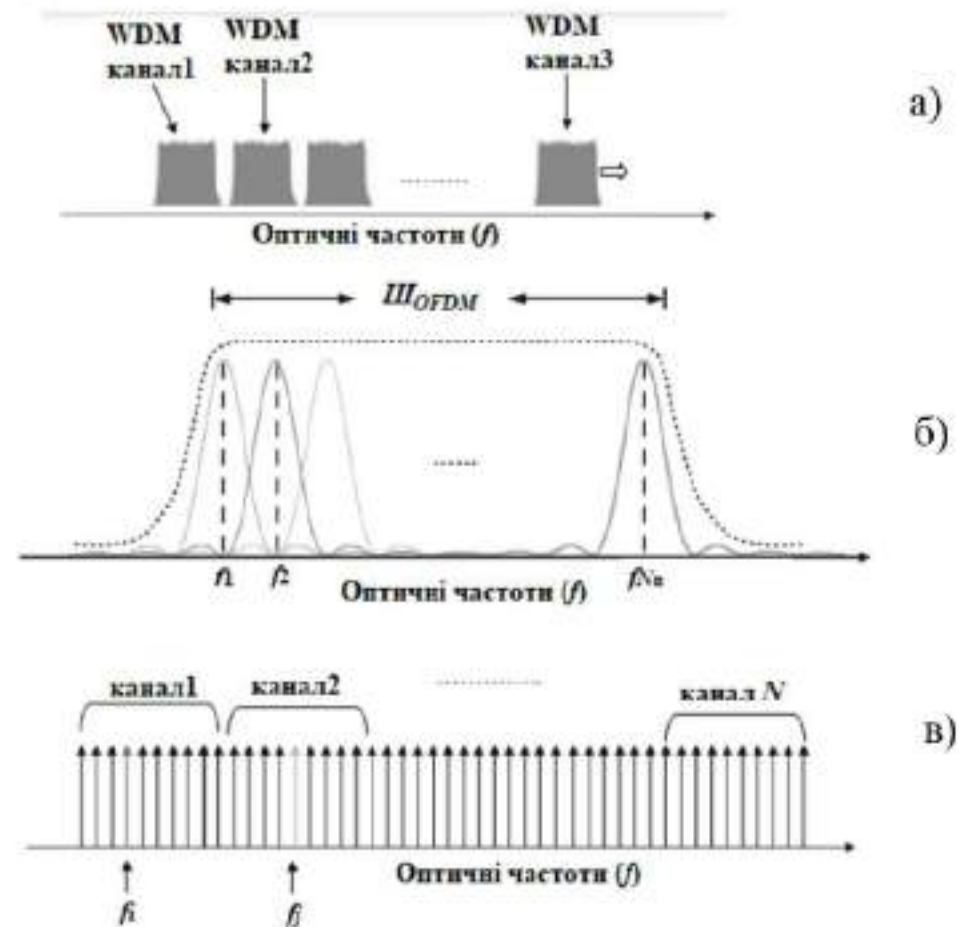


Рис. 2 - Форма оптичного спектру N -мультиплексованих за довжиною хвилі (WDM) КО-OFDM каналів: а - спектр мультиплексованих каналів; б - збільшений оптичний спектр кожного каналу; в - сукупність каналів КО-OFDM без ЗІ

Чутливість оптичних-OFDM систем до амплітудних та фазо-частотних спотворень

$$VVPC = \frac{\max\{|s(t)|^2\}}{E\{|s(t)|^2\}}, \quad t \in [0, T_c] \quad (6)$$

$$P_D = Pr\{DKФР > \beta_p\} \quad (7)$$

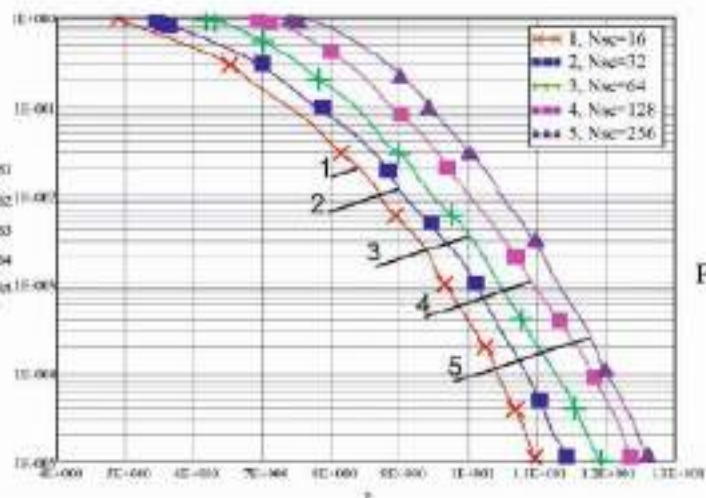


Рис.3 – Залежність кумулятивної функції розподілу для ВВПС у випадку сигналів OFDM з різною кількістю піднесучих

$$s_n = s(t_n) = \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi \frac{(k-1)(n-1)}{vN_{sc}}}, \quad n = 1, 2, \dots, vN_{sc} \quad (8)$$

$$r(t) = e^{i(2\pi\Delta f t + \varphi(t))} \sum_{k=1}^{N_{sc}} c_k e^{i2\pi f_k t} dt + \xi(t) \quad (9)$$

$$\mu_m = \frac{\sin(\pi(m+\epsilon))}{\pi(m+\epsilon)} e^{-i\pi(m+\epsilon)} \quad (10)$$

$$\epsilon = \Delta f T_c \quad (11) \quad \sigma_{Mk3}^2 = \sigma_c^2 \sum_{m=-\frac{N_{sc}}{2}+1, m \neq 0}^{\frac{N_{sc}}{2}} \mu_m^2 = \omega \sigma_c^2 \quad (12)$$

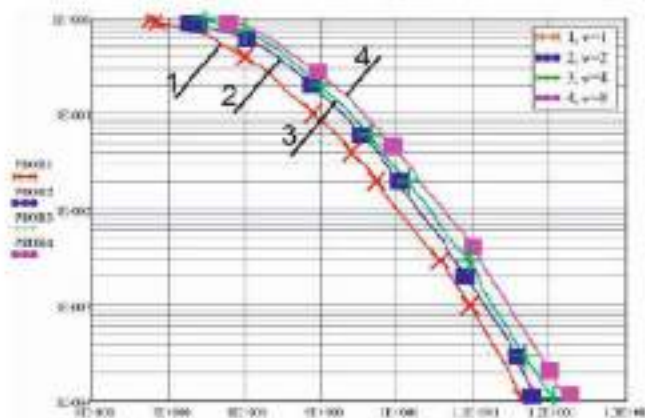


Рис.4 – Залежність кумулятивної функції розподілу для ВВПС у випадку сигналів OFDM за різних значень коефіцієнтів передискретизації

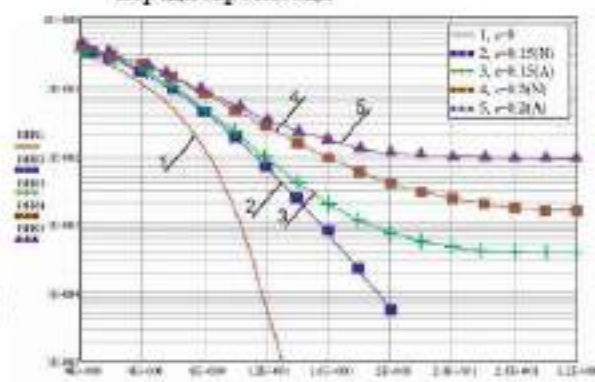


Рис.6 – Криві заводстійкості оптичної-OFDM системи у випадку зсуву частоти (формувалось 256 піднесучих типу ФМ-4); ϵ – нормоване значення зміщення частоти відносно до рознесення піднесучих

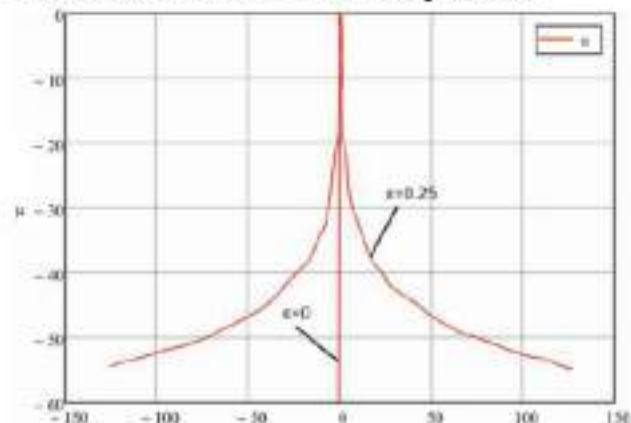
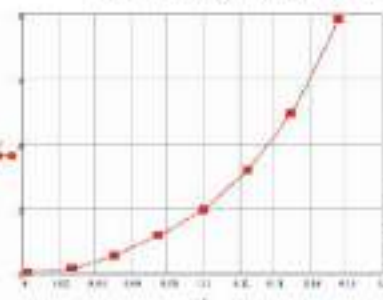


Рис.5 – Коефіцієнти M_{k3} - дБ у випадку коли зміщення частоти ϵ дорівнює 0 та 0,25



$$P_{BER} = \frac{1}{2} \Phi \left(\sqrt{\frac{P_{SNR}}{2}} \right) \quad (13)$$

Рис.7 – Графік який показує результат погіршення С/Ш (P) як залежність від функції зміщення частоти (ϵ) для оптичної-OFDM (ФМ-4; 256-піднесучих)

