

**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

Радіотехнічний факультет

Кафедра радіоінженерії

До захисту допущено:

В.о. завідувача кафедри

_____ Сергій МАРТИНЮК

«__» _____ 20__ р.

Дипломна робота

на здобуття ступеня бакалавра

за освітньою програмою «Радіосистемна інженерія»

спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Порівнювальний аналіз модуляційних форматів мереж мобільного зв'язку 4G та 5G»

Виконав:

студент IV курсу, групи РС-81
Левченко Ігор Сергійович

Керівник:

Професор, д.ф.-м. н.
Калюжний Олександр Якович

Рецензент:

старший викладач кафедри ПРЕ
Адаменко Володимир Олексійович

Засвідчую, що у цій дипломній роботі
немає запозичень з праць інших авторів
без відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2022 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Радіотехнічний факультет
Кафедра радіоінженерії

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітня програма «Радіосистемна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.завідувача кафедри

_____ Сергій МАРТИНЮК

« ___ » _____ 2022 р.

ЗАВДАННЯ

на дипломну роботу студенту

Левченку Ігорю Сергійовичу

1. Тема роботи «Порівнювальний аналіз модуляційних форматів мереж мобільного зв'язку 4G та 5G», керівник роботи Калюжний Олександр Якович, д.ф.-м. н., професор, затверджені наказом по університету від «01» червня 2022 р. №822
2. Термін подання студентом роботи 17 червня 2022
3. Вихідні дані до роботи: технічні специфікації та технічні звіти 3GPP, дослідницькі матеріали та звіти IEEE, освітні матеріали навчальної дисципліни «Системи мобільного зв'язку», додаткова література.
4. Зміст роботи: ознайомлення з стандартами та процесами, які в них описані, для досліджуваних мереж 4G та 5G; побудова відповідних моделей в програмному середовищі matlab, які б дозволяли проводити порівняльний аналіз; проведення досліджень; на основі отриманих даних зробити висновки.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо) графік спектральної щільності потужності OFDM та FOFDM, діаграми розсіювання, залежності BER від SNR для кожного типу модуляції для двох технологій.

6. Консультанти розділів роботи*

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання _____

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання дипломної роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Аналіз отриманого завдання	27.04 – 3.05	
2	Огляд відповідних стандартів та джерел	4.05 – 11.05	
3	Розробка програмних моделей в matlab	12.05 – 19.05	
4	Проведення дослідження моделей	20.05 – 26.05	
5	Отримання результатів та висновків	27.05 – 03.06	
6	Оформлення пояснювальної записки	04.06 – 10.06	

Студент



Ігор ЛЕВЧЕНКО

Керівник

Олександр КАЛЮЖНИЙ

АНОТАЦІЯ

Текстова частина дипломної роботи містить: 56 с., 36 рис., 4 табл., перелік використаних джерел.

Робота присвячена порівняльному аналізу існуючих модуляційних форматів мереж мобільного зв'язку 4G та 5G. Порівняння ведеться для сучасних мереж та сучасних технологій модуляції, які на сьогодні широко використовуються та задовольняють потреби користувачів, тому актуальність даної роботи цілком очевидна.

Були розроблені дві моделі дослідження для мереж 4G та 5G використовуючи програмне середовище Matlab на основі технології ортогонального частотного мультиплексування OFDM та фільтраційного ортогонального частотного мультиплексування F-OFDM відповідно. При цьому досліджувалися різні методи цифрової модуляції для окремих підносійних (BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM та 256-QAM), які сьогодні використовуються в мережах 4G та 5G. Для F-OFDM був розроблений відповідний фільтр усіченого sinc, та розглянуті різні його конфігурації.

Метою роботи є порівняння шляхом моделювання вказаних технологій мультиплексування та методів цифрової модуляції. Порівняння проводилось за критеріями частоти бітових помилок та спектральної щільності потужності поза смугового випромінювання. На основі отриманих залежностей проведено їх порівняння та зроблені відповідні висновки.

Ключові слова: модуляція, OFDM, F-OFDM, M-PSK, M-QAM, коефіцієнт бітових помилок, спектральна щільність потужності, позасмугове випромінювання, фільтр усіченого sinc.

ABSTRACT

The text part of the thesis contains: 56 pages, 36 figures, 4 tables, 23 references.

The work is devoted to a comparative analysis of the existing modulation formats of 4G and 5G mobile networks. The comparison is made for modern networks and modern modulation techniques, which are now widely used and meet the needs of users, so the relevance of this work is obvious.

Much attention is given to development of two research models of 4G and 5G networks using matlab software environment based on OFDM and F-OFDM, using different digital modulation methods such as BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM and 256-QAM, which are currently used in 4G and 5G networks. An appropriate truncated sinc filter has been developed for F-OFDM, and its various configurations have been examined.

This paper aims at demonstrating the results obtained by simulation by comparing methods such as OFDM used in LTE and F-OFDM — one of the key modulations of the new generation 5G. The comparison was performed on the criteria of measuring the bit error rate for modulation schemes in relation to the signal-to-noise level and comparing the power spectral density for these two methods. The obtained dependences are analyzed, the results are compared and the corresponding conclusions are discussed.

Keywords: modulation, OFDM, F-OFDM, M-PSK, M-QAM, bit error rate, power spectral density, out-of-band emission, truncated sinc filter.

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА
до дипломної роботи

на тему: «Порівнювальний аналіз модуляційних форматів мереж мобільного зв'язку 4G та 5G»

Київ — 2022 року

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	9
ВСТУП	11
1 ЦИФРОВА МОДУЛЯЦІЯ В СУЧАСНИХ МЕРЕЖАХ 4G ТА 5G	13
1.1 Загальні відомості	13
1.2 Основні поняття	15
2 ОСНОВИ СИСТЕМИ 4G	21
2.1 Технологія OFDM	21
2.1.1 Спрощена цифрова система OFDM	24
2.1.2 Переваги та недоліки OFDM перед попередником	25
3 ОСНОВИ СИСТЕМИ 5G	27
3.1 Основна концепція мережі	27
3.2 Спектр 5G NR	28
3.3 Можливі типи мультиплексування в системі 5G	29
3.4 Технологія F-OFDM	30
3.4.1 Структурна схема технології F-OFDM	32
3.4.2 Дизайн фільтра технології F-OFDM	33
3.4.3 OFDM проти F-OFDM	35
4 ІНСТРУМЕНТАЛЬНІ ПАКЕТИ ПРОГРАМНОГО СЕРЕДОВИЩА MATLAB	38
4.1 Communications Toolbox	38
4.2 LTE Toolbox	39
4.3 5G Toolbox	39

5 РОЗРОБКА ПРОГРАМНИХ МОДЕЛЕЙ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ МЕРЕЖ 4G/5G У СЕРЕДОВИЩІ MATLAB.....	42
5.1 Зведення параметрів розробленої моделі.....	42
5.2 Розробка моделі OFDM.....	44
5.3 Розробка моделі F-OFDM	45
5.3.1 Прийомопередавач розроблюваної моделі F-OFDM	45
5.3.2 Конструкція фільтра моделі F-OFDM	47
6 ПОРІВНЯЛЬНЕ ТЕСТУВАННЯ МОДЕЛЕЙ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ МЕРЕЖ 4G/5G.....	52
6.1 Діаграми розсіювання демодульованих даних	53
6.2 Порівняння спектральної щільності потужності OFDM та F-OFDM	56
6.3 Залежності коефіцієнта бітових помилок від відношення сигнал/шум.....	57
ВИСНОВКИ.....	66
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ.....	68
ДОДАТОК А.....	71
ДОДАТОК Б	73

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

- 1G/5G — First/Fifth Generation
- LTE — Long-Term Evolution
- IP — Internet Protocol
- UL — Uplink
- DL — Downlink
- PSK — Phase Shift-Keying
- QAM — Quadrature Amplitude-Keying
- OFDM — Orthogonal frequency-division multiplexing
- CDMA — Code Division Multiple Access
- FDM — Frequency-division multiplexing
- CP — Cyclic Prefix
- FFT — Fast Fourier Transform
- IFFT — Inverse Fast Fourier Transform
- PAPR — Peak-to-average power ratio
- 3GPP — 3rd Generation Partnership Project
- URLLC — Ultra-Reliable Low Latency Communication
- eMBB — enhanced Mobile Broadband
- mMTC — Massive Machine-Type Communications
- NR — New Radio
- OOBE — Out-of-band emission
- F-OFDM — Filtered Orthogonal Frequency-division multiplexing
- GFDM — Generalized frequency division multiplexing
- UFMC — Universal Filtered Multicarrier
- UF-OFDM — Universal Filtered Orthogonal Frequency Division Multiplexing
- FBMC — Filter Bank Multi-carrier
- SCS — Subcarrier Spacing
- ICI — Inter Carrier Interference
- ISI — Inter Symbol Interference

TTI — Time Transmission Interval

AWGN — Additive white Gaussian noise

SNR — Signal-to-noise ratio

BER — Bit Error Rate

RB — Resource Block

RE — Resource Element

PSD — Power Spectral Density

ВСТУП

Сьогодні настигла ера бездротового зв'язку. Мережі стільникового зв'язку першого покоління (1G), які були розроблені у 70-80-х роках, призначалися лише для передачі голосу та виконання стандартних функцій звичайного аналогового телефону. Канали передачі теж були аналогові. З подальшим розвитком цифрових технологій виникла потреба у забезпеченні більшої кількості голосових каналів для користувачів, тому у 90-х роках з'явилася система другого покоління (2G). 2G мала наступні переваги: цифрова передача та забезпечення нових послуг, таких як смс і доступ до Інтернету. Але ці послуги надавалися з досить низькою швидкістю передачі даних, що не задовольняло потреби в мобільному доступі до Інтернету. Це призвело до розробки нового стандарту, наступного покоління мобільного зв'язку, яке отримали назву 3G. Новий стандарт забезпечив вищу швидкість передачі даних, практично до 2 Мбіт/с, що по суті стало першим мобільним широкополосним доступом. Такі зміни дозволили використовувати нові послуги, такі як: веб-перегляд, електронна пошта, завантаження відео, обмін зображеннями та інші технології для смартфонів [1].

Четверте покоління (4G) стільникових мереж LTE, яке в ході розвитку замінило третє покоління (3G), представили в 2010 році. Перехід на нову мережу 4G включав в себе новий рівень вимог до бездротового зв'язку. Розвиток мобільного зв'язку забезпечив вищі швидкості та доставку пакетів мереж 4G. При цьому мобільні телефони зараз доступні для всіх, тому цей прогрес зробив високоякісні мультимедіа доступними кожному. Мережа 4G має досить високу пропускну здатність та забезпечує широкий перелік послуг на основі технологій IP. По суті, вона була оптимізована для забезпечення високої пропускну здатності даних для строго синхронізованих пристроїв, таких як планшети та смартфони [2]. За останні роки інформаційно-комунікаційні технології продемонстрували значний ріст і прогрес. П'яте покоління (5G) — це наступна сходинка розвитку мобільних технологій, які, використовуються вже

сьогодні в ряді країн, з широким спектром зручностей використання в порівнянні з застосуванням 4G [3]. Оскільки попит на якість зв'язку зростає, зростають також вимоги до мереж зв'язку з високою швидкістю, високою ефективністю спектру та низькою затримкою. Це збільшення попиту можна задовольнити за допомогою технологій бездротового зв'язку наступного покоління, тобто 5G.

У кожному поколінні відбувалося розширення функціоналу, підвищення швидкості передачі даних, забезпечення нових послуг та функцій тощо. Для досягнення цього застосовувалися різні типи технологій. Далі будуть розглянуті такі технології для сучасних мереж 4G та 5G.

1 ЦИФРОВА МОДУЛЯЦІЯ В СУЧАСНИХ МЕРЕЖАХ 4G ТА 5G

1.1 Загальні відомості

Модуляція є надзвичайно важливим аспектом для всіх типів бездротового зв'язку. Більшість бездротових передач на сьогодні є цифровими, але з обмеженим доступним спектром. Таким чином, тип модуляції, який використовується в тій чи іншій системі має вирішальне значення. Переваги переходу від аналогової до цифрової можна виділити наступні: перш за все — це покращений захист даних, поліпшена якість зв'язку, це також додаткова пропускна здатність, сумісність із послугами цифрових даних, доступність системи, а також спільне використання радіочастотного спектру для розміщення додаткових послуг. Однак такі фактори, як доступність ширини смуги частот, допустима потужність та рівень шуму системи є основними обмеженнями, з якими стикаються розробники комунікаційних систем. Ці фактори, в свою чергу, впливають на ефективність спектру, з цього випливає те, що у відведеній смузі частот падає швидкість передачі інформації. Інші фактори включають в себе збільшення швидкості передачі даних, більш високу мобільність, вищі носійні частоти та надійність системи шляхом збільшення послуг, яких потребують користувачі. Методи цифрової модуляції забезпечують здатність передавати велику кількість даних з високою завадостійкістю. Іншою їх перевагою є легке виявлення сигналу приймачем навіть в шумах. Коли сигнал, що передається в цифровому вигляді ініціюється як аналоговий, компроміс завжди відбувається шляхом втрати деякої інформації в процесі квантування, необхідної для перетворення аналогового сигналу в цифровий. Дуже важливим є вибір методів цифрової модуляції, які будуть в подальшому використовуватись, це особливо враховується при передачі в UL та DL каналах, де такі ресурси, як часові інтервали та ширина смуги є обмеженими. Ефективність методу модуляції можна оцінити з точки зору її пропускної здатності та енергоефективності. Варто пояснити ці поняття: пропускна здатність — це здатність методу модуляції вмістити певну кількість даних в межах обмеженої смуги пропускання, а в свою

чергу, енергоефективність — це здатність методу модуляції при низьких рівнях потужності зберегти низьку ймовірність бітової помилки переданого повідомлення.

Перед тим, як розглянути безпосередньо модуляційні формати, варто зупинитися на концепції цифрової модуляції, що сьогодні широко використовується в багатьох системах зв'язку. Варто також розглянути ті компроміси, які робляться для оптимізації ефективності при проектуванні систем.

Більшість комунікаційних систем можна віднести до однієї з трьох наступних категорій. Тобто, система забезпечує: пропускну здатність високого рівня, енергоефективність або економічність. В більшості систем має місце високий пріоритет великого рівня пропускну здатності. Параметр, який має бути оптимізований, залежить від вимог конкретної системи, розглянемо два наступні приклади.

Розробники цифрових НВЧ-радіоприймачів ставлять найвищим пріоритетом високу пропускну здатність з низькою частотою бітових помилок. Вони мають у себе в розпорядженні достатній запас потужності і не турбуються про енергоефективність. Вартість або складність приймача їх не особливо хвилює.

А ось, наприклад, розробники мобільних телефонів наділяють високим пріоритетом досягнення енергоефективності, оскільки телефони працюють від батареї. Високий рівень значущості має також вартість, оскільки мобільні телефони не мають бути дорогими, щоб бути доступними для великої кількості користувачів, проте це не є обов'язковим правилом. Оскільки деякі виробники смартфонів розробляють продукцію високої якості, реалізуючи «все і відразу», тому і ціна виходить відповідна. Проте, деякі виробники все ж таки жертвують деякою ефективністю пропускну здатності, щоб виграти в потужності та економічності.

Загалом, коли один з вищезгаданих параметрів ефективності збільшується, то інший зменшується, тобто може погано працювати в незадовільних умовах. В цілому, вартість є домінуючим пріоритетом системи для більшості виробників. Недорогі радіоприймачі завжди будуть затребувані. Раніше можна було

зробити радіо дешевим, жертвуючи величиною пропускнуої здатності та потужністю, але на сьогоднішній день, при такому стрімкому зростанні попиту на техніку це вже неможливо. Також варто зазначити, що частоти у радіозв'язку дуже цінний ресурс, і оператори, що не використовують спектр ефективно, можуть втратити свої ліцензії або програти в конкуренції за нові. Це компроміси, які мають бути взяті до уваги при проектуванні цифрового радіозв'язку та власне при виборі методу цифрової модуляції.

Спектр має бути доступний кожному, але з кожним днем з'являється все більше і більше користувачів, які використовують та займають цей спектр, оскільки попит на різноманітні послуги зв'язку зростає. Тому виробники намагаються пристосуватись до таких умов, застосовуючи різні техніки, зокрема методи модуляції.

1.2 Основні поняття

Модуляція радіосигналу – процес зміни параметрів високочастотного коливання за законом низькочастотного інформаційного сигналу, який називають модулюючим або керуючим.

Результатом модуляції є перетворення інформаційного сигналу до вигляду, який найкращим чином пристосовано для передачі через радіоефір.

Як зазначалося раніше в системах мобільного зв'язку використовується цифрова модуляція. Для неї відбувається формування керуючого сигналу модулятора наступним чином: вхідна послідовність біт спочатку перетворюється в еквівалентний низькочастотний інформаційний сигнал. Процес формування такого інформаційного сигналу показано на рис. 1.1.

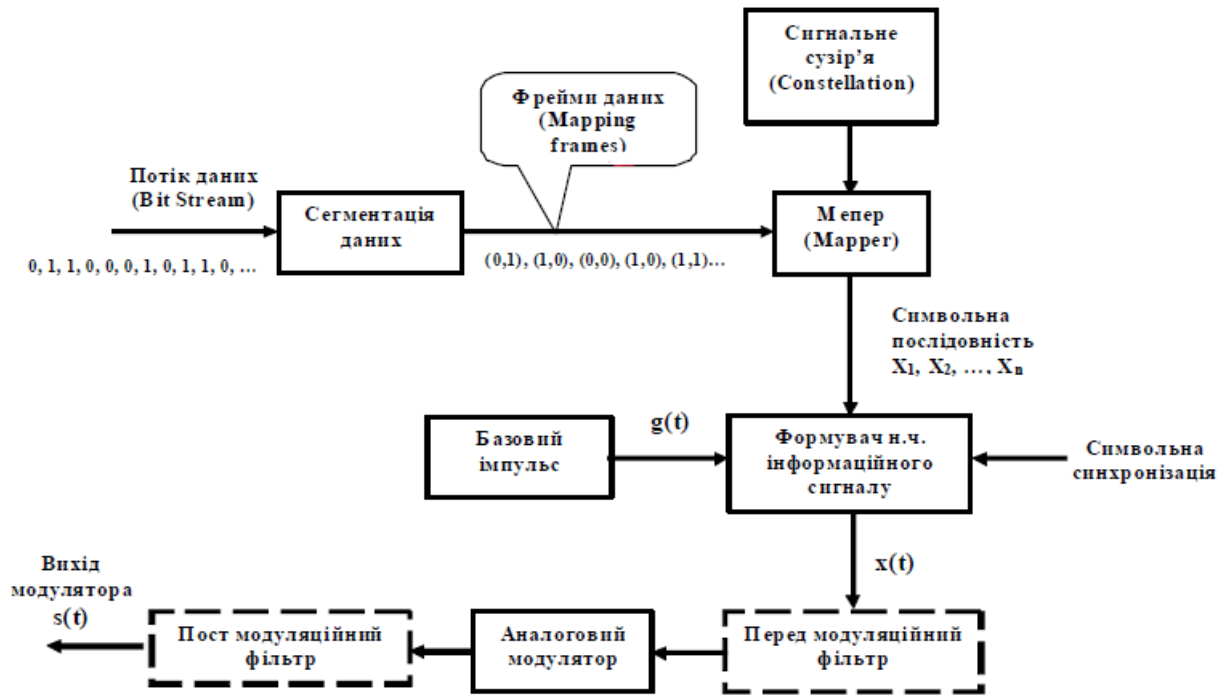


Рисунок 1.1 — Загальна структурна схема цифрового модулятора [4]

На вхід поступає потік даних, який складається з нулів та одиниць, відбувається сегментація даних, тобто послідовність біт перетворюється в групи біт (фрейми даних). Наступним блоком є мепер, в якому ці данні перетворюються на символи. Також задається сигнальне сузір'я (Constellation). У цьому блоці кожному фрейму даних ставиться у відповідність певна точка сузір'я. Наприклад, якщо біти розбиті на пари 00, 01, 10, 11, то сузір'я складається з $2^2 = 4$ точок (векторів), при розбивці на трійки біт 000, 001, 010 і т.д. — $2^3 = 8$ точок і т.д. Фактично сигнальне сузір'я виконує роль алфавіту, у відповідності з яким здійснюється перетворення вхідних даних. Загальну кількість точок сузір'я називають позиційністю цифрової модуляції. Потрібно зауважити, що при однаковій позиційності сузір'я можуть відрізнятися як формою (розташуванням точок), так і розмірністю [4].

Приклади сузір'їв показані на рис. 1.2 .

