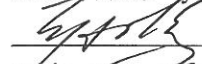


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

УДК 621.37

«Допущено до захисту»

В.о. завідувача кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях
к.т.н., доц. Чухов В.В.

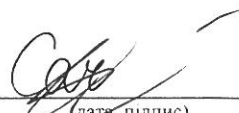

«19» «12» 2022 р.

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему Моделювання низхідної лінії зв'язку фізичного рівня системи
LTE

за спеціальністю 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
освітній ступінь «магістр»

Виконавець роботи
студент 2 курсу, гр.ТРм-21-1


(дата, підпис)

Сачишин Д.Є.

Керівник роботи
к.т.н., доц.


(дата, підпис)

Ципоренко В.В.

Житомир
2022

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ДЕРЖАВНИЙ УНІВЕРСИТЕТ «ЖИТОМИРСЬКА ПОЛІТЕХНІКА»
ФАКУЛЬТЕТ ІНФОРМАЦІЙНО-КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ
КАФЕДРА КОМП'ЮТЕРНИХ ТЕХНОЛОГІЙ У МЕДИЦИНІ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЯХ

Пояснювальна записка

до кваліфікаційної магістерської роботи

на тему Моделювання низхідної лінії зв'язку фізичного рівня системи
LTE

Виконав: студент 2 курсу,
групи ТРМ-21-1 спеціальності
172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Сачишин Д.Є.

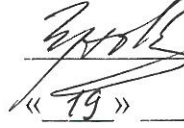
Керівник Ципоренко В.В.

Рецензент Чухов В.В.

Житомир
2022

«Затверджено»

В.о. завідувача кафедри
комп'ютерних технологій у
медицині та телекомунікаціях

 Чухов В.В.
« 19 » 12 2022 р.

Завдання на кваліфікаційну магістерську роботу

Сатешин Дмитро Євгенович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання низхідної лінії зв'язку фізичного рівня системи LTE

затверджено наказом по університету від «12» жовтня 2022 р. № 460/с

2. Мета дослідження _ визначення оптимальних технологій передачі даних по радіоканалу LTE

3. Вихідні дані (характеристики об'єкта, умов дослідження та ін.

Стандарт передачі даних: LTE, Тип каналу зв'язку: низхідний.

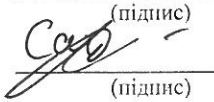
4. Основні задачі дослідження вивчення обмежень та умов використання різних типів модуляції та кодування сигналів в системі LTE. А також вплив різного виду обробки сигналів на швидкість передачі даних

5. Термін подання роботи до захисту 12.12.2022

6. Дата видачі завдання « 10 » 05 2022 р.

Науковий керівник

Завдання прийняв
до виконання


(підпис)

(підпис)

Ципоренко В.В.
(прізвище, ініціали)
Сатешин Д.Є.
(прізвище, ініціали)

АНОТАЦІЯ

Магістерська робота присвячена моделюванню низхідної гілки радіоканалу в системі мобільного зв'язку по технології LTE. Проведено дослідження впливу завад на швидкість передачі даних при різних видах модуляції. Дослідження проводилися за рахунок використання пакету прикладного програмного забезпечення MATLAB.

ANNOTATION

The master's thesis is devoted to the modeling of the downlink branch of the radio channel in the mobile communication system using LTE technology. A study of the influence of interference on data transmission speed with different types of modulation was conducted. Research was conducted using the MATLAB application software package.

РЕФЕРАТ

Магістерська робота об'ємом 72 сторінки містить три розділи та 13 таблиць, 31 рисунок та 23 посилань на літературні джерела.

Ключові слова: SISO, 16QAM, QPSK, 64QAM, LTE, SIMO.

Перший розділ «Аналіз літературних джерел» присвячено аналізу розвитку технологій в телекомунікаційній галузі мобільного зв'язку четвертого покоління. Приведено основні принципи побудови таких систем та їх функціонування.

Другий розділ присвячено розробці програмної моделі низхідного радіоканалу LTE.

В третьому розділі приводяться результати моделювання радіоканалу. Проведено дослідження можливості та сфери застосування різного виду модуляції та можливі швидкості передачі інформації по цьому каналу.

Об'єктом дослідження виступає процес дослідження характеристик радіоканалу.

Предметом дослідження є низхідна гілка радіоканалу.

Мета дослідження – визначення оптимальних технологій передачі даних по радіоканалу LTE.

Актуальність – необхідність розробки алгоритмів ефективного та адаптивного використання ресурсів радіоканалу в мережах передачі даних по стандарту LTE.

Для досягнення мети було виконано наступні роботи:

1. Провести аналіз літературних джерел та визначити основні принципи побудови телекомунікаційних систем на базі LTE.
2. Провести розробку програмної моделі функціонування радіоканалу на базі LTE.
3. Провести дослідження характеристик радіоканалу.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
1. Огляд та аналіз джерел літератури.....	8
2. Розробка моделі каналу LTE.....	14
2.1. Фізичний рівень низхідного каналу LTE.....	14
2.2. Розробка програмної моделі низхідного каналу LTE.....	28
3. Дослідження параметрів моделювання режиму передачі LTE.....	45
ВИСНОВКИ.....	69
Перелік літературних джерел.....	70

ВСТУП

Не можливо переоцінити важливість та вплив телекомунікаційних технологій на розвиток суспільних відносин та економіки. Інформаційні технології з кожним роком вимагають збільшення пропускних можливостей ліній передачі інформації. тому постійно проходить процес вдосконалення телекомунікаційних технологій та підвищення ефективності використання існуючих.

Однією із сучасних технологій передачі даних є LTE. Вказана технологія має досить велику гнучкість у використанні ресурсів. Для оптимального вибору ресурсів та технологій в кожен момент часу необхідно мати результати досліджень роботи системи в різних умовах при різних параметрах передачі даних через радіоканал. Тому розробка математичних моделей такого радіоканалу є *актуальною* та *затребуваною* в роботі телекомунікаційних систем.

Розробці математичної моделі радіоканалу передачі даних по технології LTE присвячена представлена робота.

1 Огляд та аналіз джерел літератури

Розвиток технології GSM вимагав стандартизації. Для вирішення цього питання було створено інститут 3GPP, який мав займатися супроводженням, розробкою та впровадженням стандартів мобільного зв'язку стандарту GSM.

В першому поколінні стандарту GSM використовувався принцип комутації каналів. Цей принцип задовольняв потреби в передачі голосових повідомлень, тобто потреби телефонії. Подальшим розвитком стандарту стало запровадження технології General Packet Radio Service (GPRS), яка дозволила передавати пакети даних через мережу GSM.

Подальший розвиток в технології передачі даних в мережах GSM полягав в запровадженні стандарту Enhanced Data Rates для GSM Evolution (EDGE). Ця технологія була розроблена в 2003 році і забезпечувала приріст швидкості передачі даних у порівнянні із GPRS до 300% та являє собою третє покоління систем мобільного зв'язку. Наступним кроком в розвитку технологій передачі даних стало запровадження стандарту High Speed Packet Access (HSPA).

Теоретично стандарт HSPA мав забезпечувати у низхідному каналі передачі даних швидкість до 14 МБ/с. Реальна експлуатація системи показала, що отримати теоретичні показники виявилось неможливим. Запроваджена в 2009 році HSPA+ компанією Vodafone повинна була б забезпечувати швидкість доступу до даних користувачів на рівні 16 МБ/с, тоді як на практиці забезпечувалась швидкість до 4 МБ/с. Стандарт HSPA+(або Evolved HSPA) при цьому мав теоретичну швидкість передачі даних до 56 МБ/с.

В стандарті HSPA+ було запроваджено архітектуру all-IP та технологію MultipleInput/MultipleOutput (MIMO). Ці інновації становили важливу частину стандарту LTE.

MIMO (Multiple Input Multiple Output) – представляє собою систему із N антен передавача та M антен приймача, яка використовується для просторового кодування сигналів. Це в свою чергу дозволяє покращувати пропускну здатність каналу зв'язку.

Анени в системі MIMO розміщуються просторово таким чином, щоб забезпечувалась кореляція сигналів в сусідніх антенах. Загальний принцип побудови системи зв'язку і використання технології MIMO наведено на рисунку 1.1.

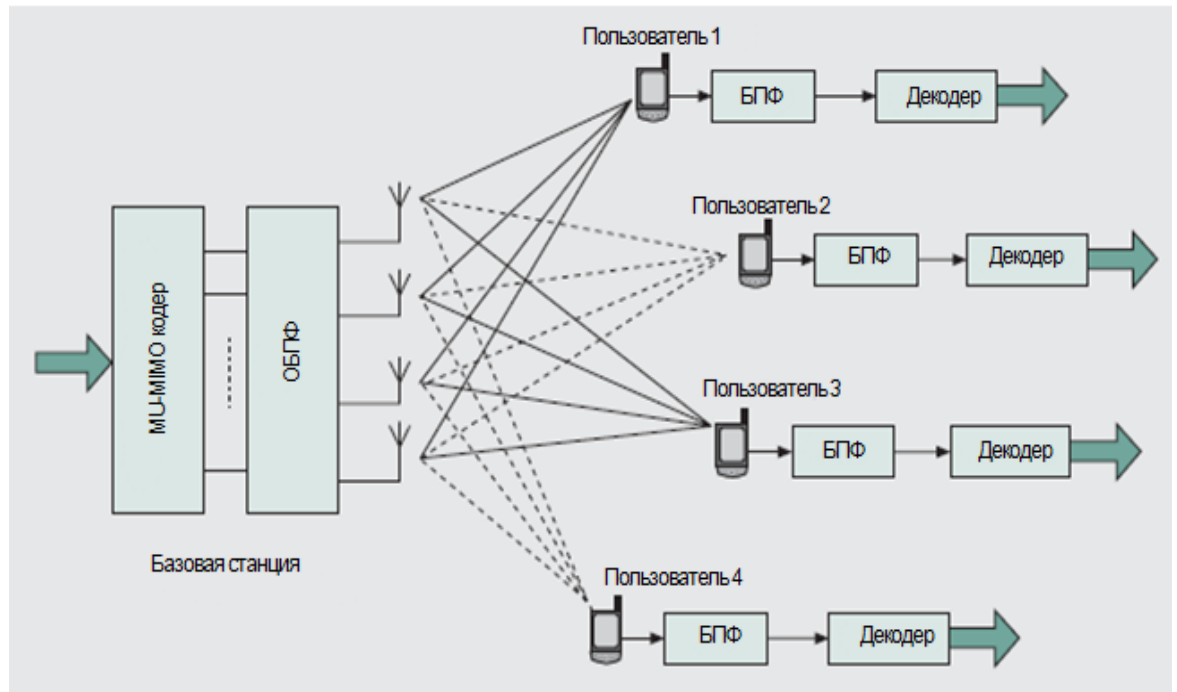


Рисунок 1.1 – Загальна будова системи мобільного зв'язку із використанням технології MIMO

Технологія передачі даних MIMO може використовуватись для вирішення наступних завдань:

- Збільшення потенційної кількості абонентів, що обслуговується;
- Збільшення якості обслуговування абонентів.

В першому випадку кожна із антен передає різну інформацію. В другому – однакову.

Системи мобільного зв'язку 4-го покоління можуть бути розгорнуто на основі двох технологій:

- Wimax (стандарт IEEE 802.16e);
- Long Term Evolution (LTE).

Обидві технології ґрунтуються на використанні OFDM.

Технологія LTE базується на основі стандартів GSM і є їх продовженням та вдосконаленням. Тому більшість мобільних операторів вибирає її в якості основного стандарту для 4-го покоління.

LTE складається із мережі радіодоступу (Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network, E-UTRAN) і пакетного ядра (Evolved Packet Core, EPC).

Система мобільного зв'язку на основі LTE являє собою множину базових станцій(eNB), які поєднані за допомогою протоколу X2. Базові станції підключаються до EPC через інтерфейс S1.

Рисунок 1.2 містить схему взаємодії нових складових системи мобільного зв'язку: S-GW (Serving Gateway) – шлюзи, які працюють від управління програмного забезпечення згідно протоколів MM (MME - Mobility Management Entity) [3-6].

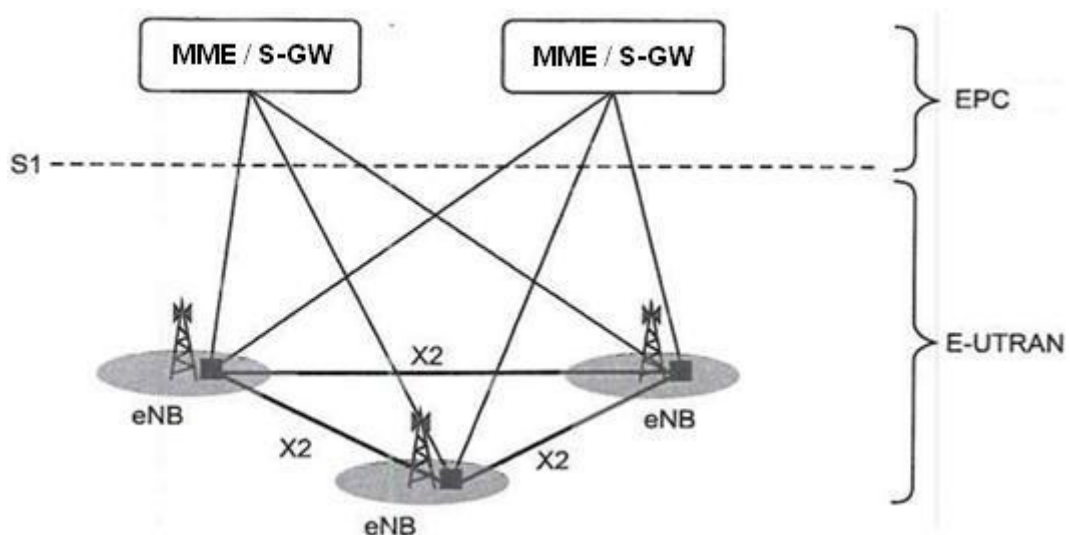


Рисунок 1.2 – Структура мобільної системи зв'язку із технологією LTE

Технологія Orthogonal Frequency Division Multiplexing(OFDMA) використовується для реалізації радіодоступу між рівнями UE і eNB.

В свою чергу функціонування EPC відбувається на основі стандарту IP. Таку організацію мережі називають All-IP Network (AIPN). Будова мережі LTE відображена на рисунку 1.3.

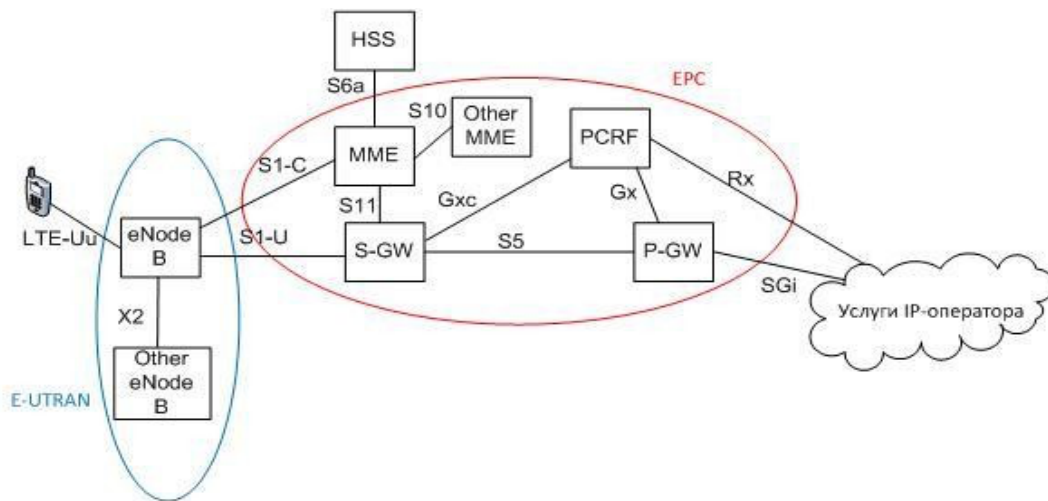


Рисунок 1.3 – Будова мережі LTE

Ядро мережі EPC (Evolved Packet Core) має в своїй структурі наступні складові:

- обслуговуючий шлюз S-GW (Serving Gateway);
- шлюз виходу на пакетні мережі P-GW (Packet Data Network Gateway);
- керуючі блоки на основі Mobility Management MME (Mobility Management Entity), зв'язок із S-GW і eNodeB реалізовано за допомогою сигнальних інтерфейсів.

Робочі частоти в технології передачі даних LTE не задано фіксованими і можуть змінюватись виробниками обладнання в заданих діапазонах(більше 30).

Згідно стандарту для передачі даних в LTE можуть бути задіяні наступні діапазони частот 900, 1800 (GSM), 2100 (UMTS), 2500 (WiMAX), 700-800 МГц.

В [1] приведена широко розповсюджена думка про те, що розміщення вузлів LTE мережі мобільного зв'язку визначає ефективність її роботи. Основна думка полягає в тому, що збільшення кількості базових станцій призводить до збільшення кількості абонентів, що одночасно обслуговуються в мережі. Однак виникають ряд проблемних питань, які потребують вирішення:

- збільшення взаємного впливу за рахунок інтерференції;
- збільшення вартості мережі, як з точки зору розгортання, так і утримання.

Однією із актуальних проблем[2], які потребують вирішення є керування потужністю. Сучасні мережі складаються із великої кількості малопотужних базових станцій. Кожна із цих станцій має невеликі потужності випромінювання і, відповідно, споживання, однак загальні потужності всієї системи досить великі.

Напрямок вдосконалення роботи системи зв'язку є той факт, що користувачі мережі розміщені нерівномірно між стільниками в кожен момент часу. Тому відсутня потреба в постійній потужності базових станцій. Доцільним є такий режим роботи при якому базові станції знаходяться в режимі очікування повному або частковому при відсутності абонентів і миттєво переходити в робочий режим при появі абонентів або при збільшенні трафіку. [4-6]

Іншим напрямком вдосконалення роботи системи мобільного зв'язку та доступу до даних є розробка та запровадження критеріїв обслуговування користувачів. Такими критеріями можуть бути, наприклад, якість обслуговування, ємність мережі, тощо.

На сучасному етапі розвитку стандарту LTE використовується рознесення між каналами по частоті 100 кГц. Існують дослідження щодо доцільності збільшення різниці між частотним діапазоном каналу LTE-U та каналу Wi-Fi до 20 МГц[2].