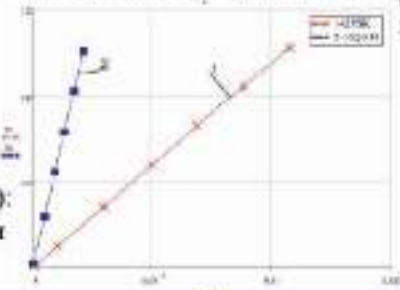


Рис.8 – Графік зміни відношення С/Ш (P) залежно від ширини лінії в оптичної-OFDM для випадку застосування в каналі сигналів типу ФМ-4 та КАМ-16

Розробка схеми когерентної обробки сигналів КО-OFDM

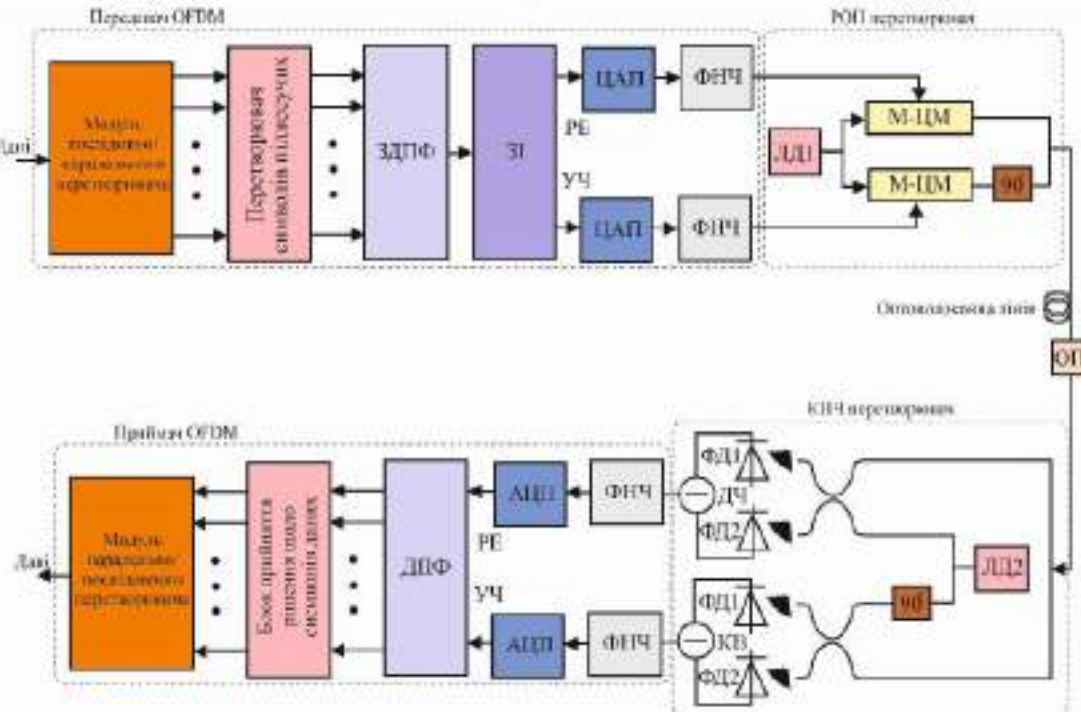


Рис. 9 – Функціональна схема КО-OFDM з подвійною конвертацією сигналів; ЗДПФ – блок зворотного перетворення Фур'є; ЗІ – блок утворення захисного інтервалу; ЦАП/АЦП – блоки цифро-аналогового та аналого-цифрового перетворення; ФНЧ – фільтри низьких частот; ЛД – лазерний діод; М-ЦМ – модулятор Маха-Цендера; 90° – фазообертач; ФД – фотодіод; ДЧ/КВ – дійсна та квадратурна складова сигналу, РЕ/УЧ – реальна та уявна частина сигналу

$$S_A(t) = \sum_{k=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\frac{N_{sc}}{2}+1}^{+\frac{N_{sc}}{2}} c_{kl} \prod (t - lT_c) e^{-i2\pi f_k(t-lT_c)} \quad (14)$$

$$W'(t) = e^{-i(\omega_{LD}t + \varphi_{LD})} S_A(t) \otimes h(t) \quad (15)$$

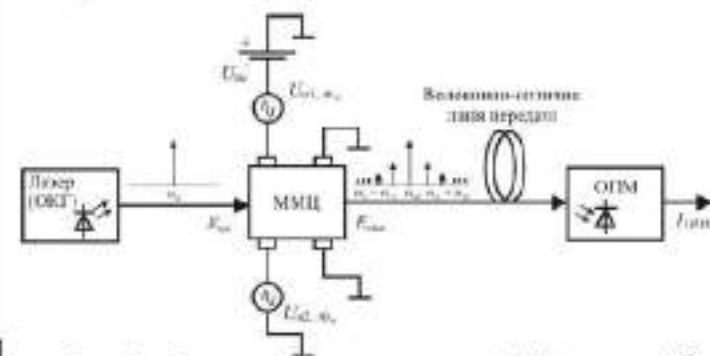


Рис. 10 – Структурна схема оптичної лінії передачі інформації із зовнішнім модулятором

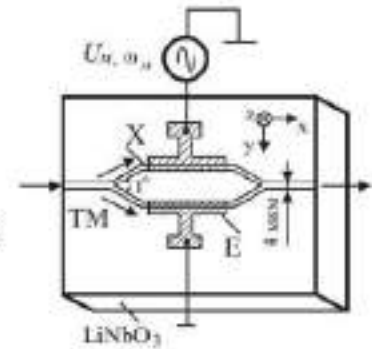


Рис. 11 – Схема інтерферометрично-оптичного модулятора

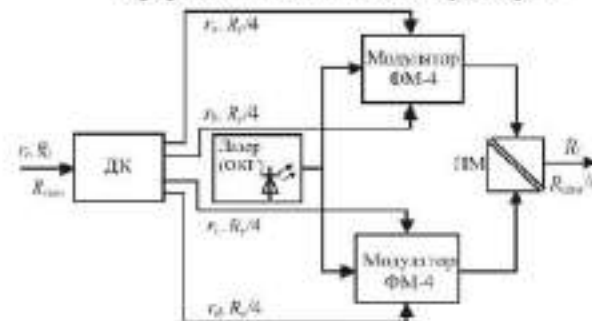


Рис. 12 – Схема формування сигналів фазової маніпуляції ДФМ-4 з опорним ОКГ: ДК – кодер; ПМ – мультиплектор поляризації

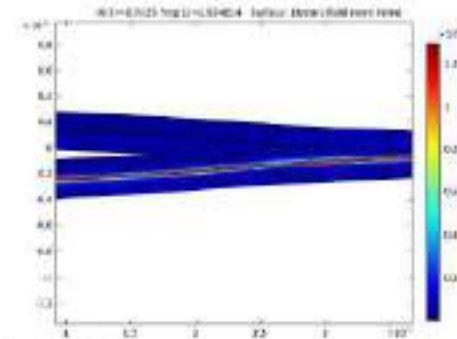


Рис. 13 – Модель умов розповсюдження хвиль в М-ЦМ

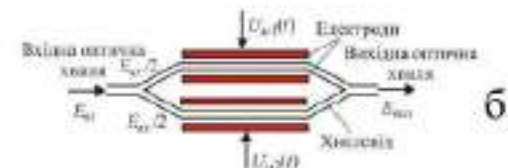
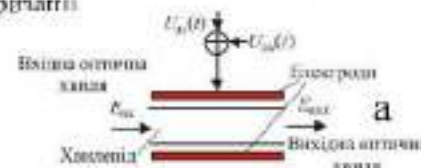
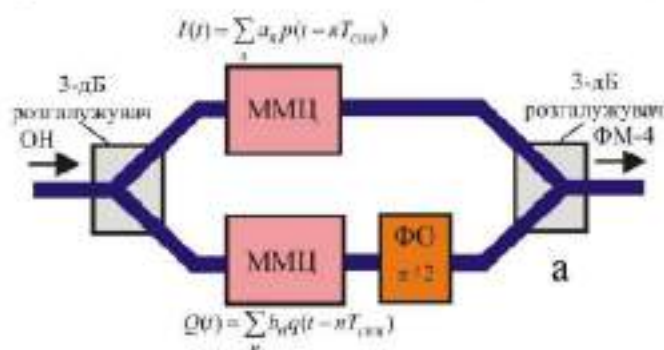
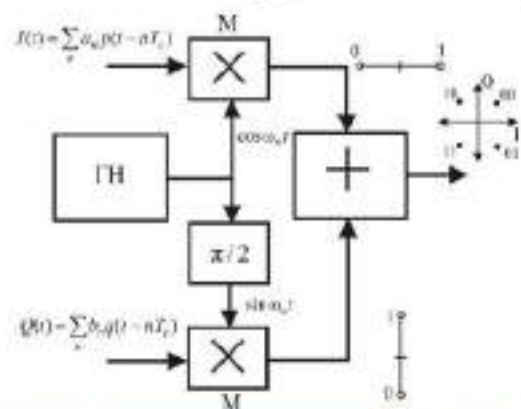


Рис. 14 – Схеми М-ЦМ: а – фазового типу, б – амплітудного (зміна інтенсивності) типу