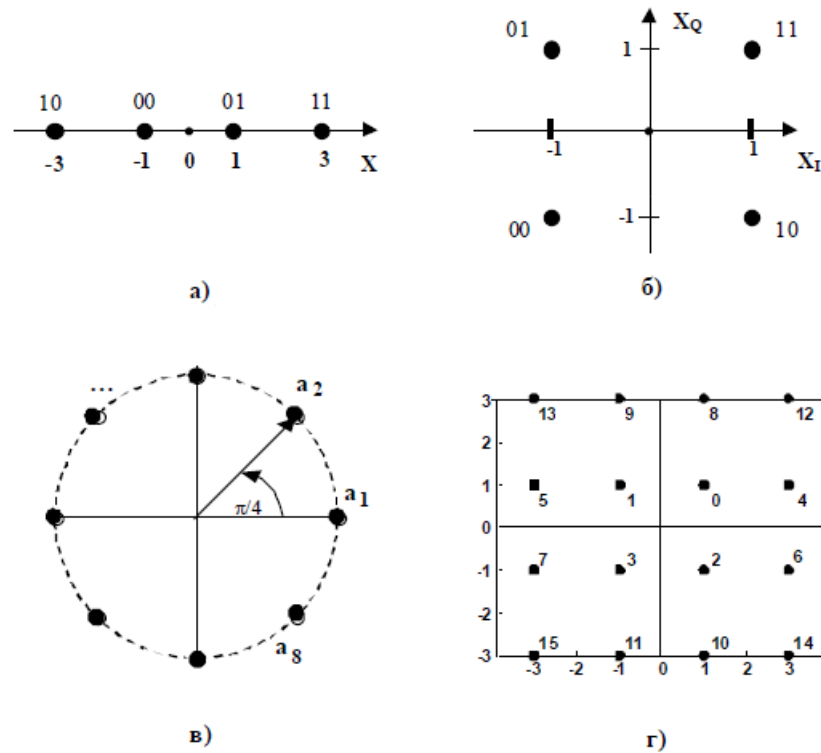


Рисунок 1.2 — Приклади сузір'я: а) — одновимірне 4-х позиційне сузір'я; б) — двовимірне 4-х позиційне сузір'я для модуляції QPSK; в) — двовимірне 8-х позиційне сузір'я для модуляції 8PSK; г) — квадратне сузір'я для 16-QAM

Кожна точка сузір'я є вектором у деякому просторі. Розмірність сузір'я може бути якою завгодно.

Призначення символам певної комбінації біт зазвичай виконується відповідно до коду Грея, а саме, таким чином, щоб сусідні точки сузір'я відрізнялись лише на один біт. Таким чином, кожен фрейм даних замінюється координатами деякої точки сузір'я. Цей процес називають *mapping*, а координати точок, що наносяться, називають символами X_1, X_2, \dots, X_n .

Наступний блок, що носить назву «Формувач інформаційного сигналу» перетворює послідовність символів X_1, X_2, \dots, X_n в аналоговий низькочастотний сигнал $x(t)$. Для цього формується послідовність базових імпульсів $g(t)$, амплітуди яких визначаються поточними символами. Інформаційний сигнал перед подачею на модулятор з метою формування сигналу піддають додатковій фільтрації (її може не бути) [4].

В основному застосовується цифрова модуляція без пам'яті, тобто на кожному символному інтервалі сигнал формується незалежно від попередніх тактів. Фактично модуляція в цьому випадку зводиться до вибору одного з m елементарних сигналів. Тому дану модуляцію частіше називають маніпуляцією (keying) [4]. Розглянемо саме ті типи маніпуляції, котрі використовуються в сучасних мережах.

Маніпуляція фазовим зсувом (Phase Shift-Keying, PSK)

Фазомодульований сигнал має вигляд:

$$s(t) = A \sum_{p=1}^N \cos(\omega_0 t + \Phi_p + \varphi_0) \cdot g(t - (p-1) \cdot T_s) \quad (1.1)$$

де A — амплітуда;

ω_0 — несуча частота;

Φ_p — фаза, якою здійснюється кодування;

φ_0 — початкова фаза;

g — прямокутний базовий імпульс;

T_s — символний інтервал;

$$\Phi_k = \left\{ \frac{2\pi \cdot (k-1)}{M} \right\} \quad (1.2)$$

де Φ_k — фази ($k = 1, 2, 3 \dots$)

M — позиційність модуляції ($M = 2$ для BPSK, $M = 4$ для QPSK)

Однією з найпростіших, але використовуваних форм цифрової модуляції є двопозиційна або бінарна маніпуляція (BPSK). Фаза сигналу несучої постійної амплітуди рухається від 0 до 180 градусів. Зокрема для двопозиційної (бінарної) передачі BPSK є всього лише два елементарні сигнали, протилежні один одному, а саме $\Phi_1 = 0$, $\Phi_2 = \pi$, що відображено на рис. 1.3, або зсунуті на $\pi/4$. Швидкість символів становить один біт на символ.

Більш поширеним типом фазової модуляції є квадратурна фазова маніпуляція (QPSK). Для 4-х позиційної передачі ($M = 4$) QPSK фази приймають значення: $\Phi_1 = 0$, $\Phi_2 = \pi/2$, $\Phi_3 = \pi$, $\Phi_4 = 3\pi/2$. У цьому випадку фаза сигналу, що описується формулою 1.2, повинна приймати чотири значення: 0° , 90° , 180° та 270° . Однак частіше використовуються інші значення фаз: від 45 до 135 , -45 або -135 градусів [5]. Існує чотири стани, оскільки $2^2 = 4$. Таким чином, потенційно це більш ефективний тип модуляції, ніж BPSK.

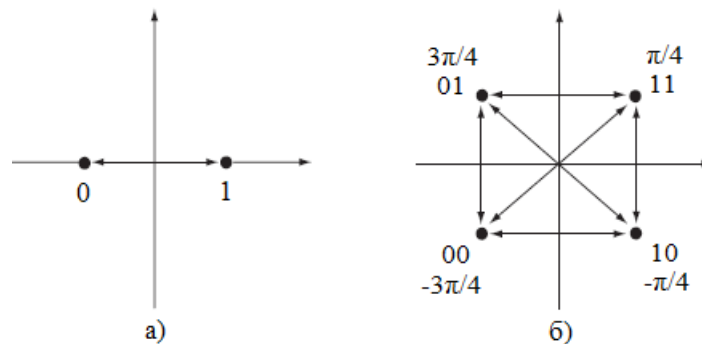


Рисунок 1.3 — Сигнальне сузір'я: а) BPSK; б) QPSK

Квадратурна амплітудна маніпуляція (Quadrature Amplitude-Keying, QAM).

Очевидно, для кодування інформації, що передається, можна використовувати не один параметр носійного коливання, а два одночасно. Модуляція може бути лінійною чи нелінійною. Для лінійних типів модуляції справедливе лінійне співвідношення між спектром модулюючого сигналу та спектром модульованого коливання. Також лінійні співвідношення між амплітудою модульованого сигналу та вихідним інформаційним сигналом та повною фазою модульованого сигналу та інформаційним сигналом. До лінійних видів модуляції відноситься амплітудна та фазова. Частотна модуляція є нелінійною. Для лінійних процесів справедливий принцип суперпозиції, тому для них можна паралельно змінювати 2 параметри несучого коливання. Модуляція, при якій відбувається одночасна зміна двох параметрів несучого коливання — амплітуди і фази — називається амплітудно-фазовою модуляцією [5].

Мінімальний рівень символних помилок буде досягнуто у разі, якщо відстань між сусідніми точками в сигнальному сузір'ї буде однаковою, тобто

2 ОСНОВИ СИСТЕМИ 4G

2.1 Технологія OFDM

Для початку потрібно згадати про методи мультиплексування. Це одне з найбільш важливих питань, яке в значній мірі визначає як вигляд системи, так і її ефективність. Дійсно при побудові систем мобільного зв'язку намагаються досягти максимальної техніко-економічної ефективності, зокрема абонентської ємності. При цьому треба, як правило, брати до уваги обмеженість доступності ресурсів, в першу чергу — частотного ресурсу [4]. Можна сказати, що технологія мультиплексування — це технологія широкосмужової модуляції.

Orthogonal frequency-division multiplexing (OFDM) у перекладі з англійської означає мультиплексування з ортогональним частотним поділом — це схема мультиплексування та модуляції, яка особливо підходить для високошвидкісної передачі даних у середовищах із затримкою. OFDM, яка використовується в 4G є альтернативною технологією бездротової модуляції CDMA, яка використовувалась в попередніх поколіннях 2G та 3G.

Мультиплексування з ортогональним частотним поділом — це цифрова схема модуляції з кількома несучими, яка розширює концепцію модуляції з однією підносійною, використовуючи кілька підносійних в межах одного каналу. Замість того, щоб передавати високошвидкісний потік даних з однією підносійною, OFDM використовує велику кількість близько розташованих ортогональних підносійних, які передаються паралельно. Пропускна здатність підносійної невелика і рівна 15 кГц. Кожна підносійна модулюється за допомогою звичайної цифрової схеми модуляції, які були розглянуті в попередньому пункті (наприклад, QPSK, 16QAM тощо) з низькою швидкістю символів. Однак комбінація багатьох підносійних забезпечує швидкість передачі даних, подібну до звичайних схем модуляції з однією несучою, в межах еквівалентної смуги пропускання.

OFDM заснована на добре відомій техніці частотного мультиплексування (FDM). У FDM різні потоки інформації співвідносяться на окремі паралельні

частотні канали. Кожен канал FDM відділений від інших захисною смугою, або ж *guard band*, щоб зменшити завади між сусідніми каналами.

Схема OFDM відрізняється від традиційної FDM такими взаємопов'язаними способами:

1. Кілька підносійних передають потік інформації;
2. Підносійні ортогональні одна одній;
3. До кожного символу додається захисний інтервал і зазвичай реалізується за допомогою циклічного префікса (CP), щоб мінімізувати розкид затримок каналу та міжсимвольну інтерференцію.

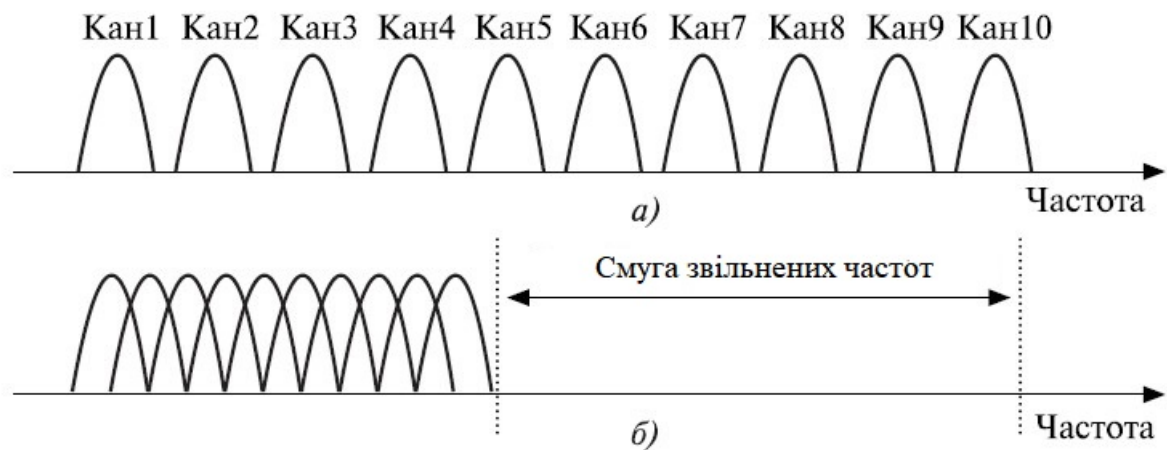


Рисунок 2.1 — Концепція різних технік: *а* — звичайна техніка з багатьма несучими; *б* — техніка ортогонального мультиплексування несучих

Сигнал OFDM можна описати як набір близько розташованих підносійних FDM. У частотній області кожна передана піднесуча являє собою спектр функції *sinc* з бічними пелюстками, які створюють спектри, що перекриваються між підносійними, див. Рис. 2.2 нижче. Це призводить до завад між підносійними, за винятком ортогонально розташованих частот. На ортогональних частотах окремі піки підносійних збігаються з нулями інших підносійних. Це перекриття спектральної енергії не перешкоджає здатності системи відновлювати вихідний сигнал. Приймач помножує (корелює) вхідний сигнал на відомий набір синусоїд, щоб відновити вихідний набір надісланих бітів.

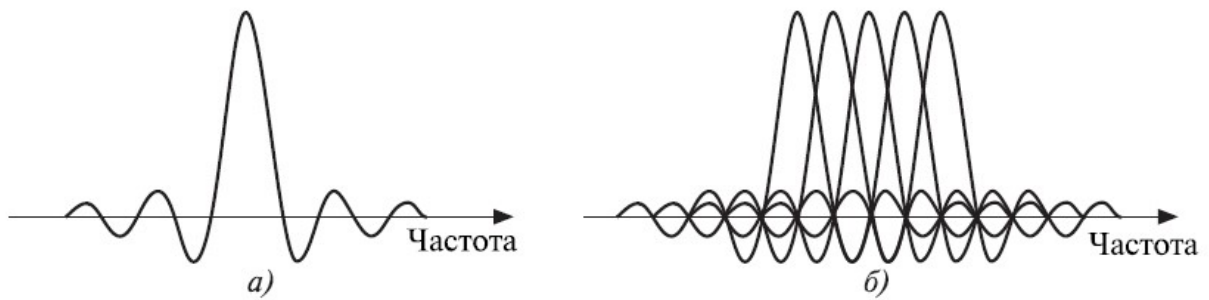


Рисунок 2.2 — Спектри: *a* — OFDM підносійна; *б* — OFDM-сигнал

Використання ортогональних підносійних дозволяє отримати більше підносійних на смугу пропускання, що призводить до збільшення спектральної ефективності, як було показано раніше. У ідеальному сигналі OFDM ортогональність запобігає завадам між несучими, що перекриваються. У системах FDM будь-яке перекриття в спектрах суміжних сигналів призведе до завад. У системах OFDM підносійні створюватимуть завади один одному лише за умови втрати ортогональності. Наприклад, частотна помилка може призвести до зсуву частот підносійних, так що спектральні нулі більше не будуть вирівнюватися по піку підносійних, що призведе до інтерференції між ними.

Рис. 2.3 ілюструє основні концепції сигналу OFDM і взаємозв'язок між частотною та часовою областями. У частотній області кілька суміжних підносійних незалежно модулюються комплексними даними. Зворотне перетворення Фур'є проводиться на підносійних частотної області, щоб створити символ OFDM у часовій області. Потім у часовій області між кожним із символів додаються захисні інтервали, щоб запобігти міжсимвольній інтерференції на приймачі, які викликані наявністю багатопроменевості, а отже і часовим розсіюванням в радіоканалі. Кілька символів можуть бути об'єднані для створення кінцевого пакетного сигналу OFDM. На приймачі виконується пряме перетворення Фур'є для символів OFDM для відновлення вихідних бітів даних.

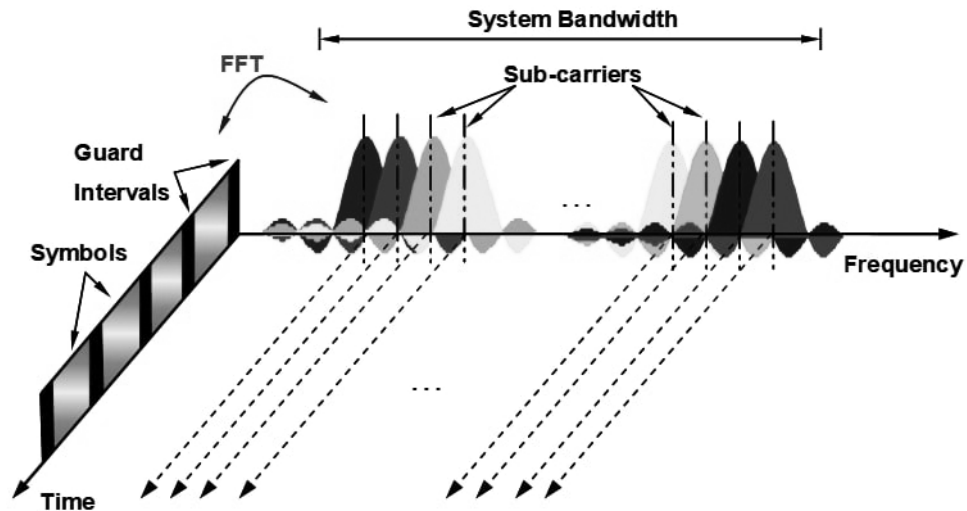


Рисунок 2.3 — Представлення OFDM сигналу в частотно-часовій області

2.1.1 Спрощена цифрова система OFDM

Концепція, що застосовується в цифровій області може бути виконана за допомогою комбінації обробки цифрових сигналів швидкого перетворення Фур'є (FFT) та зворотного швидкого перетворення Фур'є (IFFT). Ці перетворення важливі з точки зору OFDM, оскільки їх можна розглядати як співвіднесення цифрово-модульованих вхідних даних (символів даних) до ортогональних підносійних. В принципі, IFFT приймає вхідні дані частотної області (комплексні числа, що представляють модульовані підносійні) і перетворює їх у вихідні дані часової області (аналоговий сигнал OFDM символу).

У цифрово-реалізованій системі OFDM, яка показана на Рис. 2.4 вхідні біти групуються і співвідносяться до символів вихідних даних, які є комплексними числами, що представляють точку сузір'я модуляції (наприклад, символи PSK або QAM, які будуть присутні в системі з однією підносійною). Ці комплексні вихідні символи обробляються передавачем в частотній області і вони ж є вхідними до блоку IFFT, який переводить дані у часову область. IFFT приймає N вихідних символів у той час, де N є кількістю підносійних у системі. Кожен з цих N вхідних символів має період символу в T секунд. На виході IFFT є N ортогональних синусоїд.

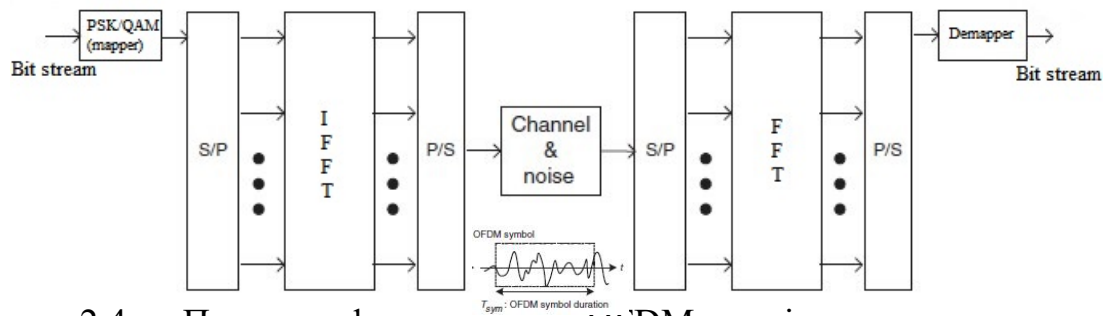


Рисунок 2.4 — Проста цифрова система OFDM, реалізована з використанням FFT-перетворень [6]

Вхідні символи є комплексними значеннями, що представляють відображену точку сузір'я, і тому вказують як амплітуду, так і фазу синусоїди для цієї підносійної. Вихід IFFT є сумою усіх N синусоїд. Таким чином, блок IFFT забезпечує простий спосіб модуляції даних на N ортогональних підносійних. Блок з N вихідних вибірок з IFFT складають один символ OFDM [6].

Після деякої додаткової обробки сигнал у часовій області, який є результатом IFFT, передається по радіоканалу. У приймачі блок FFT використовується для обробки прийнятого сигналу і переведення його в частотну область, в якій виконується відновлення вихідних бітів даних.

Блок S/P — перетворювач «послідовний – паралельний», а P/S — перетворювач «паралельний – послідовний»

2.1.2 Переваги та недоліки OFDM перед попередником

OFDM як схема передачі має дуже важливі переваги перед попередниками:

- OFDM забезпечує високу спектральну ефективність;
- OFDM є ефективним способом роботи в умовах багатопроменевого поширення сигналу;
- у каналах із відносно повільними змінами можливе суттєве збільшення пропускної здатності за рахунок адаптації швидкості передачі даних на кожній підносійній відповідно до відношення сигнал/шум для цієї конкретної підносійної [7];
- OFDM стійка до вузькосмугової інтерференції, оскільки така інтерференція завдає шкоди лише невеликій частині підносійних;

- OFDM уможлиблює одночастотні мережі, що особливо є корисним в системі радіомовлення.

Є, щоправда, OFDM і деякі недоліки в порівнянні з модуляцією з однією несучою:

- OFDM більш чутливе до розстроювання частоти та фазового шуму;
- OFDM має порівняно велике відношення пікової потужності до середньої (PAPR), що призводить до зниження енергетичної ефективності високочастотних підсилювачів.