Також показано, що доцільним є додаткове зміщення несучих на 20 МГц. Таке зміщення дозволить провести вирівнювання піднесучих за умови зміщення частот кратним 300 кГц, як це показано на рисунку 1.4

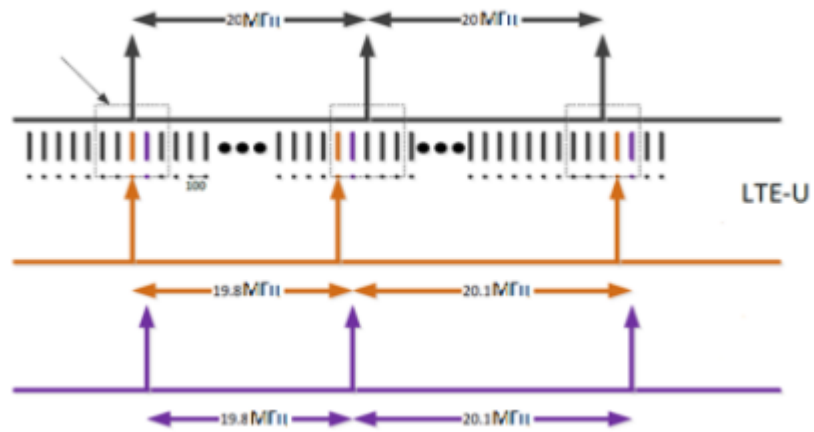


Рисунок 1.4 – Розподіл каналів в спектральній області

Висновки: в розділі було приведено аналіз сучасного стану систем мобільного зв'язку та показано основні принципи побудови та функціонування мережі на основі стандарту LTE.

2 Розробка моделі каналу LTE

Даний розділ присвячено розробці моделі низхідного каналу LTE. Виконання поставленої в розділі задачі вимагає вирішення двох основних задач:

- вивчення того, як це працює на фізичному рівні LTE на стороні низхідної лінії зв'язку;
- вивчення пакету прикладного програмного забезпечення MATLAB та особливостей мови програмування, що використовується в цьому пакеті.

2.1 Фізичний рівень низхідного каналу LTE

Розглянемо концепції каналів мобільного зв'язку, з якими стикається фізичний рівень LTE.

Багатошляхове поширення

Багатошляхове поширення відбувається тому, що в мобільних середовищах шлях між передавачем і приймачем не є унікальним. Цей факт означає, що під час розповсюдження переданого сигналу виникають численні непрямі шляхи як наслідок відбиття та дифракції. Існує два типи багатопроменевого поширення:

- Близьке відбиття: також називається швидким завмиранням, виникає поблизу приймача через численні відбиття сигналу протягом короткого періоду часу. Існує дві моделі, які використовуються для характеристики цього завмирання: Релея та Річі. В роботі в подальшому розглядається лише модель Релея.
- Далеке відбиття: пов'язане з відбиттям далеко від приймача, ці відбиття виникають у великому часовому масштабі. Ці відбиття викликають розсіювання каналу, значення якого пов'язане з часом символу передавача T_s . Параметр Delay Spread є способом вимірювання цього розсіювання, і його

можна розрахувати статистичним способом. Загальна, добре прийнята модель розподілу для різних затримок на шляху, пов'язаних з різними відбиттями, полягає в припущенні, що вони приймають експоненціальну функцію розподілу ймовірностей [2]. З урахуванням цього розподілу розкид затримки розраховується як його стандартне відхилення. Рівняння (2.1) використовується для розрахунку верхньої межі для розкиду затримки:

$$D_S \leq \tau_M - \tau_0, M \geq 0, \quad (2.1)$$

де τ_M – визначає момент, коли останнє відбиття надходить до приймача;

τ_0 – визначає момент першого сигналу, який надійшов.

Смуга пропускання когерентності

Параметр, який гарантує, що імпульсна характеристика каналу не вносить спотворення в сигнал, що передається. Беручи до уваги, що імпульсна характеристика каналу є випадковим процесом, можна визначити цей параметр зі статистичної точки зору за допомогою функції автокореляції характеристики каналу для двох різних частот. Отже, дві різні частоти, рознесені менше, ніж смуга пропускання когерентності, мають майже однакову характеристику каналу. З іншого боку, якщо частоти рознесені більше, ніж ширина смуги когерентності, характеристика каналу для кожної з цих частот є незалежною щодо інших. Загальноприйнятий зв'язок між розкидом затримки та шириною смуги когерентності визначається рівнянням (2.2), припускаючи, що для розкиду затримки існує експоненціальна функція ймовірності розподілу.

$$B_{coh} = \frac{1}{2\pi D_S}, \text{ Гц.} \quad (2.2)$$

ISI (міжсимвольна інтерференція)

У середовищах розсіювання ISI виникає, коли розкид затримки перевищує тривалість символів ($D_s > T_s$), внаслідок чого протягом одного часу символу прийнятий сигнал, що надходить з основного шляху, забруднений

затриманими версіями того самого переданого сигналу, який надходить через інші шляхи. Як наслідок, багатопроменеве поширення створює спотворення.

Коли виникає ISI, необхідно використовувати еквалайзери для покращення початкового відновлення переданого сигналу.

Ефект Допплера

Іноді UE (обладнання користувача) рухається під час отримання даних, і цей факт означає, що сигнал приймається на несучій частоті, відмінній від тієї, на якій він був переданий. У результаті формулу для отриманої несучої частоти можна виразити, як показано в рівнянні (2.3),

$$f_{rx} = f_{tx} \pm f_d, \quad (2.3)$$

де f_{tx} – частота, на якій сигнал передається;

f_{rx} – частота, на якій сигнал приймається;

f_d – частота Допплера.

Залежно від того, куди рухається приймач, f_{rx} буде більшим або меншим за f_{tx} . Допплерівську частоту можна розрахувати за допомогою рівняння (2.4):

$$f_d = \frac{v}{\lambda} = \frac{vf_{tx}}{c}, \quad (2.4)$$

де λ – довжина хвилі несучої частоти переданого сигналу;

v – швидкість, з якою рухається приймач;

c – швидкість світла.

Частота Допплера може бути виражена через частоту переданої несучої та швидкість світла, як показано в рівнянні (2.4), якщо врахувати, що обидва параметри пов'язані з довжиною хвилі.

Час когерентності

З ефекту Допплера походить концепція часу когерентності. Можна визначити як час, який минув до того, як сигнал огинаючої суттєво зміниться. Теоретичне значення можна виразити у вигляді рівняння (2.5):

$$\tau_c = \frac{1}{5,58f_d}. \quad (2.5)$$

У середовищах з високою мобільністю доплерівська частота буде вищою, і, отже, значення часу когерентності буде малим, що означає, що UE бачитиме різні стани каналу за короткі проміжки часу, поєднуючи ситуації, коли прийнятий сигнал хороший, з моментами, коли сигнал згасає.

Стандарт LTE: фізичний рівень низхідної лінії зв'язку

Канали LTE на фізичних рівнях

Як показано на рисунку 2.1, у стандарті LTE є три категорії каналів, а саме[3]:

- логічні канали;
- транспортні канали;
- фізичні канали.

Логічні канали розташовані вгорі, а фізичні – внизу. Кілька логічних каналів мультиплексуються в один або більше транспортних каналів, які, у свою чергу, мультиплексуються в один або більше фізичних каналів. Не всі фізичні канали забезпечують роботу з одного транспортного каналу, але вони можуть бути створені для виконання функцій, пов'язаних із фізичним рівнем.

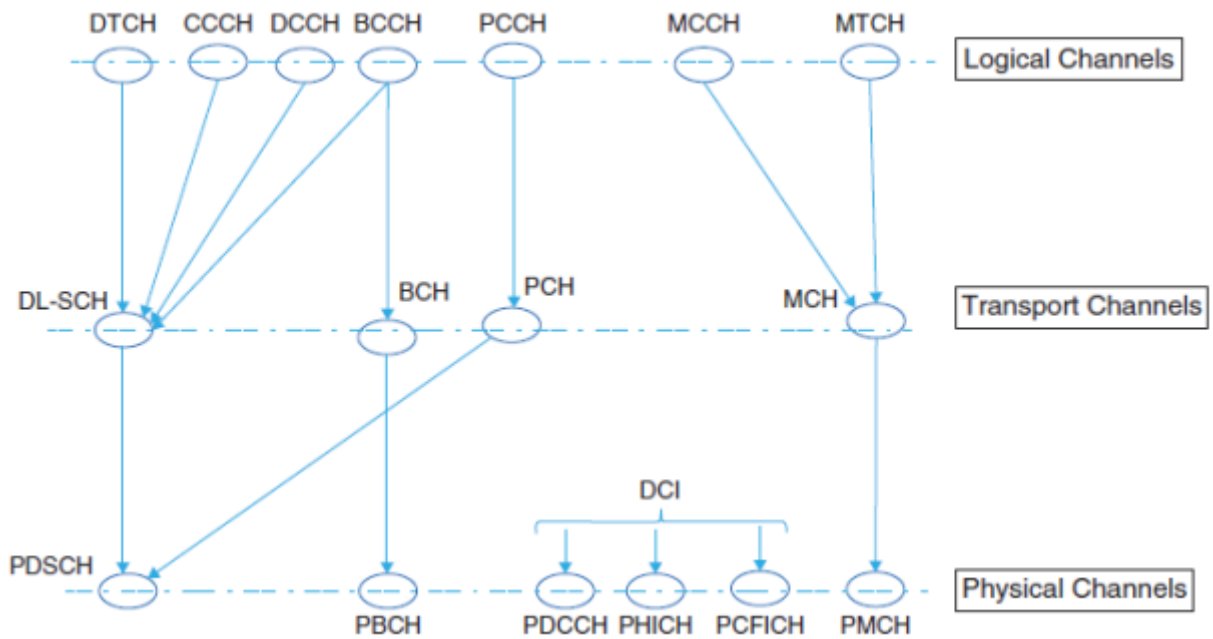


Рисунок 2.1 – Зв’язок між логічними, транспортними та фізичними каналами на стороні низхідної лінії зв’язку LTE

У низхідній лінії зв’язку існує два типи фізичних каналів: канали трафіку та канали керування.

Перш ніж продовжити пояснення цих каналів, важливо зауважити, що, на відміну від систем GSM або UMTS, фізичні канали трафіку в LTE є спільними, а не виділеними; іншими словами, лише коли мережі потрібно надіслати загальні дані керування або коли користувач має отримати дані, ці фізичні канали вмикаються для користувача. Таким чином, ресурси не витрачаються даремно, поки канал не використовується.

Серед фізичних каналів трафіку виділяється: PDSCH (Physical Downlink Shared Channel), відповідальний за транспортування даних користувача та інформації, що доставляється DL-SCH (Downlink Shared Channel). Хоча він не використовуватиметься в цій роботі, існує інший фізичний канал для даних трафіку, який називається PMCH (фізичний багатоадресний канал), який використовується для передачі широкомовних і багатоадресних даних. [1-4]

Існує чотири фізичні канали керування:

- PBCH (фізичний широкомовний канал);
- PDCCH (фізичний канал керування низхідним зв’язком);

- PCFICH (канал індикатора формату фізичного керування);
- PHICH (канал індикатора фізичного гібридного ARQ), які використовуються для сигналізації.

Техніка доступу до середовища

У LTE існують різні методи доступу до середовища залежно від того, чи здійснюється зв'язок у низхідній або висхідній лінії зв'язку.

У висхідній лінії зв'язку використовується техніка доступу до середовища SC-FDMA (одна несуча – множинний доступ з частотним поділом)

Техніка доступу до середовища OFDMA, яка використовується на стороні низхідної лінії зв'язку (множинний доступ з ортогональним частотним поділом) базується на OFDM (ортогональний частотний поділ), Multiplex техніка передачі, яка полягає в мультиплексуванні набору символів по набору піднесучих. На стороні приймача немає проблем, тому що завдяки застосуванню методів обробки сигналу (вставка циклічного префікса) кожен сигнал піднесучої є ортогональним відповідно один одному, тому за допомогою правильного приймача ці сигнали можна розділити. [7,10]

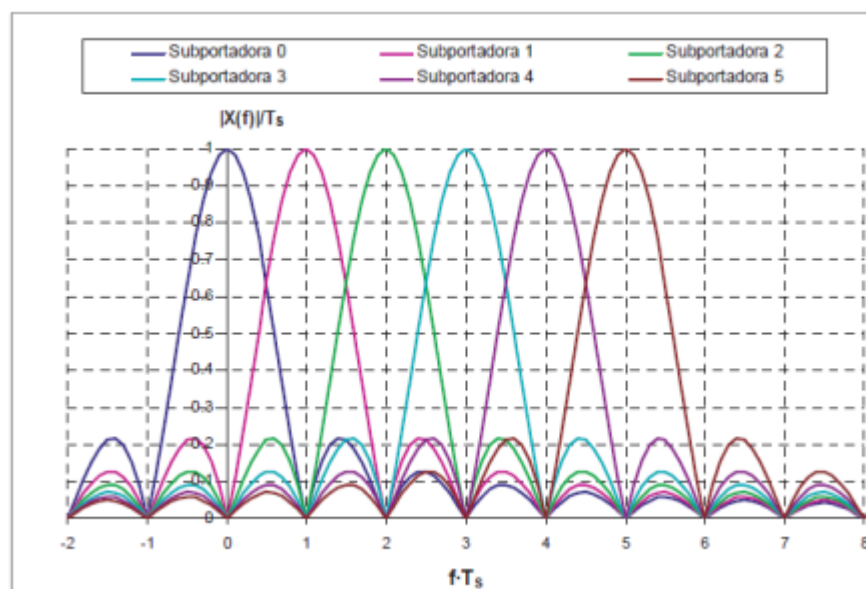


Рисунок 2.2 – Спектр OFDM

Використання OFDMA як технології множинного доступу має багато переваг; деякі з них, пов'язані з одним користувачем у системі, перераховані нижче:

- Стійкість до багатошляхового розповсюдження: Це відбувається через циклічну вставку префікса, яка намагається впоратися з міжсимвольними завадами, викликаними багатошляховим розповсюдженням. Незважаючи на таку надійність, може знадобитися вирівнювання в частотній області на приймачі, щоб стерти багатошляхове поширення, якщо не використовується техніка адаптації каналу.
- Частотне рознесення: відноситься до можливості призначити одному користувачеві декілька несуміжних піднесучих, рознесених достатньо, щоб сприймати статистичну незалежну поведінку каналу різних піднесучих.
- Просте впровадження в цифровій області: завдяки можливості використовувати мікросхеми, які виконують ШПФ (швидке перетворення Фур'є) / IFFT (інверсне швидке перетворення Фур'є), легко реалізувати оптимізовані реальні системи як з точки зору економії, так і продуктивності. У випадку багатокористувацьких сценаріїв також слід згадати деякі переваги, пов'язані з розмаїттям кількох користувачів і гнучкістю в межах призначеної смуги пропускання.

Структура кадра

Кадр LTE займає 10 мс і складається з 10 підкадрів, що є мінімальною одиницею передачі й займає 1 мс. У межах субкадру передається 2 TS (часовий інтервал), кожен з яких займає 0,5 мс, і кожен TS складається з 6 або 7 символів OFDM, залежно від того, використовується розширений CP (циклічний префікс) або звичайний CP. На рисунку 2.3 представлена графічна інтерпретація. [8-12]

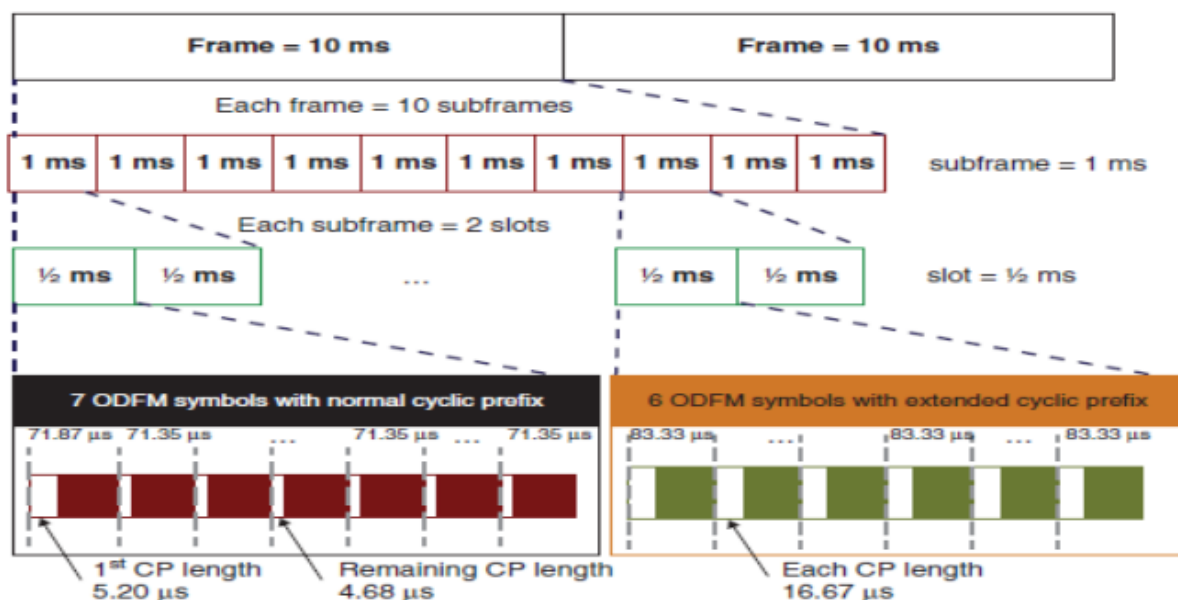


Рисунок 2.3 – Структура кадра

Також у таблиці 2.1 показано співвідношення між номерами символів OFDM в межах TS у функції значення CP.

Таблиця 2.1 – Відношення між кількістю символів OFDM в TS у функції CP

№ OFDM символу	CP 1-го OFDM символа, мс	CP інших символів, мс
7	5,2	4,7
6	16,67	16,67

Для кожного переданого субкадру існує частотно-часове представлення, яке називається сіткою ресурсів. Кожна сітка ресурсів поділена на різні блоки ресурсів, і, у свою чергу, кожен блок ресурсів поділений на різні елементи ресурсів. Ресурсну сітку можна представити у двох осях. Горизонтальна вісь представляє час, а мінімальна одиниця є символом OFDM, у той час як вертикальна вісь представляє частоту, а мінімальна одиниця є пропускнуою здатністю піднесучої, представленою Δf . Таким чином, кожен елемент ресурсу представлений і займає один символ OFDM і одну піднесучу. На рисунку 24 представлено сітку ресурсів[3].