Генерування та формування багатопозиційних цифрових сигналів для КО-OFDM



Математичні моделі які описують роботу М-ЦМ наступні:

$$E_{\text{сиг}}(t) = E_1 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_{\text{н}}(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right) e^{\left(\frac{\pi}{2} \frac{(U_{\text{м}}(t) - U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right)} \quad (16)$$

$$E_{\text{сиг}}(t) = E_2 \cos\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{(U_{\text{н}}(t) + U_{\text{зм}})}{U_{\lambda/2}}\right) \quad (17)$$

$$\Delta\varphi = \frac{\pi}{\lambda} n_0^3 s_y \xi \frac{I_{\text{зм}}}{y} U_i = \pi \frac{U_i}{U_{\lambda/2}} \quad U_{\lambda/2} = \frac{\lambda}{n_0^3 s_y \xi I_{\text{зм}}} \quad (18)$$

$$P_{\text{сиг}} = 0,5(E_{i1}^2 + E_{i2}^2 + 2E_{i1}E_{i2} \cos(\Delta\phi_1 - \Delta\phi_2)) \quad (19)$$

$$\Delta\varphi = \xi \Delta n \frac{2\pi}{\lambda} I_{\text{зм}} \quad (20) \quad \Delta n = 0,5n_0^3 s_y \frac{U_i}{y} \quad (21)$$

$$I_{\text{сиг}} = I_{\text{сиг}} \sin^2\left(\frac{\pi n_0^3 s_y U_i}{\lambda}\right) = I_{\text{сиг}} \sin^2\left(\frac{\Delta\varphi}{2}\right) \quad (22)$$

$$r_0(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} (\cos \omega_s t + \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} \cos(\omega_s t - \frac{\pi}{4})$$

$$r_1(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} (\cos \omega_s t - \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} \cos(\omega_s t + \frac{\pi}{4}) \quad (23)$$

$$r_2(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} (-\cos \omega_s t - \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} \cos(\omega_s t + \frac{3\pi}{4})$$

$$r_3(t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} (-\cos \omega_s t + \sin \omega_s t) = \sqrt{\frac{E_{\text{сиг}}}{T_{\text{сиг}}}} \cos(\omega_s t - \frac{3\pi}{4})$$

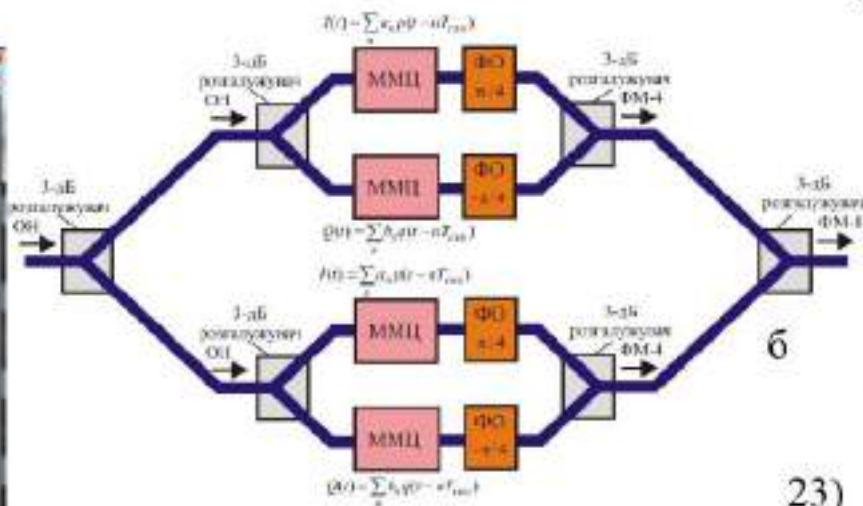


Рис. 15 – Схемна реалізація маніпуляції ФМ-4: ГН – генератор носучої; М – схеми здійснення модуляції; + – схема забезпечення повороту фази сигналу

Рис. 16. – Формувач оптичних сигналів типу QPSK (ФМ4) та SPSK (ФМ8): ОН – носуча; ММЦ – модулятор; ФО – схема яка реалізує поворот фази сигналу

Результати розробки імітаційної схеми для дослідження оптичних телекомунікацій з WDM

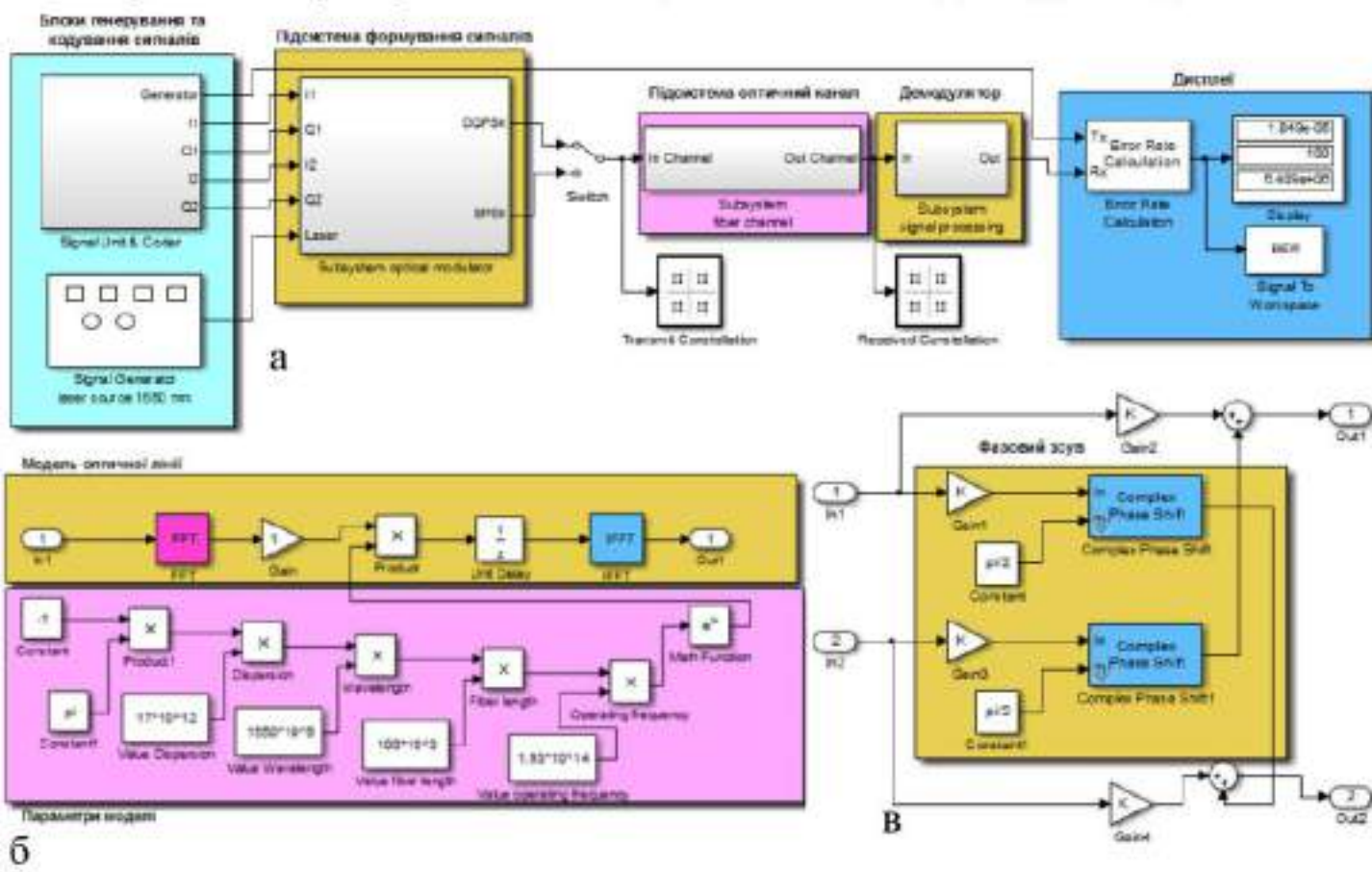


Рис. 17. Сформована у MATLAB схема для дослідження оптичних телекомунікацій: а – загальна схема; б – підсистема оптичної лінії зв'язку; в – підсистема формування-модулятора

Математична модель оптичної лінії зв'язку:

$$G(f) = e^{-j\pi D(\lambda) \Delta f} \quad (24)$$

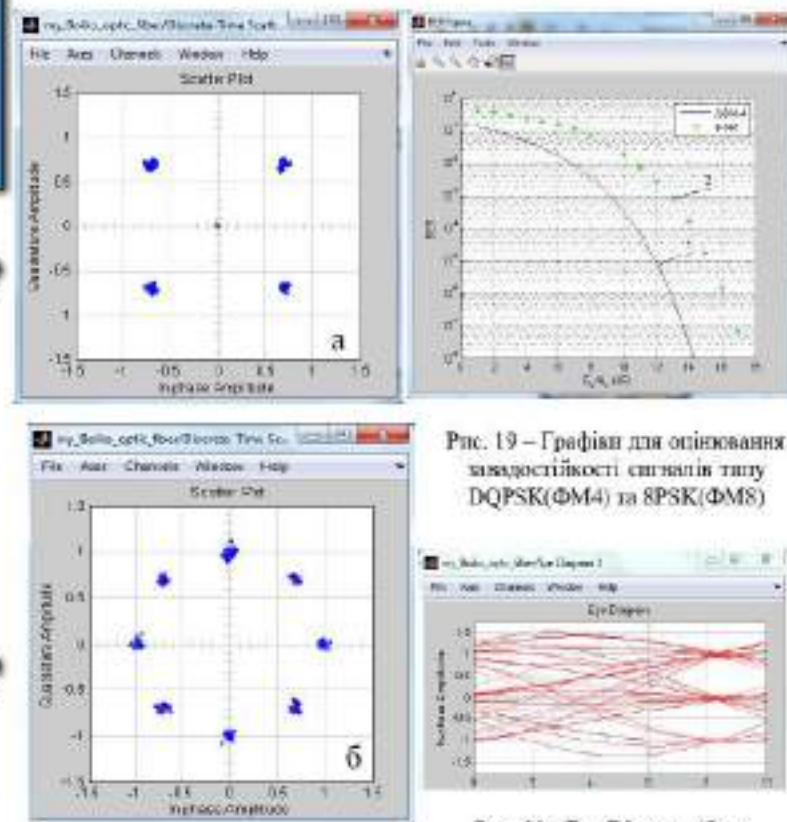


Рис. 18 – Стур'я (констеляційна діаграма) сформоване при передачі сигнала типу DQPSK (а) та 8PSK (б)