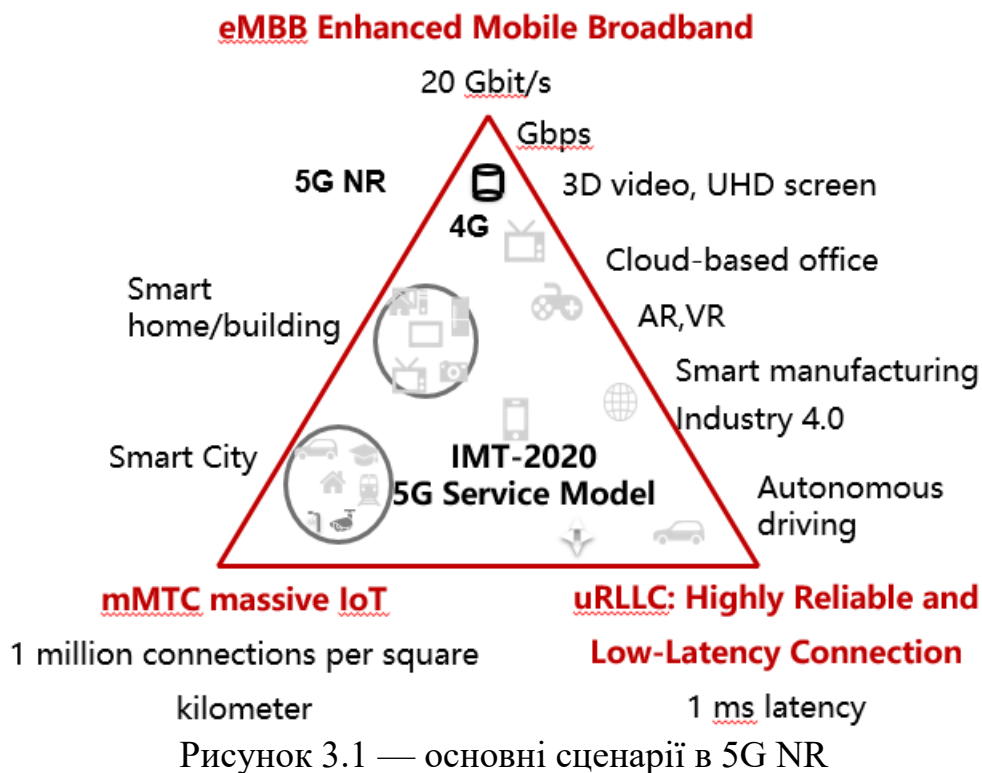
Однак переваги OFDM настільки важливі, що цей принцип використовується практично у всіх стандартах передачі даних [8].

3 ОСНОВИ СИСТЕМИ 5G

3.1 Основна концепція мережі

В останні роки зростає попит на більш високі швидкості передачі даних, що призводить до виникнення нових технологій, які можуть бути використані для задоволення цих нових вимог. У цьому плані, очікування від 5G і всього, що стандарт обіцяє реалізувати, є великими. Майбутнє покоління мобільних мереж поставило перед дослідниками та розробниками мобільних мереж надзвичайно складні питання. Нові послуги, визначені 3GPP [9], мають відповідати таким вимогам:

- Ультранадійна передача з низькою затримкою (URLLC): жорсткі вимоги до таких показників, як гарантована пропускна спроможність, затримка та готовність.
- Удосконалений мобільний широкосмуговий зв'язок (eMBB): зв'язок із вищою швидкістю передачі даних і спектральною ефективністю.
- Широкомасштабні системи міжмашинного зв'язку (mMTC): характеризують великою кількістю підключених пристроїв, які передають відносно невеликі об'єми даних, які не дуже чутливі до затримок. Але необхідно забезпечити невелику вартість та великий час автономної роботи від батареї [4] [9].



3.2 Спектр 5G NR

5G використовує спектр у двох частотних діапазонах: нижче 6 ГГц і вище 6 ГГц. Спектр нижче 6 ГГц, який в свою чергу поділяється на діапазони нижче 3 ГГц і C-band, є основним діапазоном 5G. Спектр понад 6 ГГц з великою кількістю ресурсів забезпечує надвисокошвидкісні послуги 5G у так званих hot spots, які забезпечує сценарій eMBB.

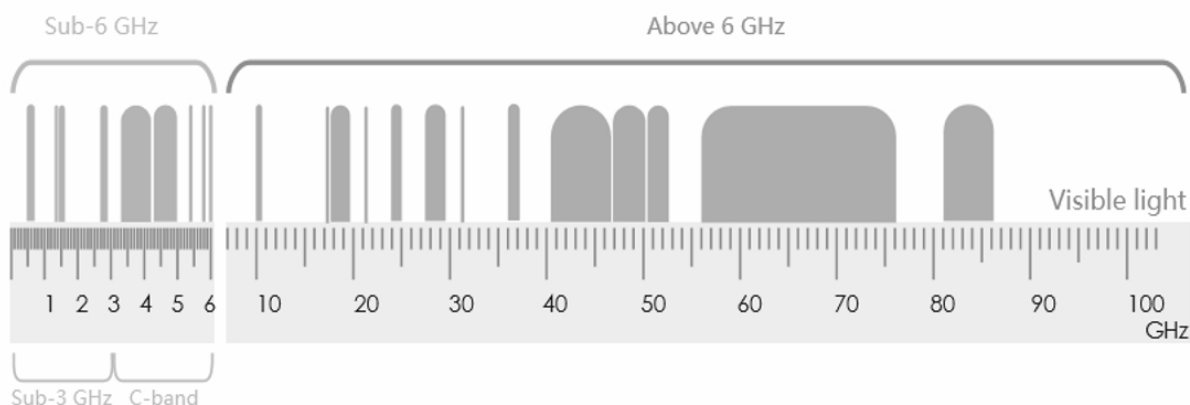


Рисунок 3.2 — Спектр 5G

Як зазначалося вище, система 5G призначена для роботи таким чином, що вона надає послуги eMBB, mMTC та URLLC. Отже, для правильної роботи необхідно виконати різні вимоги. Кожна з цих служб має власні вимоги або

формат сигналу, розмір сигналу, заголовки для eMBB. Зокрема, тривалість слоту або сабфрейму, тривалість циклічного префікса (CP). Пропускна здатність даних понад Гбіт/секунду є частиною зв'язку eMBB (відповідно стандарту — принаймні 20 Гбіт/с). Сценарій mMTC застосовується, наприклад, в розумних будинках. Також можна привести приклад безпілотних автомобілей, де реалізовується використання сценарію URLLC.

У цих сценаріях, а також для покращених випадку використання спектру, надзвичайно важливо використовувати форму сигналу фізичного рівня, що демонструє низький рівень позасмугового випромінювання (OOBE), забезпечуючи гнучкість спектру та низькі завади. Ця вимога виправдовує використання сигналу F-OFDM, робота якого заснована на фільтрації сигналу OFDM, що зменшує його позасмугове випромінювання. Беручи до уваги обмеження спектру та потребу у високих швидкостях передачі даних, ми прагнемо підвищити ефективність системи за рахунок використання F-OFDM.

3.3 Можливі типи мультиплексування в системі 5G

Загалом, в новій системі передбачається дуже гнучкий фізичний рівень. Плюс до того, формування сигналів також відбувається гнучко. Таким чином, є можливість використання багатьох форматів, які б підходили для нового покоління 5G, але є деякі компроміси. Перерахуємо формати, які можуть використовуватись для гнучкості системи: GFDM, UFMC, UF-OFDM, FBMC та фільтрований OFDM (F-OFDM). Усі перераховані вище типи модуляцій використовують операції фільтрації. Дослідницькі та наукові спільноти приділяли велику увагу цим типам, оскільки сигнали на основі фільтрації показують кращі результати ніж звичайний OFDM для забезпечення потреб нового покоління.

Кожен з цих форматів на основі фільтрації має свої мінуси і плюси. Зокрема, фільтрація підносійних, яка досягнута в FBMC і GFDM, має використовувати зміщену цифрову квадратурну амплітудну модуляцію (OQAM), тому, ці дві типи модуляції не є сумісними зі схемами MIMO [10]. Форма хвилі UFMC краще ніж в FBMC і GFDM, але за ціною розміру фільтра не порівнянна

з F-OFDM, де розмір фільтра є більш наближений до реального, відповідно, F-OFDM є ключовою технологією 5G New Radio.

3.4 Технологія F-OFDM

Мультиплексування з ортогональним частотним поділом з фільтрацією (F-OFDM) — це технологія, прийнята в 5G для кращого використання спектру. Ця технологія зменшує захисні смуги в смузі пропускання каналу завдяки оптимізованій розробці фільтра і, таким чином, може забезпечити кращу продуктивність системи, ніж OFDM, що використовується в LTE.

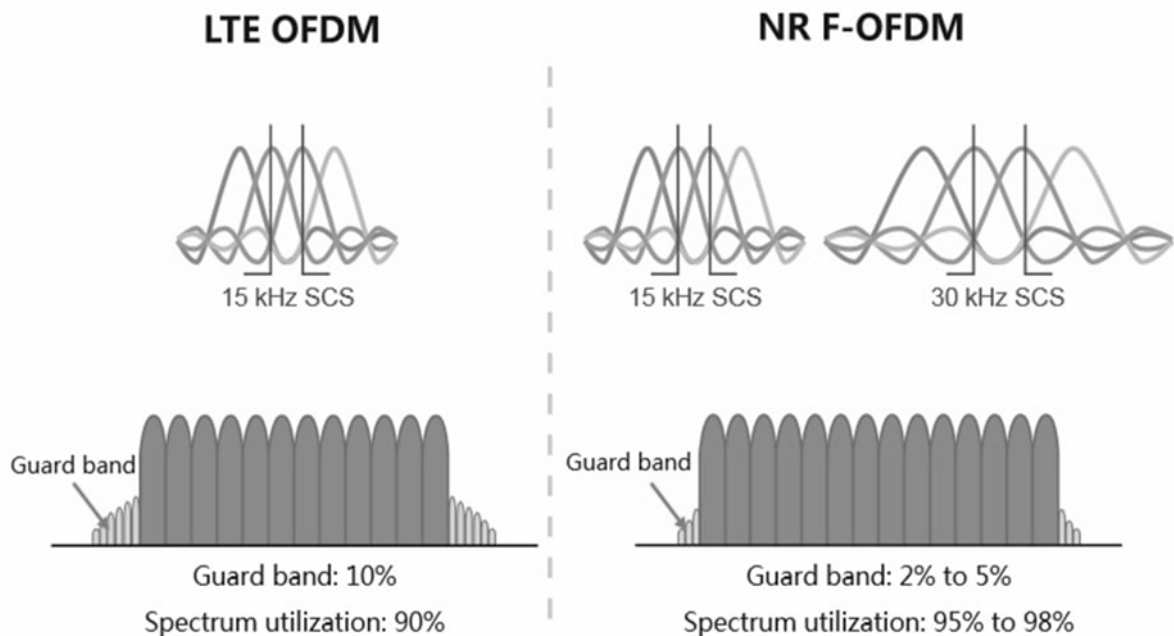


Рисунок 3.3 — OFDM vs F-OFDM

Окрім того, в той час, як LTE OFDM підтримує один можливий варіант рознесення підносійних (SCS) — 15 кГц, NR F-OFDM підтримує масштабоване рознесення підносійних, що показано на рис. 3.4.



Рисунок 3.4 — Варіанти рознесення піднесучих в різних частотних діапазонах 5G

Більше рознесення підносійних скорочує системну затримку та покращує надійність системи, що стосується зсуву частоти.

Як можемо пам'ятати, у звичайному OFDM, який був представлений в попередніх пунктах, весь діапазон складався з одного блоку, а частотне рознесення між кожною підносійною є однаковим (15 кГц). На противагу цьому, як зазначалось раніше, у F-OFDM весь діапазон складається з кількох підблоків (піддіапазонів). Відстань між підносійними в кожному піддіапазоні може відрізнятися (наприклад, частотне рознесення для одного піддіапазону становить 15 кГц, а для другого становить 30 кГц і т.д., тобто використовується різна нумерологія, як показано на рис. 3.5), і кожен піддіапазон має свій власний CP (довжина кожного CP також може змінюватися) і кожен піддіапазон використовує свій фільтр.

Досить просте визначення нумерології, яке засноване на використанні терміну в специфікації 3GPP, це по суті «тип рознесення підносійних». У LTE не було потреби в конкретній термінології для визначення рознесення між підносійними, оскільки визначений лише один інтервал між ними, але в NR існує кілька різних типів інтервалів підносійних, як показано на рис. 3.5 .

μ	$\Delta f = 2^\mu \cdot 15$ [kHz]	Cyclic prefix
0	15	Normal
1	30	Normal
2	60	Normal, Extended
3	120	Normal
4	240	Normal

Рисунок 3.5 — Нумерології передачі, які підтримуються 5G NR

3.4.1 Структурна схема технології F-OFDM

Систему F-OFDM, можна побачити на рис. 3.6. Суттєва різниця між F-OFDM і OFDM полягає в тому, що в OFDM не застосовувався фільтр $f_i(n)$, F-OFDM можна представити на рис. 3.6, який містить компоненти для проведення моделювання фізичного рівня для Downlink. Двійковий потік даних, які надходять кожного піддіапазону спочатку співвідносяться з одним з порядків QAM або PSK, які використовуються в 5G відповідно до корисного навантаження. Перетворювач «послідовний – паралельний» (Demultiplexing) — це вже наступний крок, за яким відбувається перетворення з частотної області у часову за допомогою N-точкового зворотного швидкого перетворення Фур'є (IFFT), а потім перетворення назад до послідовної форми, що реалізується перетворювачем «паралельний – послідовний» (Multiplexing). Для боротьби з багатопроменевістю в каналі додається циклічний префікс. Останньою операцією в даній схемі є операція фільтрації, яка буде застосовуватися лише для генерування хвилі F-OFDM в передавачі, як показано на рис. 3.6 (верхня половина рисунка). Нижня половина рис. 3.6 описує частину приймача, який по суті виконує операції передавача в зворотньому порядку.

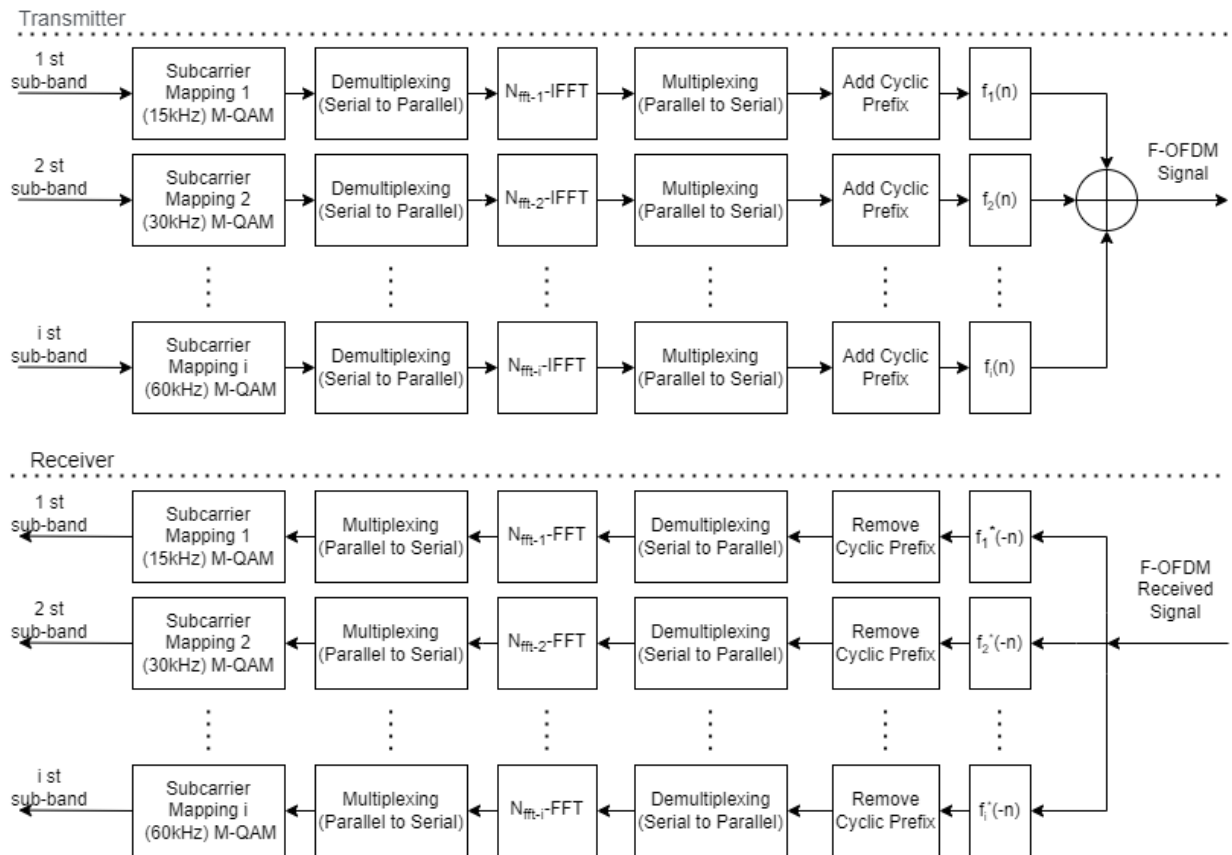


Рисунок 3.6 — Прийомопередавач F-OFDM (передавач — верхня частина, приймач — нижня)

3.4.2 Дизайн фільтра технології F-OFDM

З огляду на те, що було сказано вище, дизайн фільтра має бути грамотно розроблений, щоб не збільшувати затримку обчислювальної складності системи. Серед різних методів проектування фільтрів, рекомендується використовувати віконний метод sinc, при якому виконується об'єднання функції sinc і вікна скінченної часової області. Як було зазначено в попередніх пунктах, в технології OFDM використовується фільтр на основі функції sinc в частотній області. Фільтр на основі sinc має достатньо високі бічні пелюстки, що значно погіршує ефективність системи. Для F-OFDM має бути використаний такий фільтр, який був би ідеально плоским у смузі пропускання та нульовим поза цією смугою, з нульовими перехідними смугами. Він не спотворює смугу пропускання сигналу. Проте такого роду фільтри неможливо реалізувати, але його можна наблизити шляхом усікання та вікна ідеальної імпульсної характеристики sinc. Цей фільтр називається фільтром усіченого sinc. Він повинен бути

якомога більш рівним у смузі пропускання і забезпечувати щільні перехідні смуги. Для цієї реалізації цього був використаний віконний фільтр із ідеальною імпульсною характеристикою

$$p(n) = \text{sinc}\left(\frac{(12NRB+2N_e)n}{NFFT}\right) \quad (3.1)$$

де p — основа усіченого sinc;

n — межі від $-[L/2]$ до $[L/2]$ включно;

L — довжина фільтра;

NRB — кількість ресурсних блоків (RB);

$NFFT$ — довжина FFT (кількість точок FFT);

N_e — надлишкова пропускна здатність (у підносійних).

Використання надлишкової пропускної здатності потрібне для розширення плоскої області фільтра, тобто, щоб підносійні на лівій і правій межі символів OFDM менше піддавались загасанню. Далі, щоб отримати фільтри, які можуть бути створені на практиці, ми усікаємо реакцію sinc, застосовуючи вікно $w(n)$, яке визначається наступним чином:

$$w(n) = \left\{ 0.5 \left[1 + \cos\left(\frac{2\pi n}{L-1}\right) \right] \right\}^\alpha \quad (3.2)$$

де n — межі від $-[L/2]$ до $[L/2]$ включно;

L — довжина фільтра;

α — roll-off фактор

Roll-off фактор — це параметр, який керує формою вікна, він може приймати наступні значення $0 < \alpha < 1$.

Нормовані коефіцієнти фільтра отримаємо як визначено наступним чином:

$$f(n) = \frac{p(n) \cdot w(n)}{\sum_k p(k) \cdot w(k)} \quad (3.3)$$

де p — основа усіченого sinc;

w — усічене вікно sinc.

Відповідна конструкція фільтра має підтримувати завади ICI та ISI на прийнятних рівнях [11]. У випадку F-OFDM довжина фільтра може перевищувати довжину циклічного префіксу. Це пов'язано з тим, що фільтр, який використовується містить більшу частину енергії в головній пелюстці сигналу sinc, довжина якого менша за довжину циклічного префіксу. Отже можна використовувати фільтри з більшою довжиною ніж довжина циклічного префіксу. Таким чином, витік енергії в CP наступного символу OFDM незначний і відбувається лише протягом невеликого проміжку часу [11].

3.4.3 OFDM проти F-OFDM

Підсумовуючи два попередні пункти порівняємо дві технології. Отже, як було сказано раніше, технологія OFDM працює шляхом модуляції високошвидкісних даних на ортогональних один одному підносійних використовуючи послідовне та паралельне перетворення і додаючи циклічні префікси, що допомагає боротися з міжсимвольною інтерференцією. Проте основним недоліком OFDM є те що дана технологія недостатньо гнучка для забезпечення необхідних вимог.

Розглянемо приклад інтернету транспортних засобів, для якого має бути реалізована затримка, що вимірюється в мілісекундах, а це в свою чергу вимагає надзвичайно короткий символ в часовій області та ТТІ; для сценарію з кількома підключеннями інтернету речей обсяг даних, що передаються одним датчиком, надзвичайно низький, але ставляться дуже високі вимоги до кількості загальних підключень. Тому виникає, наприклад, необхідність в налаштуванні відносно вузького інтервалу між підносійними у частотній області. Проте, ці гнучкі вимоги не може задовольнити технологія OFDM.