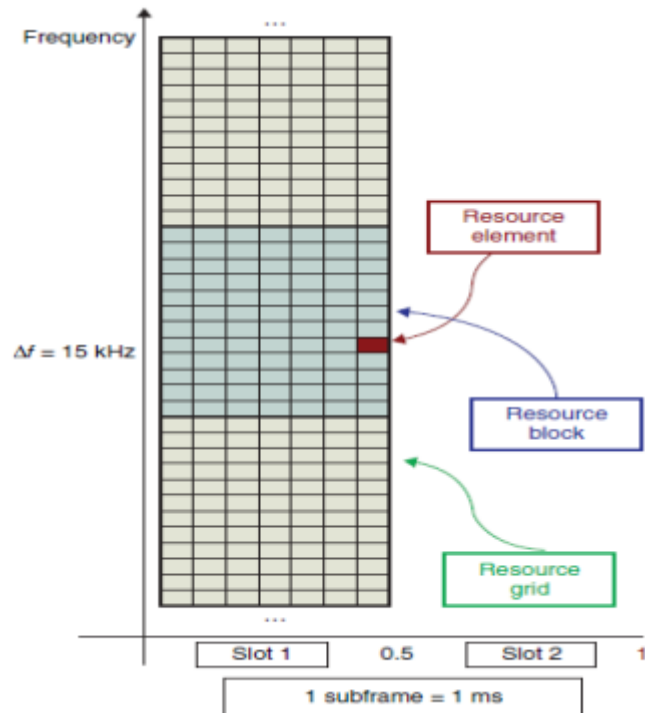


Рисунок 2.4 – Сітка частотно-часового ресурсу

Сітка ресурсів заповнена різними фізичними сигналами, які перераховані нижче:

- CSR (Cell Signal Reference): Використовується для оцінки імпульсної характеристики каналу, отримання показників якості зв'язку, впровадження процедур дослідження клітинки та для початкових механізмів синхронізації. Є два типи цих сигналів, а саме: RSP (Reference Signals Primary) і RSS (Reference Signals Secondary).
- DCI (Інформація керування низхідним каналом зв'язку): передає вміст каналів PDCCH (Канал керування фізичним каналом низхідного зв'язку), PCFICH (Канал індикатора формату фізичного керування) та PHICH (Канал індикатора фізичного гібридного ARQ).
- BCH (широкомовний канал): передає основні параметри мережі, які використовуються мобільним терміналом під час процедури підключення до мережі.

- Синхронізація: використовується для гарантування синхронізації на рівні кадру та підкадру. P-SCH (первинний канал синхронізації) пов'язаний із синхронізацією на рівні субкадру, тоді як S-SCH (вторинний SCH) пов'язаний із синхронізацією на рівні кадру. [13]
- Дані користувача: інформація, корисна для користувача.

Оскільки не всі субкадри заповнюються однаково, у таблиці 2.2 показано опис сигналів, які складають кожен кадр.

Таблиця 2.2 – Сигнали, задіяні в кожному підкадрі

	Дані користувача	CSR	DCI	BCH	SYNC
Субкадр 0	x	x	x	X	x
Субкадр 5	x	x	x		x
Інші субкадри	x	x	x		

Режими передачі LTE

Версія LTE 8.0 забезпечує до семи режимів передачі. У таблиці 2.3 наведено основні характеристики різних режимів передачі.

Таблиця 2.3 – Режими передачі LTE в низхідній лінії зв'язку

TM	опис	Примітка
TM1	Одинарна передавальна антена	Є два варіанти цього режиму: SISO (Single Input Single Output), коли на приймачі є тільки одна антена; SIMO (один Input Multiple Output), якщо на приймачі є більше однієї антени.

TM2	Передача різноманітності	Одна і та ж інформація передається через різні антени. Потік кожної антени використовує різне кодування та різні частотні ресурси. У цьому режимі досягається покращення SNR (відношення сигнал/шум) у порівнянні з TM1
TM3	Просторове мультиплексування з відкритим циклом	Використовує просторове мультиплексування з відкритим циклом і призначене для передач у сценаріях високої мобільності
TM4	Просторове мультиплексування замкнутого циклу	Використовує просторове мультиплексування з попереднім кодуванням і зворотним зв'язком по замкнутому каналу. Призначений для сценаріїв з обмеженою мобільністю.
TM5	Багатокористувацький MIMO	Дуже схожий на TM4, за винятком того, що один рівень призначений для одного UE.
TM6	Просторове мультиплексування із замкнутим циклом з використанням одного рівня передачі	Варіант TM4. Однак використовується тільки один шар. UE оцінює канал і надсилає індекс найбільш підходящої матриці попереднього кодування назад до BS (базової станції)
TM7	Формування променя	Використовує специфічні опорні сигнали UE. Оскільки UE вимагає лише специфічних опорних сигналів UE для демодуляції PDSCH, здається, що передача даних для UE була отримана лише від однієї

		передавальної антени. Іншими словами, передача, здається, передається з однієї «віртуальної» антени
--	--	---

MIMO

Технологія MIMO (Multiple Input Multiple Output) дозволяє розглядати різні методи передачі завдяки використанню кількох антен як у приймачі, так і в передавачі. Основною метою використання MIMO є збільшення пропускної здатності системи. Розглянемо різні методи передачі/приймання, які можна реалізувати за допомогою технології MIMO:

- Рознесеність прийому: полягає у використанні кількох антен на стороні приймача для збору переданого сигналу та об'єднання їх для вирішення проблем із завмиранням. Приймач може в основному використовувати два види методів об'єднання для обробки сигналів приймача: MRC (об'єднання максимального співвідношення) та SC (об'єднання вибору). Тоді як у SC для оцінки переданих даних вибирається лише найвищий сигнал SNR, у MRC прийняті сигнали вагомо додаються у фазі, щоб покращити загальне співвідношення сигнал/шум.
- Рознесеність передачі: полягає в передачі тієї самої інформації різними антенами під час передачі. Кожен переданий сигнал має різний шлях поширення.
- Просторове мультиплексування: базується на використанні кількох антен як для передачі, так і для прийому, коли кожна антена передає різні потоки даних. Завдяки використанню відповідних методів обробки сигналу як у передавачі, так і в приймачі, радіоканал поводить себе як кілька і одночасних незалежних шляхів розповсюдження, і, отже, пропускна здатність каналу та пропускна здатність користувача збільшуються.

Адаптація з'єднання

Якщо умови каналу недостатньо хороші, щоб гарантувати мінімальне співвідношення сигнал/шум і завади, LTE дозволяє змінювати параметри передачі, щоб мати кращу реакцію на умови каналу. Параметри, які можуть змінюватися, це методи модуляції та кодування, які також називаються MCS (схеми кодування модуляції), пропускна здатність каналу та кількість антен, що використовуються як для передачі, так і для прийому.

LTE має механізми для виявлення потреби використання адаптації каналу. Щоб увімкнути зміни параметрів передачі, UE (User Equipment) передає до eNodeB (Evolved Node B) три види звітів про стан каналу:

- CQI (індикатор якості каналу): вимірює якість каналу, щоб визначити, який MCS слід використовувати.
- PMI (матричний індикатор прекодера):
- RI (індикатор рангу):

На основі цих параметрів можна змінити режим передачі, щоб ефективно використовувати систему залежно від умов каналу, що призводить до вищої чистої швидкості передачі даних. [14-18]

Розрахунок пікової швидкості даних у LTE для режиму SISO

Однією з особливостей LTE є більш висока пікова швидкість передачі даних порівняно з попередніми стандартами. Припустимо, що пропускна здатність каналу LTE дорівнює BW, оскільки цей параметр є одним із шести значень для вибору в першому рядку таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 – Співвідношення між пропускною здатністю каналу та піковою швидкістю даних

Ширина каналу МГц	1,4	3	5	10	15	20
Доступні піднесучі	73	181	301	601	901	1201
розмір FFT	128	256	512	1024	1536	2048
Частота дискретизації каналу МГц	1,92	3,84	7,68	15,36	23,04	30,72
PRB (фізичні радіоблоки)	6	15	25	50	75	100

Пікова швидкість передачі даних [Мбіт/с]	6	15	25	50	75	100
---	---	----	----	----	----	-----

PRB — це мінімальний інформаційний елемент, який eNB (Evolved Node B) може призначити UE. PRB складається з дванадцяти піднесучих (180 [КГц]), що передаються протягом часового інтервалу (0'5 [мс]). Передана пікова швидкість переданої дати може бути виражена у вигляді рівняння 2.6,

$$R_b = (N_{sc} - 1)\Delta_f m \quad (2.6)$$

де N_{sc} — кількість доступних піднесучих;

Δ_f — відстань між піднесучими і дорівнює 15 кГц;

m — кількість бітів, переданих на символ, і залежить від модуляції, і є кодованими даними з загальною швидкістю передачі даних.

Якщо потрібно розрахувати загальну швидкість передачі даних користувача (кодовані дані), слід враховувати, що близько 85% переданих даних є даними користувача, а решта 15% відповідають службовим даним. Таким чином, загальна швидкість передачі даних визначається рівнянням 2.7

$$R_{b,USER} = (N_{sc} - 1)\Delta_f m \alpha_{USER,DATA} \quad (2.7)$$

де $\alpha_{user,data}$ — відсоток переданих даних користувача від загальної та загальної швидкості передачі даних користувача. Цей відсоток залежить від пропускної здатності каналу і, особливо, від кількості символів, призначених для передачі керуючих даних (даних з каналу PDCCH) [5].

І якщо чистий бітрейт користувача необхідно розрахувати, його просто потрібно помножити на швидкість кодування каналу, r .

$$R_{b,USER,net} = (N_{sc} - 1)\Delta_f r m \alpha_{USER,DATA} \quad (2.8)$$

Максимальна пікова швидкість передачі даних для одного користувача в режимі LTE SISO становить $R_{b,user,net} = 30,6$, коли вибрана смуга пропускання каналу дорівнює 20 МГц, вибрана модуляція 64QAM (квадратурна амплітудна модуляція 64, яка є схемою модуляції з найвищою

спектральною ефективністю). і кількість символів OFDMA (на підкадр), призначених для даних керування передачею, дорівнює 1 .

2.2 Розробка програмної моделі низхідного каналу LTE

MATLAB — це мова програмування, яка широко використовується в академічній та промисловій сферах. Його розроблено компанією MathWorks і дозволяє створити середовище чисельних обчислень.

MATLAB характеризується такими властивостями:

- Повні інструменти для аналізу даних, розробки різних додатків за допомогою алгоритмів. Також доступна візуалізація даних.
- Створення інтерфейсів користувача.
- Інтерфейс з іншими мовами, такими як C, Java або FORTRAN, серед інших.
- Доступні різні набори інструментів: певний тип функцій і сценарій, орієнтований на певну область.

В роботі використана версія MATLAB 2015, як показано на рисунку 2.5.

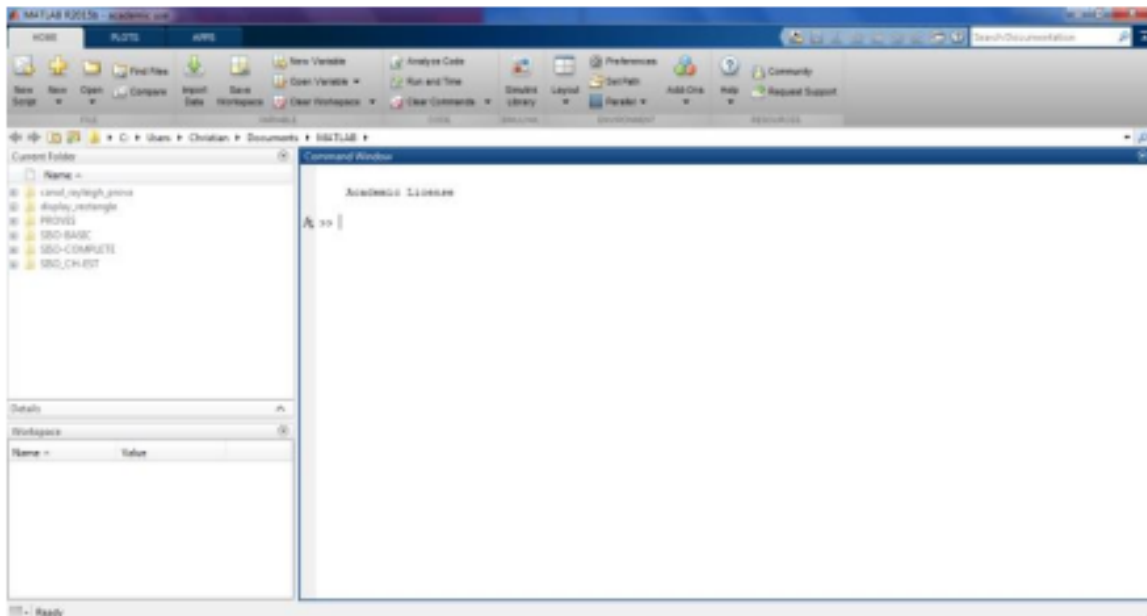


Рисунок 2.5 – Знімок екрана програмного забезпечення MATLAB

Для моделювання роботи каналу LTE використаємо існуючі бібліотеки та набори інструментів MATLAB:

- Панель інструментів обробки сигналів
- Набір інструментів системи DSP
- Набори інструментів системи зв'язку

Крім того, було створено графічний інтерфейс користувача (GUI) на основі MATLAB. Графічний інтерфейс дозволяє користувачеві вибирати (інтелектуально) різні параметри LTE, а потім налаштовувати дійсний ланцюжок передачі/прийому для виконання передбаченого моделювання.

Створення графічного інтерфейсу користувача

Інтерфейс користувача (інтерфейс користувача) — це графічний дисплей, який дозволяє користувачеві виконувати інтерактивні завдання, не потребуючи, щоб користувач розумів, як працює код.

MATLAB пропонує два способи створення графічного інтерфейсу користувача:

- перший полягає у використанні інструменту GUIDE, який має власний графічний інтерфейс і більше підходить для швидких, нескладних програм;
- другий — створити його програмним шляхом, використовуючи мову MATLAB, що дає більше гнучкості для об'єднання з існуючим кодом.

Вибір GUI, реалізованого в цій роботі, полягав у використанні мови MATLAB для його створення. Причини наступні:

1. Більше гнучкості під час кодування.
2. Дозволяє використовувати вкладені функції зворотного виклику. У програмних інтерфейсах користувача під час використання таких функцій існує спільна робоча область із основною функцією. У результаті вони мають доступ до всіх компонентів інтерфейсу користувача та змінних, визначених у основній функції.

Метою є створення графічного інтерфейсу користувача, який дозволяє вибирати з набору параметрів, а потім імітує всю систему, відображаючи потім діаграму сузір'я та аналізатор спектру.

GUI в основному складається з фігур, компонентів і зворотних викликів. У випадку фігур можемо вставити набір компонентів, таких як столи, панелі

або осі. Будь-який компонент може мати власний зворотний виклик; дія, коли користувач виконує щось над компонентом, наприклад вибір пункту зі спливаючого меню або натискання кнопки.

Програмне створення GUI складається з наступних етапів:

1. Макет: розмістимо усі компоненти, які складають графічний інтерфейс користувача, у файлі `m`.
2. Напишемо зворотні виклики: зворотні виклики — це підпрограми, які виконуються у відповідь на генеровані користувачем події, такі як клацання миші та натискання клавіш.
3. Допоміжні функції: можуть бути розміщені всередині зворотних викликів або як допоміжна функція.

Після того, як користувач встановить параметри та натисне кнопку «Пуск», графічний інтерфейс користувача має зберегти задані параметри в структуру, а потім змодельовати всю систему за допомогою цих параметрів. Для виконання цієї процедури необхідно створити команду, яка виконує це завдання.

Нижче наведено перелік кроків, які було зроблено для впровадження основного графічного інтерфейсу користувача:

1. Створено функціональний файл розширення `m`
2. Визначено, з яких параметрів і графіків LTE можуть вибирати користувачі
3. Створено структуру з цими параметрами та графікою та ініціалізовано їх (користувач може вибрати, чи відображатимуться SPD та діаграма сузір'я для відповідних сигналів чи ні).
4. Побудовано компоненти (Створюються різні типи компонентів. Наприклад, для вибору пропускну здатності каналу створюється компонент спливаючого меню, а для вибору візуалізації SPD створюється компонент прапорця).
5. Створено зворотний виклик для кожного компонента (Кожен компонент має власний зворотний виклик. Функції зворотного виклику зберігають бажаний вибір, вибраний користувачем, і зберігають його як комірку структури).
6. Змінено функції та скрипти оригінального коду.

7. Додано до існуючої структури набір змінних для ввімкнення/вимкнення візуалізації графіки

На рисунку 2.6 приведено побачити скріншот GUI. Реалізована можливість вибрати один із чотирьох кіл передачі на основі SISO. Крім того, для кожної передачі кола можна вибрати такі параметри:

- Тип модуляції
- Пропускна здатність каналу
- Тип каналу
- Відношення сигнал/шум, дБ
- Режим вирівнювання (при виборі ланцюга передачі SISO_COMPLETE)

Choose the desired parameters for different LTE transmission chains

Select one of these transmission chain: SISO_BASIC

Select one channel type: flat-low-mobility

☐ display spectrum & constellation

Select modulation type: QPSK

Select SNR (dB):

Select channel bandwidth (MHz): 1.4

Select Equalization mode: ZF

Start

Рисунок 2.6 – Графічний інтерфейс для імітації режиму LTE SISO

Крім того, користувачеві було б корисно бачити сітку ресурсів як функцію кількості переданих субкадрів. З цієї причини реалізовано інший графічний інтерфейс, де відображається сітка ресурсів. У цьому GUI користувач вибирає потрібну кількість підкадрів, смугу пропускання каналу

та кількість символів OFDMA, призначених для керуючих даних. Потім, натиснувши кнопку запуску, відобразиться сітка ресурсів.

На рисунку 2.7 показано дві фігури: ліва фігура — графічний інтерфейс сітки ресурсів, де користувач вибирає параметри, з якими пов'язана сітка ресурсів. Правий малюнок — це графік сітки ресурсів, який відображається натисканням кнопки запуску на лівому рисунку.

