

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»

Інститут інформатики та радіоелектроніки, факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
(повне найменування інституту, факультету)

Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
(повне найменування кафедри)

Пояснювальна записка

до магістерської роботи
(ступінь вищої освіти)

на тему Модель каналу зв'язку з використанням
технології OFDM

Виконав: студент(ка) 6 курсу, групи РТ 218М

Спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»
(код і найменування спеціальності)

Освітньої програми Радіотехніка

Фемішченко О.М.
(прізвище та ініціали)

Керівник Кабак В.С.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Касьян М.М.
(прізвище та ініціали)

20 19

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Національний університет «Запорізька політехніка»
(повне найменування закладу вищої освіти)

Інститут, факультет ІТРЕ, факультет радіоелектроніки та телекомунікацій
Кафедра радіотехніки та телекомунікацій
Рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень) _____
Спеціальність 172 "Телекомунікації та радіотехніка"
(код і назва)
Напрямок підготовки ОПТ, радіотехніка
(код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

С.В. Мороз
"09" грудня 2019 року

ЗАВДАННЯ
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Чешаєнко Олександр Миколайович
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання каналу зв'язку з використанням технології OFDM

керівник роботи Табак Владислав Семенович, к.т.н., доц
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "08" листопада 2019 року № 365

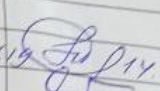
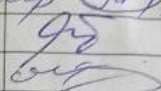
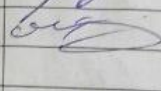
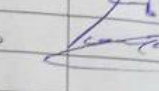
2. Строк подання студентом роботи 09 грудня 2019 року

3. Вихідні дані до роботи Моделювання каналу зв'язку з використанням методу широкосмугового OFDM, заданої швидкості передавання каналів - 52, швидкості передавання 250 ксимв/с, метод модуляції - QPSK, довжина захисного інтервалу - 1/4, формат одного OFDM кадру - 6 OFDM символів

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)

1. Класифікація каналів безпровідного зв'язку
 2. Математичне обґрунтування побудови системи з паралельною передачею даних
 3. Обґрунтування структурної схеми передавального і приймального тракту
 4. Розробка програмної моделі каналу зв'язку з OFDM
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
1. Структурна схема передавального тракту
 2. Структурна схема приймального тракту
 3. Блок-схема програмного алгоритму
 4. Результати моделювання

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконане завдання
Економіка	Мельник Н.В., д.е.н., проф.		
Ох праці	Якимов Ю.В.		
Р-кооператив	Шероз Т.В.		

7. Дата видачі завдання 02.09.2019

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Аналіз наявних зразків у сфері передачі системних передач	30.09.19 - 15.X.19	
2.	Математичне обґрунтування побудови системи з'єдну з передачею даних	16.X.19 - 1.XI.19	
3.	Обґрунтування структурних схем передавального та приймального тракту	2.XI.19 - 15.XI.19	
4.	Розробка програмних моделей	16.XI.19 - 10.12.19	
5.	Проведення комп'ютерного моделювання	16.XI.19 - 10.12.19	
6.	Оформлення дослідницької записки	10.12.19 - 19.12.19	

Студент

(підпис)

Керівник роботи

(підпис)

Пашащенко О.М.
(прізвище та ініціали)

Кабан В.С.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 130 сторінок, 51 рисунок, 10 таблиць, 12 джерел

Об'єкт дослідження – математична модель каналу зв'язку з використанням методу OFDM.

Мета роботи – розробити модель каналу зв'язку з використанням технології OFDM.

Метод дослідження – математичний та експериментальний.

У першому розділі розглянуто моделі каналів зв'язку для безпроводних мереж передачі інформації, проаналізовано характер замирань у каналах і визначені методи боротьби з наслідками ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Надано математичне обґрунтування методу мультичастотної передачі з використанням ортогональних несучих.

У другому розділі приведена модель каналу зв'язку з використанням технології OFDM. Розглянуто алгоритм роботи моделі, проаналізовані принципи програмної реалізації окремих функціональних вузлів, реалізовано програмний алгоритм визначення бітової помилки для AWGN каналу з використанням QPSK модуляцією для ортогональних піднесучих, проаналізовано вплив доплерівського розсіювання на якісні характеристики системи зв'язку.

У третьому розділі проаналізовані економічні аспекти проекту.

У четвертому розділі розглянуті питання охорони праці та безпеки життєдіяльності.