В свою чергу, F-OFDM може забезпечувати різні нумерології і відповідно рознесення підносійних, щоб задовольнити вимоги до частотно-часових ресурсів різних служб. F-OFDM має значно нижчий рівень позасмугового випромінювання, що досягнуто за рахунок оптимізації конструкції фільтра, а затрати захисної смуги між різними піддіапазонами можна зменшити приблизно

до 2–5%, як показано на рис. 3.7, що значно покращує ефективність використання спектру.

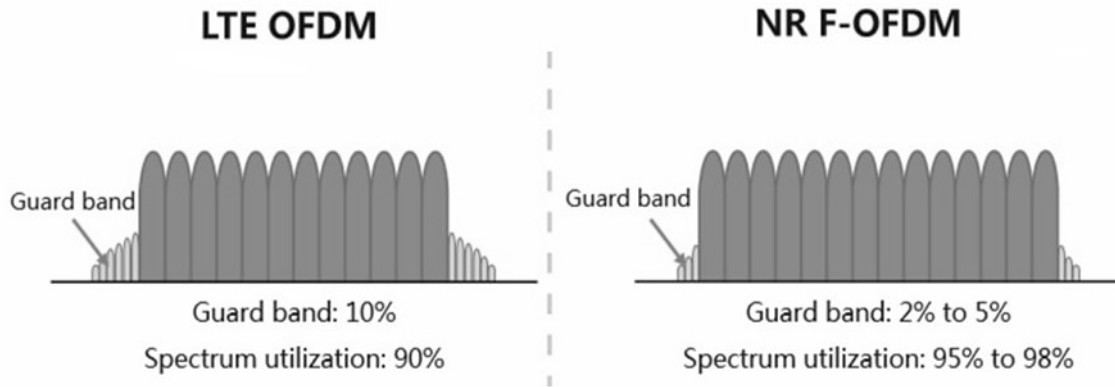


Рисунок 3.7 — Використання спектру OFDM та F-OFDM

Можна сказати, що F-OFDM «успадкувала» переваги технології OFDM та додатково пододала деякі її недоліки і плюс до того F-OFDM покращує гнучкість та ефективність використання спектру базової технології для реалізації мережі 5G.

Далі перераховані переваги технології F-OFDM:

1. Ефективне використання спектру.
2. Вона придушує позасмугове випромінювання і тому затрати на захисну смугу можуть бути зведені до мінімального рівня.
3. Оптимізована та розширена нумерологія застосовується для реалізації потреб кожного піддіапазону для певного типу послуг.
4. Можливість при необхідності задіяти інші форми сигналів, такі як GFDM, FBMC, UFMC тощо.
5. Технологія сумісна із попередніми та майбутніми версіями, тобто забезпечується попередня і зворотна сумісність.
6. Використовуючи піддіапазонну фільтрацію, вимоги до глобальної синхронізації послаблюються і може підтримуватися асинхронна передача між піддіапазонами [12].

Недоліки технології F-OFDM

1. Для F-OFDM треба забезпечити додаткову пару фільтрів на ділянці передачі і приймання в ланцюзі передавача і приймача відповідно порівнюючи зі звичайною OFDM.
2. Оскільки повносмугова фільтрація не може видалити ICI, то для F-OFDM ICI також існує, як і для стандартної OFDM [13].

4 ІНСТРУМЕНТАЛЬНІ ПАКЕТИ ПРОГРАМНОГО СЕРЕДОВИЩА MATLAB

Створення досліджуваної моделі було виконано в програмному середовищі Matlab 2021a. Далі будуть описані інструментальні пакети, а також їх складові, які були використані при розробці.

4.1 Communications Toolbox

Communications Toolbox забезпечує алгоритми, команди та програми для аналізу, проектування, наскрізного моделювання та перевірки комунікаційних систем. Алгоритми панелі інструментів, включаючи кодування каналів, модуляцію, дозволяють змоделювати модель фізичного рівня стандартної або спеціально розробленої системи бездротового зв'язку. В Toolbox входять наступні додатки: програма генератора сигналів, діаграми сигнальних сузір'їв, частота бітових помилок та інструменти аналізу для перевірки розроблених моделей [14]. Ці інструменти дозволяють генерувати та аналізувати сигнали, візуалізувати характеристики каналу та отримувати показники продуктивності, такі як коефіцієнт бітових помилок, який буде досліджений в цій роботі.

Були використані наступні наступні можливості toolbox:

- Канал AWGN додає білий гаусівський шум до сигналу, який проходить через нього. Створити канал AWGN в моделі можна за допомогою функції *awgn()*. Типова величина, що використовуються для опису відносної потужності шуму в каналі AWGN, включає в себе співвідношення сигнал/шум (SNR). SNR — це фактичний вхідний параметр для функції *awgn()*.
- Коефіцієнт бітової помилки (BER) може бути реалізований використанням функції *biterr(x,y)*, вона порівнює беззнакове двійкове представлення елементів всередині x з тими, що всередині y . Після порівняння, функція повертає кількість біт, які відрізняються, і повертає відношення цих біт до загальної кількості біт. Функція визначає порядок, у якому вона порівнює x та y на основі їхніх розмірів.

— `comm.ConstellationDiagram` відображає сигнали з плаваючою та фіксованою точкою реальних та комплексних значень у площині I/Q. Зокрема, площина I/Q відображає синфазну та квадратурну складові модульованих/демодульованих сигналів на реальній та уявній осях x/y-графіка. Ця функція буде використана для відображення сигнальних сузір'їв демодульованих символів на приймальній стороні моделей OFDM та F-OFDM для кожного типу модуляцій.

4.2 LTE Toolbox

LTE Toolbox надає стандартні функції та програми для проектування, моделювання та перевірки комунікаційних систем LTE. Набір інструментів прискорює розробку алгоритму LTE і фізичного рівня, підтримує перевірку золотого еталону та тестування відповідності, а також дозволяє генерувати тестовий сигнал [15]. При проектуванні моделі 4G використані функція модуляції та демодуляції даних.

Функція *lteSymbolModulate(in,mod)* співвідносить значення бітів *in* до складних символів модуляції зі схемою модуляції, зазначеною в *mod*. *Mod* — схема модуляції, для цієї функції визначені наступні схеми: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM.

Функція *lteSymbolDemodulate(in,mod)* повертає вектор-стовпець, що містить біти, отримані в результаті м'якої/грубої демодуляції комплексних значень у векторі *in*. Алгоритм демодуляції передбачає, що вектор отриманих символів нормалізується на точки сузір'я, як визначено в *in*. В ці дві функції закладені принципи, які відповідають стандарту 3GPP [16].

4.3 5G Toolbox

5G Toolbox надає стандартні функції для моделювання та перевірки систем зв'язку 5G New Radio (NR). Набір інструментів підтримує моделювання на каналному та фізичному рівні, тестування відповідності та генерацію тестової форми сигналу [17].

Далі будуть показані функції модуляції та демодуляції, які використовувались при розробці та які є частиною 5G Toolbox:

Функція $nrSymbolModulate(in,mod)$ співвідносить послідовність бітів у кодовому слові до комплексних символів модуляції за допомогою схеми модуляції mod і повертає модульовані символи. Функція реалізує алгоритм модуляції прописаний стандарті 3GPP [18]. В функції реалізовані наступні схеми модуляції: $\pi/2$ -BPSK, BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM та 256QAM. Ці схеми модуляції, що виконуються на вхідному кодовому слові, і кількість бітів на символ модуляції, що використовуються, показані в наступній таблиці.

Таблиця 4.1

Схема модуляції	Кількість бітів на символ
$\pi/2$ -BPSK	1
BPSK	
QPSK	2
16QAM	4
64QAM	6
256QAM	8

Функція $nrSymbolDemodulate(in,mod)$ демодулює комплексні символи в кодовому слові в м'які біти за допомогою схеми модуляції mod . Функція представляє зворотню реалізацію алгоритму модуляції показаної в 3GPP [18].

На рис. 4.1 показані криві залежності BER від SNR для функцій модуляції/демодуляції для LTE Toolbox та 5G Toolbox без врахування методів широкосмугової модуляції OFDM та F-OFDM.

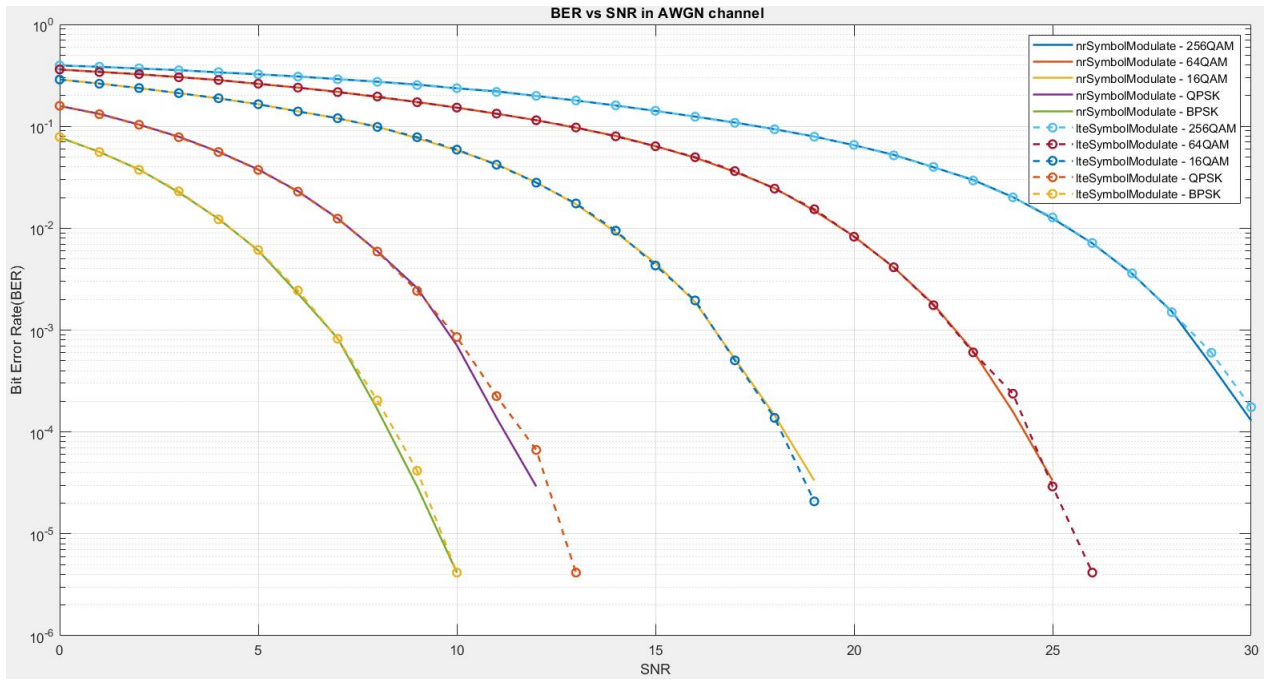


Рисунок 4.1 — Криві залежності BER від SNR для двох функцій toolbox 4G/5G

Як бачимо з рисунку вище, залежності отримані при використанні lteSymbolModulate/Demodulate та nrSymbolModulate/Demodulate мають приблизно однакові криві залежностей BER від SNR, але на деяких ділянках nrSymbolModulate/Demodulate показує себе краще.

5 РОЗРОБКА ПРОГРАМНИХ МОДЕЛЕЙ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ МЕРЕЖ 4G/5G У СЕРЕДОВИЩІ MATLAB

У цьому розділі буде представлено опис запропонованої моделі дослідження, що визначає які методи модуляції та демодуляції можуть бути використані та їх оцінка на приймальній стороні системи. У першому випадку кожен переданий сигнал проходить через модуляцію OFDM, а в другому — використовується модуляція F-OFDM. F-OFDM є ключовою модуляцією для систем 5G.

5.1 Зведення параметрів розробленої моделі

Таблиця 5.1

Версія Matlab	2021a
Тип даних	Випадкова послідовність двійкових бітів
Смуга пропускання	10 МГц
Канал	AWGN
SNR	Від 0 до 30 дБ
Кількість ресурсних блоків (RB)	50
Кількість підносійних на ресурсний блок	12
Кількість підносійних	600
Порядок фільтра	512
Довжина фільтра	513
Надлишкова пропускна здатність (в підносійних) (Tone offset or excess bandwidth)	2,5
Розмір IFFT / FFT	1024
Довжина циклічного префіксу	72
Цифрова модуляція	BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM, 256QAM

Розберемося з деякими параметрами:

1. Кількість ресурсних блоків (RB). У нашому випадку $N_{RB} = 50$. Кількість 50 відповідає смузі пропускання в 10 МГц, як зазначено в табл. 5.2;
2. Кількість підносійних на ресурсний блок рівна 12, що затверджено стандартом LTE. У 5G також один ресурсний блок містить 12 підносійних у частотній області, подібно до LTE;
3. Надлишкова пропускна здатність (в підносійних) — використовується для розширення плоскої області фільтра, щоб підносійні на лівій і правій межі символів OFDM менше піддавалися загасанню;
4. Хоча фактичний розмір FFT, що використовується при кожній пропускній здатності, не визначений стандартом, розмір FFT 2048 зазвичай асоціюється з 20 МГц. Розміри FFT для інших смуг пропускання зазвичай є масштабно зменшеними версіями цього значення, як показано в табл. 5.2 [19]. В нашому випадку для смуги 10 МГц розмір FFT дорівнює 1024;
5. Тривалість нормального CP становить 7% від основного символу OFDM (тобто, $N_{SC} = 1024$ відліки, тоді $N_{CP} = 72$ відліки);

В таблиці 5.2 відображені розміри ресурсних блоків, FFT та ресурсних елементів для кожної смуги пропускання LTE.

Таблиця 5.2

Смуга пропускання, МГц	Розмір FFT	Кількість ресурс- них блоків (RB)	Кількість ресурс- них елементів (RE)
1.4	128	6	72
3	256	15	180
5	512	25	300
10	1024	50	600
15	1536	75	900
20	2048	100	1200

5.2 Розробка моделі OFDM

Використовуючи моделювання в Matlab, ми можемо реалізувати передачу OFDM. Варіюючи значення сигнал/шум ми змінюємо вплив каналу на передачу. Потім проаналізувати результати кожної передачі та побачити, як змінюється частота бітових помилок для кожного типу модуляції при різних відношеннях сигнал/шум.

Код моделі в Matlab, використаний у цій роботі, був розроблений за блок схемою OFDM зображеною на рис. 5.1.

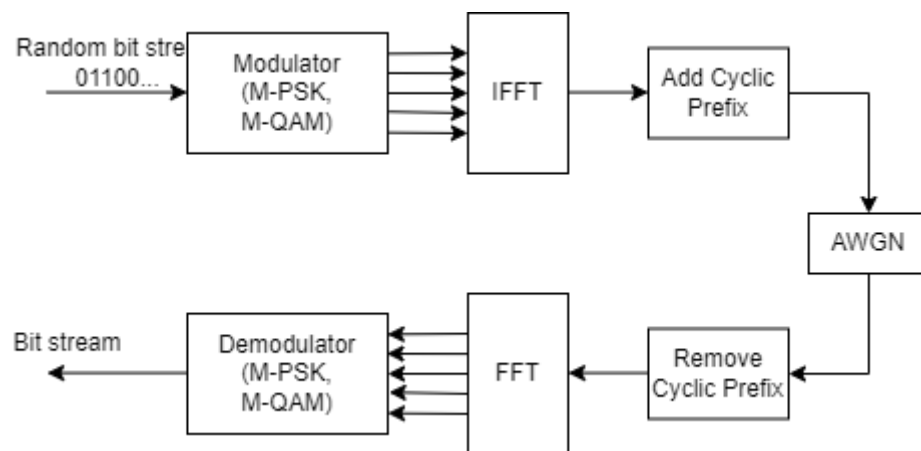


Рисунок 5.1 — Блок схема розробленої моделі OFDM

Ця реалізація використовується для передачі бітової послідовності у формі двійкових даних, модульованих технологією OFDM і M-PSK та M-QAM. Спочатку були згенерувати випадкові біти, як дані для передачі. Ці біти проходять через блок модуляції. В цій роботі розглядалися схеми цифрової модуляції(маніпуляції) такі, як: BPSK, QPSK, 16-QAM, 64-QAM та 256-QAM. Після цього IFFT приймає N символів, де N – кількість підносійних у системі, в нашому випадку кількість підносійних дорівнювала кількості ресурсних блоків помножених на кількість підносійних в ресурсному блоці, за табл. 5.1 . Модульовані символи IFFT «завантажує» на необхідні підносійні OFDM. Результатом IFFT є підсумовування всіх N синусоїд. Далі додається циклічний префікс. Завданням циклічного префікса є боротьба з ISI. Циклічний префікс являє собою захисний інтервал. Він створюється таким чином, що кожному символу

OFDM передає копія кінцевої частини цього самого символу. Далі сигнал передається через канал. При цьому використовувався канал AWGN.

Приймач OFDM також показано на рисунку 5.1. Приймач зазвичай налаштований на відкидання циклічних префіксів, тому перший блок приймальної сторони це і виконує. Потім для демодуляції всіх підносійних використовується FFT та демодулятор. Вихід FFT містить N (N -число підносійних) PSK, QAM-величин, які далі відображаються в двійкових величинах і декодуються для отримання двійкових вихідних даних. Для успішного відображення символів PSK та QAM в бінарні символи повинні бути отримані опорні фази і амплітуди всіх підносійних, таким чином мають бути враховані та оцінені параметри каналу. Вихідним результатом FFT є вихідний символ, надісланий передавачем. Він відповідає вхідному сигналу у відому базисі синусоїд передавача, і оскільки сигнали мають ортогональну властивість, його можна відновити з меншою похибкою в приймачі за допомогою швидкого перетворення Фур'є.

5.3 Розробка моделі F-OFDM

У цьому підпункті моделюється фільтрована OFDM модуляція (F-OFDM) зі спільними з OFDM параметрами для порівняння, які зазначалися вище, табл. 5.1. Модель висвітлює техніку проектування фільтра та основну обробку передачі/приймання.

5.3.1 Прийомопередавач розроблюваної моделі F-OFDM

Код моделі в Matlab, використаний у цьому підпункті, був розроблений відповідно до блок схеми F-OFDM, зображеної на рис. 5.2

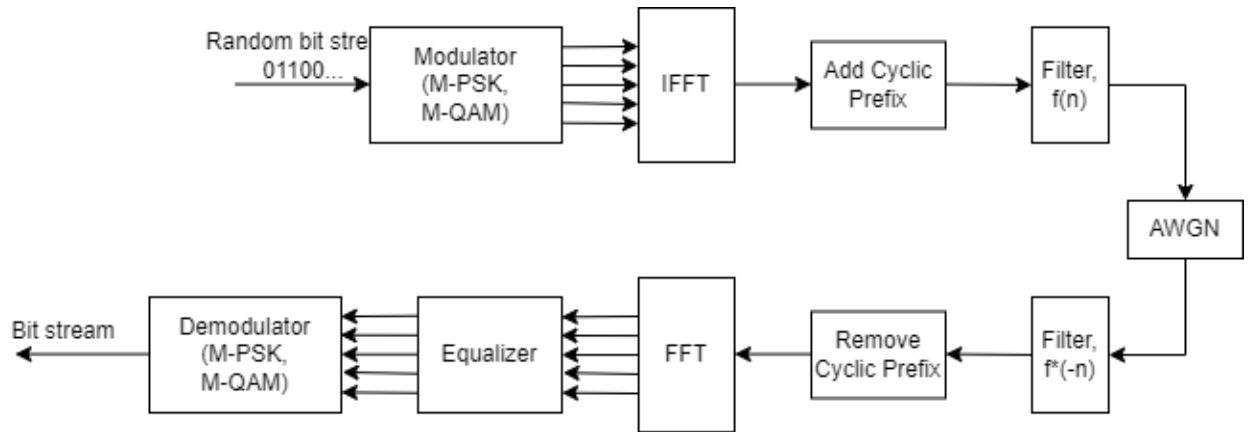


Рисунок 5.2 — Блок схема розробленої моделі F-OFDM

Операції обробки на кінці передачі показані на верхній частині рисунка 5.2 прийомопередавача F-OFDM. На початку передачі проводяться всі ті самі кроки, які були реалізовані для OFDM. Проте у випадку модуляції F-OFDM фільтрація виконується після блоку IFFT, щоб зменшити OOBЕ і, таким чином, знизити завади між сусідніми сигналами.

Нижня частина рисунка 5.2 висвітлює базову обробку прийому для F-OFDM для одного символу OFDM. Отриманий сигнал на приймальній стороні проходить через фільтр, після якого слідує звичайний приймач OFDM. На стороні приймача, як показано на блок схемі, фільтрація виконується після проходження через AWGN. Як видно на рисунку 5.2, процес модуляції/демодуляції F-OFDM дуже схожий на традиційний метод OFDM, відрізняючись лише додаванням фільтрів [19]. Тобто, для F-OFDM, сигнал OFDM піддіапазону пропускається через розроблений фільтр. В цій моделі смуга пропускання фільтра відповідає ширині смуги сигналу, зазнають впливу лише кілька підносійних, близьких до краю. Ключове зауваження полягає в тому, що довжині фільтра можна дозволити перевищувати довжину циклічного префікса для F-OFDM [20]. Міжсимвольна інтерференція зведена до мінімуму, знову ж таки завдяки конструкції фільтра з використанням вікна (з м'яким усіченням). У даному випадку не розглядається канал загасання, але до прийнятого сигналу додається шум для досягнення бажаного SNR. Також на схемі присутній блок

вирівнювання каналу (Equalizer), але в нашому випадку він не потрібен, оскільки канал загасання не моделюється. Як було підкреслено раніше, F-OFDM додає етап фільтрації до існуючої обробки OFDM як на передачі, так і на кінці.