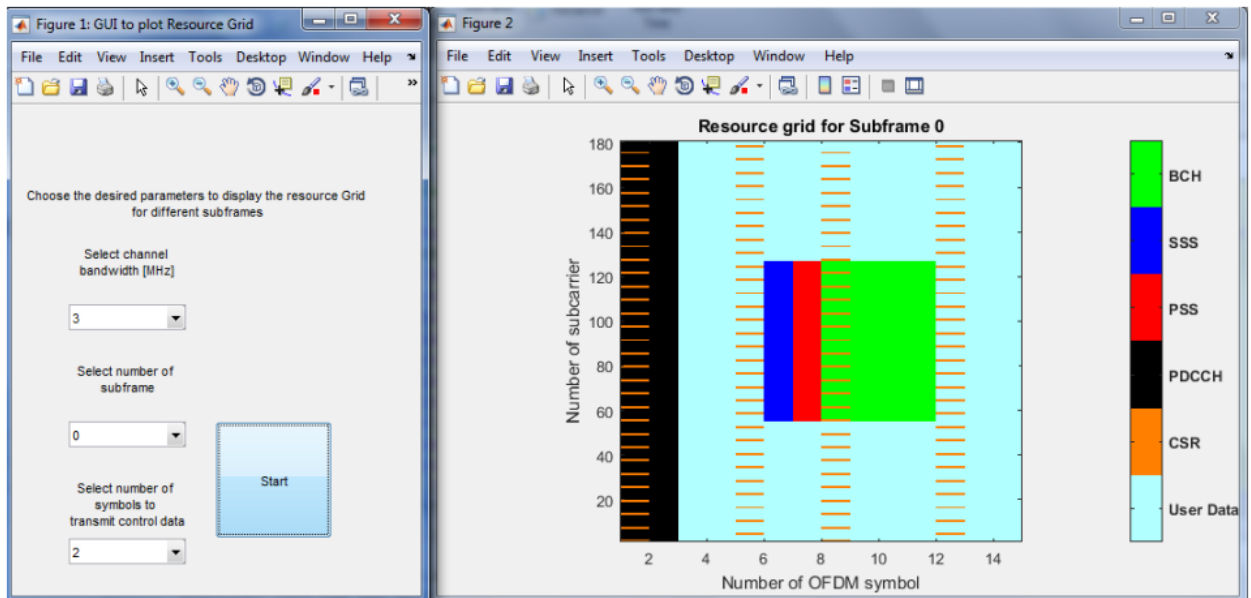


Рисунок 2.7 – GUI для відображення сітки ресурсів

Вибрані параметри в цьому випадку: смуга пропускання каналу дорівнює 3МГц, кількість підкадрів дорівнює 0 і кількість символів OFDMA, призначених для керуючих даних, дорівнює 2.

Розробка програмної моделі радіоканалу

Модель радіоканалу реалізовано у вигляді підпрограми на основі використання стандартної функції MIMOChannel. Це дозволяє викликати її необхідну кількість раз із різними параметрами.

Підпрограма складається із заголовка, який містить назву функції та параметри, які передаються всередину:

```
function [y, yPg] = MIMOFadingChan(in, prmLTE, prmMdl)
```

Наступним блоком виступає задання параметрів:

```
numTx      = prmLTE.numTx;  
numRx      = prmLTE.numRx;  
chanMdl    = prmMdl.chanMdl;  
chanSRate  = prmLTE.chanSRate;
```

В залежності від параметрів, що передаються при виклику підпрограми можливе моделювання декількох видів каналу, які реалізовано зарахунок оператора вибору:

```
switch chanMdl  
    case 1 %'flat-low-mobility',  
        PathDelays = 0*(1/chanSRate);  
        PathGains  = 0;  
        Doppler=0;  
    case 2 %'flat-high-mobility',  
        PathDelays = 0*(1/chanSRate);  
        PathGains  = 0;  
        Doppler=50;  
    case 3%'frequency-selective-low-mobility',  
        PathDelays = [0 10 20 30 100]*(1/chanSRate);  
        PathGains  = [0 -3 -6 -8 -172];  
        Doppler=0;  
    case 4 %'frequency-selective-high-mobility',  
        PathDelays = [0 10 20 30 100]*(1/chanSRate);  
        PathGains  = [0 -3 -6 -8 -172];  
        Doppler=50;  
    case 5 %'frequency-selective-distortion-low-mobility',  
        PathDelays = [0 30 90 150 300]*(1/chanSRate);  
        PathGains  = [0 -3 -6 -8 -172];
```

```

        Doppler=0;
    otherwise
end

```

Проводимо ініціалізацію об'єктів:

```

persistent chanObj;
if isempty(chanObj)
    chanObj = comm.MIMOChannel('SampleRate', chanSRate,...
        'MaximumDopplerShift', Doppler,...
        'PathDelays', PathDelays,...
        'AveragePathGains', PathGains,...
        'RandomStream', 'mt19937ar with seed',...
        'Seed', 100,...
        'TransmitCorrelationMatrix', eye(numTx),...
        'ReceiveCorrelationMatrix', eye(numRx),...
        'PathGainsOutputPort', true,...
        'NormalizePathGains', true,...
        'NormalizeChannelOutputs', true);
end

```

Здійснюємо передачу результату роботи підпрограми назовні:

```

[y, yPg] = step(chanObj, in);

```

Розробка програмної моделі приймача

Приймач складається із декількох блоків, кожен із яких реалізує певну функцію. Кожен такий блок промодельовано за допомогою окремої підпрограми:

- Підпрограма реалізації детектора матиме наступний вигляд:

```

function [y, err] = CRCdetector(data)

```

```

persistent hTBCRCDet
if isempty(hTBCRCDet )
    hTBCRCDet = comm.CRCDetector('Polynomial', [1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1 0 0 1
1 0 0 1 1 1 1 0 1 1]);
end
[y, err] = step(hTBCRCDet, data);

```

- Демодулятор реалізовано насупним чином: спочатку відбувається ініціалізація, в якій описуються можливі види модуляції та в залежності від обраного виду модуляції відбувається виклик підпрограми step із заданою модуляцією.

```
function y=DemodulatorSoft(u, Mode, NoiseVar)
```

```
%% Initialization
```

```
persistent QPSK QAM16 QAM64
```

```
if isempty(QPSK)
```

```
    QPSK = comm.PSKDemodulator(...
```

```
        'ModulationOrder', 4, ...
```

```
        'BitOutput', true, ...
```

```
        'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolMapping', 'Custom', ...
```

```
        'CustomSymbolMapping', [0 2 3 1],...
```

```
        'DecisionMethod', 'Approximate log-likelihood ratio', ...
```

```
        'VarianceSource', 'Input port');
```

```
    QAM16 = comm.RectangularQAMDemodulator(...
```

```
        'ModulationOrder', 16, ...
```

```
        'BitOutput', true, ...
```

```
        'NormalizationMethod', 'Average power', 'SymbolMapping', 'Custom',
```

```
        ...
```

```
        'CustomSymbolMapping', [11 10 14 15 9 8 12 13 1 0 4 5 3 2 6 7],...
```

```
        'DecisionMethod', 'Approximate log-likelihood ratio', ...
```

```
        'VarianceSource', 'Input port');
```

```

QAM64 = comm.RectangularQAMDemodulator(...
'ModulationOrder', 64, ...
'BitOutput', true, ...
'NormalizationMethod', 'Average power', 'SymbolMapping', 'Custom', ...
'CustomSymbolMapping', ...
[47 46 42 43 59 58 62 63 45 44 40 41 57 56 60 61 37 36 32 33 ...
49 48 52 53 39 38 34 35 51 50 54 55 7 6 2 3 19 18 22 23 5 4 0 1 ...
17 16 20 21 13 12 8 9 25 24 28 29 15 14 10 11 27 26 30 31],...
'DecisionMethod', 'Approximate log-likelihood ratio', ...
'VarianceSource', 'Input port');

```

```
end
```

```
%% Processing
```

```
switch Mode
```

```
case 1
```

```
    y=step(QPSK, u, NoiseVar);
```

```
case 2
```

```
    y=step(QAM16,u, NoiseVar);
```

```
case 3
```

```
    y=step(QAM64, u, NoiseVar);
```

```
otherwise
```

- Еквалайзер реалізовано у наступному вигляді:

```
function [out, Eq] = Equalizer(in, hD, nVar, EqMode)
```

```
%#codegen
```

```
switch EqMode
```

```
case 1,
```

```
    Eq = ( conj(hD))./((conj(hD).*hD));           % Zero forcing
```

```
case 2,
```

```
    Eq = ( conj(hD))./((conj(hD).*hD)+nVar); % MMSE
```

```
otherwise,
```

```

        error('Two equalization mode viable: Zero forcing or MMSE');
    end
    out=in.*Eq;
-   Дескремблер реалізовано наступним чином:

function y = lteDescramble(u, nS, q, maxG)
%LTEDESCRAMBLE Downlink descrambling of the PDSCH.
%#codegen
persistent hSeqGen;
persistent hInt2Bit;
nSamp = size(u, 1);
if isempty(hSeqGen)
    hSeqGen = comm.GoldSequence('FirstPolynomial',[1 zeros(1, 27) 1 0 0
1],...
                                'FirstInitialConditions', [zeros(1, 30) 1], ...
                                'SecondPolynomial', [1 zeros(1, 27) 1 1 1 1],...
                                'SecondInitialConditionsSource', 'Input port',...
                                'Shift', 1600,...
                                'VariableSizeOutput', true,...
                                'MaximumOutputSize', [maxG 1]);
    hInt2Bit = comm.IntegerToBit('BitsPerInteger', 31);
end
% Assumed parameters
RNTI = 1; NcellID = 0;
% Initial conditions
c_init = RNTI*(2^14) + q*(2^13) + floor(nS/2)*(2^9) + NcellID;
% Convert to binary vector
iniStates = step(hInt2Bit, c_init);
% Generate scrambling sequence
seq = step(hSeqGen, iniStates, nSamp);
seq = 1-2.*seq; % convert to bipolar format based on negative mapping
% Descramble

```

```
y = u(:,1).*seq(:,1);
% [EOF]
```

Модель передавача реалізована наступним чином:

- Модель генератора описується підпрограмою:

```
function y = CRCgenerator(data)
%#codegen
% Transport block CRC generation
persistent hTBCRCGen
if isempty(hTBCRCGen)
    hTBCRCGen = comm.CRCGenerator('Polynomial', [1 1 0 0 0 0 1 1 0 0 1
0 0 1 1 0 0 1 1 1 1 0 1 1]);
end
y = step(hTBCRCGen, data);
```

- Скремблер описується функцією:

```
function y = lteScramble(u, nS, q, maxG)
%LTEScramble Downlink scrambling of the PDSCH.
%#codegen
persistent hSeqGen;
persistent hInt2Bit;
nSamp = size(u, 1);
if isempty(hSeqGen)
    hSeqGen = comm.GoldSequence('FirstPolynomial',[1 zeros(1, 27) 1 0 0
1],...
                                'FirstInitialConditions', [zeros(1, 30) 1], ...
                                'SecondPolynomial', [1 zeros(1, 27) 1 1 1 1],...
                                'SecondInitialConditionsSource', 'Input port',...
                                'Shift', 1600,...
                                'VariableSizeOutput', true,...
                                'MaximumOutputSize', [maxG 1]);
    hInt2Bit = comm.IntegerToBit('BitsPerInteger', 31);
```

```

end
% Assumed parameters
RNTI = 1; NcellID = 0;
% Initial conditions
c_init = RNTI*(2^14) + q*(2^13) + floor(nS/2)*(2^9) + NcellID;

% Convert to binary vector
iniStates = step(hInt2Bit, c_init);
% Generate the scrambling sequence
seq = step(hSeqGen, iniStates, nSamp);
% Scramble input
y = xor(u(:,1), seq(:,1));
% [EOF]
- Модулятор описується моделю:
function y=Modulator(u, Mode)
%% Initialization
persistent QPSK QAM16 QAM64
if isempty(QPSK)
    QPSK = comm.PSKModulator(4, 'BitInput', true, ...
        'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolMapping', 'Custom', ...
        'CustomSymbolMapping', [0 2 3 1]);

    QAM16 = comm.RectangularQAMModulator(16, 'BitInput', true, ...
        'NormalizationMethod', 'Average power', ...
        'SymbolMapping', 'Custom', ...
        'CustomSymbolMapping', [11 10 14 15 9 8 12 13 1 0 4 5 3 2 6 7]);

    QAM64 = comm.RectangularQAMModulator(64, 'BitInput', true, ...
        'NormalizationMethod', 'Average power', ...
        'SymbolMapping', 'Custom', ...
        'CustomSymbolMapping', [47 46 42 43 59 58 62 63 45 44 40 41 ...

```

```

57 56 60 61 37 36 32 33 49 48 52 53 39 38 34 35 51 50 54 55 7 ...
6 2 3 19 18 22 23 5 4 0 1 17 16 20 21 13 12 8 9 25 24 28 29 15 ...
14 10 11 27 26 30 31]);

```

```
end
```

```
%% Processing
```

```
switch Mode
```

```
case 1
```

```
y=step(QPSK, u);
```

```
case 2
```

```
y=step(QAM16, u);
```

```
case 3
```

```
y=step(QAM64, u);
```

```
otherwise
```

```
error('Invalid Modulation Mode. Use {1,2, or 3}');
```

```
end
```

- Модулятор. Реалізовано у вигляді функції, основним оператором якої є оператор вибору типу модуляції та, яка реалізує перевірку вибору модуляції користувачем та запуск підпрограми, модуляції сигналу, із відповідними параметрами:

```
function y=Modulator(u, Mode)
```

```
%% Initialization
```

```
persistent QPSK QAM16 QAM64
```

```
if isempty(QPSK)
```

```

QPSK      = comm.PSKModulator(4, 'BitInput', true, ...
    'PhaseOffset', pi/4, 'SymbolMapping', 'Custom', ...
    'CustomSymbolMapping', [0 2 3 1]);

```

```

QAM16     = comm.RectangularQAMModulator(16, 'BitInput',true,...
    'NormalizationMethod','Average power',...
    'SymbolMapping', 'Custom', ...

```

```

        'CustomSymbolMapping', [11 10 14 15 9 8 12 13 1 0 4 5 3 2
6 7]);
    QAM64 = comm.RectangularQAMModulator(64, 'BitInput',true,...
        'NormalizationMethod','Average power',...
        'SymbolMapping', 'Custom', ...
        'CustomSymbolMapping', [47 46 42 43 59 58 62 63 45 44
40 41 ...
57 56 60 61 37 36 32 33 49 48 52 53 39 38 34 35 51 50 54 55
7 ...
6 2 3 19 18 22 23 5 4 0 1 17 16 20 21 13 12 8 9 25 24 28 29
15 ...
14 10 11 27 26 30 31]);
end
%% Processing
switch Mode
case 1
    y=step(QPSK, u);
case 2
    y=step(QAM16, u);
case 3
    y=step(QAM64, u);
otherwise
    error('Invalid Modulation Mode. Use {1,2, or 3}');
end

```

Канал передачі даних в свою чергу має наступну модель:

```

function [y, yPg] = MIMOFadingChan(in, prmLTE, prmMdl)
% MIMOFadingChan
%#codegen

```

```

% Get simulation params
numTx      = prmLTE.numTx;
numRx      = prmLTE.numRx;
chanMdl    = prmMdl.chanMdl;
chanSRate  = prmLTE.chanSRate;

switch chanMdl
    case 1 %'flat-low-mobility',
        PathDelays = 0*(1/chanSRate);
        PathGains  = 0;
        Doppler=0;
    case 2 %'flat-high-mobility',
        PathDelays = 0*(1/chanSRate);
        PathGains  = 0;
        Doppler=50;
    case 3 %'frequency-selective-low-mobility',
        PathDelays = [0 10 20 30 100]*(1/chanSRate);
        PathGains  = [0 -3 -6 -8 -172];
        Doppler=0;
    case 4 %'frequency-selective-high-mobility',
        PathDelays = [0 10 20 30 100]*(1/chanSRate);
        PathGains  = [0 -3 -6 -8 -172];
        Doppler=50;
    case 5 %'frequency-selective-distortion-low-mobility'
        PathDelays = [0 30 90 150 300]*(1/chanSRate);
        PathGains  = [0 -3 -6 -8 -172];
        Doppler=0;
    otherwise
end

% Initialize objects
persistent chanObj;

```

```

if isempty(chanObj)
    chanObj = comm.MIMOChannel('SampleRate', chanSRate,...
        'MaximumDopplerShift', Doppler,...
        'PathDelays', PathDelays,...
        'AveragePathGains', PathGains,...
        'RandomStream', 'mt19937ar with seed',...
        'Seed', 100,...
        'TransmitCorrelationMatrix', eye(numTx),...
        'ReceiveCorrelationMatrix', eye(numRx),...
        'PathGainsOutputPort', true,...
        'NormalizePathGains', true,...
        'NormalizeChannelOutputs', true);
end
[y, yPg] = step(chanObj, in);

```

В цій моделі реалізовано вибір типу каналу із врахуванням лінійності або нелінійності каналу а також із врахуванням впливу мобільності користувача. Це реалізовано за допомогою оператора вибору, який визначає, що саме було вибрано в графічному інтерфейсі користувача та задати відповідні значення при ініціалізації параметрів.

Вплив шуму, що наявний в каналі реалізовано наступною моделлю:

```

function y = AWGNChannel(u, noiseVar )
%% Initialization
persistent AWGN
if isempty(AWGN)
    AWGN = comm.AWGNChannel('NoiseMethod', 'Variance', ...
        'VarianceSource', 'Input port');
end
y = step(AWGN, u, noiseVar);
end

```

Висновки: розділ містить огляд основним характеристик, що описують низхідний канал передачі даних по стандарту LTE. Приведено розробку та опис графічного інтерфейса користувача. Розроблено та приведено основні підпрограми, що моделюють роботу складових низхідного каналу LTE.

3 Дослідження параметрів моделювання режиму передачі LTE

3.1 Симуляція режиму передачі низхідного зв'язку LTE 1

Метою цього дослідження є вивчення зміни BER (Bit Error Rate) у випадку вдосконалення кола передачі.

По-перше, розглядається базове коло передачі, яке дозволяє встановити зв'язок із низькою продуктивністю BER. Потім передбачається поступове вдосконалення, поки не отримаємо режим SISO з достатньо високою продуктивністю.

Нарешті, представлено коротку імітацію режиму SIMO.

При проведенні дослідження введено обмеження, які стосуються режиму передачі 1:

- Передбачається режим FDD.
- Розглядається нормальний циклічний префікс.
- Використовується повна пропускна здатність.

Усі системи, які досліджуються в цьому розділі, можна структурувати як класичну комунікаційну систему. Він складається з передавача, каналу та приймача.

У цьому розділі ставиться мета отримати мінімальні значення BER з найвищою можливою швидкістю передачі даних. В досліді буде використана модуляція 64QAM, а смуга пропускання каналу становитиме 20 МГц.

Режим SISO

Проведемо аналіз роботи в режимі передачі SISO, який передбачає роботу радіо каналу, що складається із одного передавача та одного приймача. Спочатку моделюємо базову систему, яка не використовує методи оцінки каналу. В подальшому використаємо різні методи оцінки каналу з метою отримання мінімального значення бітової похибки (BER).