БЕЗПРОВІДНИЙ ДОСТУП, ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ, ОРТОГОНАЛЬНО-ЧАСТОТНЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ, ПРОПУСКНА ЗДАТНІСТЬ, ГАУСІВСЬКИЙ ШУМ, ДОПЛЕРІВСЬКЕ РОЗСІЮВАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, ПОСЛІДОВНО-ПАРАЛЕЛЬНЕ ПЕРТВОРЕННЯ, МОДУЛЯТОР, ДЕМОДУЛЯТОР

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	7
ВСТУП.....	8
1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ OFDM	10
1.1 Моделі безпроводних каналів	10
1.1.1 Великомасштабні завмирання.....	12
1.1.2 Дрібномасштабні завмирання	15
1.1.3 Релеївські (Rayleigh) завмирання.....	17
1.1.4 Завмирання Накагамі.....	18
1.1.5 Райсіанівські (Rician) завмирання.....	19
1.2 Організація каналу зв'язку із застосуванням методу OFDM	20
1.3 Математичні принципи формування OFDM сигналу	28
1.4 Особливості практичної реалізації методу OFDM.....	38
2 ПРОГРАМНА МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ	42
2.1 Основні вимоги до структури моделі	42
2.2. Блок-схема моделі каналу зв'язку з використанням OFDM.....	52
2.2.1 Модель модему QPSK сигналів	56
2.2.2 Модель еквівалентного каналу з федінгом	58
2.2.3 Формат OFDM кадру	58
2.3 Структура головної програми	59
2.4 Результати моделювання	81
3 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ.....	91
3.1 Обґрунтування актуальності теми з позиції маркетингу.....	91
3.2 Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи	92
3.3 Розрахунок кошторису витрат на практичну реалізацію дипломного проекту	95
3.3.1 Розрахунок вартості матеріалів.....	96
3.3.2 Спеціальне устаткування.....	97

	6
3.3.3 Розрахунок заробітної плати	97
3.3.4 Відрахування на соціальне страхування	99
3.3.5 Накладні витрати	99
3.3.6 Бальна оцінка економічної ефективності проекту	99
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	104
4.1 Аналіз потенційних небезпек	104
4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки.....	105
4.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці.....	107
4.4 Заходи з пожежної безпеки	113
4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях	114
ВИСНОВКИ	117
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	118
ДОДАТОК А	120
ДОДАТОК Б	126
ДОДАТОК В.....	128

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

AWGN	–	канал з адитивним білим гаусівським шумом
BPSK	–	Двійкова фазова маніпуляція
COFDM	–	ортогональное частотне розділення каналів з кодуванням
DAB	–	цифрові системи радіомовлення
FDM	–	мультиплексирування з частотним розділенням каналів
FFT	–	пряме швидке перетворення Фур'є
IFFT	–	зворотне швидке перетворення Фур'є
ISI	–	міжсимвольні спотворення
LOS	–	сигнал прямої видимості
OFDM	–	мультиплексирування з ортогональним частотним розділенням каналів
QPSK	–	квадратурно – фазова модуляція

ВСТУП

Основною проблемою теорії зв'язку є пошук методів передачі і прийому сигналів, що забезпечують малі втрати інформації, закладеної в повідомленні, і максимально можливу швидкість передачі при мінімальній вартості системи зв'язку. На практиці кожна з цих вимог вирішується за рахунок різних технічних засобів, таких, як розширення смуги частот, збільшення середньої потужності передавача, використання багатопозиційних методів модуляції та інших.

Найбільш перспективним можна вважати системи передачі інформації, що дозволяють знайти квазіоптимальне рішення сукупності відначених завдань, які ґрунтуються на цифрових методах передачі.

У системах широкосмугового безпроводного доступу основним руйнівним чинником для цифрового каналу є перешкоди від багатопроменевого прийому. Цей вид перешкод вельми характерний для ефірного прийому в містах з різноповерховою забудовою через багаторазові перевідбиття радіосигналу від будівель та інших споруд, а також через ефекти дифракції і розсіювання радіохвиль.

Радикальним вирішенням цієї проблеми є застосування технології ортогонального частотного мультиплексування – OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing), яка спеціально розроблена для боротьби з перешкодами при багатопроменевому прийомі.

Різновид технології – метод COFDM (поєднання каналного кодування, аббревіатура С, і OFDM) – добре відомий і широко використовується в цифрових системах радіомовлення (DAB) в Європі, Канаді і Японії.