Підсумовуючи все вище сказане та розроблені моделі можна сказати, що були представлені основні характеристики схем модуляції OFDM та F-OFDM як на передавальному, так і на приймальному кінцях системи зв'язку. В наступному розділі будуть досліджені різні значення системних параметрів для заданих: кількості блоків ресурсів, кількості підносійних на блок, довжини фільтра, зміщення тону (або ж надлишкова пропускну здатність) та SNR, але спочатку буде розроблена конструкція фільтра для моделі F-OFDM

5.3.2 Конструкція фільтра моделі F-OFDM

Фільтрація, що виконана в цій моделі F-OFDM задовольняє таким критеріям:

- Фільтр повинен мати рівну смугу пропускання над підносійними в підсмузі;
- Фільтр повинен мінімізувати захисні смуги, для цього має бути реалізована різка перехідна смуга;
- Фільтр повинен забезпечувати достатнє загасання смуги придушення.

Ці критеріям може забезпечити відповідний фільтр з прямокутною частотною характеристикою, тобто імпульсною характеристикою sinc. Щоб це зробити, фільтр нижніх частот реалізовано за допомогою вікна, яке ефективно усікає імпульсну характеристику і забезпечує плавні переходи до нуля на обох кінцях [21].

При розробці вище вказаної моделі, для конструювання фільтра були використані формули 3.1, формули 3.2 та формули 3.3 , які були відображені в попередніх пунктах, в якості вхідних даних були використані ті, які показані в таблиці 5.1.

Спочатку, варто зазначити, що ідеальний фільтр повинен бути таким, щоб перехідна смуга була якомога коротшою і з плоскою смугою пропускання [22].

Ідеальний фільтр у частотній області задається віконною функцією, а її обернена функція синхронізації визначається формулою 3.1. Вхідними даними є дані з таблиці 5.1, а саме: кількість підносійних рівна 600; надлишкова пропускна здатність (в підносійних) рівна 2,5 підносійні; розмір FFT дорівнює 1024 відліки; для заданих меж від $-L/2$ до $L/2$, де L — довжина фільтра, яка рівна 513 відліків.

Однак реалізувати фільтр з ідеальною реакцією неможливо, оскільки для цього буде потрібно нескінченна кількість коефіцієнтів фільтра. Тому, щоб отримати фільтри, які можуть бути реалізовані на практиці, ми скорочуємо (усікаємо) відповідь синхронізації, застосовуючи вікно $w(n)$, яке визначається в формулі 3.2. Вхідними даними є: параметр n , тобто задані межі від $-L/2$ до $L/2$, де L — довжина фільтра, яка рівна 513 відліків; α — roll-off фактор, це параметр, який керує формою вікна. Його значення можуть варіюватись від 0 до 1. У нашому дослідженні його значення становить 0,6. Лістинг програми показаний в Додатку А.

Результат розрахунку вікна фільтра можна побачити на рис. 5.3.

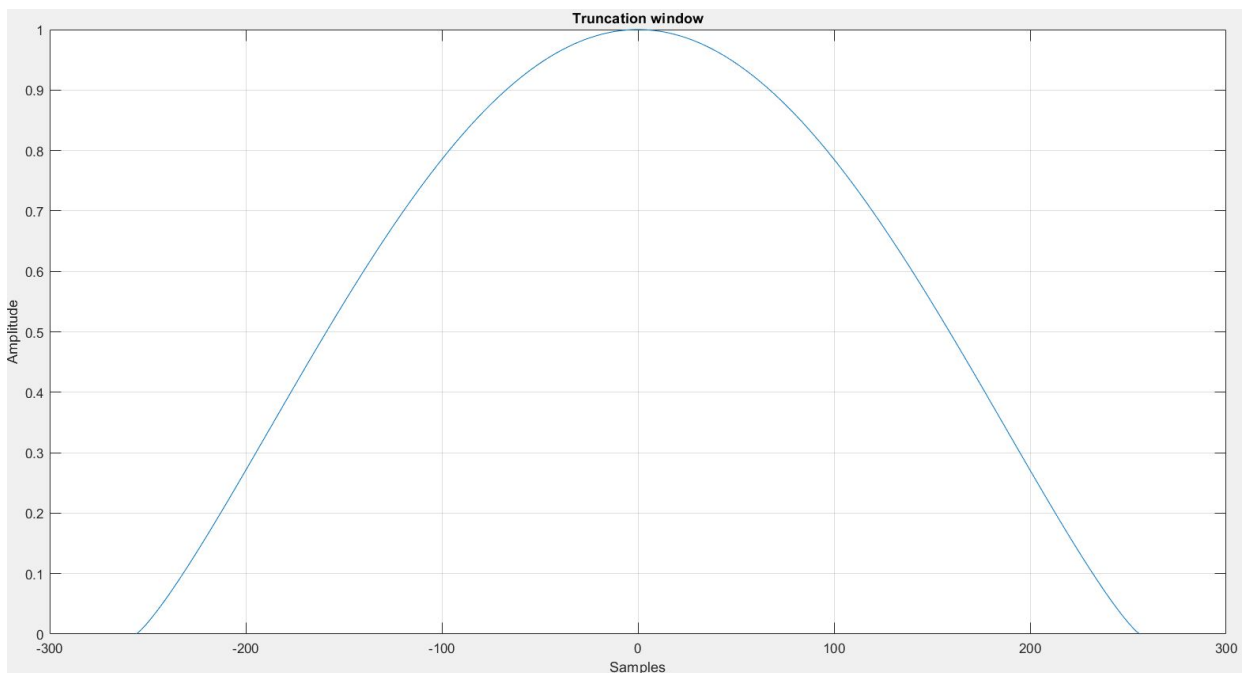


Рисунок 5.3 — Усічене вікно фільтра

І далі розраховуються нормовані коефіцієнти фільтра, які можна отримати в формулі 3.3. Вхідними даними є ті, що були отримані вище, а саме: p — фільтр-прототип функції sinc та w — усічене вікно sinc.

На рис. 5.4 показана частотна характеристика фільтра.

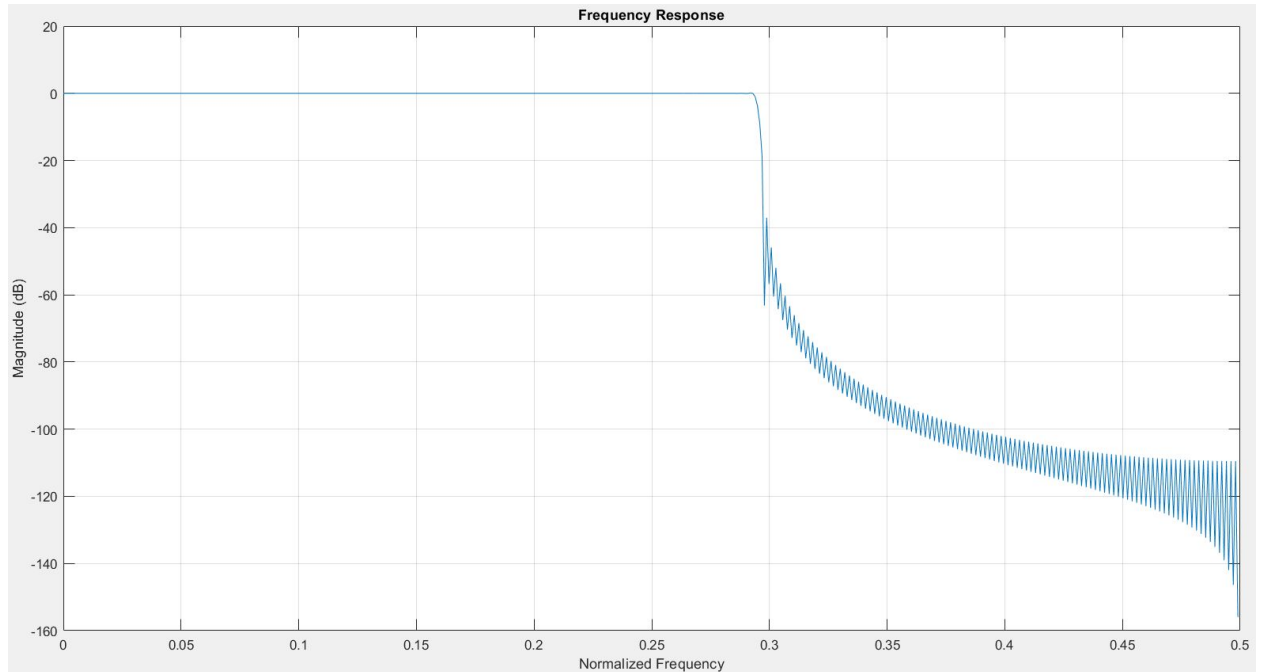


Рисунок 5.4 — Частотна характеристика фільтра

На рис. 5.5 показана спектральна щільність потужності технології F-OFDM в залежності від довжини проєктованого фільтра. Як видно з рисунка, менша потужність OOB та хороший рівень локалізації частоти притаманні фільтру з більшою довжиною. Однак таке покращення можна досягнути шляхом збільшення обчислювальної складності. Тобто відповідна довжина фільтра забезпечує досить високі характеристики фільтрації та показує більш ефективну частотну локалізацію відносно основних критеріїв, яким повинен задовольняти фільтр для F-OFDM, а саме таких параметрів, як рівність смуги пропускання, різкість перехідної смуги та ослаблення в смузі придушення. З іншого боку, зі збільшенням значення порядку фільтра збільшується і складність. У даній роботі, порядок, та в наслідку довжина фільтра обиралася по половині довжини символу OFDM, щоб забезпечити максимальну продуктивність фільтрації та гнучкість фільтра.

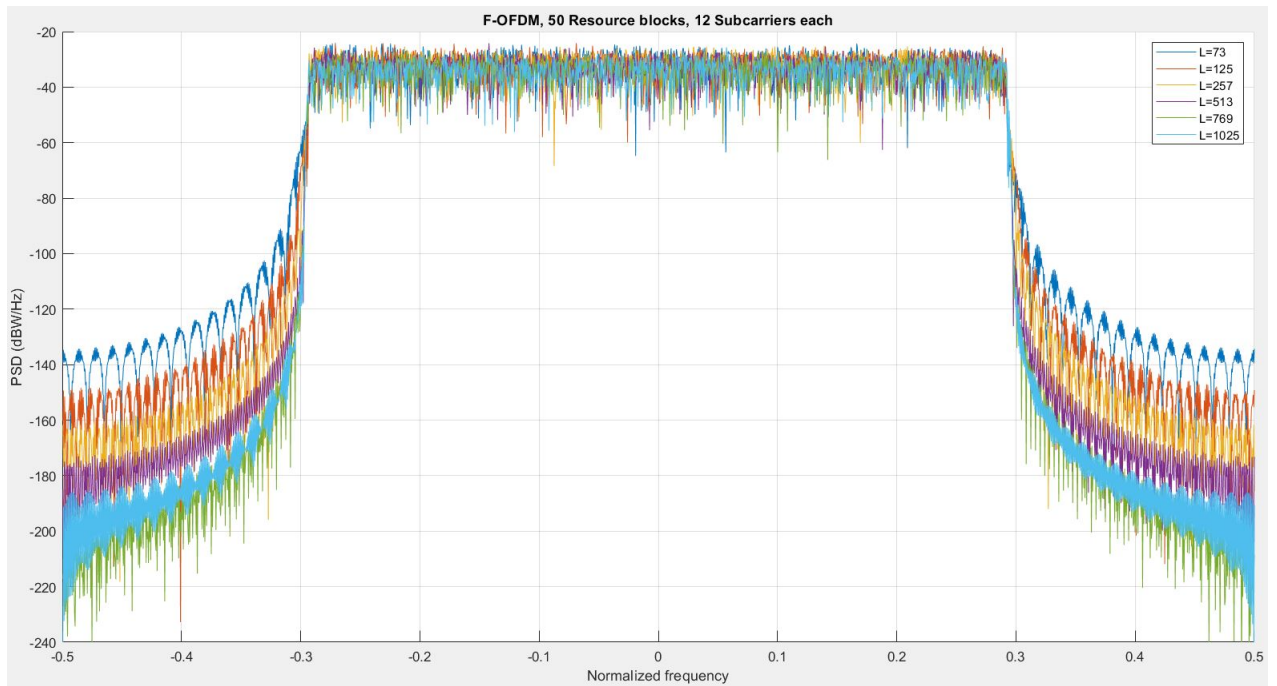


Рисунок 5.5 — Спектральна щільність потужності F-OFDM при різних довжинах фільтра

Мінімальна розглянута довжина фільтра, яка дорівнює 73, відповідає довжині циклічного префікса, а максимальна розглянута довжина фільтра, яка дорівнює 1025, відповідає довжині OFDM.

На рис. 5.6 показана спектральна щільність потужності технології F-OFDM в залежності від roll-off фактора проектованого фільтра. Рисунок ілюструє вплив roll-off фактора на позасмугове випромінювання при фіксованій довжині фільтра, яка була обрана рівною 513 ($L = 513$), що, як було зазначено раніше, відповідає половині довжини символу OFDM. Очевидно, зі збільшенням величини roll-off фактора також покращується здатність придушувати позасмугове випромінювання [23].

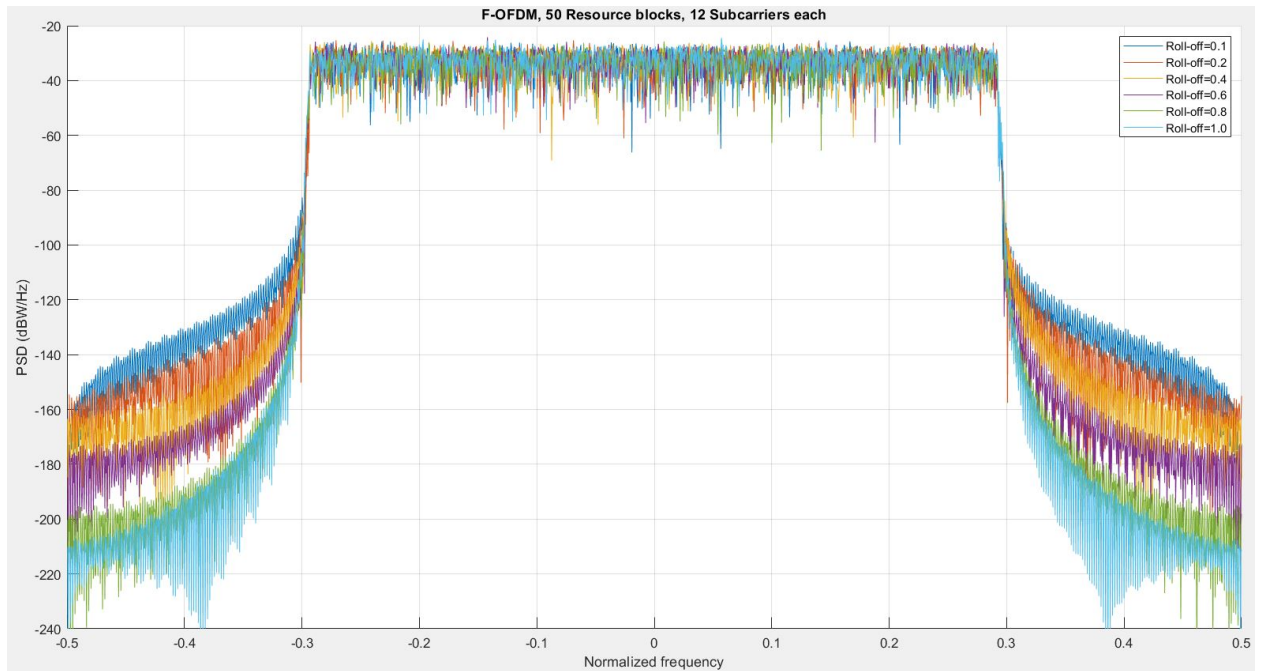


Рисунок 5.6 — Спектральна щільність потужності F-OFDM при різних значеннях roll-off фактора

Добре сконструйований фільтр для технології F-OFDM застосовується до символу OFDM у часовій області для покращення OOBЕ піддіапазонного сигналу, зберігаючи при цьому ортогональність символів OFDM у комплексній області. Подана конструкція фільтра для технології F-OFDM призводить, строго кажучи, до незначної втрати ортогональності, що має впливає лише на крайні підносійні.

6 ПОРІВНЯЛЬНЕ ТЕСТУВАННЯ МОДЕЛЕЙ МОДУЛЯЦІЇ ДЛЯ МЕРЕЖ 4G/5G

У цьому розділі буде представлено та оцінено результати моделювання двох систем. Ми оцінимо приріст продуктивності, отриманий при використанні F-OFDM та OFDM, за результатами експерименту. Для 4G буде використовуватись модель системи, зображена на рис. 6.1, для 5G — модель зображена на рис. 6.2. Головні критерії вибору найкращої схеми модуляції залежать від енергоефективності, кращої якості обслуговування, економічності і врешті решт від частоти бітових помилок (BER) та відношення сигнал/шум (SNR). Продуктивність кожної схеми модуляції визначається при її оцінці ймовірності бітової помилки, спричиненої шумом і завадами, які виникають в каналі. Як згадувалось раніше, методи модуляції, що використовуються для систем OFDM-LTE (4G) та F-OFDM 5G NR є M-PSK і M-QAM, тому в цій роботі частота бітових помилок (BER) схем цифрової модуляції M-PSK і M-QAM порівнюються під час проходження AWGN каналу для однакових параметрів та для моделей різних стандартів та поколінь, а саме для застосування OFDM та F-OFDM. Дослідження виконано з використанням Matlab для відповідних вхідних даних, які були відображені в попередньому розділі, табл. 5.1 (у F-OFDM вибираються 50 ресурсних блоків, що складаються з 12 підносійних, для порівняння вибирається 600 підносійних OFDM), та для розрахованого фільтра з метою моделювання та оцінки спектральної щільності потужності, коефіцієнта бітових помилок (BER) та відношення сигнал/шум (SNR) для моделей систем OFDM та F-OFDM.

Результати та залежності будуть отримані за наступними загальними блок-схемами, які показують етапи, на яких ми отримуємо ті чи інші залежності.