Файл `commteeSISO_params.m` — це спеціальний скрипт, у якому можна вибрати різні параметри LTE. На рисунку 3.1 приведено скріншот сценарію. Параметри, які позначено X, можуть бути змінені в цьому розділі, а інші залишаються незмінними.

```

commteSISO_params.m  +
% Customizable parameters selection
%% PDSCH
numTx      = 1;    % Number of transmit antennas
numRx      = X;    % Number of receive antennas
chanBW     = X;    % Index to channel bandwidth used [1,...,6] for [1.4,3,5,10,15,20] MHz
contReg    = 1;    % No. of OFDM symbols dedicated to control information [1,...,3]
modType    = X;    % Modulation type [1, 2, 3] for ['QPSK','16QAM','64QAM']
%% DLSCCH
cRate      = 1/3;  % Rate matching target coding rate.
maxIter    = 6;    % Maximum number of turbo decoding iterations
fullDecode = 0;    % [1,0] Whether "full" or "early stopping" turbo decoding is performed
%% Channel model
chanMdl    = 'X';  % Choose 1 from 4 channel kinds ['flat-low-mobility', 'flat-high-mobility',...
                % 'frequency-selective-low-mobility', 'frequency-selective-high-mobility']
corrLvl    = 'Low'; %Correlation between antennas in reception
%% Simulation parameters
Eqmode     = X;    % Type of equalizer used [1,2] for ['Zero Forcing', 'Minimum...
                % Mean Square Error']
chEstOn    = X;    % [1,0] Whether channel estimation is done or ideal channel model used
maxNumErrs = 1e7;  % Maximum number of errors found before simulation stops
maxNumBits = X;    % Maximum number of bits processed before simulation stops
visualsOn  = X;    % [1,0] Whether to visualize channel response and constellations
snrdb      = X;    % Value of SNR[dB] used in this experiment

```

Рисунок 3.1 – Файл параметрів для режиму передачі 1

Пояснення для майже всіх параметрів наведено на рисунку 3.1. У випадку параметра `chanMdl`, який означає модель каналу, можна вибрати один із чотирьох типів каналів із параметрами, описаними в таблиці 3.1.

Затримки на шляху пов’язані з частотою дискретизації каналу, `chSRate`, тобто затримка зі значенням 10 означає, що ця затримка в 10 разів більша, ніж частота дискретизації каналу. Як було показано в розділі 2, частота дискретизації каналу пов’язана з пропускнуою здатністю каналу.

Щоб сформувати канал зв’язку, було визначено чотири типи, хоча можна визначити нові канали, змінивши функцію `MIMOFadingChan.m`.

Таблиця 3.1 – Типи каналів, що використовуються в колі передачі

Тип каналу	Затримка каналу	Втрати , дБ	Частота дискретизації
Лінійний, низька рухливість	0	0	0
Лінійний, висока	0	70	70

мобільність			
частотно- вибірковий- маломобільний	0, 10, 20, 100	0,-3,-6,-8-172	0
частотно- вибірковий- висока рухливість	0, 10, 20, 100	0,-3,-6,-8-172	70

SISO базовий

Цей аналіз виконується з урахуванням основних функцій, які не включають оцінку каналу та вирівнювання частотної області. На рисунку 3.2 показано структуру каналу передачі для цього режиму.

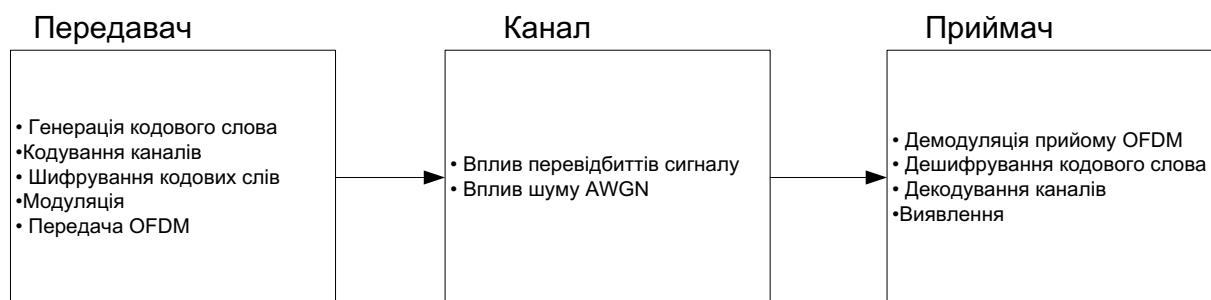


Рисунок 3.2 – Базове коло передачі SISO

У таблиці 3.2 приведено параметри, які використовуються для моделювання цього режиму.

Таблиця 3.2 – Параметри моделі каналу базовий SISO

Параметр	Значення	Примітка
modType	2	16QAM

chanBW	6	20 МГц
contReg	1	1 символ на субкадр для передачі вмісту PDCCH канал (контрольні дані)
snrdB	50	50 дБ
chanMdl	'flat-low mobility'	Імпульсна характеристика плоского каналу та відсутність ефекту Доплера
maxNumBits	1e7	Максимальна кількість оброблених бітів до зупинки симуляції

Незважаючи на те, що можна вибрати більшу кількість оброблених бітів, вибране значення 1e7 достатньо велике, щоб забезпечити правильну роботу моделювання без надмірного часу моделювання.

На рисунку 3.3 показано сукупність отриманих даних і спектр як переданого, так і прийнятого сигналу. У результаті моделювання також отримано значення BER.

Протягом усього часу моделювання спостерігалось, що спектральна щільність отриманого сигналу (синього кольору) залишається постійною, оскільки час когерентності дуже великий, оскільки був обраний канал з низькою мобільністю. Крім того, значення спектральної щільності отриманого сигналу завжди нижче сигналу, що передається (забарвлюється жовтим кольором). Це можна пояснити тим фактом, що на отриманий сигнал впливає

не вибіркове завмирання через близькі відбиття, які обумовлюють вплив на отриманий сигнал у вигляді зміни фази та амплітуди. Ці зміни амплітуди та фази також можна показати на діаграмі сузір'я. Отримане сузір'я є масштабованою та зміщеною версією переданого сузір'я.

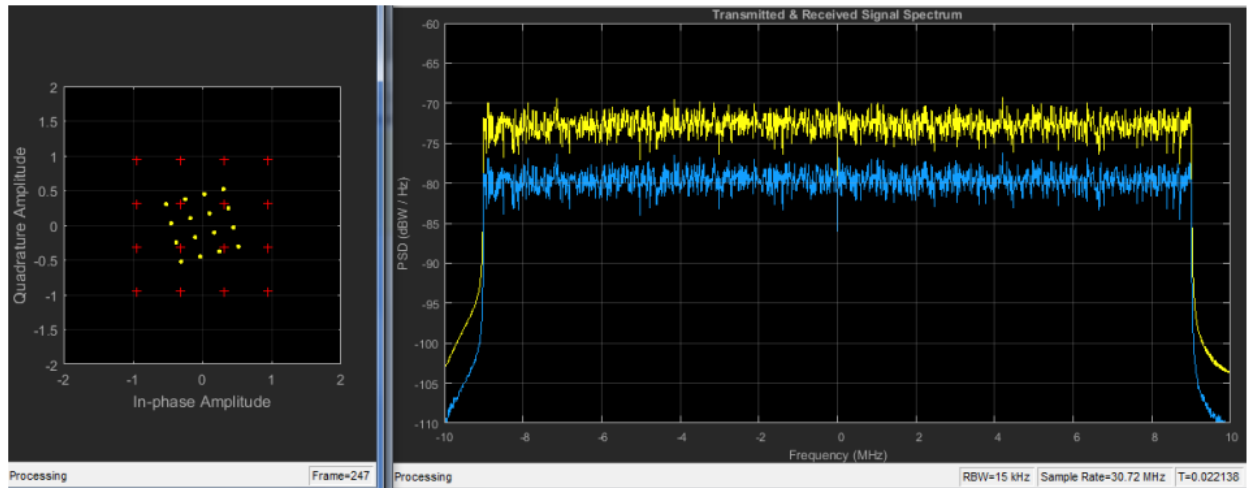


Рисунок 3.3 – Діаграма сузір'я 16QAM для базового каналу SISO

Моделювання також показує значення BER рівним 0,5. Таке високе значення пояснюється відсутністю будь-якого механізму оцінки каналу в приймачі, тому недоліки, які спостерігалися раніше, не виправляються, навіть якщо SNR встановлено на дуже високому значенні.

SISO з фазовою корекцією

Метою цього дослідження є компенсація (наскільки це можливо) близьких відбиттів, що змодельовано каналом Релея. Коло передачі майже таке саме, що використовується в SISO basic, за винятком додавання фазового коректора, як показано на рисунку 3.4.

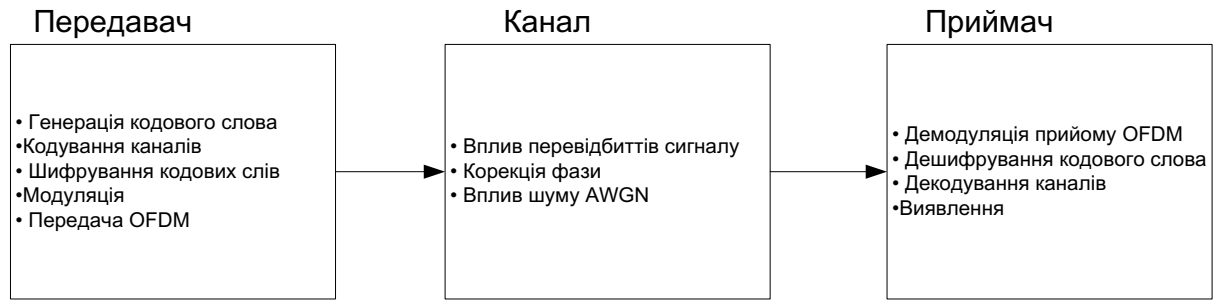


Рисунок 3.4 – Коло передачі каналу SISO з фазовою корекцією

Прийнятий сигнал для моделі, яка використовувалася раніше, визначається виразом 9:

$$r(t) = s(t) * h(t) + n(t), \quad (3.1)$$

де $r(t)$ – отриманий сигнал на приймачі OFDM;

$s(t)$ – переданий сигнал OFDM;

$h(t)$ – реакція каналу;

$n(t)$ – шум AWGN.

Припустимо, що канал має лінійну частотну характеристику, а приймач повністю статичний з точки зору мобільності. Характеристику каналу можна виразити рівнянням (3.2)

$$h(t) = \sum_{n=0}^{N-1} |h_n| e^{j\varphi n} = R e^{j\varphi} \delta(t), \quad (3.2)$$

де N – кількість відбиттів поблизу приймача.

Реалізація фазового коректора у функції `commlteSISO_step.m` виконується за допомогою наведених нижче рядків коду. В коді цей блок реалізовано безпосередньо перед додаванням AWGN (Additive White Gaussian Noise):

% Збалансувати обертання фази через канал Релея (ця реалізація дійсна для каналу з лінійною частотною характеристикою)

`ang = phase(chPathG);`

```
complex = exp(-(1i).*ang);
rxComp = rxFade.*complex;
```

У результаті прийнятий сигнал на вході приймача визначається рівнянням:

$$r(t) = Re^{j\varphi}s(t)e^{-j\varphi} + n(t) = Rs(t) + n(t). \quad (3.3)$$

Оскільки математична модель фазового коректора визначена, то можливо провести дослідження продуктивності цього нового кола передачі.

Проведемо моделювання з використанням модуляції QPSK (квадратурна фазова маніпуляція) (modType = 2), з рештою параметрів, такими ж, як у таблиці 3.2.

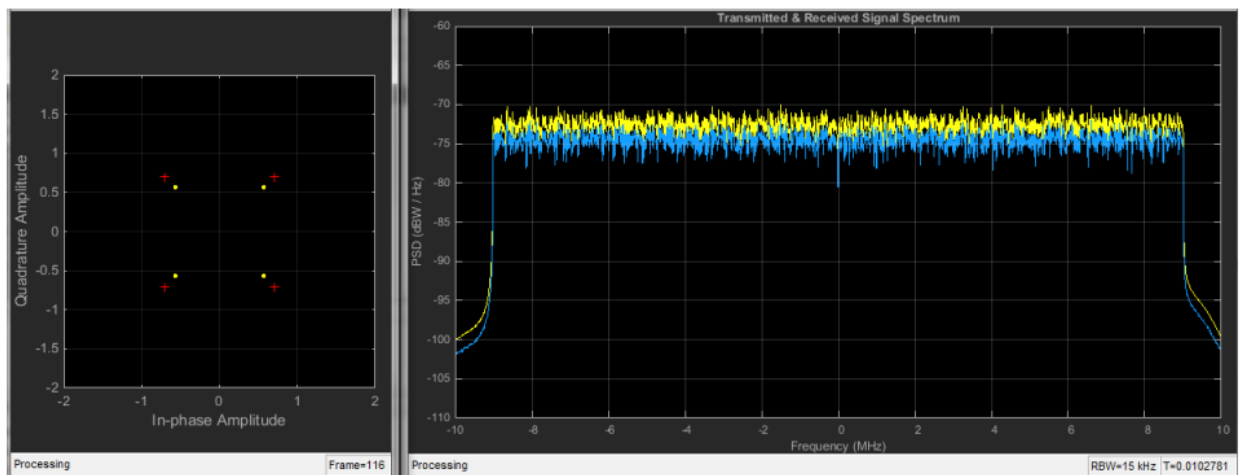


Рисунок 3.5 – SPD і діаграма сузір'я для QPSK, лінійного каналу з низькою мобільністю в фазовому коректорі SISO

Аналізуючи рисунок 3.5, можливо зробити висновок, що отримане сузір'я майже таке ж, як еталонне, і отримана SPD (спектральна густина потужності) має майже таку саму форму хвилі та потужність, що й передана SPD.

Результати моделювання також забезпечують значення BER, що дорівнює 0, що є узгодженим результатом з урахуванням коментарів,

пояснених раніше. Таким чином, для плоского каналу з низькою мобільністю та модуляцією QPSK система працює задовільно.

Ті ж самі висновки, ніж отримані за допомогою модуляції QPSK, можна сформулювати, встановлюючи модуляцію 16QAM (16-квадратурна амплітудна модуляція). Однак, коли встановлено модуляцію 64QAM, результати моделювання забезпечують значення BER, що дорівнює 0,0909, що є неприйнятним значенням. Пояснення цих результатів BER для 64QAM можна отримати, аналізуючи рисунок 3.6. Незважаючи на те, що отримане сузір'я залишається неповерненим, амплітуда прийнятих символів є масштабованою версією переданих, і враховуючи, що відстань між сусідніми символами в 64QAM становить приблизно на чверть, ніж у 16QAM, концентрація символів у внутрішніх квадратах більша, тому правильно визначити правильний символ складніше. Слід зауважити, що ймовірність помилкового виявлення символів із межами менша, ніж для середніх символів.

Отже, запропонована схема корекції фази працюватиме належним чином, якщо вибрати модуляцію QPSK або 16QAM.

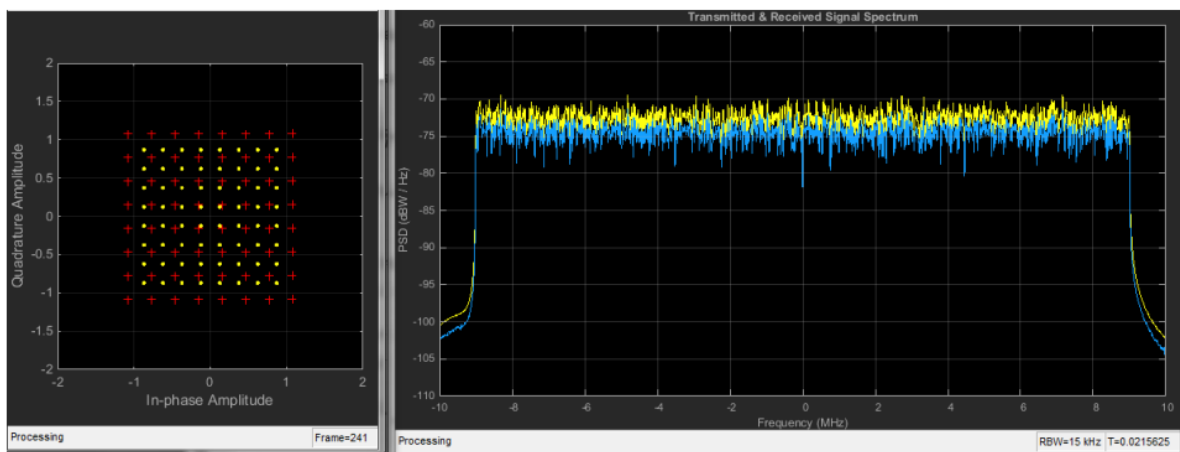


Рисунок 3.6 – SPD і діаграма сузір'я для 64QAM, лінійний канал з низькою мобільністю в фазовому коректорі SISO

Припустимо, що варіант модуляції 64QAM не розглядається. Проведемо дослідження поведінки модуляції при зміні типу каналу.

Щоб дослідити це, вибраний тип каналу встановлюється на «flat-high-mobility», а схема модуляції встановлюється на QPSK, тоді як інші параметри залишаються такими ж, ніж зазначено в таблиці 3.2.

Скріншот результатів показаний на рисунку 3.7. Амплітуда отриманого сузір'я змінюється, але фаза не змінюється в будь-який момент. Результати моделювання забезпечують значення BER, що дорівнює 0. Аналіз приведених результатів моделювання показує, що іноді отриманий символ не близький до еталонного символу, але є пояснення такої поведінки BER. Оскільки прийняті символи завжди коливаються всередині правого квадранта виявлення, детектор завжди виявляє правильний переданий символ, навіть якщо відстань між прийнятим і еталонним символом значна.