Ортогональне частотне мультиплексування забезпечує значне збільшення пропускної здатності системи зв'язку за рахунок покращення спектральної ефективності. Причому застосування OFDM дозволяє збільшити швидкість передачі без збільшення заданої смуги частот або рівня модуляції.

Тому OFDM використовується у більшості сучасних систем безпроводного зв'язку, наприклад, таких як IEEE 802.11a, IEEE 802.11g, IEEE

802.11n, IEEE 802.11ac (Wi-Fi) і IEEE 802.16 (WiMAX), а також в системах зв'язку 4 G.

Окрім збільшення спектральної ефективності, метод OFDM дозволяє суттєво зменшити добре відомі негативні ефекти у каналі зв'язку від багатопроменевого розповсюдження радіохвиль, зокрема, міжсимвольну інтерференцію.

1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ OFDM

1.1 Моделі безпроводних каналів

Головною перешкодою масового впровадження мереж широкосмугового безпроводного доступу представляють проблеми, які виникають на фізичному рівні і є наслідком ефекту, так званого, "багатопроменевого розповсюдження радіохвиль" у радіоканалі, який виникає у каналі за умови відсутності сигналу прямої видимості (line-of-sight), скорочено LOS.

Відправною точкою під час аналізу роботи системи радіозв'язку є модель ідеального каналу, під яким розуміють канал з аддитивним білим Гауссівським шумом (AWGN – канал) [1]. Відповідно до цієї моделі, переданий сигнал даних спотворюється через наявність статистично незалежно шумових джерел, які представлені головним чином тепловими шумами, що виникають в приймачі. Теплові шуми виникають через випадковий рух електронів внаслідок теплової активності в приймачі.

Термін "гауссівський" використовується, щоб підкреслити, що ці теплові перешкоди мають гауссовський розподіл. Струм, наведений випадковим рухом електронів, може бути оцінений як сума нескінченно великої кількості малих індивідуальних струмів, вироблених рухом дуже великої кількості електронів, і, оскільки усі джерела поведуться незалежно, передбачається, що повний струм є сумою великої кількості незалежних й ідентично розподілених випадкових струмів. Якщо застосувати центральну граничну теорему, яка стверджує, що розподіл суми великої кількості випадкових змінних наближається до гауссівського розподілу, то цей повний струм буде відповідати гауссівському розподілу.

Термін "білий" (white) використовується, щоб підкреслити, що цей шум має рівну потужність для усіх частотних компонентів, тобто спектральна

щільність потужності шуму постійна для всіх частот і дорівнює $N_0/2$, при цьому $N_0/2$ називають двосторонньою шумовою спектральною щільністю.

Термін "адитивний" свідчить, що шумові складові додаються до переданого сигналу даних і спотворюють його. Модель AWGN каналу зображено на рисунку 1.1 [1, 2].

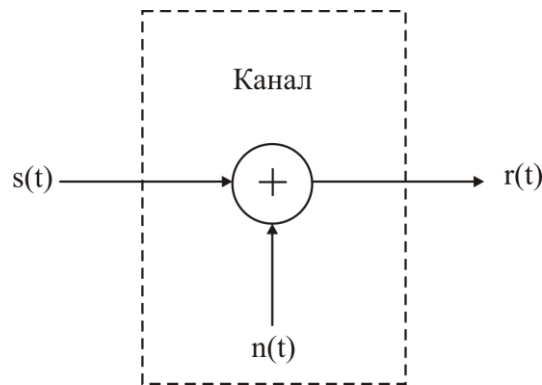


Рисунок 1.1 – Модель AWGN каналу

Таким чином, в цілому, прийнятий в AWGN каналі сигнал, може бути представлений як:

$$r(t) = s(t) + n(t), \quad (1.1)$$

де $s(t)$ – переданий сигнал;

$n(t)$ – шумовий сигнал, який має нульове середнє значення і спектральну щільність потужності шуму, що варіюються у межах $N_0/2$.

На жаль, модель AWGN каналу не є цілком адекватною для безпроводних систем передачі, оскільки переданий сигнал схильний до наявності «завмирань», які додаються безпроводним каналом до шумів, що виникають у приймачі.

Під завмираннями розуміють флуктуації миттєвих значень напруженості сигналу в місці розташування приймача через безліч трас розповсюдження під час проходженні сигналу. Сигнал відбивається різними об'єктами, розташованими на його трасі, оскільки він йде від передавача до приймача,

проходячи через велику кількість трас. Ці компоненти багатопроменевого поширення можуть впливати на приймач позитивно або негативно в залежності від їх коефіцієнтів придушення і фазових кутів, змушуючи таким чином рівень прийнятого сигналу коливатися у часі в процесі зміни відстані між антенами передавача і приймача.