Результаты разработки схемы обработки оптических сигналов



Рис 21. - Передатчик в интегральном исполнении

Рис 22- Упрощенная схема сипичного приемного модуля: ОВ – оптическое волокно; ФД – фотодиод



Рис 24- Результаты влияния зміни конфігурації блоку компенсації хроматичної дисперсії на ймовірність бітрової помилки при обробці сигналу типу ФМ-4 (QPSK)

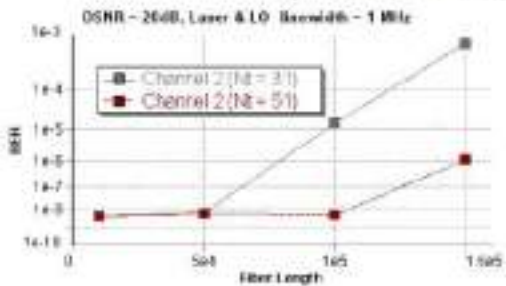


Рис 25- Результаты влияния количества усредненных импульсов N_{ср} на фазовую погрешность при демодуляции

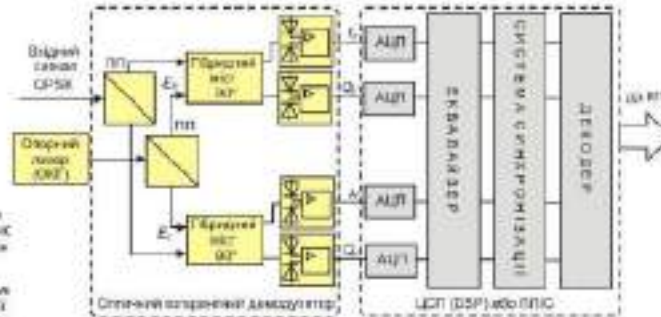
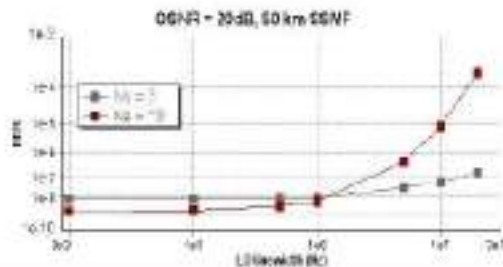


Рис 23- Структурная схема приемного и обработки сигнала многоканальной фазовой манипуляции

$$Y(\omega) = G(\omega) \cdot X(\omega) \quad 25$$

$$Z(\omega) = G^{-1}(\omega) \cdot Y(\omega) = X(\omega) \quad 26$$

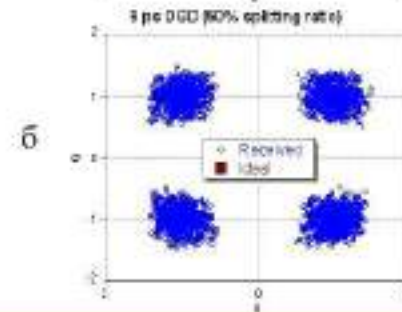
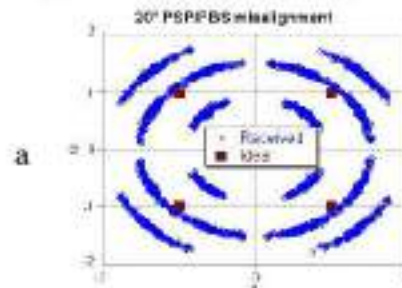


Рис 26- Результаты влияния поляризационных эффектов на константную диаграмму принятого сигнала: а – 20 град. сплывания поляризации; б – 9 пс дифференциальной групповой задержки в результате поляризационных сплывов

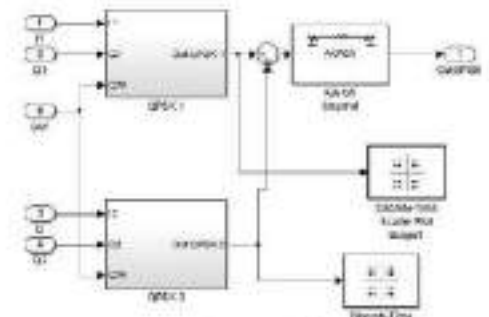


Рис 28- Имитационная схема обработки сигналов

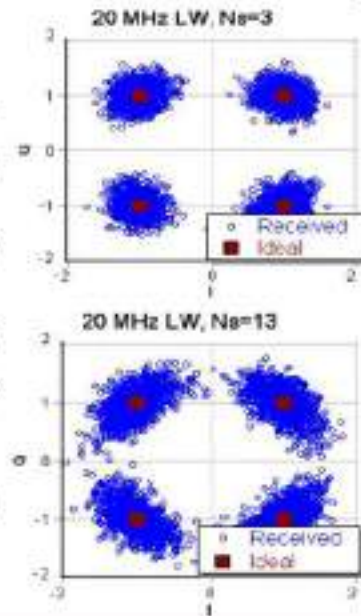


Рис 27- Результаты влияния фазового шума на константную диаграмму принятого сигнала: а – количество символов усреднения N_{ср}=3; б – количество символов усреднения N_{ср}=13

Метод формування оптичних-OFDM систем із кодами прямого виправлення помилок - LDPC

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (27)$$

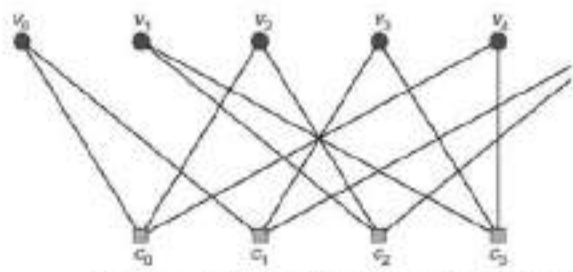


Рис. 29 – Конструкція дводольного графу Таннера

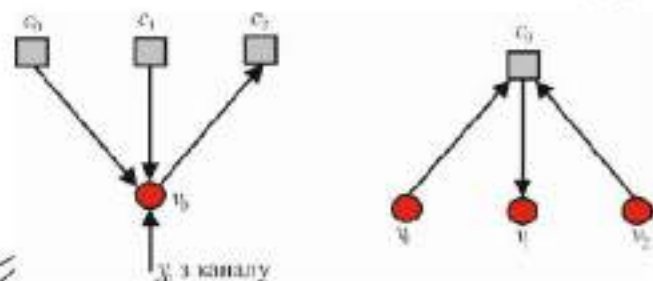


Рис. 30 – Схеми до пояснення алгоритму декодування

$$Z(v_i) = \log \left(\frac{\Pr(v_i=0|y_i)}{\Pr(v_i=1|y_i)} \right) \quad (32)$$

$$v_i H^T = 0 \quad (33)$$

$$\lambda(x) = \sum_{d=1}^{d_v} \lambda_d x^{d-1} \quad (28) \quad \beta(x) = \sum_{d=1}^{d_c} \beta_d x^{d-1} \quad (29)$$

$$H = \begin{bmatrix} Y & Y & Y & \dots & Y \\ Y & G^{u[1]} & G^{u[2]} & \dots & G^{u[c-1]} \\ Y & G^{2u[1]} & G^{u[2]} & \dots & G^{2u[c-1]} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ Y & G^{(s-1)u[1]} & G^{(s-1)u[2]} & \dots & G^{(s-1)u[c-1]} \end{bmatrix} \quad (30)$$

$$G = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix} \quad (31)$$

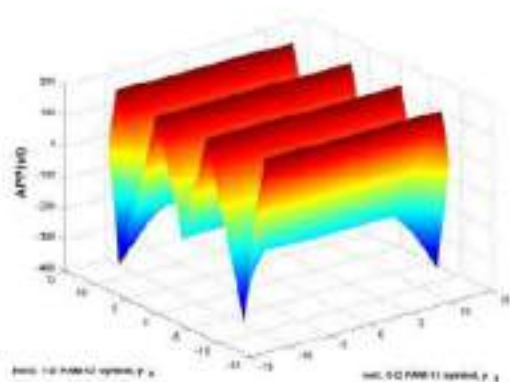
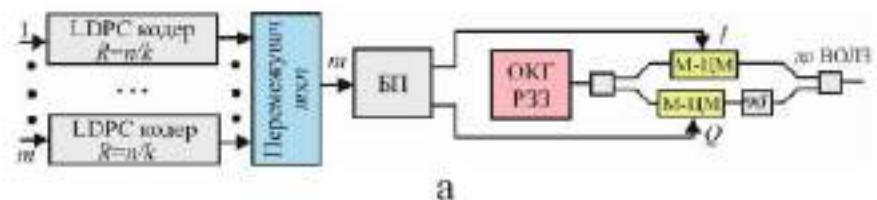
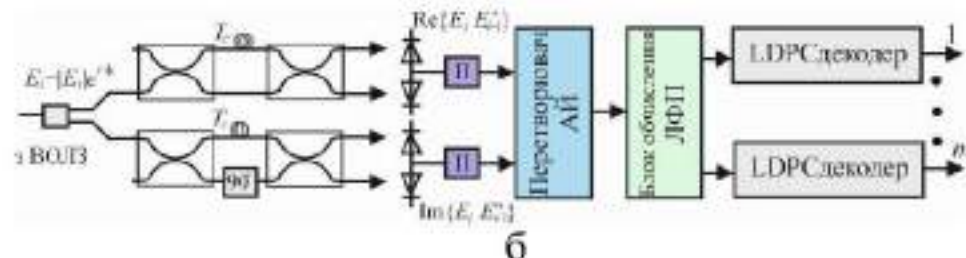