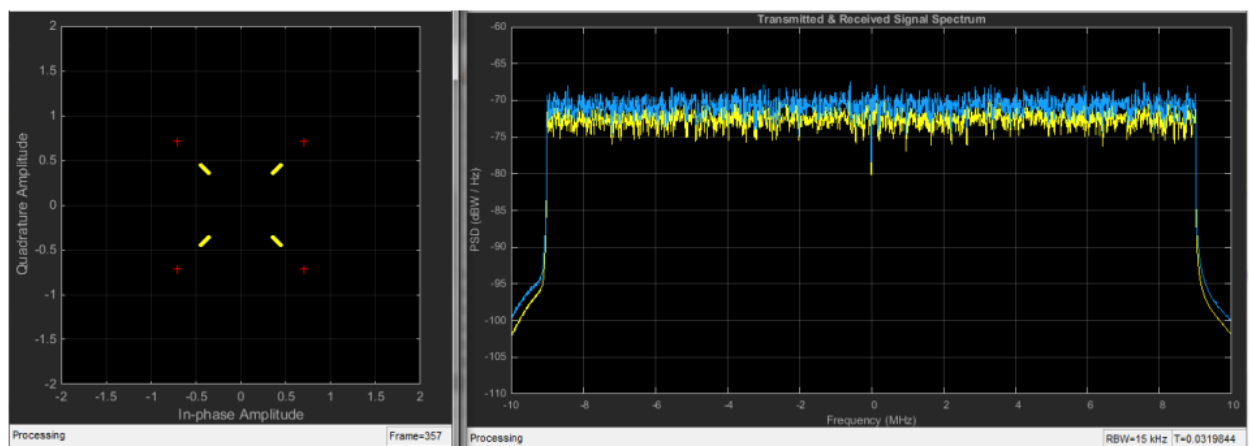


Рисунок 3.7 – SPD і діаграма сузір'я для QPSK, лінійний висока мобільність у фазовому коректорі SISO

Коли модуляція встановлена на 16QAM, знімок екрана діаграми сузір'я та спектра показано на рисунку 3.8. Як і у випадку із QPSK, діаграма сузір'я коливається від 0 до еталонного сузір'я внаслідок завершення моделювання. Але тепер результат BER дорівнює 0,1210, що є неприйнятним значенням для системи мобільного зв'язку.

Це високе значення BER викликано тим, що не всі символи мають однакову амплітуду.

Коли отримане сузір'я знаходиться близько до опорного сузір'я, BER прийматиме низькі значення, але коли воно далеко (близько до точки $[0,0]$),

детектор не визначить правильно переданий символ, і миттєве значення BER буде дуже висока.

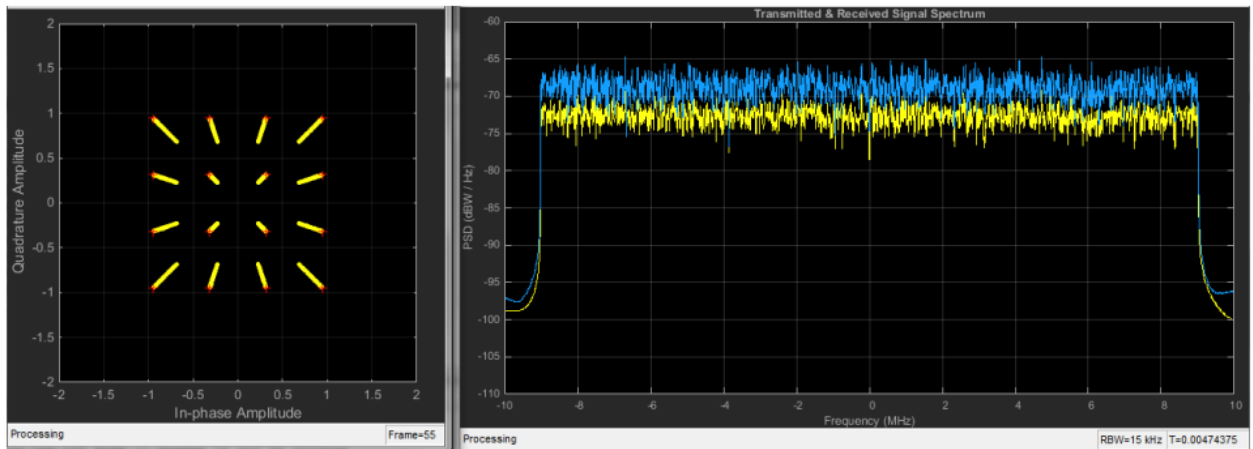


Рисунок 3.8 – Діаграма SPD і сузір'я для 16QAM, лінійний, висока мобільність у фазовому коректорі SISO

До цього часу було перевірено, що запропонована схема працює лише для модуляції QPSK, коли використовується плоска характеристика каналу. Легко зрозуміти, що при установці поведінки каналу на частотно-вибіркову характеристику запропоноване коло передачі LTE не працюватиме належним чином, оскільки немає жодного механізму для оцінки та вирівнювання каналу в приймачі.

SISO з оцінкою каналу

Це коло передачі, що приведено на рисунку 3.9, є більш складним, ніж те, що використовувався раніше, і використовує більше можливостей фізичного рівня LTE.

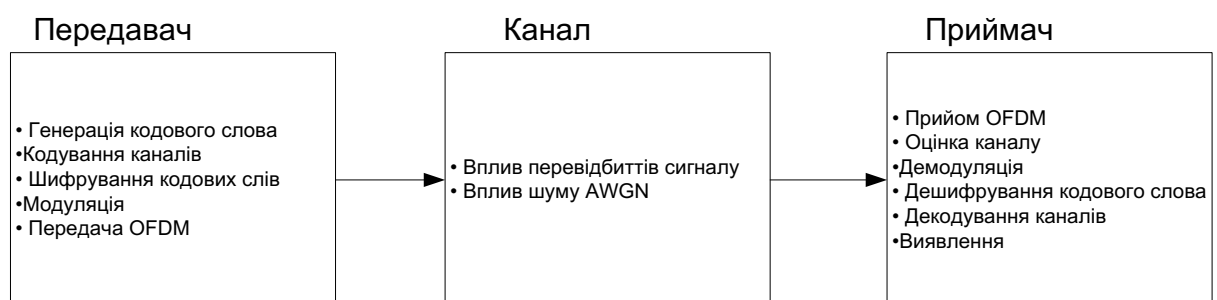


Рисунок 3.9 – Канал SISO з базовим колом передачі

LTE надає метод оцінки характеристики каналу. Щоб здійснити цю ідентифікацію каналу, набір опорних сигналів, також званих пілотами або CSR (Cell Signal Reference), розміщується по сітці ресурсів. Приклад однієї можливої сітки ресурсів показано на рисунку 3.10, де сигнали CSR нанесені кремовим кольором.

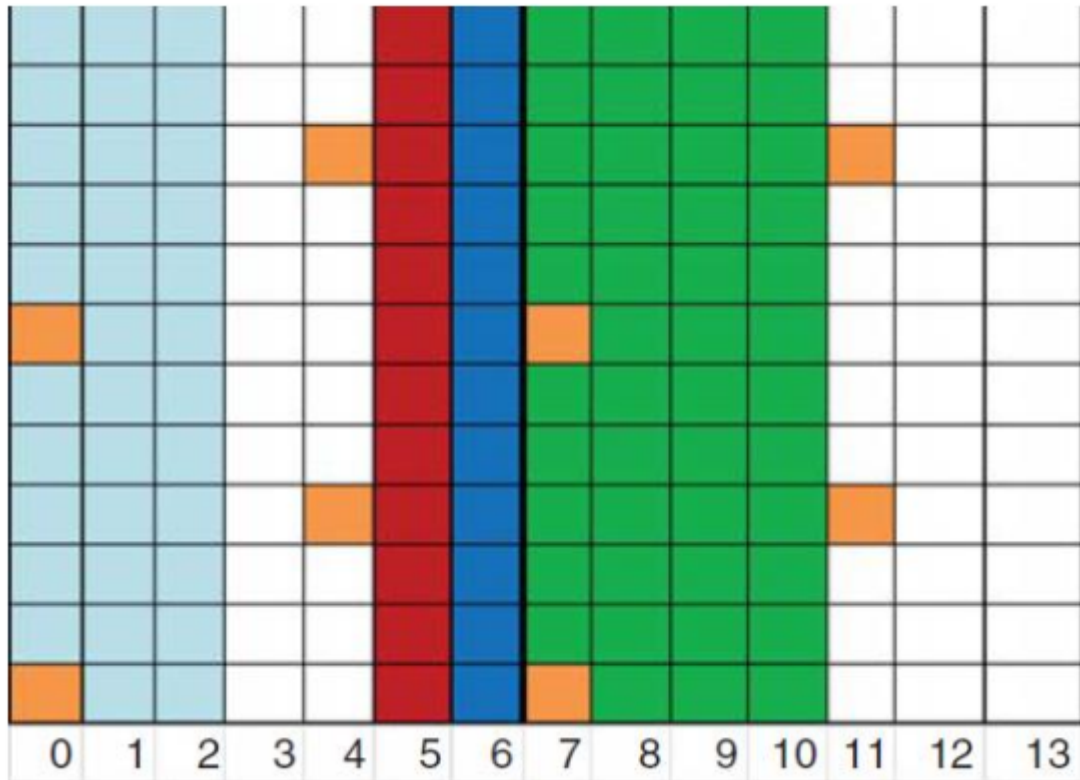


Рисунок 3.10 – Сітка ресурсів субфрейму LTE

Функція `chanEstimate_1Tx.m` відповідає за виконання оцінки каналу. Нижче наведено пояснення того, як працює оцінка каналу:

1. Витягніть значення комірок CSR із отриманого сигналу та збережіть їх у матриці під назвою `csrRx`.
2. Розділіть по одному кожне поле матриці `csrRx` на кожне відповідне еталонне значення CSR, яке зберігається в так званій матриці із `csr_Ref` у коді. Результат зберігається в матриці під назвою `hr`.
3. Після того, як відповідь каналу для контрольних комірок задано, має бути виконано розширення (інтерполяція) відповіді каналу для решти елементів сітки ресурсів. Можна вибрати різні методи інтерполяції. Після інтерполяції

повертається матриця, яка називається hD , із результуючою характеристикою каналу.

Після того, як оцінка каналу виконана, необхідно тільки розділити отримані дані $dataRx$ на отриманий відгук каналу hD , щоб отримати сигнал відновлення $yRec$.

У цьому розділі буде проаналізовано кілька конфігурацій каналів, щоб дослідити, як система працює в кожному випадку. Параметри для виконання моделювання встановлюються, як описано в таблиці 3.3

Таблиця 3.3 – Параметри оцінки каналу SISO

Параметр	Значення	Коментар
modType	3	64QAM. Якщо система працює для цієї модуляції, вона також працюватиме для двох інших.
chanBW	6	Оскільки значних відмінностей у зміні цього параметра немає, встановіть значення 20 МГц, щоб отримати максимальну швидкість передачі даних.
contReg	1	1 символ на підкадр для передачі вмісту каналу PDCCH (контрольні дані)
snrdB	50	50 дБ
est_mode	1	Метод інтерполяції для отримання відповіді каналу для всіх символів.
maxNumBits	1e7	Кількість оброблених бітів

--	--	--

Для класу каналу встановлюється значення flat-low-mobility, і моделювання повертає BER, рівний 0. На рисунку 3.11 приведено SPD для переданого сигналу та отриманого сигналу до та після оцінки каналу. Крім того, також будуються діаграми сузір'я прийнятого сигналу до і після оцінки каналу. Порівнюючи з рисунком 3.5, стає зрозуміло, що тепер отримане сузір'я та SPD (діаграма помаранчевого кольору) після оцінки каналу та процедур компенсації більш схожі на передані.

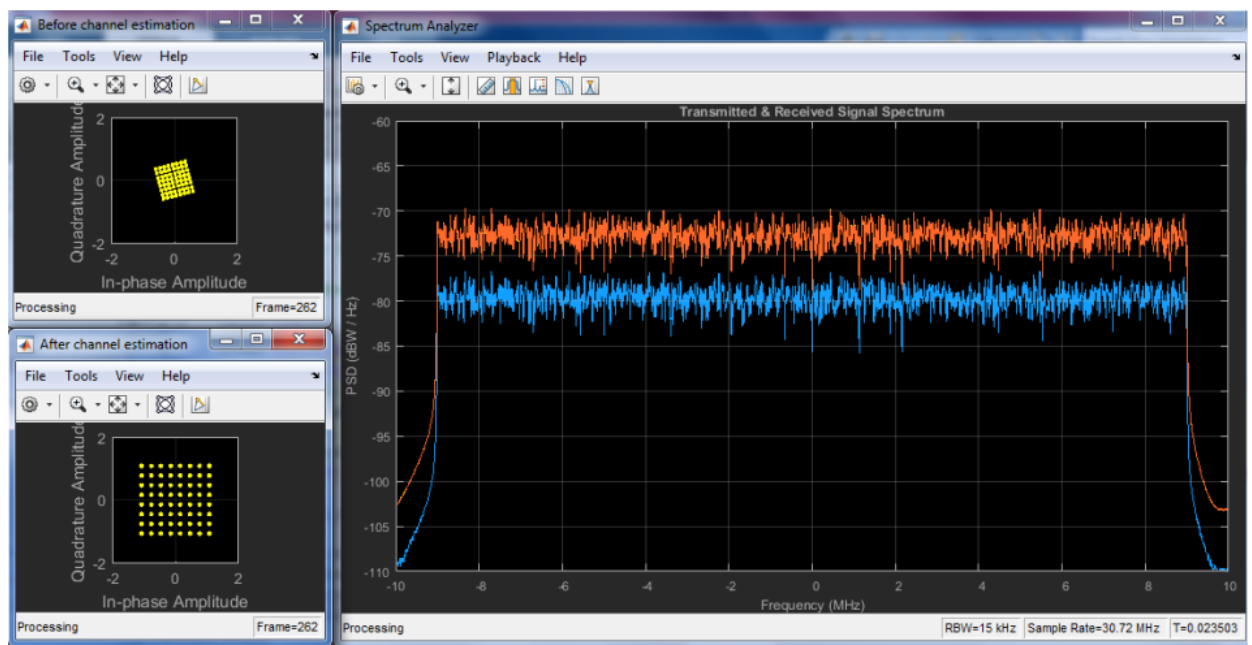


Рисунок 3.11 – SPD і діаграма сузір'я для 64QAM, лінійний, низька мобільність у SISO з оцінювачем каналу

Проведемо дослідження системи, коли конфігурація каналу є лінійною з високою мобільністю.

Знімок екрана результатів моделювання показано на рисунку 3.12. Після оцінки каналу отримане сузір'я практично залишається постійним і досить схожим на еталонне сузір'я протягом усього моделювання, за винятком деяких конкретних моментів, коли сузір'я виглядає ширшим за еталонне. Інструмент BER забезпечує значення BER, що дорівнює $4,56 \times 10^{-4}$.

Ця схема має чудову продуктивність для лінійних каналів, незважаючи на те, що канал навіть страждає від умов високої мобільності.

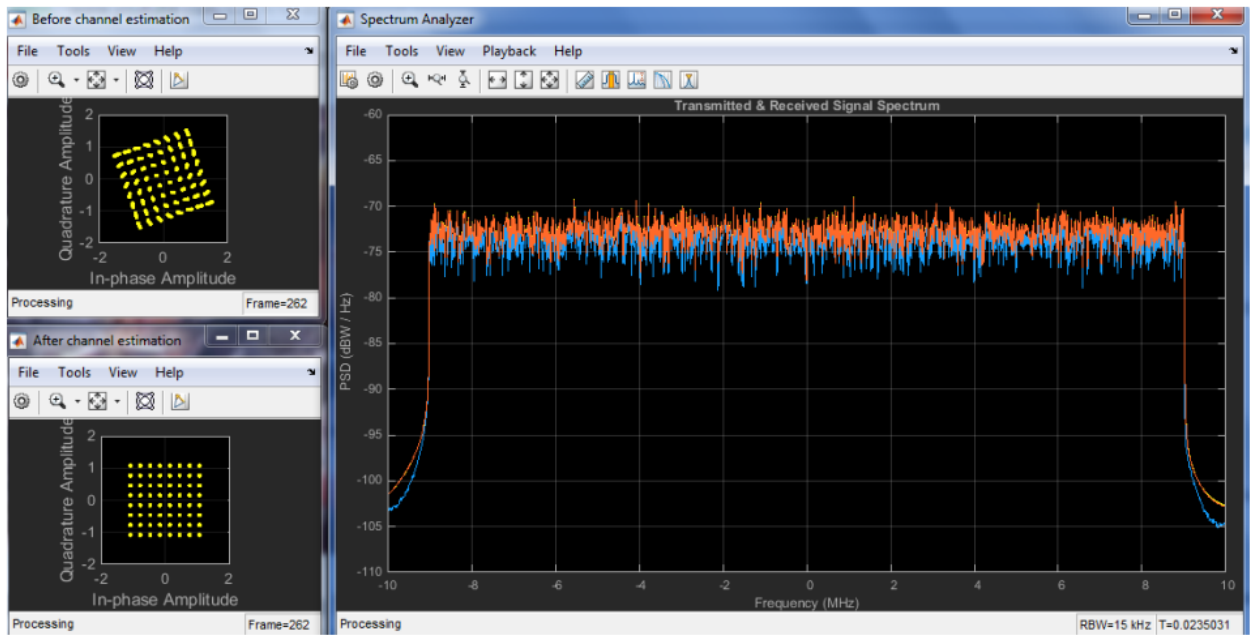


Рисунок 3.12 – SPD і діаграма сузір'я для 64QAM, лінійна висока мобільність у SISO з оцінювачем каналу

Відповідно до даних, наведених в розділі 2, цей канал має максимальний розкид затримки 3,25 мкс.

Результати моделювання для низької мобільності показані на рисунку 3.13. На отриманий сигнал до оцінки каналу (синього кольору) впливає частотне селективне завмирання, пов'язане з різними затримками на шляху. Незважаючи на це, отриманий сигнал після оцінки каналу (оранжевий колір) перекриває переданий сигнал (жовтий колір). Крім того, отримане сузір'я після оцінки каналу явно виглядає як сузір'я 64QAM. Ці спостереження, які вказують на те, що BER може приймати малі значення, узгоджуються з отриманими результатами BER. Після завершення моделювання значення BER рівне $9,97 \times 10^{-8}$.

Причина того, що значення BER приймає таке мале значення, полягає в наступному: хоча канал є вибіркоким у частотній області, циклічна вставка префікса має справу з багатошляховим розповсюдженням. Відповідно до даних розділу 2, циклічний префікс дорівнює 4,7 мкс, більше значення, ніж розкид затримки. Як наслідок, циклічний префікс має справу з

багатошляховим розповсюдженням. Крім того, завдяки оцінці каналу можна відновити вихідні дані.