Основні механізми, які спотворюють сигнал, що розповсюджується в безпроводному середовищі, – це відбиття, дифракція і розсіювання [1, 2, 3].

Відбиття відбувається, коли сигнал, що розповсюджується, відбивається від об'єкта з розмірами досить великими по відношенню до довжини хвилі сигналу.

Ефект дифракції спостерігається, коли траса розповсюдження між передавачем і приймачем перекрита щільною перешкодою з розмірами, які є великими по відношенню до довжини хвилі сигналу, що призводить до формування позаду перешкоди вторинних хвиль.

Розсіювання проявляється, коли поширюваний сигнал нашкоджується на об'єкт, розміри якого порівняні з довжиною хвилі сигналу або менші, що призводить до перевипромінювання енергії сигналу в усіх напрямках. Ці три ефекти разом утворюють загальну картину завмирань у каналі, яка досить повно може бути подана, як великомасштабні і дрібномасштабні завмирання [2].

1.1.1 Великомасштабні завмирання

Під великомасштабними завмираннями розуміють середнє ослаблення потужності сигналу або втрати на трасі під час проходження трас великої протяжності. Втрати на трасі і затінення – ось два основних механізми, які призводять до ефектів завмирань великого масштабу.

Втрати на трасі розповсюдження найкраще описуються моделлю втрат на трасі розповсюдження сигналу в умовах вільного простору.

Модель втрат на трасі вільного розповсюдження передбачає, що передавальна антена є ізотропною, тобто, передавач випромінює енергію з

рівною інтенсивністю у всіх напрямках, і немає ніяких об'єктів на трасі розповсюдження між передавачем і приймачем, які могли б блокувати сигнал або створювати умови для його первідбиття. Також передбачається, що середовище передачі не поглинає енергію.

Потужність сигналу, що приймається приймальною антеною в моделі вільного простору визначається таким виразом [2]:

$$P_{\text{прм}}(R) = \frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{прм}} \lambda^2}{(4\pi R)^2 L}, \quad (1.2)$$

де $P_{\text{пер}}$ – потужність передавача;

$P_{\text{прм}}$ – потужність сигналу у точці прийому, яка є функцією відстані між передавачем і приймачем;

$G_{\text{пер}}$ – коефіцієнт підсилення передавальної антени;

$G_{\text{прм}}$ – коефіцієнт підсилення приймальної антени;

λ – довжина хвилі сигналу;

R – відстань між передавачем і приймачем;

L – коефіцієнт втрат системи, що не пов'язані з розповсюдженням сигналу у просторі.

З аналізу виразу можна зробити висновок, що потужність прийнятого сигналу зворотно пропорційна квадрату відстані між передавальною і приймальною антенами. Отже, якщо відстань між передавачем і приймачем збільшується, потужність сигналу відповідно зменшується. Рівняння (1.2) може бути записано в такому вигляді:

$$P_{\text{прм}}(R) = \left[\frac{P_{\text{пер}} G_{\text{пер}} G_{\text{прм}} \lambda^2}{(4\pi R_0)^2 L} \right] \left(\frac{R_0}{R} \right)^2, \quad (1.3)$$

де R_0 – гранична відстань для дальньої зони антени.

З рівняння (1.3) можна визначити втрати на трасі $P_L(R)$, як придушення сигналу між передавальною і приймальною антенами:

$$P_L(R) = \frac{P_{\text{пер}}}{P_{\text{прм}}(R)} = \left[\frac{(4\pi R_0)^2 L}{G_{\text{пер}} G_{\text{прм}} \lambda^2} \right] \left(\frac{R}{R_0} \right)^2. \quad (1.4)$$

У децибелах наведений вище вираз може бути подано так:

$$\begin{aligned} P_L(R)[\text{дБ}] &= 10 \lg \left[\frac{(4\pi R_0)^2 L}{G_{\text{пер}} G_{\text{прм}} \lambda^2} \right] + 10 \lg \left(\frac{R}{R_0} \right)^2 = \\ &= P_L(R_0) + 10 \cdot 2 \left(\frac{R}{R_0} \right) \end{aligned} \quad (1.5)$$

У загальному вигляді останній вираз можна записати так:

$$\overline{P_L(R)}[\text{дБ}] = P_L(R_0) + 10 \cdot n \left(\frac{R}{R_0} \right), \quad (1.6)$$

де n – це так звана "експонента втрат на трасі", яка дорівнює 2 для вільного простору, як це виходить з рівняння (1.4, 1.5) і більше 2 для реальних каналів (від 2 до 6) [1, 2, 3, 4].