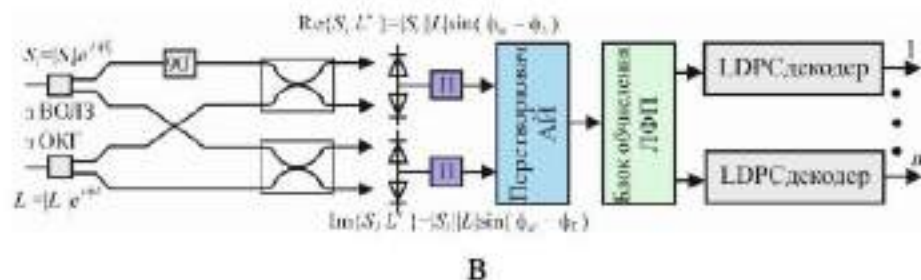
Рис. 31 – Функція апостеріорної ймовірності з v_i , шум $\sigma=0.15$



а



б



в

Рис. 32- Схеми формування та демодуляції сигналів оптичних телекомунікацій з бітовим перемешувачем для LDPC-кодів: а – передавача; б – приймача прямого виявлення; в – когерентного виявлення, $T_c=1/R_c$ – символна швидкість; АІ – апостеріорна ймовірність; ЛФП – логарифмічна функція правдоподібності; ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв'язку; ОКГ – оптичний квантовий генератор; П - підсилювач

Результати математичного моделювання застосування LDPC кодів для оптичних каналів

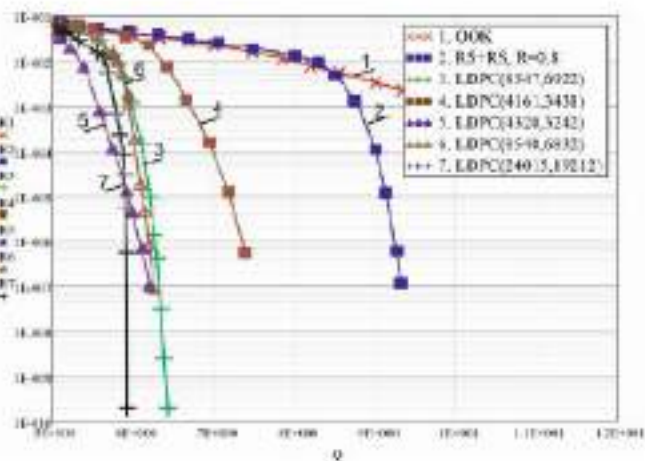


Рис.33 - Графіки звาดостійкості (BER від Q) кодів LDPC для KO-OFDM

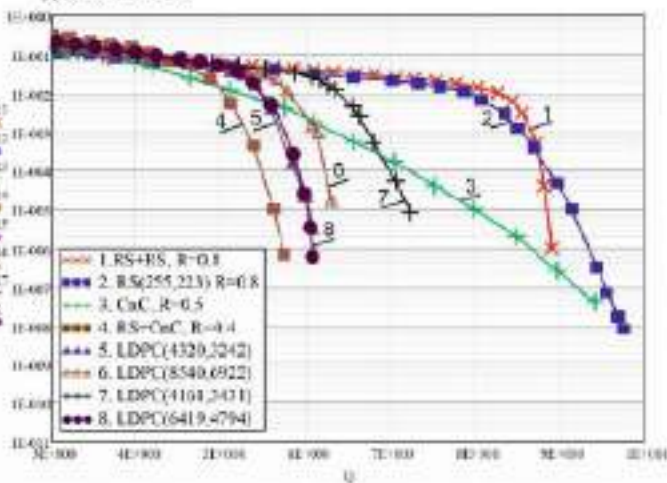


Рис.33 Графіки звาดостійкості (BER від Q) кодів LDPC та інших СКК для KO-OFDM

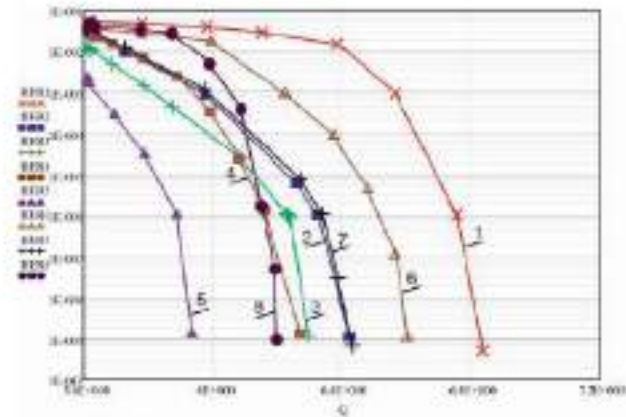


Рис. 34 - Графіки звาดостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC

- 1. LDPC(1060,3213), R=0.8
- 2. LDPC(1060,3213), R=0.57
- 3. LDPC(4096,3200), R=0.78
- 4. LDPC(6048,4866), R=0.8057
- 5. LDPC(240,4882), R=0.40
- 6. LDPC(8176,6734), R=0.825
- 7. LDPC(8547,6922), R=0.8125
- 8. LDPC(2547,6922), R=0.27

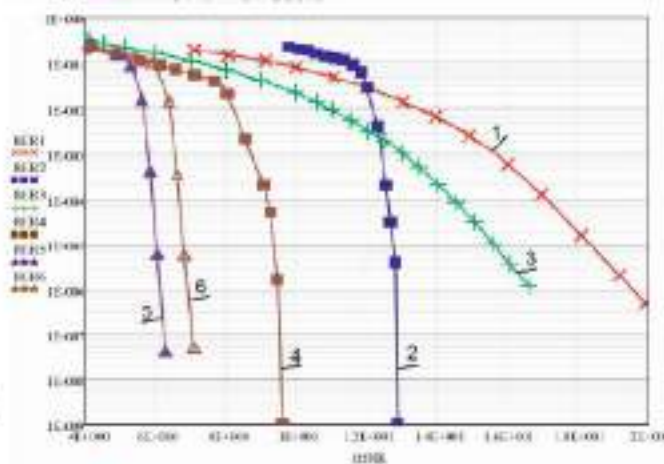


Рис. 36 - Графіки звาดостійкості (BER від OSNR) багатопозивітних модульованих сигналів та у складі СКК з LDPC для KO-OFDM

- 1. BPSK
- 2. BPSK+LDPC(4320,3242)
- 3. BPSK
- 4. BPSK+LDPC(4320,3242)
- 5. QPSK+LDPC(4320,3242)-100
- 6. QPSK+LDPC(4320,3242)-120

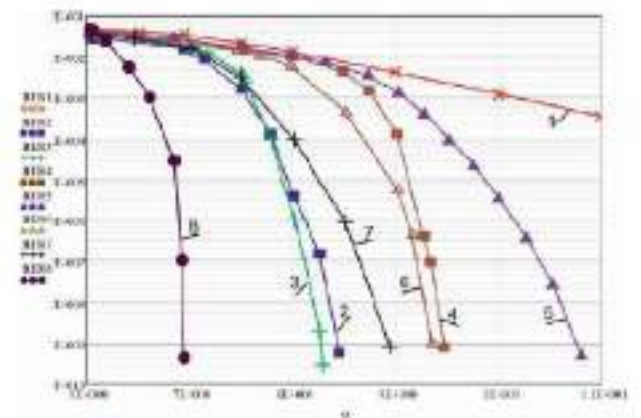


Рис. 35 - Графіки звาดостійкості (BER від Q) кодів G-LDPC та інших конкатенованих кодів для KO-OFDM

- 1. OOK
- 2. LDPC(4320,4866)
- 3. LDPC(7025,6726)
- 4. RS+RS R=0.8
- 5. RS(255,223) R=0.8
- 6. BCH+RS R=0.8(10)
- 7. RS+RS R=0.9
- 8. LDPC(414,3217), R=0.7