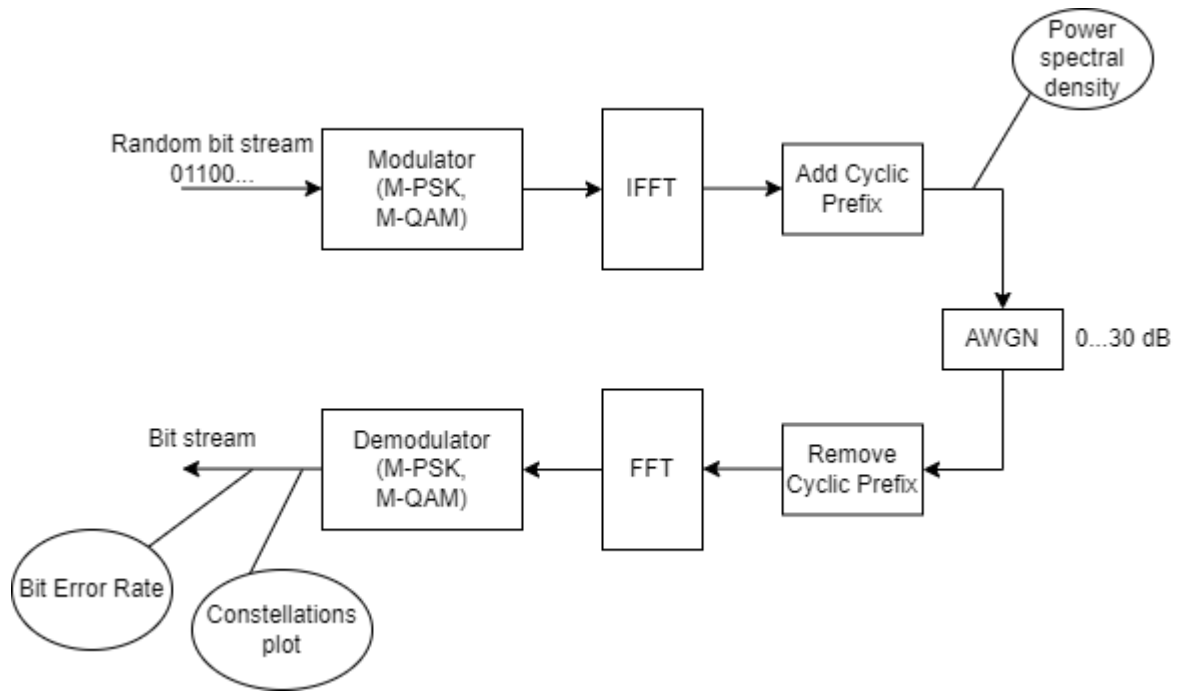


Рисунок 6.1 — Загальна блок схема OFDM з ділянками, на яких отримані результати

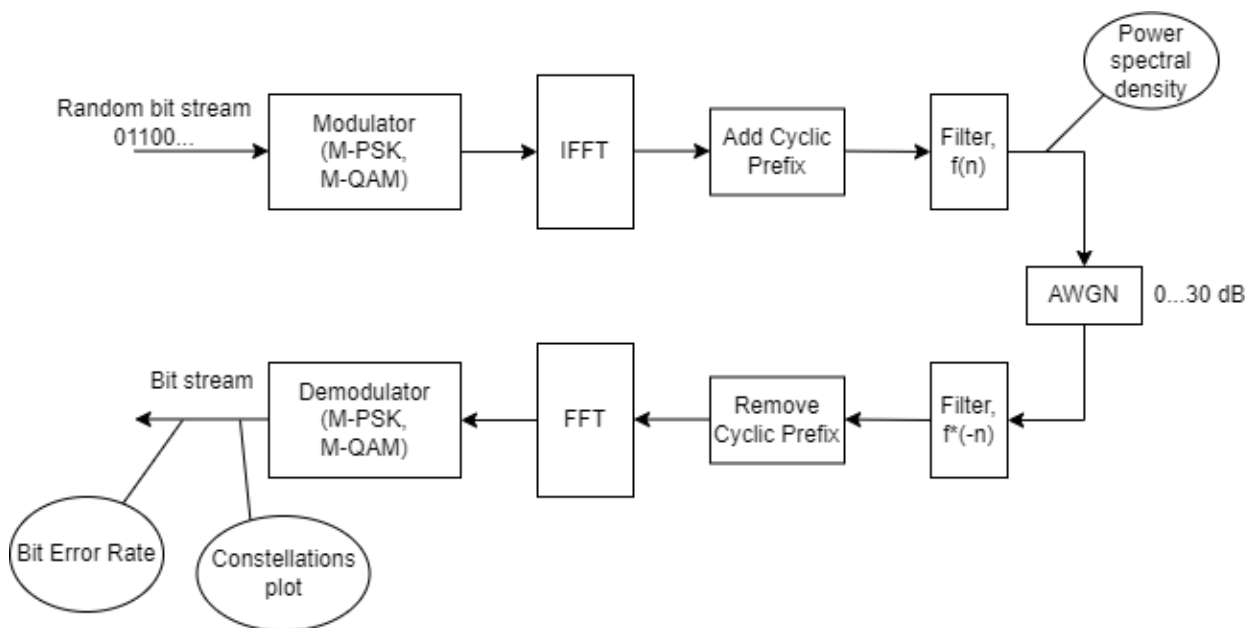


Рисунок 6.2 — Загальна блок схема F-OFDM з ділянками, на яких отримані результати

6.1 Діаграми розсіювання демодульованих даних

Для початку буде показано за допомогою сигнальних сузір'їв та діаграм розсіювання, що дані, які пройшли через AWGN канал та відповідні перетворення та фільтрування — на приймальній стороні демодулюються та розпізнаються для кожного типу модуляції, хоча що для розроблених моделей як для

OFDM та F-OFDM не використовувався еквалайзер. Лістинг програми показаний в Додатку Б.

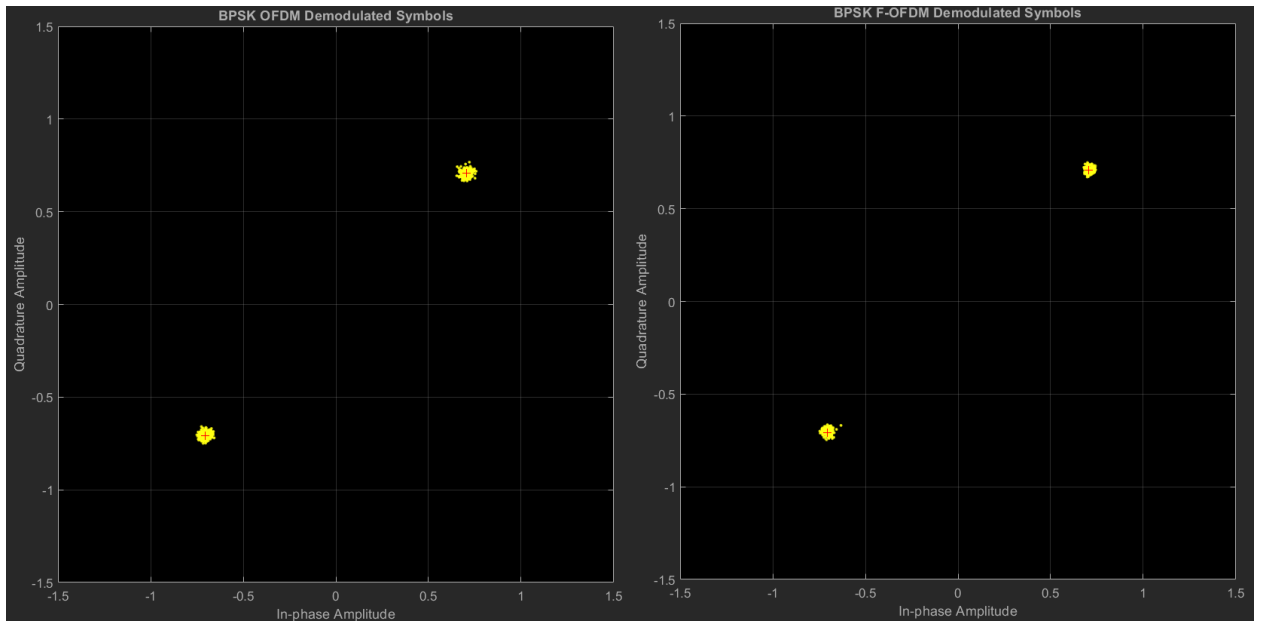


Рисунок 6.3 — Діаграма розсіювання для демодульованих символів BPSK (зліва OFDM, справа F-OFDM)

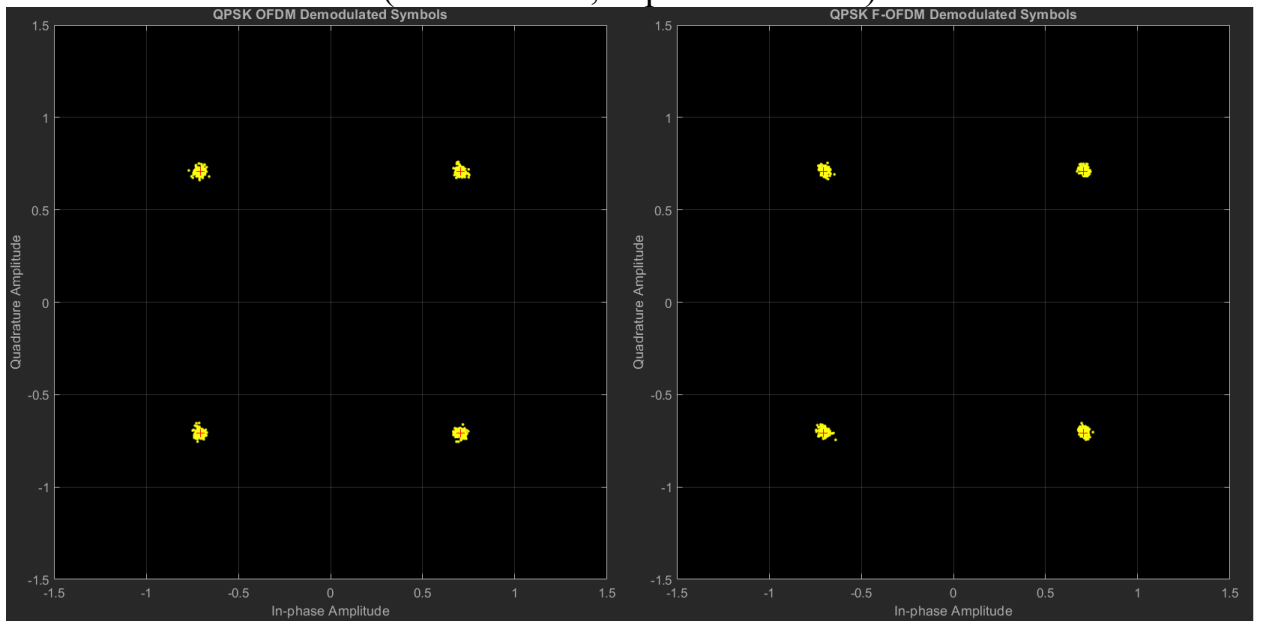


Рисунок 6.4 — Діаграма розсіювання для демодульованих символів QPSK (зліва OFDM, справа F-OFDM)

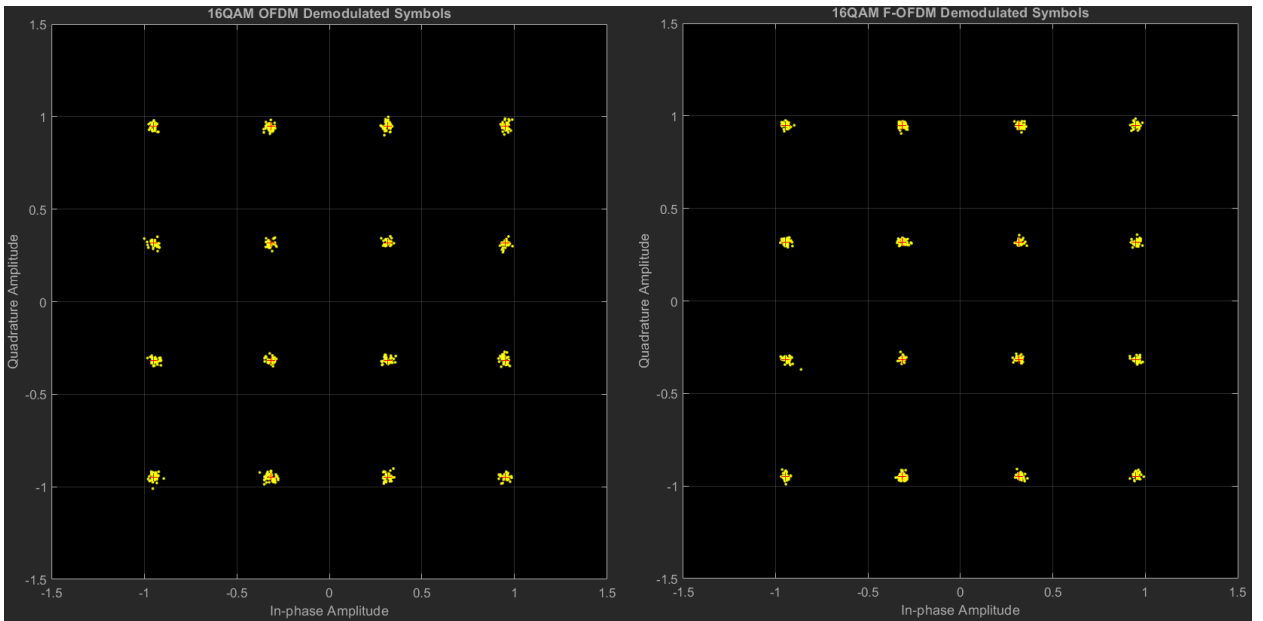


Рисунок 6.5 — Діаграма розсіювання для демодульованих символів 16QAM (зліва OFDM, справа F-OFDM)

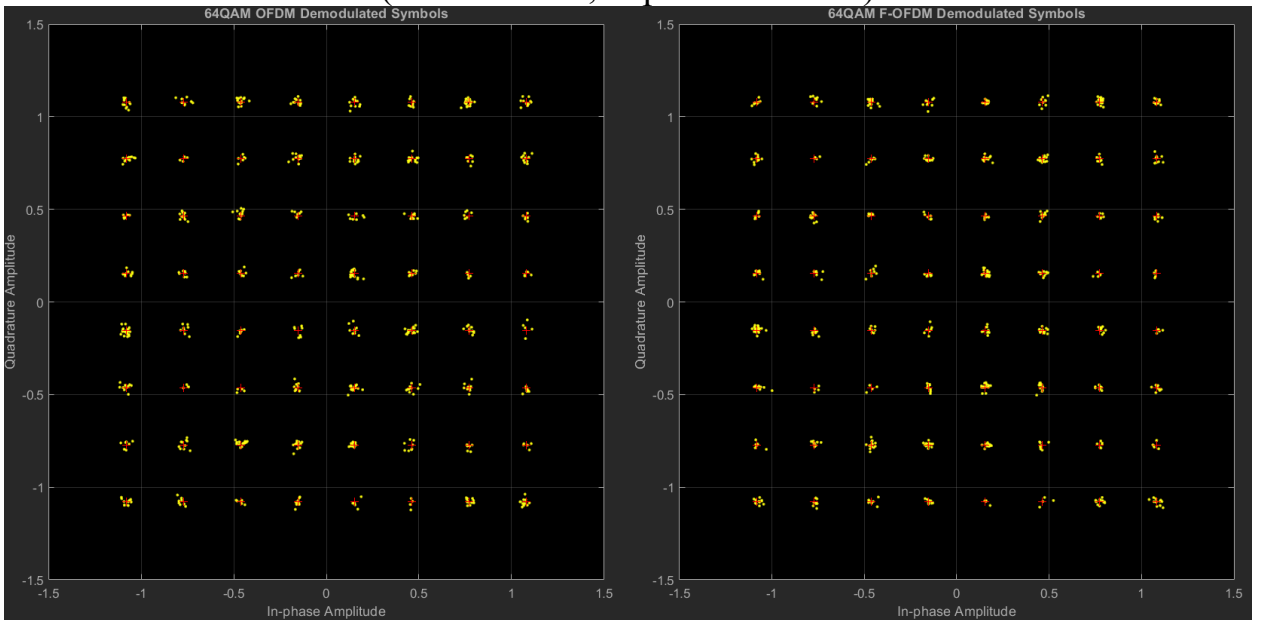


Рисунок 6.6 — Діаграма розсіювання для демодульованих символів 64QAM (зліва OFDM, справа F-OFDM)

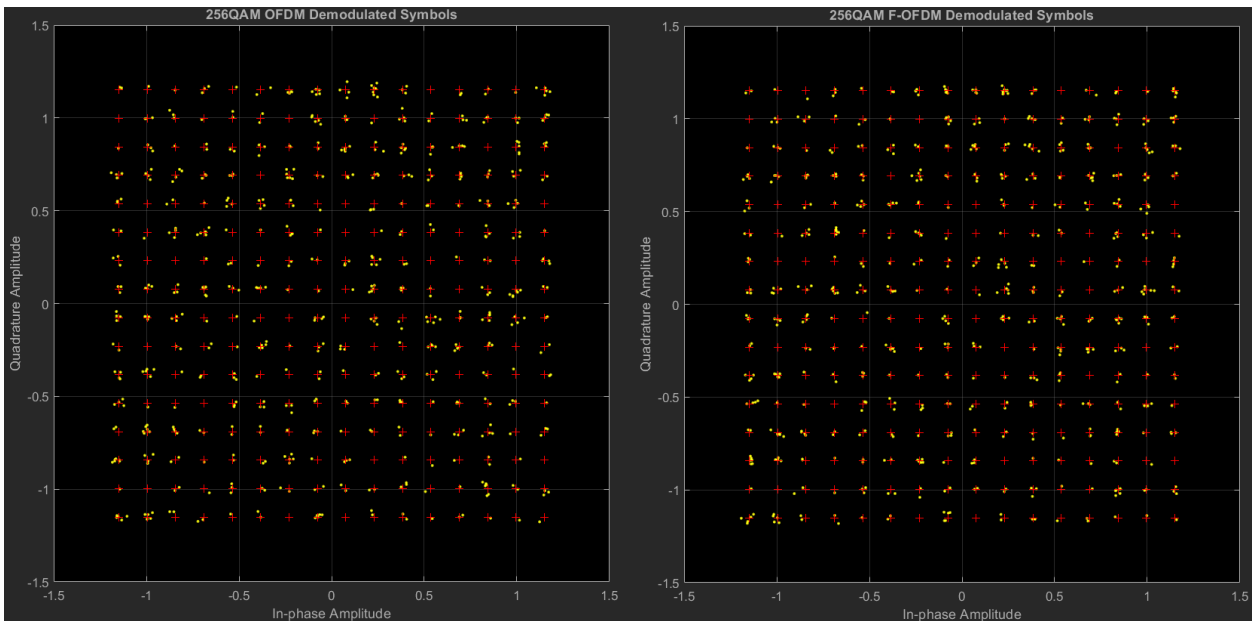


Рисунок 6.7 — Діаграма розсіювання для демодульованих символів 256QAM (зліва OFDM, справа F-OFDM)

6.2 Порівняння спектральної щільності потужності OFDM та F-OFDM

Задоволення вимог асинхронної передачі в 5G пов'язують з покращенням спектральної ефективності, що можуть забезпечити методи модуляції на основі фільтрації, тому в цьому і полягає їхня значна перевага. Порівняння спектральної щільності потужності обох форм сигналу виконують для того, щоб оцінити частотну локалізацію сигналів OFDM та F-OFDM. У попередніх пунктах для технології F-OFDM розраховано фільтр з наступними параметрами: довжиною фільтра $L = 513$ і roll-off фактором $\alpha = 0,6$. На рис. 6.8 представлені PSD сигналів OFDM і F-OFDM. Лістинг програми показаний в Додатку А.

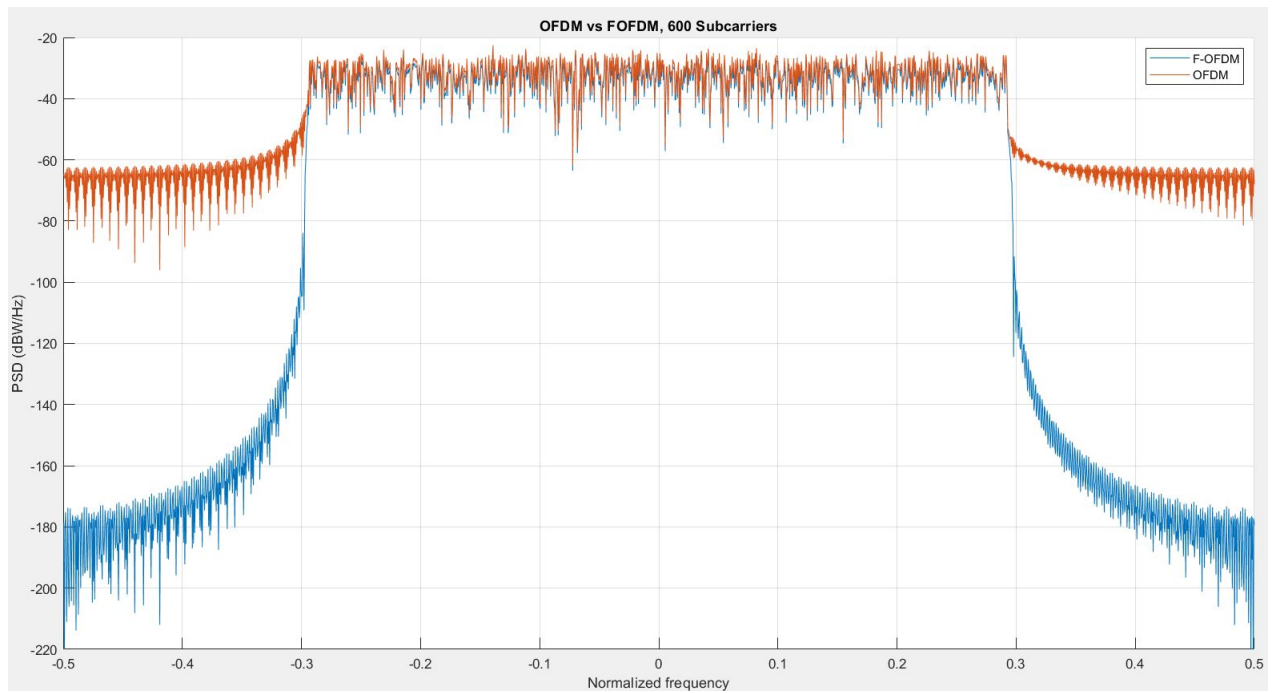


Рисунок 6.8 — Порівняння спектральної щільності потужності технологій OFDM та F-OFDM при модуляції 64QAM

З отриманих результатів видно, що потужність позасмугового випромінювання для стандарту OFDM становить -62 дБ, а для F-OFDM це значення рівне -173 дБ. З отриманих результатів можна сказати, що F-OFDM показує себе краще за OFDM. Вона зменшує позасмугове випромінювання приблизно на 111 дБ. Таким чином більш високий рівень частотної локалізації має саме технологія F-OFDM. Це може бути використано в 5G для ефективного повторного використання спектру.