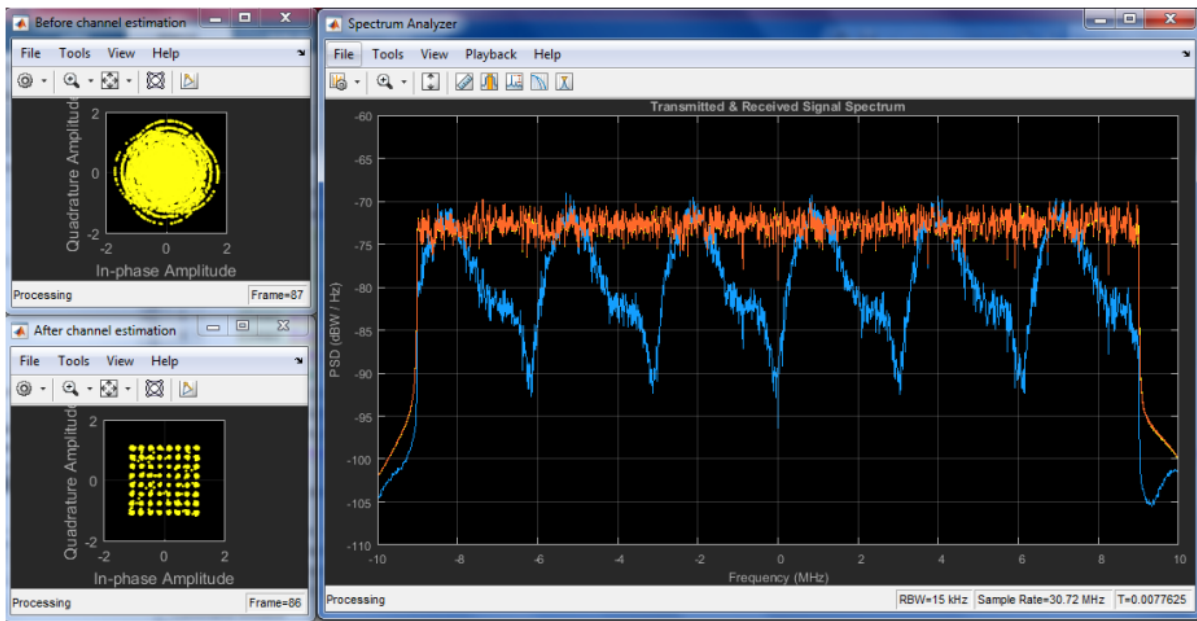


Рисунок 3.13 – Діаграма SPD і сузір'я для 64QAM, частотно-селективна низька мобільність у SISO з оцінювачем каналу

Для проведення дослідження можливості роботи системи у середовищі з високою мобільністю необхідно передбачити частотно-селективний канал високої мобільності. Аналізуючи рисунок 3.14, можна отримати приблизне уявлення про поведінку системи. Поки сигнал перед оцінкою каналу (синього кольору) явно піддається впливу багатопроменевого поширення, сигнал після оцінки каналу бореться з багатопроменевим розповсюдженням і отримується низьке значення BER, а значення BER для цієї конфігурації дорівнює $1,21 \times 10^{-5}$.

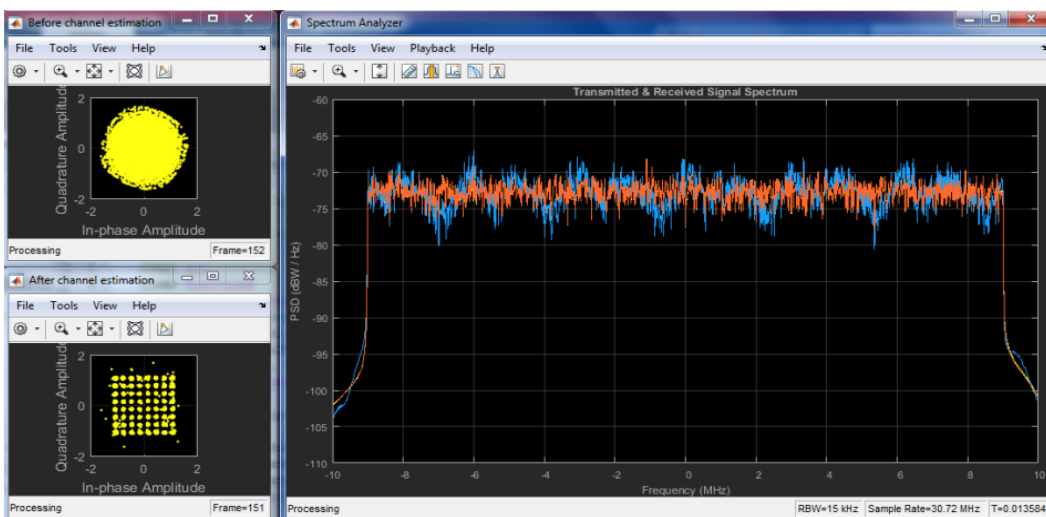


Рисунок 3.14 – Діаграма SPD і сузір'я для 64QAM, частотно-селективна висока мобільність у SISO з оцінювачем каналу

Використовуючи Таблицю 2.4, Таблицю 2.5 і рівняння (2.1) і застосовуючи їх у рівнянні (2.2), можна отримати смугу когерентності для цього каналу. Завдяки використанню циклічного префікса, який у цьому випадку є більшим, ніж розкид затримки ($T_{cp} > D_s$) щодо таблиці (3.3), можна боротися з ISI завдяки частотно-селективному каналу, навіть коли смуга пропускання когерентності менша за смугу пропускання переданого сигналу. як показано, це рівнянням (3.5).

$$B_{coh} = \frac{1}{2\pi D_s} = \frac{1}{2\pi \cdot 3,25} [\text{МГц}] = 48,9 \text{кГц} \ll 20 \text{МГц}. \quad (3.5)$$

Розглянемо новий тип каналу який називається частотно-селективне спотворення-низька мобільність, з параметрами, описаними в таблиці 3.4. Цей тип каналу додається до функції MIMO Fading Chan.m, а потім система моделюється за допомогою параметрів таблиці 3.3.

Таблиця 3.4 – Параметри каналу частотно-селективного спотворення з низькою мобільністю

chanMdl	path delays	path gains [dB]
flat-low-mobility	[0,30,90,150,300]	[0,-3,-6,-8,-172]

Отримані результати показані на рисунку 3.15.

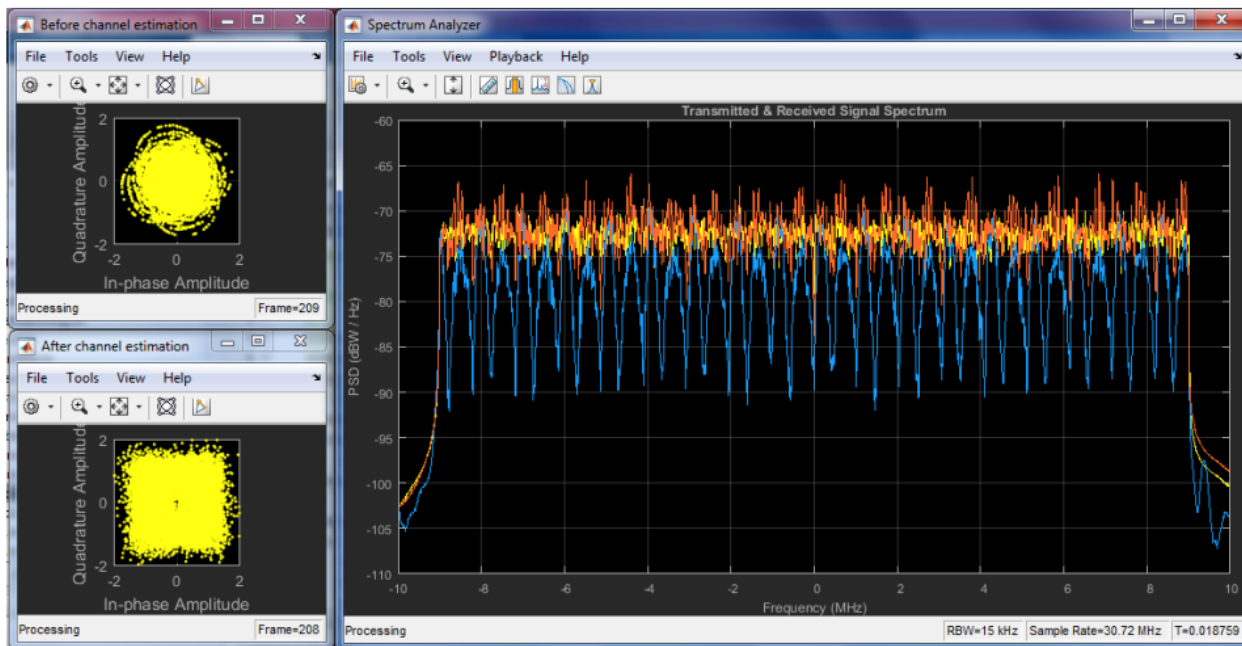


Рисунок 3.15 – Діаграма SPD і сузір'я для 64QAM, частотно-селективне спотворення-низька мобільність у SISO з оцінювачем каналу

Аналізуючи отримане сузір'я, можна чітко побачити, що навіть після оцінки каналу сузір'я не виглядає як 64QAM. Основна причина полягає в тому, що циклічний префікс недостатньо довгий порівняно із затримками шляху, і, як наслідок, деякі залишкові сліди інтерференції між несучими (ICI) і міжсимвольними завадами (ISI) все ще існують. Слід враховувати, що SPD для отриманого сигналу до вирівнювання каналу (синього кольору) все ще має деяке затухання через довгу характеристику каналу, і навіть якщо отриманий сигнал після оцінки каналу (помаранчевий колір) більш схожий на переданий сигнал (жовтий колір), форма хвилі не досягає переданого сигналу. Ці спостереження повинні зробити висновок, що BER має приймати неприйнятне значення, і після завершення моделювання значення BER дорівнює 0,0921.

Під час цих попередніх моделювань ми припустили безшумний канал, встановивши значення snrdB рівним 50 дБ. Але це ідеальне припущення.

Щоб перевірити вплив співвідношення сигналу та шуму на продуктивність каналу, було запущено моделювання, де розглядалися різні значення відношення сигнал/шум (SNR), і отримані результати нанесені на рисунку 3.16.

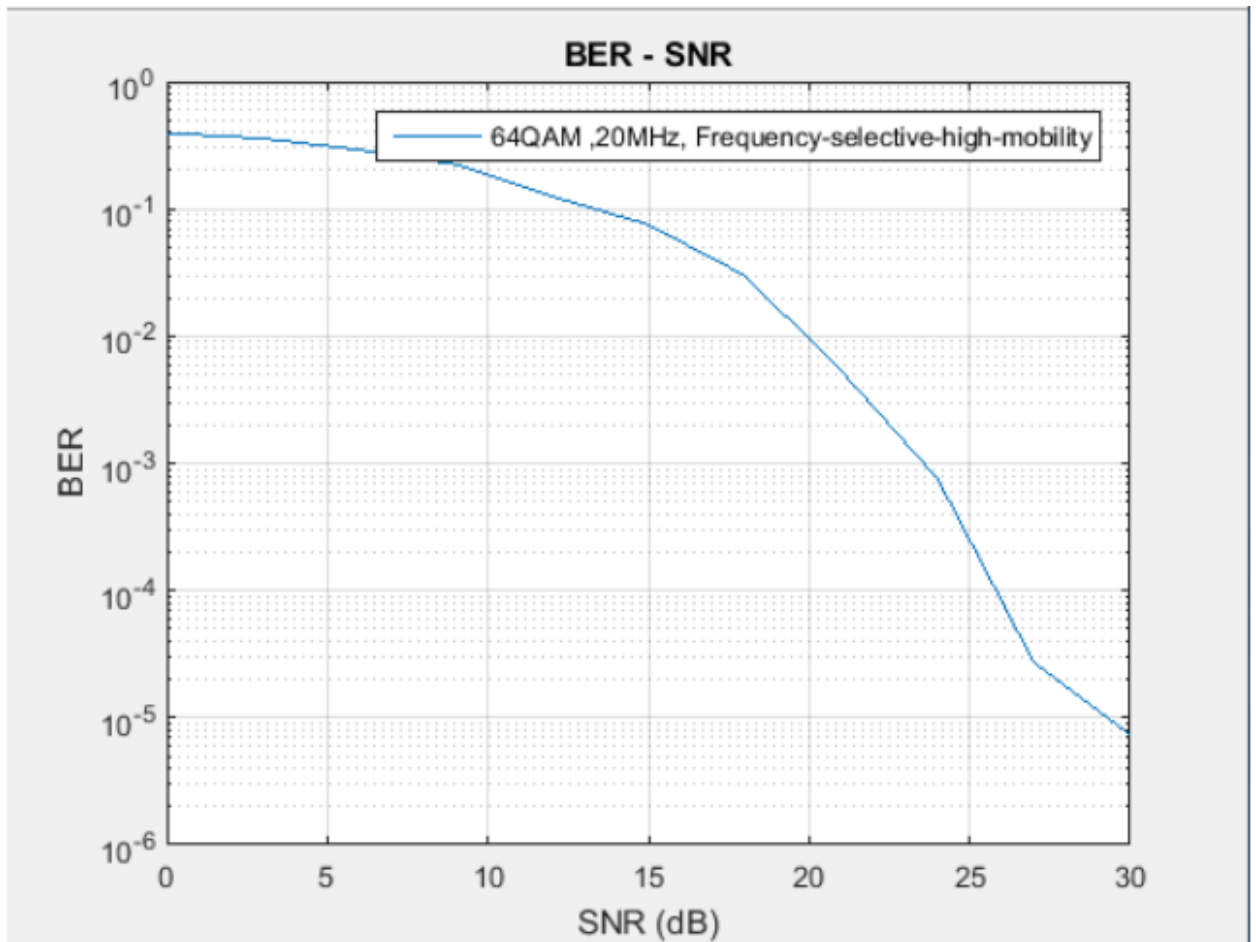


Рисунок 3.16 – Дослідження впливу на BER SNR; 64QAM у частотно-вибірковому режимі високої мобільності

Аналіз рисунку 3.16 показує, що система має гарну продуктивність, коли SNR приймає високі значення, тобто $SNR \geq 20$ [dB]. Але для низьких значень SNR значення BER різко зростає, і, можливо, було б краще змінити модуляцію на 16QAM або QPSK щоб зменшити значення BER.

Кінцевий варіант SISO

Ця схема є остаточною для режиму передачі SISO, і її коло передачі показане на рисунку 3.17. У порівнянні зі схемою, представленою в попередньому розділі, додано еквалайзер для роботи з багатошляховим розповсюдженням.

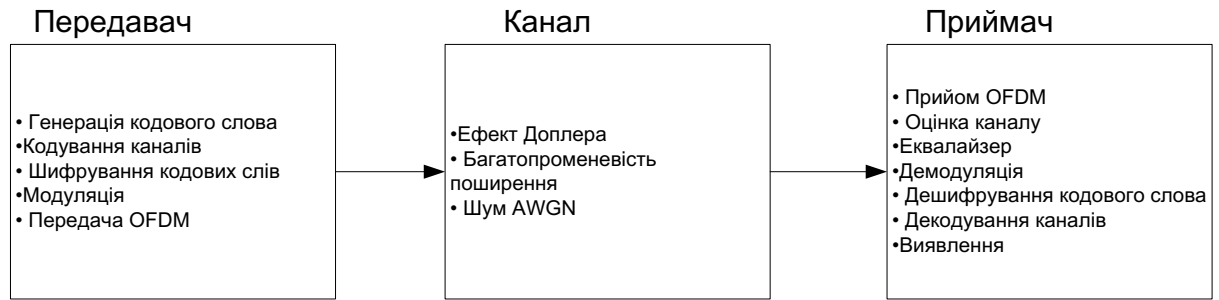


Рисунок 3.17 – Повне коло передачі для SISO

Вибираємо параметри з таблиці 3.3, а також встановлюємо режим вирівнювання на Zero Forcing. Проведене моделювання показує, що пропускна здатність має пікове значення 30,58 [Мбіт/с], а BER дорівнює $7,98 \times 10^{-6}$.

Аналізатор спектра та діаграма сузір'я до та після еквалайзера показані на рисунку 3.18.

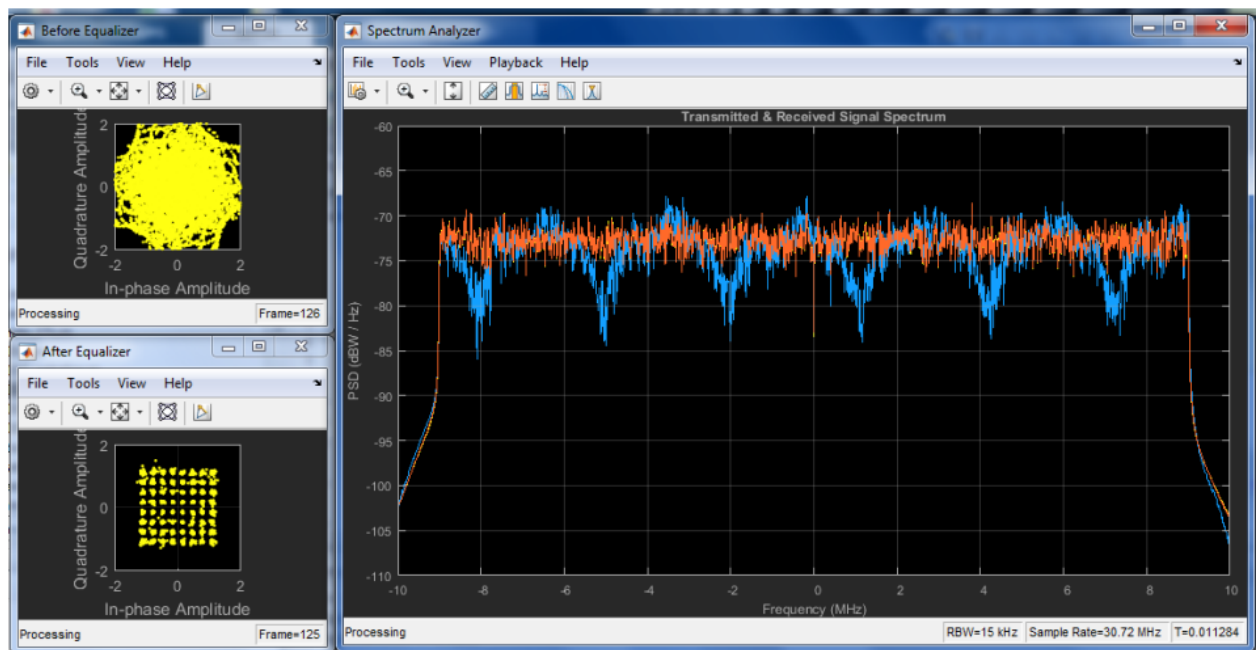


Рисунок 3.18 – SPD і діаграма сузір'я для 64QAM, частотно-селективна висока мобільність у завершеному SISO

Аналіз показує, що за допомогою еквалайзера отримане сузір'я виглядає чітким і досить схожим на передане. З точки зору аналізу спектру, легко побачити ефект багатопроменевості в отриманому сигналі перед еквалайзером, яка показана синім кольором. Також можемо спостерігати, як на сигнал синього кольору впливає багатопроменевість і як він змінює форму сигналу. Однак вирівняний сигнал (помаранчевого кольору) майже такий

самий, як і переданий сигнал – відображається жовтим кольором і практично непомітний.