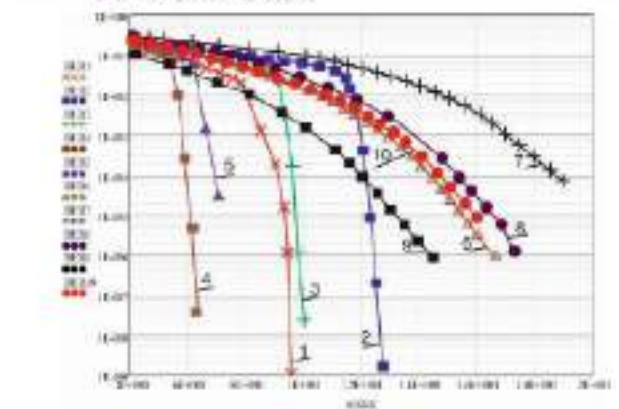


Рис. 37 - Графіки звาดостійкості (BER від OSNR) СКК з LDPC та сигналів цифрової модуляції для KO-OFDM

- 1. LDPC(4320,3242)+BPSK
- 2. LDPC(4320,3242)+BPSK
- 3. LDPC(4320,3242)+BPSK
- 4. LDPC(4320,3242)+QPSK
- 5. LDPC(4320,3242)+QPSK
- 6. BPSK
- 7. BPSK
- 8. BPSK
- 9. QPSK
- 10. BPSK

Розробка схеми трансивера для оптичних OFDM-телекомунікацій за умов когерентного виявлення

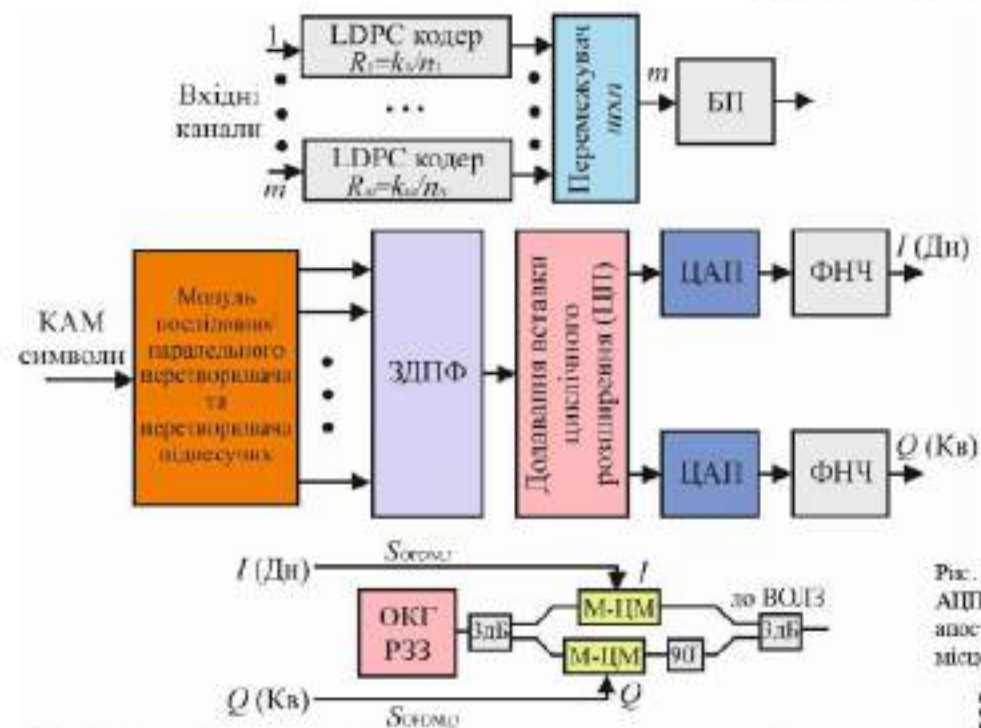


Рис. 38 – Функціональна схема блоку формування та передавання сигналів оптичного каналу з OFDM: М-ЦМ – схема модуляції (розділ 2); ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач; ФНЧ – фільтр низьких частот; ЦП – циклічний префікс; БП – бітовий перетворювач (конвертер); 3ДПФ – блок зворотного дискретного перетворення Фур'є; ОКГ – оптичний квантовий генератор; ВОЛЗ – волоконно-оптична лінія зв'язку.

$$s_{OFDM}(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(t - kT) \sum_{j=-N_{дпф}/2}^{N_{дпф}/2 - 1} Y_{j,k} e^{j2\pi j/T_{дпф}(t - kT)} \quad (34)$$

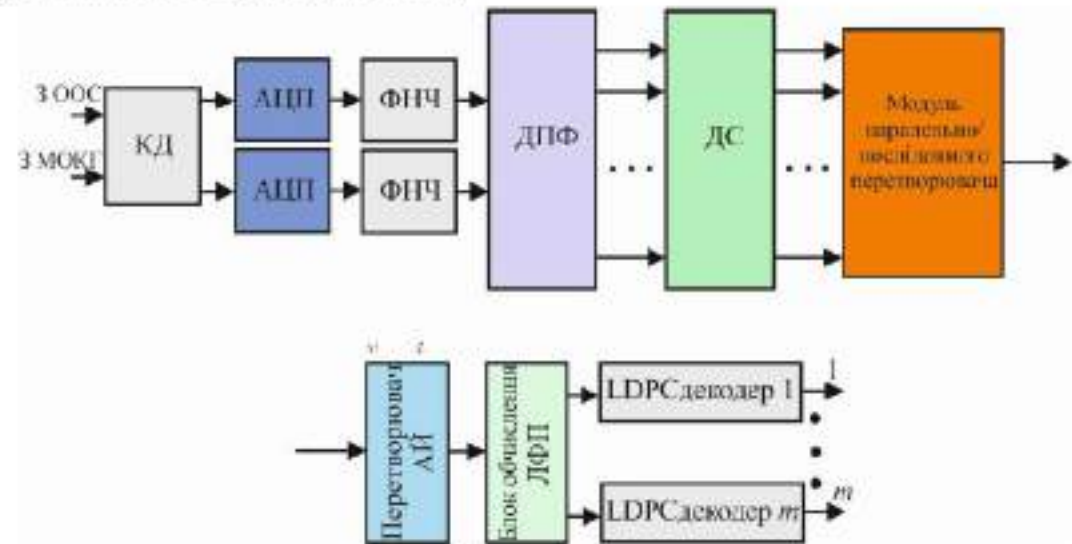


Рис. 39 – Функціональна схема блоку приймання сигналів оптичного каналу з OFDM: КД – когерентний детектор (див. розділ 2); АЦП – аналого-цифровий перетворювач; ДПФ – блок дискретного перетворення Фур'є; ДС – блок детектору символів; АП – апостеріорна ймовірність; ЛФП – логарифмічна функція правдоподібності; ОС – одномодовий оптичний світловод; МОКГ – мізерний оптичний квантовий генератор.

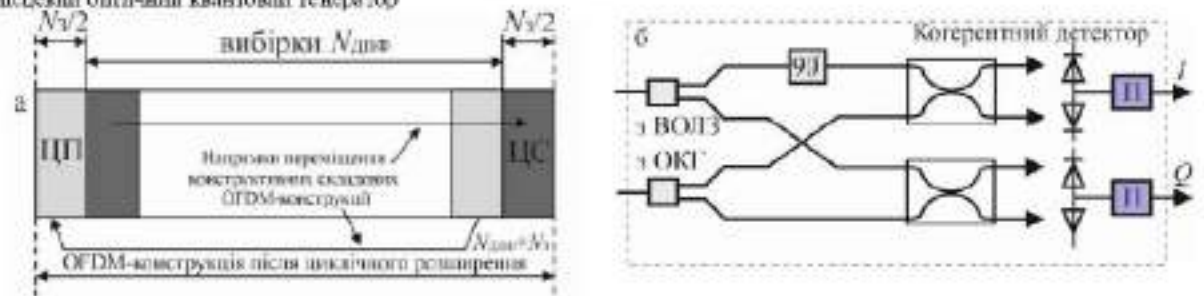


Рис. 40 – OFDM-конструкція – а та схема когерентного оптичного детектору – б: ЦП – циклічний префікс; ЦС – циклічний суфікс; N_c – кількість замкнених вибірок нульової послідовності; П – підсилювач.

Розробка засобів мінімізації впливу дисперсійних продуктів на обробку сигналів оптичних OFDM-каналів

Математична комплексна модель сигналу на виході КД:

$$y_{m,k} = \sum_{j=-N_{\text{дпф}}/2}^{N_{\text{дпф}}/2-1} Y_{j,k} e^{i2\pi jm/N_{\text{дпф}}}, m = 0, 1, \dots, N_{\text{дпф}} - 1 \quad (34)$$

$$U_S = e^{i(2\pi f_{\text{окт}} t + \varphi_{\text{шокт}})} \sum_{k=1}^{N_{\text{дпф}}} Y_k e^{i2\pi f_k t} e^{i\varphi_{\text{п}}(k)} \quad (35)$$

$$\varphi_{\text{п}}(k) = \frac{\pi c}{f_{\text{окт}}^2} K_{\text{д}} f_k^2$$

$$u(t) = J_{\text{рпн}} R_{\Phi} e^{i(2\pi(f_{\text{окт}} - f_{\text{октвза}})t + \varphi_{\text{шокт}} - \varphi_{\text{спрвза}})} \sum_{k=1}^{N_{\text{дпф}}} Y_k e^{i2\pi f_k t} e^{i\varphi_{\text{п}}(k)} + N \quad (36)$$