6.3 Залежності коефіцієнта бітових помилок від відношення сигнал/шум

У цьому підпункті досліджується коефіцієнт бітових помилок (BER) у порівнянні з відношенням сигнал/шум (SNR) модуляцій BPSK OFDM та BPSK F-OFDM на рис. 6.9, QPSK OFDM та QPSK F-OFDM на рис. 6.10, 16QAM OFDM та 16QAM F-OFDM на рис. 6.11, 64QAM OFDM та 64QAM F-OFDM на рис. 6.12, 256QAM OFDM та 256QAM F-OFDM на рис. 6.13 для каналу AWGN з використанням моделей, розроблених в програмному середовищі Matlab. Лістинг програми показаний в Додатку Б.

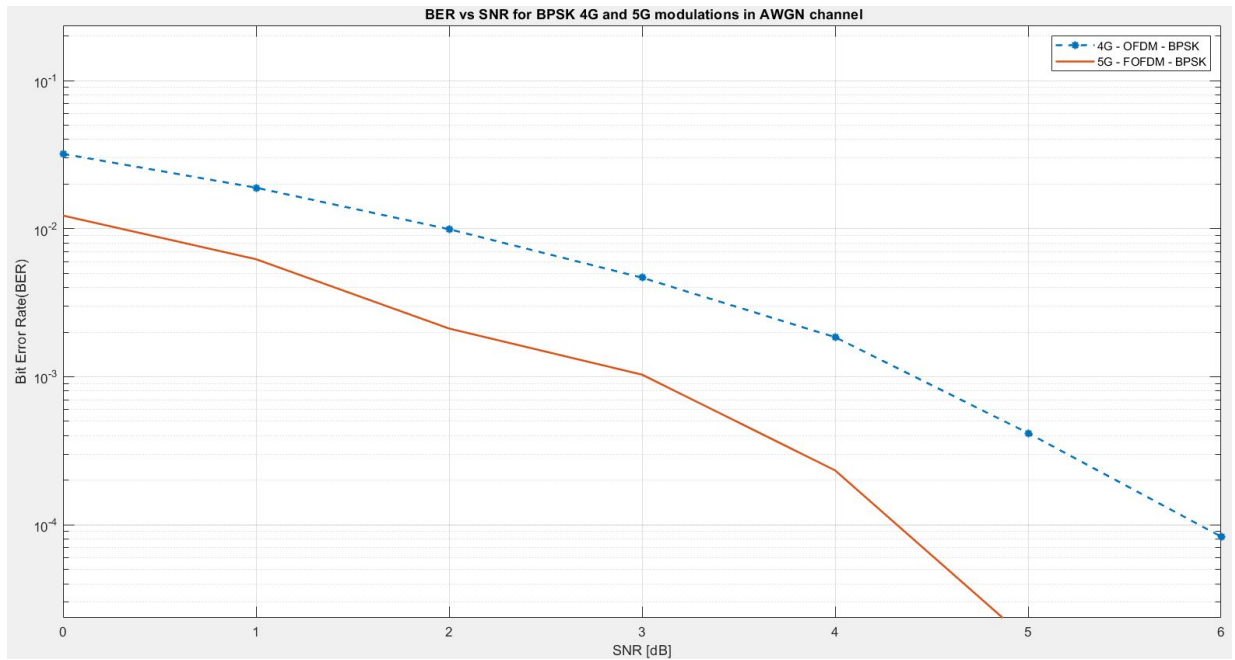


Рисунок 6.9 — Залежність BER від SNR BPSK модуляції для 4G та 5G технологій

Графічна залежність показує продуктивність системи F-OFDM з цифровою модуляцією BPSK в порівнянні з системою OFDM з тією ж модуляцією. Система на основі F-OFDM демонструє кращу продуктивність ніж система на основі OFDM. Значення бітової помилки при значенні сигнал/шум 3 дБ становить 0,0047 для OFDM BPSK та 0,00103 для F-OFDM BPSK. Система F-OFDM на основі BPSK показує нижчий BER та покращення в 4,6 разів.

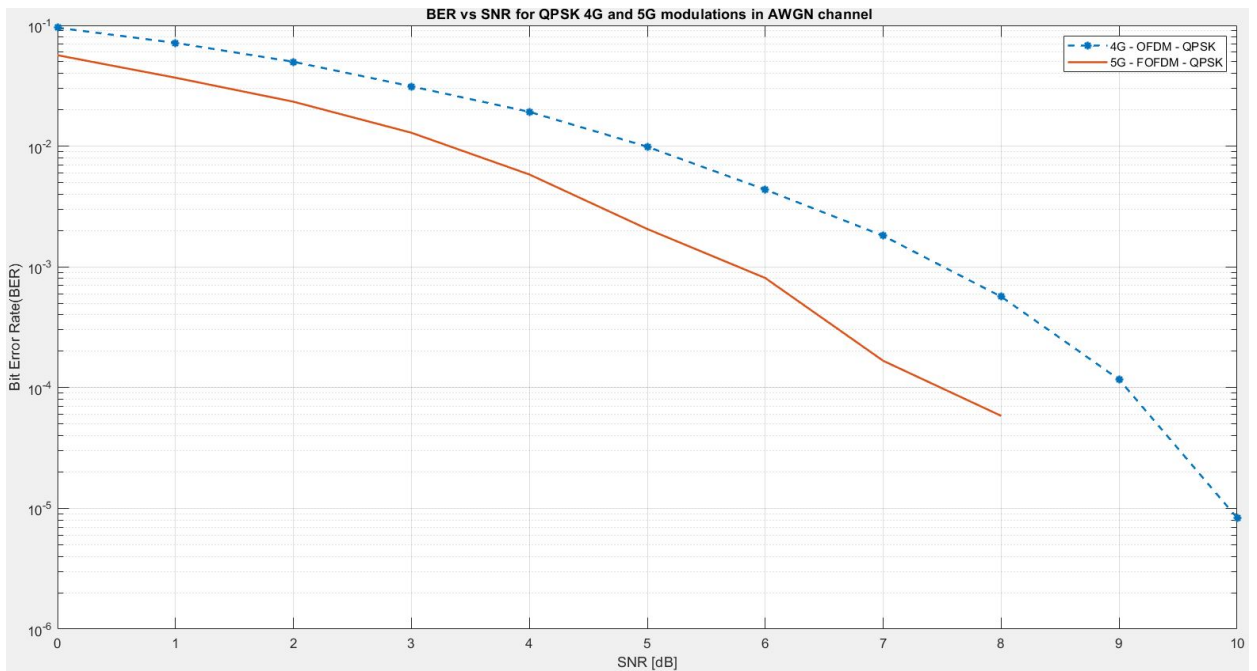


Рисунок 6.10 — Залежність BER від SNR QPSK модуляції для 4G та 5G технологій

Графічна залежність показує продуктивність системи F-OFDM з цифровою модуляцією QPSK в порівнянні з системою OFDM з тією ж модуляцією. Система на основі F-OFDM демонструє кращу продуктивність ніж система на основі OFDM. Значення бітової помилки при 5 дБ SNR становлять 0,00988 для OFDM QPSK та 0,00206 для F-OFDM QPSK. Система F-OFDM на основі QPSK показує нижчий BER та покращення в 4,8 раза.

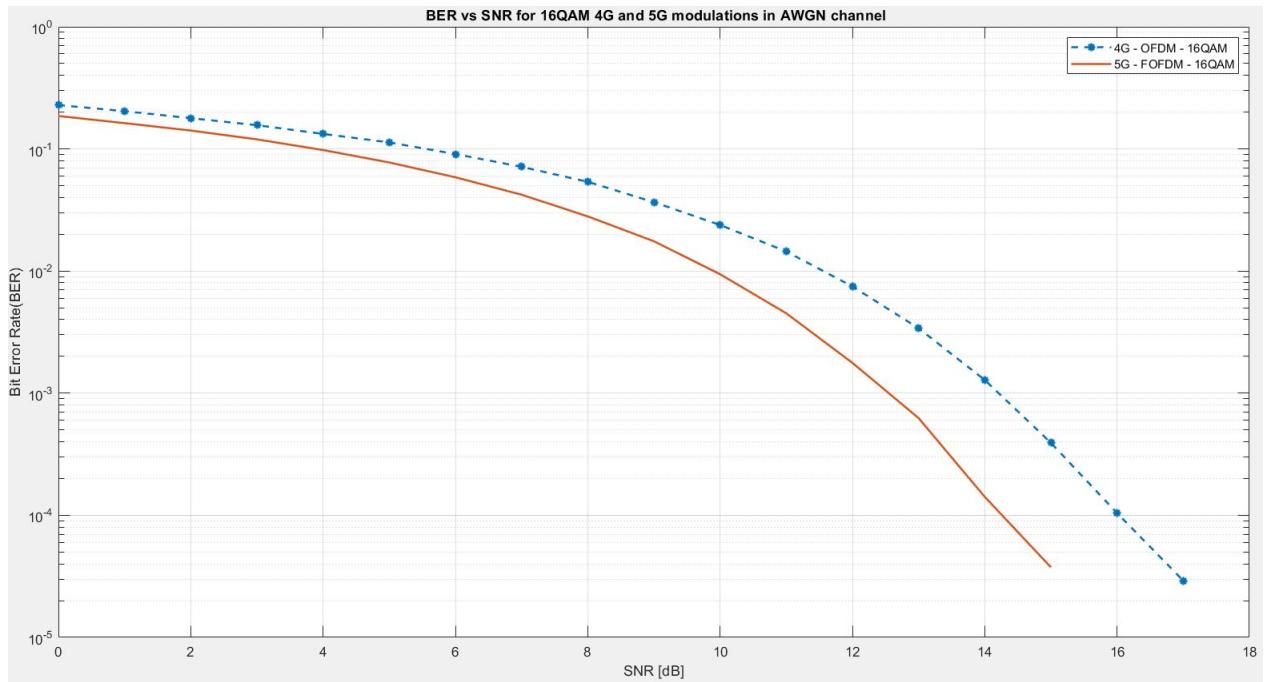


Рисунок 6.11 — Залежність BER від SNR 16QAM модуляції для 4G та 5G технологій

Графічна залежність показує продуктивність системи F-OFDM з цифровою модуляцією 16QAM в порівнянні з системою OFDM з тією ж модуляцією. Система на основі F-OFDM демонструє кращу продуктивність ніж система на основі OFDM. Значення бітової помилки при 10 дБ SNR становлять 0,02384 для OFDM 16QAM та 0,00942 для F-OFDM 16QAM. Система F-OFDM на основі 16QAM показує нижчий BER та покращення в 2,5 раза.

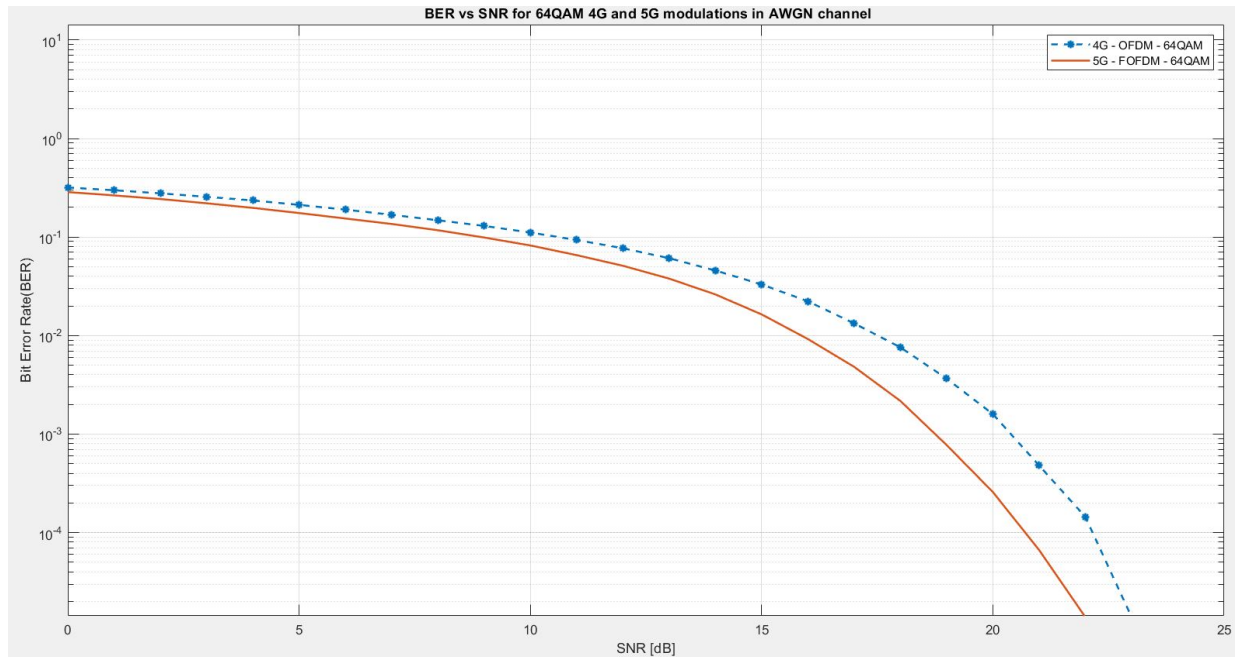


Рисунок 6.12 — Залежність BER від SNR 64QAM модуляції для 4G та 5G технологій

Графічна залежність, показує продуктивність системи F-OFDM з цифровою модуляцією 64QAM в порівнянні з системою OFDM з тією ж модуляцією. Система на основі F-OFDM демонструє кращу продуктивність ніж система на основі OFDM. Значення бітової помилки при 15 дБ SNR становлять 0,03304 для OFDM 64QAM та 0,01641 для F-OFDM 64QAM. Система F-OFDM на основі 64QAM показує нижчий BER та покращення в 2 рази.

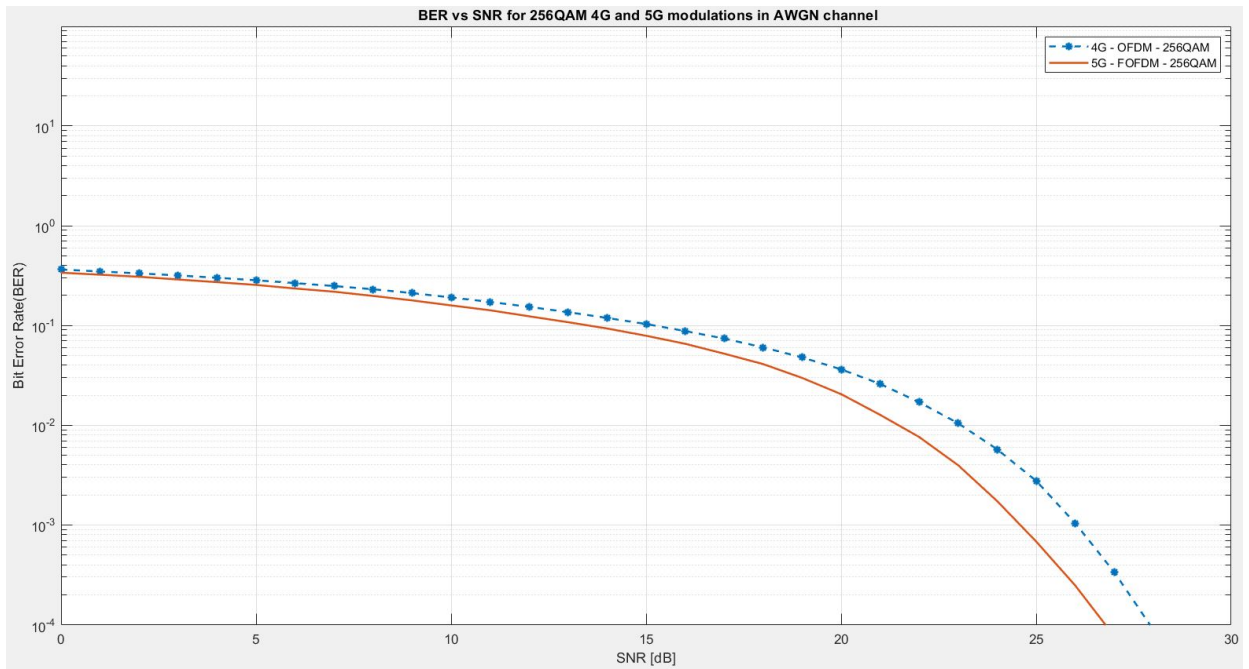


Рисунок 6.13 — Залежність BER від SNR 256QAM модуляції для 4G та 5G технологій

Графічна залежність, показує продуктивність системи F-OFDM з цифровою модуляцією 256QAM в порівнянні з системою OFDM з тією ж модуляцією. Система на основі F-OFDM демонструє кращу продуктивність ніж система на основі OFDM. Значення бітової помилки при 20 дБ SNR становлять 0,03630 для OFDM 256QAM та 0,02049 для F-OFDM 64QAM. Система F-OFDM на основі 256QAM показує нижчий BER та покращення в 1,8 раза.

Тепер для комплексного порівняння буде показано всі ці залежності на одному графіку, що можна бачити на рис. 6.14.

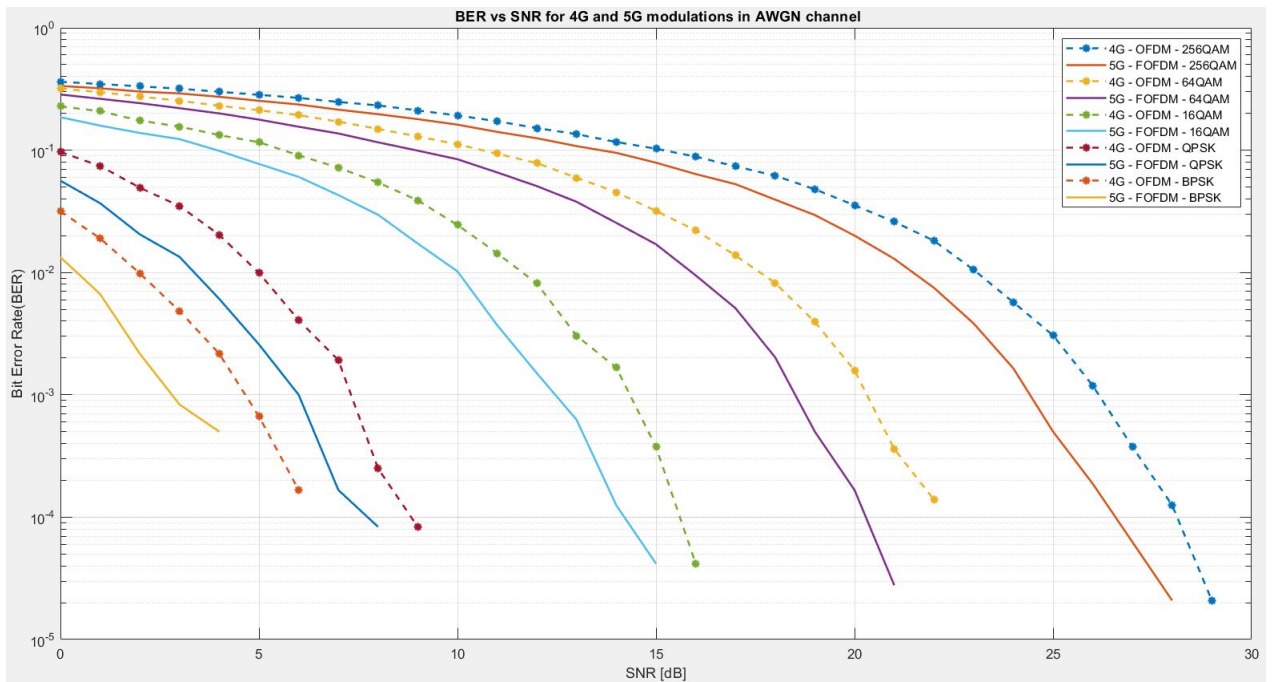


Рисунок 6.14 — Залежність BER від SNR для всіх показаних вище модуляцій 4G та 5G на одному графіку

З графіків видно, що для OFDM BPSK (пунктир з крапками) крива BER наближається до значення 0,000167, при наближенні значення SNR до 6 дБ. Таким чином, можна сказати про досить хорошу продуктивність техніки модуляції BPSK, якщо при її використанні відштовхуватись від частоти помилок та рівня сигнал/шум. Проте при використанні BPSK з причини низького порядку сузір'я BPSK, не може бути досягнута висока швидкість передачі даних. Цей факт робить BPSK непридатним для використання в тих задачах, де потрібна дуже висока швидкість передачі даних. В свою чергу для OFDM QPSK крива BER наближається до значення 0.00408, при наближенні значення SNR до 6 дБ. Аналізуючи криві, варто зазначити, що QPSK має більший рівень бітових помилок у порівнянні з BPSK. Таким чином, для випадків, де рівень завад в каналі і бітових помилок є основними параметрами, які є небажаними, BPSK має більш кращі показники ніж QPSK, але при цьому в швидкості передачі даних QPSK переважає BPSK.