Затінення – це зміна рівня прийнятої потужності сигналу на великих відстанях через випадкові ефекти ландшафту і наявність великих об'єктів у навколишньому середовищі. Ефект затінення є причиною того, що два різних приймача, рівновіддалені від передавача, приймають переданий сигнал з різною потужністю [2, 3].

Затінення може бути представлене як додатковий випадковий компонент, доданий до втрат на трасі, і таким чином, ефективні втрати на трасі на заданій відстані від передавача випадкові і підкоряються логарифмічно-нормальному закону розподілу величини $P_L(R)$.

Тобто, загальноприйнятою моделлю для великомасштабних завмирань, яка добре узгоджується з експериментальними даними, вважається логарифмічно-нормальний закон розподілу:

$$W(r) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp\left[-\frac{(\ln r - a)^2}{2\sigma^2}\right],$$

де r – амплітуда сигналу, а a і σ^2 – параметри, які характеризують середній рівень амплітуди і глибину завмирань відповідно. Глибина повільних завмирань складає звичайно $\sigma^2 = 10$ дБ у міських умовах і $\sigma^2 = 6$ дБ у приміській зоні [1, 2].

Відповідно таку форму затінення називають логарифмічно-нормальним затінюванням, і втрати з урахуванням затінення може бути представлено як [2]:

$$P_L(R)[\text{дБ}] = \overline{P_L(R)}[\text{дБ}] + X_\sigma[\text{дБ}] = P_L(R_0) + 10 \cdot n \cdot \lg\left(\frac{R}{R_0}\right) + X_\sigma, \quad (1.7)$$

де $X_\sigma \sim N_0(0, \sigma^2)$ – гаусівські випадкові зміни.

1.1.2 Дрібномасштабні завмирання

Дрібномасштабні завмирання відносяться до швидких коливань потужності сигналу впродовж короткого інтервалу часу або малій дистанції розповсюдження за умов, коли великомасштабні ефекти можуть ігноруватися, наприклад, при переміщенні мобільних пристроїв від одного пункту до іншого.

Цей тип завмирання спостерігається у тих випадках, коли дві або більша кількість копій переданого сигналу досягають приймача з різними затримками розповсюдження і, відповідно, з різними амплітудами, фазами і кутами прибуття.

Оскільки велика кількість версій переданого сигналу проходять по різних трасах, їх часто називають багатопроменевими компонентами, а їх об'єднання може бути як корисним, так і шкідливим, якщо воно призводить до завмирання.

Мобільний радіоканал може бути точно змодельований як лінійний, залежний від часу фільтр, і його імпульсний відгук повністю характеризує багатопроменевий канал із завмираннями.

Імпульсний відгук такого каналу має вигляд [2]:

$$h(\tau, t) = \sum_{n=1}^N a_n(t) e^{-j2\pi f_c \tau_n(t)} \cdot \delta[\tau - \tau_n(t)], \quad (1.8)$$

де $a_n(t)$ – змінний у часі множник;

$\tau_n(t)$ – затримка n -м шляхом розповсюдження.

Передавальна функція каналу визначиться як перетворення Фур'є від імпульсної характеристики і матиме такий вигляд:

$$H(f, t) = \int_{-X}^X h(\tau, t) e^{-j2\pi f \tau} d\tau. \quad (1.9)$$

З виразу (1.9) виходить, що передавальна функція залежить як від частоти, так і від часу.

Зміни в $H(f, t)$ викликані з одного боку зміною частоти f , що призводить до розподілу у часі основного цифрового імпульсу у межах сигналу, і таку поведінку каналу називають «дисперсією в часі» або «варіаціями частоти» вихідного каналу.

З іншого боку, зміни в $H(f, t)$ викликані зміною величини t , яке призводить до розподілу в частотній області, і таку поведінку каналу називають «частотна дисперсія» або «варіабельність у часі» каналу зв'язку.

Час затримки в (1.9) відноситься до проявлення розподілу у часовій області, що є наслідком неоптимального імпульсного відклику каналів із

завмираннями за час спостереження t , що викликається зміною у часі природою каналу, яка, у свою чергу, є наслідком відносного руху передавача і приймача або руху заважаючих об'єктів у межах каналу [2, 4].