Математична модель ПМД:

$$D = \begin{bmatrix} h_{xx}(\omega) & h_{xy}(\omega) \\ h_{yx}(\omega) & h_{yy}(\omega) \end{bmatrix} = GP(\omega)G^{-1}, \quad (37) \quad P(\omega) = \begin{bmatrix} e^{-i\omega\tau/2} & 0 \\ 0 & e^{i\omega\tau/2} \end{bmatrix} \quad (38)$$

$$G = \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{i\gamma/2} & \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{-i\gamma/2} \\ -\sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{i\gamma/2} & \cos\left(\frac{\alpha}{2}\right) e^{-i\gamma/2} \end{bmatrix} \quad (39)$$

У випадку OFDM для символного вектору для k -ї піднесучої у випадку когерентного виявлення із врахуванням ПМД напишемо мат. модель:

$$u_{j,k} = D_k s_{j,k} e^{i(\varphi_{\text{п}}(k) + \varphi_k - \varphi_{\text{октвза}})} + \xi_{j,k} \quad (40)$$

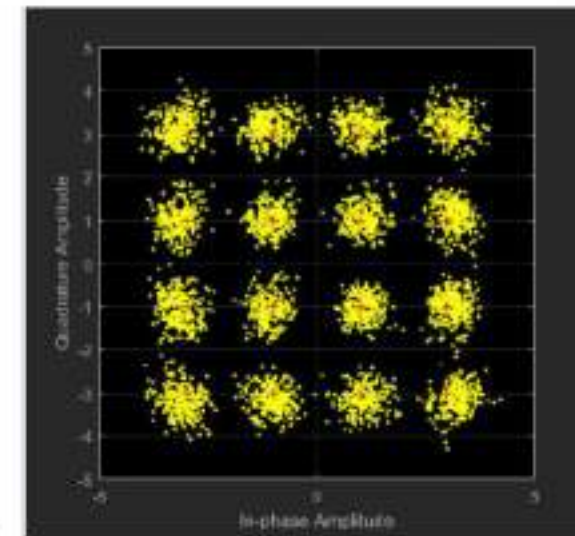
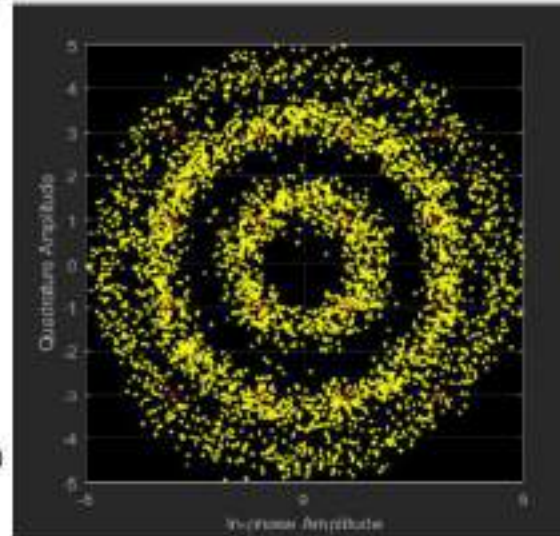


Рис. 41 - Графіки (сузір'я) для оцінювання впливу дисперсії на СКК сигналів типу КАМ-16: а – після каналу під дією дисперсії; б – відновлений сигнал після декодування

Результати розробки схеми приймальної частини оптичного каналу з OFDM і LDPC з мінімізацією впливу дисперсних продуктів

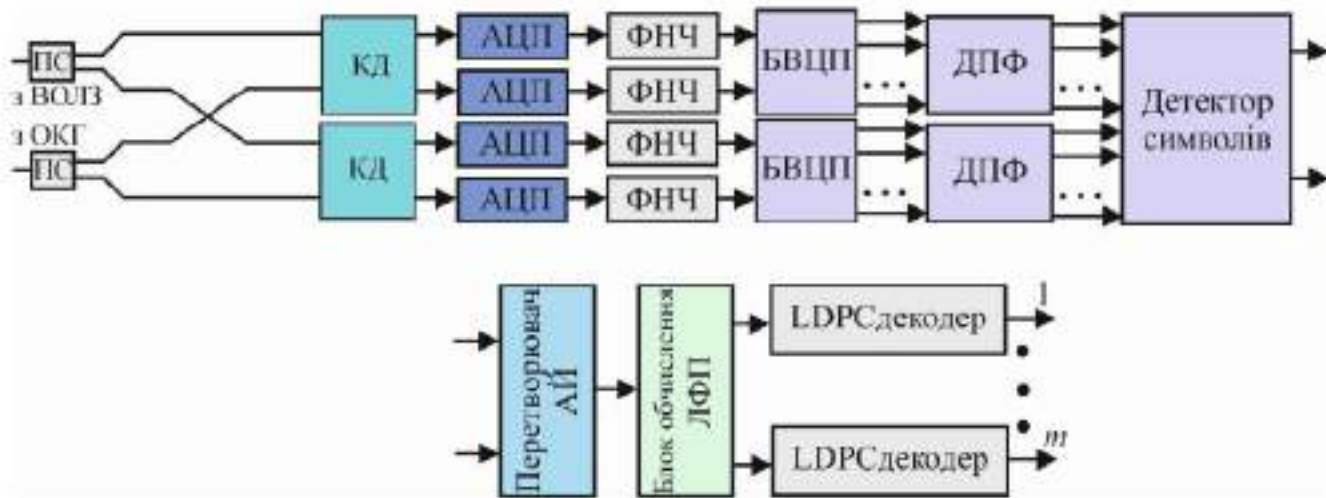


Рис. 42 – Схема приймальної частини оптичного каналу з OFDM з мінімізацією впливу дисперсних продуктів: КД – когерентний детектор; ПС – поляризаційний сплітер; БВЦП – блок вилучення цилічного розширення згідно до рис. 40 слайд 11

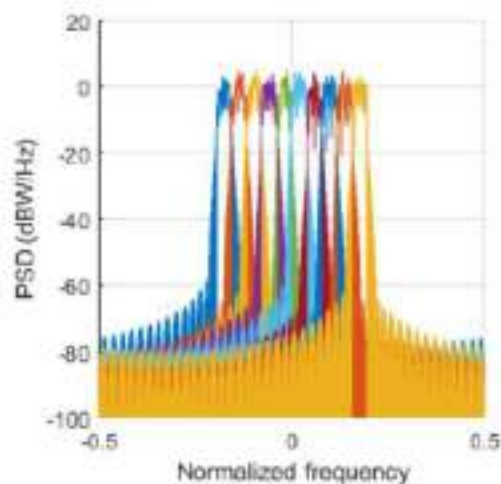
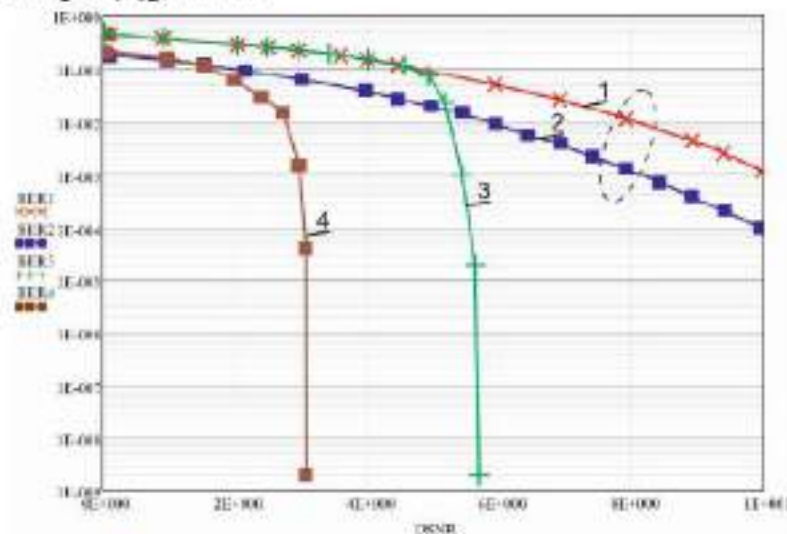


Рисунок 43
Спектр сигналів OFDM: PSD - спектральна густина потужності



1. QPSK
2. BPSK
3. LDPC+QPSK
4. LDPC+BFSK

Рис. 44 – Графіки завадостійкості (BER від OSNR) для оптичного каналу з OFDM у випадку компенсації поляризаційної інтерференції: 1 – ФМ-4; 2 -ФМ-2; 3 – LDPC (16935, 13550) + ФМ-4; 4 - LDPC (16935, 13550) + ФМ-2 ($\tau=800$ пс)

Основні висновки за результатами дипломної роботи

1 Проведено огляд та аналіз основних принципів організації оптичних мереж за умов застосування в них технології OFDM. Представлено результати опису основних параметрів та чинників які безпосередньо впливають на продуктивність оптичних телекомунікацій за технологією OFDM, зокрема із врахуванням контролю відношення пікової потужності до середньої, зміни коефіцієнтів передискретизації при утворенні оптичних-OFDM конструкцій, чутливості оптичних-OFDM систем до фазо-частотних спотворень, вибору ширини лінії в оптичних-OFDM системах для випадку застосування цифрових багатопозиційних сигналів.

2 Проведена розробка математичних моделей процесів формування та обробки сигналів у оптичних телекомунікаціях з KO-OFDM, в тому числі когерентної обробки сигналів, опис функціонування підсистеми формування, приймання та оброблення цифрових багатопозиційних сигналів із врахуванням способів мінімізації спотворень та складових дисперсії.

3 Представлений запропонований і адаптований до оптичних телекомунікацій метод функціонування оптичних-OFDM систем із кодами ПВП. Наведений математичний опис QC-LDPC кодів для когерентних оптичних систем. Запропоновано та експериментально підтверджено ефективність СКК для оптичних телекомунікацій. Представлено експериментальні результати порівняння запропонованих СКК з відомими кодовими конструкціями та визначений ЕВК в оптичних каналах з OFDM.