Також з графіка видно, що для OFDM 16QAM крива BER наближається до значення 0,091, при наближенні значення SNR до 6 дБ. Даний факт показує,

що 16QAM не використовуватиметься в тих випадках, де є пріоритетним низький рівень помилок, а застосовується в тих випадках, коли потрібна вища швидкість передачі даних. Наступні схеми модуляції будуть мати таку ж закономірність, оскільки, продуктивність BER залежить від типу модуляції, яке використовується, а особливо від порядку схеми сигнальних сузір'їв. Іншими словами, сигнальне сузір'я високого порядку збільшує деградацію BER, оскільки воно більш чутливе до завад, тобто модуляція 256QAM буде мати найбільше значення BER з усіх досліджуваних модуляцій, але при цьому матиме найбільшу швидкість передачі даних. Крім того, покращення показників BER для технології OFDM в порівнянні з F-OFDM добре відображає рис. 6.14, для наглядності, основні дані для порівняння занесені в таблицю 6.1.

Таблиця 6.1

Тип модуляції	Тип мультиплексування	BER	SNR, дБ
BPSK	OFDM	10^{-3}	4,7
	F-OFDM	10^{-3}	2,85
QPSK	OFDM	10^{-3}	7,35
	F-OFDM	10^{-3}	6
16QAM	OFDM	10^{-3}	14,3
	F-OFDM	10^{-3}	12,45
64QAM	OFDM	10^{-3}	20,3
	F-OFDM	10^{-3}	18,5
256QAM	OFDM	10^{-3}	26,1
	F-OFDM	10^{-3}	24,45

Порівняння відбувається на основі значень SNR для відповідного рівня BER для кожного типу модуляції технологій OFDM та F-OFDM. Був обраний фіксований рівень BER 10^{-3} , при цьому значенні BER буде досліджений виграш в продуктивності технологій. Проаналізувавши результати, можна побачити, що для модуляції BPSK F-OFDM має виграш на 1,85 дБ в порівнянні з OFDM. Для модуляції QPSK F-OFDM має виграш на 1,35 дБ в порівнянні з

OFDM. Для модуляції 16QAM F-OFDM має виграш на 1,85 дБ в порівнянні з OFDM. Для модуляції 64QAM F-OFDM має виграш на 1,8 дБ в порівнянні з OFDM. Для модуляції 256QAM F-OFDM має виграш на 1,65 дБ в порівнянні з OFDM. Як можна помітити, F-OFDM забезпечує кращу продуктивність ніж звичайна OFDM для однакових типів цифрової модуляції. Це відбувається завдяки використанню вікна фільтра, який зменшує ISI між сусідніми символами.

ВИСНОВКИ

У цій роботі були розроблені моделі в програмному середовищі Matlab з різними техніками 4G OFDM та 5G F-OFDM, також розглянуті та реалізовані різні методи цифрової модуляції, такі як BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM і 256QAM. Основною метою дипломної роботи був порівнювальний аналіз методів модуляції для розроблених моделей, шляхом дослідження залежностей частоти бітових помилок від рівня сигнал/шум для різних схем модуляції та двох моделей. Були проведені всі необхідні моделювання, щоб досягти відповідного BER по каналу AWGN. Потрібний результат отримано і цілі досягнуті.

Були показані сигнальні сузір'я та діаграми розсіювання демодульованих символів на приймальній стороні для вище зазначених типів модуляції. Вони використовувалися для дослідження та аналізу рівня похибки.

Також були отримані графіки спектральної щільності потужності та залежності BER від SNR. Проаналізувавши графіки залежності спектральної щільності потужності, варто зазначити, що F-OFDM у порівнянні з OFDM може досягти набагато нижчого позасмугового випромінювання, а саме з попередніх досліджень видно, що OFDM може забезпечити потужність позасмугового випромінювання -62 дБ, а F-OFDM — -173 дБ. Технологія F-OFDM зменшує позасмугове випромінювання приблизно на 111 дБ. З отриманих результатів можна сказати, що F-OFDM показує себе краще набагато краще за OFDM. Такі результати можливі завдяки фільтру, який також був розрахований в цій роботі для F-OFDM. Таке зменшення рівня позасмугового випромінювання дозволяє більшій кількості користувачів отримати доступ до спектру. Отже, F-OFDM може забезпечити ефективну пропускну здатність та високу продуктивність.

Крім того, отримані результати представили порівняння продуктивності методів цифрової модуляції з точки зору ймовірності бітової помилки. Отримані залежності показують те, що коефіцієнт BER зменшується зі збільшенням відношення сигнал/шум у каналі AWGN. Аналізуючи отримані залежності,

можна сказати, що з усіх методів цифрової модуляції, які досліджувалися — QAM вищого порядку може передавати більше даних, але при цьому є менш надійною через високий рівень помилок у порівнянні з QAM нижчого порядку та PSK нижчого порядку. Іншими словами, методи модуляції, які здатні передавати більше бітів на символ, більш вразливі до помилок, спричинених шумом. Була досліджена ефективність методів модуляції OFDM та F-OFDM на основі залежностей BER від SNR для кожної цифрової модуляції, були отримані наступні результати. Для фіксованого значення BER 10^{-3} F-OFDM для всіх типів модуляції має вигравш у SNR. А саме для BPSK 1,85 дБ; для QPSK 1,35 дБ; для 16QAM 1,85 дБ; для 64QAM 1,8 дБ; для 256QAM 1,65 дБ. Для цих даних були зроблені наступні висновки. F-OFDM забезпечує кращу продуктивність ніж звичайна OFDM для однакових типів цифрової модуляції. Це відбувається завдяки використанню вікна фільтра, яке зменшує ISI між сусідніми символами.

Таким чином, на основі стійкості до шуму, BPSK є найкращою технікою для реалізації, але в сучасних системах, таких як 4G LTE та 5G NR, потрібні вищі швидкості передачі даних. Наприклад, 256QAM, яка використовується в цих системах, спроможна передавати дані на більш високій швидкості, але при цьому вона дуже схильна до шумів, бітових помилок і тому має найбільше значення BER серед досліджуваних модуляцій тому, в сучасних мережах для того, щоб 256QAM могла бути використана з порівняно меншою частотою помилок застосовуються різні методики як, наприклад, скремблінг на бітовому рівні та турбокодування.

Тому підсумовуючи все те, що описано вище, можна сказати, що схеми PSK нижчого порядку можуть використовуватися в тих випадках, які передбачають низький коефіцієнт бітових помилок і мінімальну потужність і при цьому низький рівень пропускну здатності, тоді як методи QAM більшого порядку підходять для цілей, що вимагають більш високого рівня пропускну здатності, але при цьому мають низьку енергоефективність.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ ПОСИЛАНЬ

1. Jaiswal S. Development of Wireless Communication Networks: From 1G to 5G / S. Jaiswal, K. Ajay, K. Neha. // International Journal of Electrical and Computer Systems (IJECS). – 2014. – №3. – С. 6053–6056.
2. Shinkure H. Multicarrier Techniques for 4G Mobile Communications / H. Shinkure, P. Ramjee., 2013.
3. Framework and overall objectives of the future development of IMT for 2020 and beyond [Електронний ресурс] // ITU. – 2015. – Режим доступу до ресурсу: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/m/R-REC-M.2083-0-201509-I!!PDF-E.pdf.
4. Калюжний О. Я. Мобільні телекомунікаційні системи [Електронний ресурс] / О. Я. Калюжний – Режим доступу до ресурсу: <https://oleksa-site.blogspot.com/p/mobile-telecom.html>.
5. Digital Modulation in Communications Systems — An Introduction [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: <https://www.emce.tuwien.ac.at/hfadmin/354059/download/RF4%20Digital%20Modulation%20in%20Communication%20Systems%20-%20An%20Introduction.pdf>.
6. MIMO-OFDM WIRELESS COMMUNICATIONS WITH MATLAB / Y.Cho, J. Kim, W. Yang, C. G. Kang., 2010. – 544 с.
7. Tarokh V. OFDM: Principles and Challenges / Vahid Tarokh // New Directions in Wireless Communications Research / Vahid Tarokh., 2009. – (Springer). – С. 29–61.
8. Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM)-Applications for Wireless Communications with Coding [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: http://www.comlab.hut.fi/opetus/311/ofdm_mod.pdf.
9. ETSI.TR.138.913, 5G; Study on Scenarios and Requirements for Next Generation Access Technologies. // ETSI. – 2017. – № 3GPP TR 38.913 version 14.2.0 Release 14.

10. Bedoui A. A comparative analysis of filter bank multicarrier (FBMC) as 5G multiplexing technique / A. Bedoui, M. Et-tolba. // Department of Communication systems, National Institute of Posts and telecommunication Rabat, Morocco. – 2017.
11. Zhang L. Filtered OFDM Systems, Algorithms, and Performance Analysis for 5G and Beyond / L. Zhang, A. Ijaz, X. Pei. // IEEE Transactions on Communications. – 2018. – №3. – С. 1205 – 1218.
12. Zhang X. Filtered-OFDM — Enabler for Flexible Waveform in The 5th Generation Cellular Networks [Электронный ресурс] / X. Zhang, M. Jia, L. Chen // IEEE. – 2015. – Режим доступа до ресурсу: <https://arxiv.org/pdf/1508.07387.pdf>.
13. LIU Y. Waveform Design for 5G Networks: Analysis and Comparison [Электронный ресурс] / Y. LIU, X. CHEN, Z. ZHONG // IEEE. – 2017. – Режим доступа до ресурсу: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=7843653>.
14. Communications Toolbox [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/products/communications.html>.
15. LTE Toolbox [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/products/lte.html>.
16. ETSI.TS.136.211, LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. // ETSI. – 2017. – № 3GPP TS 36.211 version 14.2.0 Release 14.
17. 5G Toolbox [Электронный ресурс] – Режим доступа до ресурсу: <https://www.mathworks.com/products/5g.html>.
18. ETSI.TS.138.211, 5G; NR; Physical channels and modulation. // ETSI. – 2018. – № 3GPP TS 38.211 version 15.2.0 Release 15. – С. 13–14.
19. Zarrinkoub H. Understanding LTE with MATLAB / Houman Zarrinkoub., 2014. – 490 с.
20. Abdoli J. Filtered OFDM: A New Waveform for Future Wireless Systems / J. Abdoli, M. Jia, J. Ma. // IEEE. – 2015. – С. 66–70.

21. R1-165425, F-OFDM scheme and filter design. // 3GPP TSG RAN WG1 meeting 85. Huawei; HiSilicon. – 2016.
22. A. P. de Figueiredo F. A Spectrum Sharing Framework for Intelligent Next Generation Wireless Networks / F. A. P. de Figueiredo, R. Mennes, X. Jiao. // IEEE. – 2018.
23. Al-Jawhar Y. A. Zero-padding techniques in OFDM systems / Y. A. Al-Jawhar, K. N. Ramli, M. A. Taher. // International Journal on Electrical Engineering and Informatics. – 2018. – №4.

ДОДАТОК А

Дана програма реалізовує та виводить графіки вікна фільтра, частотної характеристики фільтра та графіки PSD для OFDM та F-OFDM

а) Вхідні дані

```
s = rng(211);
NFFT = 1024;
NRBs = 50;
Nsub = 12;
LenCP = 72;
bitsPerSymbol = 6;
excess_band = 2.5;
L = 513;
```

б) Розрахунок фільтра та графіки вікна, частотної характеристики

```
NDataCarriers = NRBs*Nsub;
halfFilt = floor(L/2);
n = -halfFilt:halfFilt;
pb = sinc((NDataCarriers+2*excess_band).*n./NFFT);
w = (0.5*(1+cos(2*pi.*n/(L-1)))).^0.6;
figure
plot(n,w);
grid on;
xlabel('Samples'); ylabel('Amplitude');
title(['Truncation window'])
fil_num = (pb.*w)/sum(pb.*w);
figure
[H,F] = freqz(fil_num,1,[],1,NFFT);
plot(F,mag2db(abs(H))); grid on;
xlabel('Normalized Frequency'); ylabel('Magnitude (dB)');
title(['Frequency Response'])
filterTx = dsp.FIRFilter('Structure', 'Direct form symmetric', ...
    'Numerator', fil_num);
filterRx = clone(filterTx);
```

в) Передавач OFDM/FOFDM

```
InBits = randi([0 1], bitsPerSymbol*NDataCarriers, 1);
symbolsInLTE = lteSymbolModulate(InBits, '64QAM');
symbolsInNR = nrSymbolModulate(InBits, '64QAM');
offset_OFDM = (NFFT-NDataCarriers)/2;
symbolsInOFDM = [zeros(offset_OFDM,1); symbolsInLTE; ...
```

```

        zeros(NFFT-offset_OFDM-NDataCarriers,1)];
ifftOut_OFDM = ifft(ifftshift(symbolsInOFDM));

offset_FOFDM = (NFFT-NDataCarriers)/2;
symbolsInFOFDM = [zeros(offset_FOFDM,1); symbolsInNR; ...
        zeros(NFFT-offset_FOFDM-NDataCarriers,1)];
ifftOut_FOFDM = ifft(ifftshift(symbolsInFOFDM));
txSigOFDM = [ifftOut_OFDM(end-LenCP+1:end); ifftOut_OFDM];
txSigFOFDM = [ifftOut_FOFDM(end-LenCP+1:end);
ifftOut_FOFDM];
txSigFOFDM = filterTx([txSigFOFDM; zeros(L-1,1)]);

```

г) Графіки PSD OFDM та FOFDM

```

figure
hold on;
grid on
[psd,f] = periodogram(txSigFOFDM, rectwin(length(txSig-
FOFDM)), ...
        NFFT*2, 1, 'centered');
plot(f,10*log10(psd));
[psd,f] = periodogram(txSigOFDM,
rectwin(length(txSigOFDM)), NFFT*2, ...
        1, 'centered');
plot(f,10*log10(psd));
axis([-0.5 0.5 -220 -20]);
title(['OFDM vs FOFDM, ' num2str(NRBs*Nsub) ' Subcarri-
ers'])
xlabel('Normalized frequency');
ylabel('PSD (dBW/Hz)')
legend('F-OFDM', 'OFDM')
grid on

```

ДОДАТОК Б

Дана програма реалізовує передачу та прийом для OFDM та F-OFDM для відповідних вхідних даних, показує діаграми розсіювання та графіки залежностей BER від SNR.

а) Вхідні дані

```
s = rng(211);
NFFT = 1024;
NRBs = 50;
Nsub = 12;
LenCP = 72;
bitsPerSymbol_BPSK = 1;
excess_band = 2.5;
L = 513;
```

б) Розрахунок фільтра

```
NDataCarriers = NRBs*Nsub;
halfFilt = floor(L/2);
n = -halfFilt:halfFilt;
pb = sinc((NDataCarriers+2*excess_band).*n./NFFT);
w = (0.5*(1+cos(2*pi.*n/(L-1)))).^0.6;
fil_num = (pb.*w)/sum(pb.*w);
filterTx = dsp.FIRFilter('Structure', 'Direct form symmetric', ...
    'Numerator', fil_num);
filterRx = clone(filterTx);
```

в) Передавач OFDM/FOFDM

```
InBits = randi([0 1], bitsPerSymbol_BPSK*NDataCarriers, 1);
symbolsInLTE = lteSymbolModulate(InBits, 'BPSK');
symbolsInNR = nrSymbolModulate(InBits, 'BPSK');
offset_OFDM = (NFFT-NDataCarriers)/2;
symbolsInOFDM = [zeros(offset_OFDM,1); symbolsInLTE; ...
    zeros(NFFT-offset_OFDM-NDataCarriers,1)];
ifftOut_OFDM = ifft(ifftshift(symbolsInOFDM));
offset_FOFDM = (NFFT-NDataCarriers)/2;
symbolsInFOFDM = [zeros(offset_FOFDM,1); symbolsInNR; ...
    zeros(NFFT-offset_FOFDM-NDataCarriers,1)];
ifftOut_FOFDM = ifft(ifftshift(symbolsInFOFDM));
txSigOFDM = [ifftOut_OFDM(end-LenCP+1:end); ifftOut_OFDM];
txSigFOFDM = [ifftOut_FOFDM(end-LenCP+1:end);
    ifftOut_FOFDM];
```

```
txSigFOFDM = filterTx([txSigFOFDM; zeros(L-1,1)]);
```

г) Канал AWGN

```
SNRdB = 0:30;
```

```
loop = 10;
```

```
r_BPSK_FOFDM=zeros(1,length(SNRdB));
```

```
r_BPSK_OFDM=zeros(1,length(SNRdB));
```

```
for dB= 1: length(SNRdB)
```

```
    for lp= 1:loop
```

```
rxSigFOFDM = awgn(txSigFOFDM,SNRdB(dB), 'measured');
```

```
rxSigOFDM = awgn(txSigOFDM,SNRdB(dB), 'measured');
```

г) Приймач OFDM/FOFDM

```
rxSigFiltFOFDM = filterRx(rxSigFOFDM);
```

```
rxSigFiltSyncFOFDM = rxSigFiltFOFDM(L:end);
```

```
rxSymbolFOFDM = rxSigFiltSyncFOFDM(LenCP+1:end);
```

```
rxSymbolOFDM = rxSigOFDM(LenCP+1:end);
```

```
RxSymbolsFOFDM = fftshift(fft(rxSymbolFOFDM));
```

```
RxSymbolsOFDM = fftshift(fft(rxSymbolOFDM));
```

```
dataRxSymbolsFOFDM = RxSymbolsFOFDM(offset_FOFDM+(1:NDataCarriers));
```

```
dataRxSymbolsOFDM = RxSymbolsOFDM(offset_OFDM+(1:NDataCarriers));
```

```
rxBitsFOFDM = nrSymbolDemodulate(dataRxSymbolsFOFDM, 'BPSK', 'DecisionType', 'Hard');
```

```
[err_BPSK_FOFDM,rate_BPSK_FOFDM]=biterr(InBits,rxBitsFOFDM);
```

```
    r_BPSK_FOFDM(dB)= r_BPSK_FOFDM(dB)+ rate_BPSK_FOFDM;
```

```
rxBitsOFDM = lteSymbolDemodulate(dataRxSymbolsOFDM, 'BPSK', 'Hard');
```

```
[err_BPSK_OFDM,rate_BPSK_OFDM]=biterr(InBits,rxBitsOFDM);
```

```
    r_BPSK_OFDM(dB)= r_BPSK_OFDM(dB) + rate_BPSK_OFDM;
```

```
end
```

```
r_BPSK_FOFDM(dB)= r_BPSK_FOFDM(dB)/loop;
```

```
r_BPSK_OFDM(dB)= r_BPSK_OFDM(dB)/loop;
```

```
end
```

д) Діаграми розсіювання

```
refConstFOFDM_BPSK = pskmod((0:1).',2,pi/4);
```

```
constDiagRxFOFDM_BPSK = comm.ConstellationDiagram( ...
```

```
    'ShowReferenceConstellation', true, ...
```

```
    'ReferenceConstellation',refConstFOFDM_BPSK, ...
```

```
    'MeasurementInterval', length(dataRxSymbolsFOFDM), ...
```

```

    'Title', 'BPSK F-OFDM Demodulated Symbols', ...
    'XLimits', [-1.5 1.5], 'YLimits', [-1.5 1.5]);
constDiagRxFOFDM_BPSK(dataRxSymbolsFOFDM);

    refConstOFDM_BPSK = pskmod((0:1).',2,pi/4);
constDiagRxFOFDM_BPSK = comm.ConstellationDiagram( ...
    'ShowReferenceConstellation', true, ...
    'ReferenceConstellation', refConstOFDM_BPSK, ...
    'MeasurementInterval', length(dataRxSymbolsOFDM), ...
    'Title', 'BPSK OFDM Demodulated Symbols', ...
    'XLimits', [-1.5 1.5], 'YLimits', [-1.5 1.5]);
constDiagRxFOFDM_BPSK(dataRxSymbolsOFDM);

```

е) Графіки залежностей BER від SNR

```

% semilogy(SNRdB,r_256QAM_OFDM,'--*','DisplayName','4G
- OFDM - 256QAM','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_256QAM_FOFDM,'DisplayName','5G -
FOFDM - 256QAM','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_64QAM_OFDM,'--*','DisplayName','4G -
OFDM - 64QAM','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_64QAM_FOFDM,'DisplayName','5G -
FOFDM - 64QAM','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_16QAM_OFDM,'--*','DisplayName','4G -
OFDM - 16QAM','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_16QAM_FOFDM,'DisplayName','5G -
FOFDM - 16QAM','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_QPSK_OFDM,'--*','DisplayName','4G -
OFDM - QPSK','lineWidth',1.5);
% semilogy(SNRdB,r_QPSK_FOFDM,'DisplayName','5G - FOFDM
- QPSK','lineWidth',1.5);
    semilogy(SNRdB,r_BPSK_OFDM,'--*','DisplayName','4G -
OFDM - BPSK','lineWidth',1.5);
    hold on
    semilogy(SNRdB,r_BPSK_FOFDM,'DisplayName','5G - FOFDM -
BPSK','lineWidth',1.5);
    axis([0 30 0.00001 1]);
    xlabel('SNR [dB]');
    ylabel('Bit Error Rate(BER)');
title(' BER vs SNR for 4G and 5G modulations in AWGN chan-
nel')
legend
grid on;

```

Програми для інших типів модуляції аналогічні, і відрізняються лише значеннями «bitsPerSymbol», типом модуляції всередині функцій

«lte/nrSymbolModulate/Demodulate» та формуванні діаграм розсіювання.