У цих умовах система працює добре. Але важливо взяти до уваги, що передбачається, що SNR дорівнює 50 [дБ], що в реальних середовищах не є звичайним значенням.

Отже, тепер змодельюємо систему, яка змінює значення SNR для різних модуляцій, щоб визначити поведінку BER як функцію SNR і вибраної модуляції. Параметри, очікуване SNR і модуляція, наведені в таблиці 3.2. Результати BER відображені в таблиці 3.5, а крива для кожної модуляції нанесена на графік, приведений на рисунку 3.19.

Таблиця 3.5 – Значення BER у залежності від SNR і модуляції

SNR	0 [dB]	3 [dB]	6 [dB]	9 [dB]	12[dB]	15[dB]	18[dB]	21[dB]	24[dB]
QPSK	0.2644	0.1802	0.0816	0.0238	8.2e-3	1.6e-3	1,7e-4	1,1e-5	8e-6
16QA M	0.3315	0.2807	0.1962	0.1252	0.0479	1.1e-2	2,7e-3	0,8e-3	2,4e-5
64QA M	0.3943	0.2578	0.2903	0.2241	0.1241	7.7e-2	3e-2	5,1e-3	8,1e-4

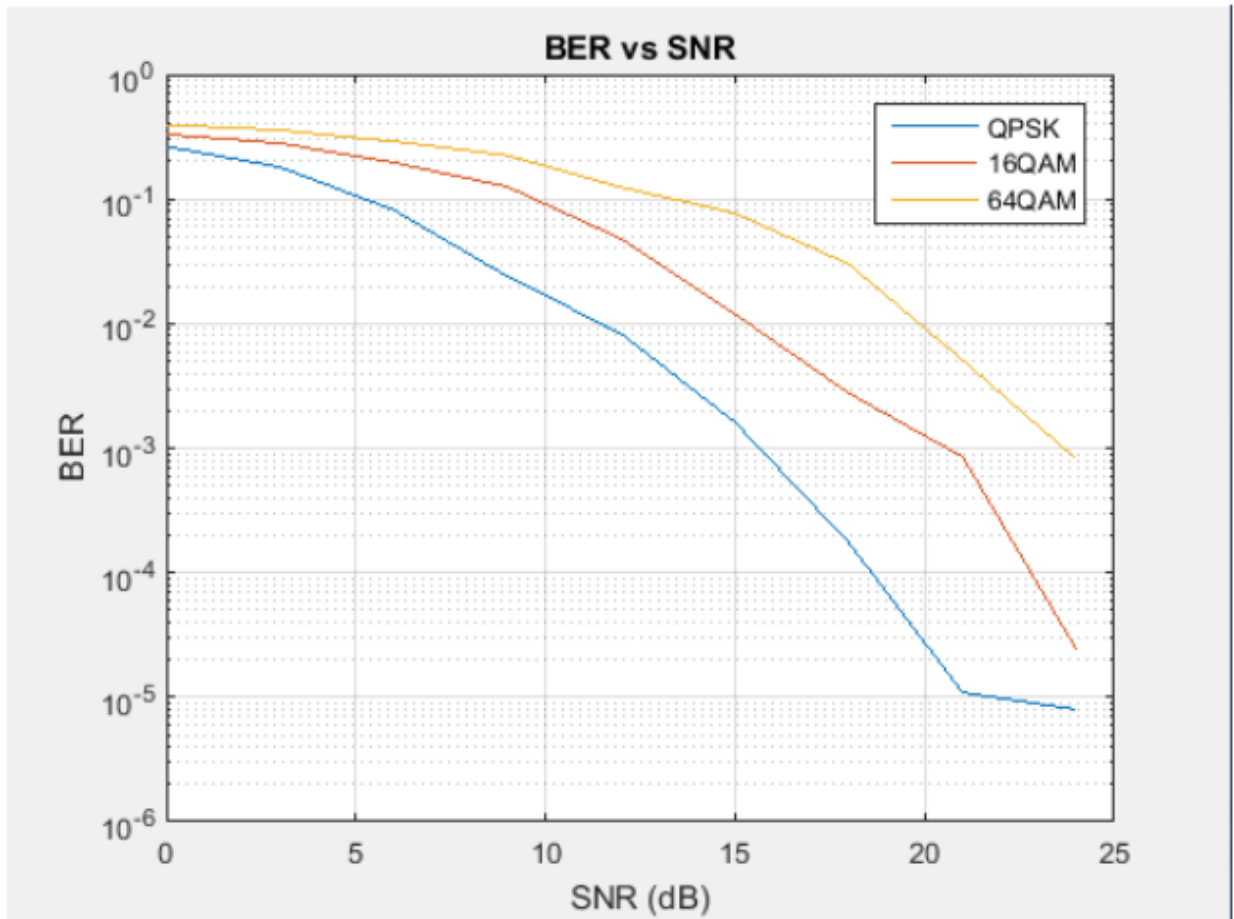


Рисунок 3.19 – Графік BER у залежності SNR і модуляції для повного режиму SISO

Згідно з рисунком 3.19, коли SNR дуже малий (приблизно дорівнює одиниці), система приймає високе значення BER незалежно від обраної модуляції. Зі збільшенням SNR можемо чітко помітити, що здалеку QPSK є модуляцією, яка забезпечує кращі значення BER. Порівнюючи результати BER для модуляції 64QAM з 16QAM, також можемо помітити, що 16QAM отримує значно кращі значення BER, оскільки SNR приймає середні значення ($SNR \geq 6 [dB]$). Незважаючи на це, коли умови каналу покращуються, канал стає чіткішим, і 64QAM є достатньо хорошим вибором ($SNR \geq 20[dB]$), коли потрібно отримати високу швидкість передачі даних.

Крім того, необхідно враховувати, що це коло передачі допускає два режими вирівнювання: ZF (Zero Forcing) і MMSE (Minimum Mean Square Error). Вибір того чи іншого залежить від уподобань виробника UE. Проведемо порівняння продуктивності обох – помінявши значення SNR. Отримані результати моделювання відображені в таблиці 3.6 і на рисунку 3.20.

Таблиця 3.6 – Значення BER у залежності SNR за допомогою еквалайзера ZF або MMSE

SNR	0 [dB]	3 [dB]	6 [dB]	9 [dB]	12 [dB]	15 [dB]	18 [dB]	21 [dB]	24 [dB]
ZF	0.394 0	0.357 7	0.290 1	0.223 6	0.124 6	0.075 9	2.9738 e- 2	5.184e -3	6.34e -4
MMSE	0.394 0	0.349 3	0.290 1	0.144 3	0.103 7	0.032 8	1.03e- 2	1.671e -3	0

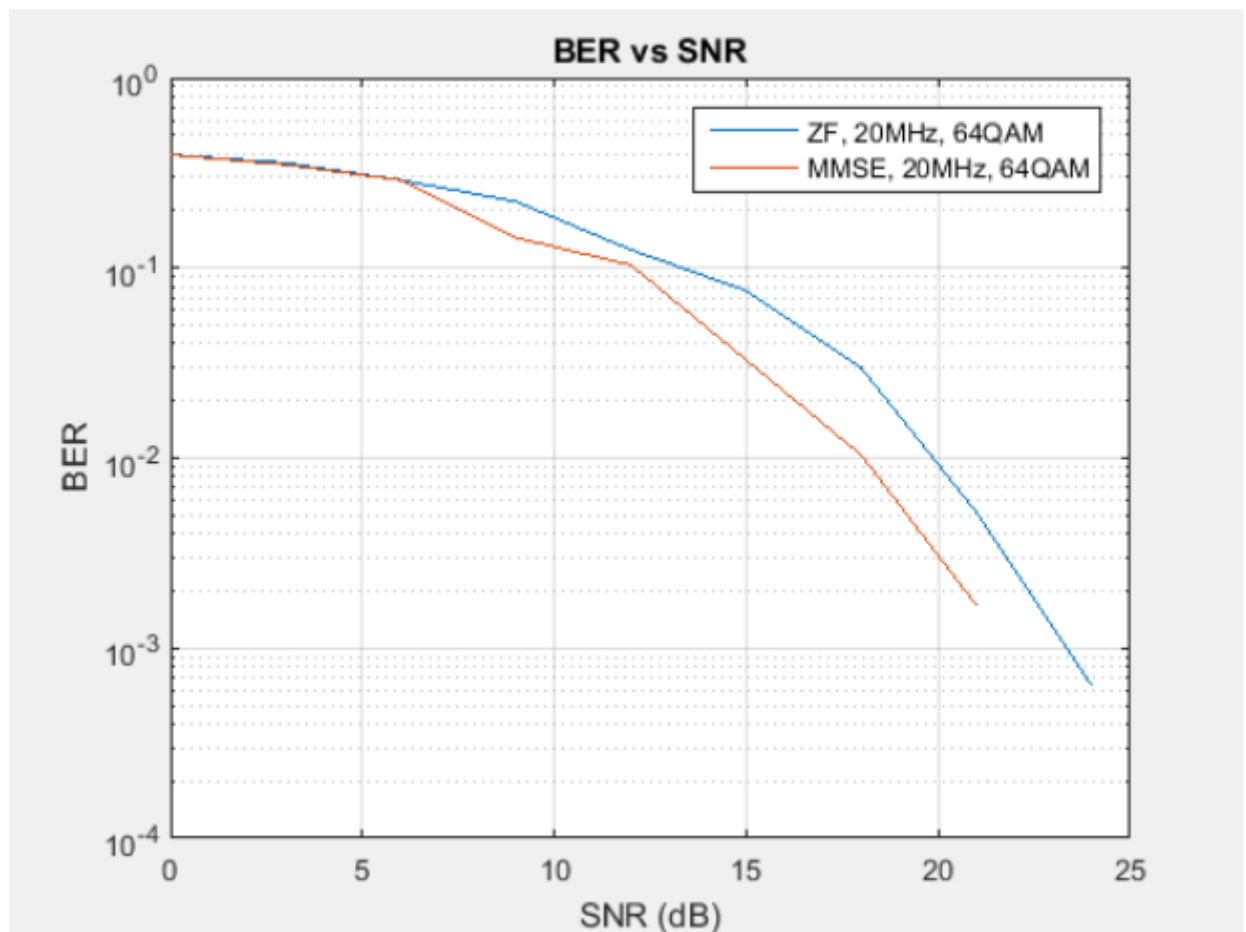


Рисунок 3.20 – Графік BER у залежності SNR з використанням еквалайзера ZF або MMSE

Для дуже низьких значень SNR (0-6 [дБ]) обидва еквалайзери мають майже однакову продуктивність, але коли значення SNR збільшується, метод MMSE забезпечує кращі значення BER.

Режим SIMO

SIMO є варіантом режиму роботи SISO, в якому для прийому використовуються кілька антен з метою збільшення SNR на приймачі завдяки просторовому рознесенню. У LTE кількість антен, які використовуються для прийому, може бути 1, 2 або 4. Теоретичне значення SNR на стороні приймача визначається наступною формулою, припускаючи, що кожна гілка приймача має однакову вагу:

$$Y_O = \sum_{n=1}^{N_{Rx}} Y_n. \quad (3.6)$$

Код для моделювання режиму SIMO дуже схожий на той, що використовується для моделювання SISO.

Передавач і блок каналів однакові, але не приймач, який був реалізований з декількома антенами та забезпечує спеціальний еквалайзер, адаптований до цього випадку.

Давайте перевіримо покращення термінів BER як функції значення SNR за тих самих умов, що розглядалися при повному режимі SISO. Оскільки режим SIMO більш повний, ніж режим SISO, сценарій налаштувань потрібно оновити. Відповідні параметри для конфігурації SIMO наведено в таблиці 3.7.

Таблиця 3.7 – Параметри для режиму SIMO

Параметр	Значення	Значення LTE
chanBW	6	20МГц
modType	3	64-QAM
contReg	1	1 символ на підкадр для передачі вмісту каналу PDCCH (контрольні дані)

chanMdl	'frequency-selective high-mobility	Багатопроменевість поширення та значний ефект Допплера.
corrLvl	Low	Низький рівень кореляції між антенами
Eqmode	1	Zero Forcing
SNR	16	16 дБ

Таблиця 3.8 містить отримані результати BER під час запуску сценарію commlteSIMO_test_timing_ber.m і з урахуванням різної кількості приймальних антен. Як і очікувалося, беручи до уваги рівняння 3,6, значення BER було зменшено, хоча немає покращення бітової дати користувача даних, яка є такою ж, як у режимі SISO.

Таблиця 3.8 – BER залежно від кількості антен

Кількість антен	1	2	4
BER	0.015	0.02	0

Висновки: проведено моделювання роботи каналу LTE в різних модифікаціях та із врахуванням впливу різних факторів. Враховано багатопроменевість поширення радіосигналів, ефект Допплера та декілька режимів роботи приймального обладнання. Приведено результати дослідження впливу складності модуляції на швидкість передачі інформації та бітову похибку в залежності від впливу заважаючих факторів: зміщення по частоті та шуму. Показано вплив кількості приймальних антен на бітову похибку.

ВИСНОВКИ

Кваліфікаційна робота виконана в повному обсязі згідно завдання.

При виконанні роботи було виконано:

1. Проведено аналіз літературних джерел та визначено основні принципи побудови телекомунікаційних систем на базі LTE.
2. Проведено розробку програмної моделі функціонування радіоканалу на базі LTE.
3. Проведено дослідження характеристик радіоканалу.

Проведено моделювання роботи каналу LTE в різних модифікаціях та із врахуванням впливу різних факторів. Враховано багатопроменевість поширення радіосигналів, ефект Допплера та декілька режимів роботи приймального обладнання. Приведено результати дослідження впливу складності модуляції на швидкість передачі інформації та бітову похибку в залежності від впливу заважаючих факторів: зміщення по частоті та шуму. Показано вплив кількості приймальних антен на бітову похибку (при збільшенні кількості антен, значення BER було зменшено, наприклад, при 2 антенах $BER = 0.02$, а при 4 антенах дорівнює 0, хоча немає покращення бітової дати користувача даних, яка є такою ж, як у режимі SISO). Використовуючи еквалайзери ZF та MMSE при значенні $SNR = 24$ [dB], значення BER буде дорівнювати $6.34e-4$ та 0 відповідно (MMSE забезпечує кращі значення BER при зростанні SNR).

Результати дослідження показали, що при збільшенні складності модуляції збільшується швидкість передачі даних, однак при цьому зменшується завадостійкість. Показано, що додаткові заходи при обробці сигналів в приймачу дозволяють збільшувати завадостійкість каналу в цілому і підвищувати швидкість передачі інформації.

Перелік літературних джерел

1. Мельник О. В. Системи мобільного зв'язку четвертого покоління LTE / О. В. Мельник. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 352 с.
2. W. Lee, *Mobile Communications Design Fundamentals*, John Wileys & Sons, 2013.
3. H. Zarrinkoub, *Understanding LTE with MATLAB*, John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
4. Попович В. П. Сучасні бездротові системи: LTE, LTE-Advanced / В. П. Попович. – Львів: Видавництво ЛНУ, 2020. – 300 с.
5. Сидоренко В. Д. Технології широкосмугового зв'язку LTE та їх розвиток / В. Д. Сидоренко. – Харків: ХНУРЕ, 2018. – 240 с.
6. Савченко Ю. В. LTE: архітектура та принципи функціонування / Ю. В. Савченко. – Одеса: ОНПУ, 2020. – 250 с.
7. MATLAB®, "Crating Graphical User Interfaces," 2015. [Online]. Available: www.mathworks.com.
8. G. D. Forney, Jr., "Maximum-likelihood sequence estimation of digital sequences in the presence of intersymbol interference," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 18, no. 2, pp. 363–378, May 2012.
9. A. J. Viterbi, "Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm," *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 13, no. 2, pp. 260–269, Apr. 2017.
10. Кравчук І. О. Основи бездротового зв'язку: LTE та LTE-Advanced / І. О. Кравчук. – Київ: ВПЦ "Київський університет", 2021. – 280 с.
11. Павленко О. М. Оптимізація параметрів фізичного рівня системи LTE // Вісник КПІ. – 2021. – № 7. – С. 15-27.
12. C. Berrou and A. Glavieux, "Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes," *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, no. 10, pp. 1261–1271, Oct. 2016.
13. J. Hagenauer, "The turbo principle: Tutorial introduction and state of the art,"

- in *Proc. Int. Symp. Turbo Codes*, pp. 1–11, ENST de Bretagne, France, Sep. 2007.
14. C. Douillard, A. Picart, P. Didier, M. Jezequel, C. Berrou and A. Glavieux, “Iterative correction of intersymbol interference: Turbo equalization,” *Eur. Trans. Telecomm.*, vol. 6, no. 5, pp. 507–512, Sept./Oct. 2015.
15. Петров А. С. Дослідження продуктивності фізичного рівня системи LTE // Вісник ОНПУ. – 2021. – № 6. – С. 42-51.
16. Гаврилюк С. В. Оцінка якості зв'язку низхідної лінії системи LTE // Вісник ЛНУ. – 2020. – № 9. – С. 54-65.
17. V. Franz and J.B. Anderson, “Concatenated decoding with a reduced search BCJR algorithm,” *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 186–195, Feb. 1998.
18. K. K. V. Wong, *The soft-output M-algorithm and its applications*, Ph.D. thesis, Dept. Electrical and Computer Eng., Queens University, Canada, 2006.
19. J. Hagenauer and C. Kuhn, “Turbo equalization for channels with high memory using a list-sequential equalizer,” in *Proc. Int. Symp. Turbo Codes*, ENST de Bretagne, France, Sept. 2003.
20. B. M. Hochwald and S. ten Brink, “Achieving near-capacity on a multiple antenna channel,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 389–399, Mar. 2003.
21. J. G. Proakis and M. Salehi, *Digital communications*, 5th ed., McGrawHill, NY, 2008. [18] A. J. Viterbi and J. K. Omura, *Principles of digital communication and coding*, McGraw-Hill, NY, 1979.
22. J. B. Anderson, *Digital transmission engineering*, IEEE Press, Piscataway, NJ, 2nd ed., 2005.
23. G. Ungerboeck, “Adaptive maximum-likelihood receiver for carrier modulated data-transmission systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 22, no. 5, pp. 624–636, May 2014.