4 Описано принципи конструювання узагальнених G-LDPC кодів для оптичних каналів. Відображено експериментально та проаналізовано результати математичного моделювання можливих сценаріїв застосування LDPC кодів для оптичних когерентних каналів у умовах наявності в них явищ обумовлених дією завадових складових ХД та ПМД.

5 Проведено математичне моделювання OFDM-кодованих конструкцій у ВОЛЗ з когерентним виявленням та підтверджено результати підвищення продуктивності запропонованого методу та запропонованих схемотехнічних рішень в умовах наявності завад спричинених складовими ХД та ПМД.

Завідувачу кафедри телекомунікацій,
медійних та інтелектуальних технологій
д.т.н., професору ПІДЧЕНКУ Сергію
здобувача вищої освіти
ГУР'ЄВА Олега
ФІТ, гр. ТРМ-22-1

ЗАЯВА

З правилами чинного Положення «Про дотримання академічної доброчесності в Хмельницькому національному університеті» від 26.09.2020 (зі змінами від 26.11.2020), згідно з яким виявлення плагіату є підставою для відмови в допуску кваліфікаційної роботи до захисту та застосування заходів дисциплінарної та академічної відповідальності, ознайомлений. Про використання програмно-технічних засобів для перевірки кваліфікаційних робіт здобувачів вищої освіти на плагіат оповіщений (а) та надаю свою згоду на обробку та збереження університетом моєї роботи в інституційному репозитарії університету.

Також надаю університету право на передачу моєї дипломної роботи «Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж» для обробки та збереження в базах даних програмно-технічних засобів (Unicheck та Anti-Plagiarism) та використання роботи для виявлення плагіату в інших роботах, які перевіряються програмно-технічними засобами та користувачами, що мають доступ до цих програмно-технічних засобів, виключно в обмежених цілях для виявлення плагіату в текстах робіт.

Робота для перевірки університетом надається в друкованому та електронному варіанті. Електронна версія моєї роботи збігається (ідентична) з друкованою.

17 листопада 2023 р.
дата


підпис

Anti-Plagiarism v-15.257

Максимальное совпадение с одним документом 0.0%

Словари проверки: en_US, ru_RU, ua_UA. Ошибок в документах: 15%

ID: 121036 Название: Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж Добавлено в БД: 2023-11-24 Авторы: Гур'єв Олег Олександрович Руководители: Бойко Юлій Миколайович Консультанты: Опоненты:	Документ		Суммарное совпадение по Базе Данных	
	Символы	Лексемы	Символы	Лексемы
	81547	1262	736 (1%)	13 (1%)



Имя пользователя:
Kafedra TMIT KhNU

Дата проверки:
24.11.2023 20:02:33 EET

Дата отчета:
24.11.2023 20:05:51 EET

ID проверки:
1015939548

Тип проверки:
Doc vs Internet + Library

ID пользователя:
100005657

Название файла: Гурэв_Трм_22

Количество страниц: 146 Количество слов: 15002 Количество символов: 105526 Размер файла: 9.89 MB ID файла: 1015611906

5.34% Совпадения

Наибольшее совпадение: 1.15% с Интернет-источником ([http://elar.khmnu.edu.ua/jspui/bitstream/123456789/13667/1/..](http://elar.khmnu.edu.ua/jspui/bitstream/123456789/13667/1/))

5.33% Источники из Интернета 644 Страница 148

1.47% Источники из Библиотеки 52 Страница 151

0.13% Цитат

Цитаты 1 Страница 152

Не найдено ни одной ссылки

РІШЕННЯ

кафедри телекомунікацій, медійних та інтелектуальних технологій

ПРО ДОПУСК ДИПЛОМНОЇ РОБОТИ ДО ЗАХИСТУ

Підтверджуємо ознайомлення з результатом звіту подібності щодо роботи, генерованого системою виявлення текстових збігів/ідентичності/схожості:

Назва: Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних оптичних мереж

Автор: Гур'єв Олег Олександрович

Спеціальність: 172 Телекомунікації та радіотехніка

Науковий керівник: д.т.н., професор Бойко Юлій Миколайович

Після аналізу звіту подібності зроблено такий висновок:

№	Висновок	Позначка про відповідність
1	Запозичення, виявлені в роботі, є законними і не є плагіатом (далі – зазначаються підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту.	-
2	Виявлені запозичення не є плагіатом, розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження, але кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи (далі – зазначаються детальні та аргументовані підстави віднесення запозичень до правомірних). Робота приймається до захисту, але має бути відкоригована. Відкоригований варіант має бути поданий на кафедру за 2 дні до захисту, разом із заявою щодо самостійності виконання письмової роботи та ідентичності друкованої та електронної версії роботи	відповідає
3	Виявлені запозичення не є плагіатом, але частково розміщені в розділах, які описують безпосередньо авторське дослідження, а кількість цитат перевищує обсяг, виправданий поставленою метою роботи. В зв'язку з цим мета роботи та поставлені завдання не були досягнені. Робота може бути допущена до захисту (наступного року) після того як буде відкоригована та допрацьована і успішно пройде повторну перевірку на академічний плагіат.	-
4	Робота містить навмисні текстові спотворення, передбачувані спроби укриття запозичень або інші прояви академічного плагіату. Робота містить фабрикацію або фальсифікацію даних. Робота не допускається до захисту.	-
5	Інше:	-

Підтвердження: Виявленні запозичення не є плагіатом так як розміщені в розділах, які не описують безпосередньо авторське дослідження (є власні терміни, визначення тощо), складають 5,34% та мають посилання на приведений список літературних джерел.

«26» листопада 2023 р.

Науковий керівник

Завідувач кафедрою ТМІТ



Юлій БОЙКО

Сергій ПІДЧЕНКО

Відгук на дипломну роботу за темою
«Метод підвищення продуктивності функціонування когерентних
оптичних мереж»
студента групи ТРМ-22-1 Олега ГУР'ЄВА

В дипломній роботі студента О.О. Гур'єва розглянуті питання формування, оброблення та передачі сигналів в оптоелектронних пристроях телекомунікаційних систем із спектральним розділенням каналів за умов застосування технології ортогонального частотного мультиплексування OFDM.

Подальше зростання потреби сучасного суспільства в швидкості і обсязі переданої інформації ставить перед операторами зв'язку всіх рівнів завдання збільшення пропускної здатності опорних оптичних телекомунікаційних мереж з щільним спектральним розділенням каналів (DWDM). Протягом останніх декількох років в світі активно впроваджуються комерційні багатоканальні системи DWDM з каналної швидкістю 40 Гбіт/с. Наступний крок - освоєння каналної швидкості 100 Гбіт/с та впровадження технології OFDM. Такі високі вимоги ставлять перед дослідниками низку цілком конкретних завдань, розв'язання частини з яких проведено в ході виконання дипломної роботи здобувачем Гур'євим О.О. Зокрема в роботі доведено можливість ослаблення спотворень у оптичних мережах з СРК вибором точок розташування компенсаторів дисперсії (підбором величини компенсуємої дисперсії) та вибором потужності введеного в ОВ випромінювання. Для оптичної траси довжиною 50 ... 500 км оптимальним є рівень вхідного сигналу порядку 3 ... 6 дБм у випадку максимізації значення Q-фактору. Запропоновані та досліджені схеми формування приймання та оброблення сигналів в системах з OFDM, дані рекомендації щодо реалізації механізмів підвищення завадостійкості оптичних транспортних мереж шляхом застосування запропонованого методу на основі завадостійких кодів типу LDPC. Опрацьоване питання компенсації дисперсійних явищ у оптичних світловодах.

В цілому робота виконана на високому науково-технічному рівні, має безперечну актуальність в області сучасних систем телекомунікацій, апробована в статті у фаховому журналі, а студент Гур'єв О.О. заслуговує оцінки *«відмінно»*.

**професор кафедри телекомунікацій, медійних
та інтелектуальних технологій**



Юлій БОЙКО

5. Негативні сторони проекту(роботи) В накривальній частині

присутні скіпи з шорками з боку Української
співпраці сава і маїніма!

6. Оцінка графічного оформлення та пояснювальної записки проекту(роботи) Графіч-

ний матеріал оформлений на 14-ї стандартні
папірці в розрахунок змісту на основі певних
розмірів і шрифтів оформлення руко-
писів.

7. Відгук про проект(роботу) в цілому Дипломна робота стосується

Трива Арма виконана на високому науковому
рівні, так оформлені малюнки і таблиці.
Крім того в роботі чітко видно організованість виконання
роботи. Розроблено рішення: робота ви-
роблена згідно з керівником дипломної робо-
ти, виконана на основі певних даних в
рамках і процесів, №4, 2023р.

8. Інші зауваження

9. Оцінка проекту(роботи) Дипломна робота містить ряд

науков. досліджень які підтверджено експериментально
а також пропозиції і рекомендації: стратегію на підвищення
продуктивності організації ОЕДТ та рекомендації і заходи щодо
вирішення

РЕЦЕНЗЕНТ

Макаришин Денис Анатолійович

Прізвище, ім'я, по батькові, посада, місце роботи

к. т. н., доцент, доцент кафедри економіки та управління,
Корпорація інженерних технологій та робототехніки

" 05 " 12

2023р.


Підпис