Будь-який з двох механізмів дрібномасштабних завмирань може бути еквівалентно продемонстрований як у часовій, так і частотній області.

Параметри завмирань (або федінгу), такі як рівень придушення і затримки розповсюдження звичайно розглядаються як ймовірнісні процеси, оскільки вони не можуть бути попередньо детерміновані.

Звичайно припускають, що затримки однорідно розподілені у межах деякої (розумної) кількості періодів символу. Обвідна прийнятого сигналу, яка залежить від придушення, моделюється різними законами розподілу ймовірності в залежності від присутності або відсутності сигналу «прямої видимості» (LOS) у каналі передачі між передавачем і приймачем і складністю умов, щодо завмирань у каналі.

Більшість цих моделей припускають велику кількість розсіювачів, достатню для того, щоб у формуванні моделі каналу могла використовуватися центральна гранична теорема.

1.1.3 Релеївські (Rayleigh) завмирання

Модель релеївських замирань використовується для каналів, які не мають домінуючої компоненти сигналу прямої видимості між передавачем і приймачем.

Коефіцієнт завмирання для n -го шляху розповсюдження може бути поданий як:

$$\alpha(t)e^{-j2\pi f_c \tau(t)} = x(t) + jy(t)$$

де $x(t)$ і $y(t)$ є незалежними реальними гаусівськими ймовірнісними процесами.

Термін «гаусівський» є наслідком того факту, що передбачається велика кількість розсіювачів, а застосування центральної граничної теореми до цих випадкових розсіювачів призводить до гаусівського розподілу. Середні значення величини $x(t)$ і $y(t)$ устримляються до нуля, оскільки відсутній сильний компонент сигналу прямої видимості.

Математично, якщо ми маємо дві незалежні і тотожно розподілених гаусівських випадкових змінних X і Y з середнім значенням рівним 0 і змінну, модуль якої визначається як $Z = \sqrt{X^2 + Y^2}$, то для нового процесу виходить релеївський розподіл з функцією щільності ймовірності, що подається як [2, 3, 4]:

$$W_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] & \text{для } r \geq 0 \\ 0 & \text{для } r < 0 \end{cases}, \quad (1.10)$$

де σ^2 – середня потужність багатопроменевого сигналу до детектування.

1.1.4 Завмирання Накагамі

Обвідна прийнятого сигналу може бути представлена більш загальною, статистичною моделлю, названою Nakagami-m розподілом, функцію щільності ймовірності для якої представляють у вигляді [2]:

$$P_X(x) = \frac{2}{\Gamma(m)} \cdot \left(\frac{m}{2\sigma^2}\right)^m \cdot x^{2m-1} \cdot \exp\left[-\frac{mx^2}{2\sigma^2}\right], \quad (1.11)$$

де

$$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt.$$

Nakagami-m розподіл зводиться до розподілу Релея при $m = 1$. Параметр m повинен бути обраний таким чином, щоб відповідати ступеню завмирань у каналі.

1.1.5 Райсіанівські (Rician) завмирання

Модель Райсіанівських замирань використовується для каналів, які мають потужну складову сигналу прямої видимості між передавачем і приймачем. Процес завмирань може бути представлений як:

$$\alpha(t)e^{-j2\pi f_c \tau(t)} = x(t) + jy(t) + a_0, \quad (1.12)$$

де a_0 – постійна, яка представляє максимальну амплітуду компоненти променя прямої видимості, яку називають дзеркальною компонентою.

Розподіл Райса досить часто записують через коефіцієнт Райса $K = a_0^2/2\sigma^2$, який за фізичним сенсом визначає відношення потужності дзеркальної компоненти до потужності багатопроменевого сигналу [2]:

$$W_R(r) = \left\{ \frac{r}{\sigma^2} \exp\left[-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right] \exp(-K) I_0\left(\frac{r}{\sigma} \sqrt{2K}\right) \right. \quad \text{для } r \geq 0, \quad (1.13)$$

Якщо амплітуда дзеркальної компоненти наближається до нуля ($K=0$), то функція щільності ймовірностей Райса устремляється до функції щільності ймовірностей Релея.

У більшості випадків, якщо це не оговорено додатково, вважається що погіршення відношення сигнал/шум у каналі через завмирання описується моделлю Релея.

Остаточно, можна відзначити, що втрати на трасі, затінення і багатопроменеве розповсюдження радіохвиль (федінг) – це ті три головні проблеми, з якими звичайно стикаються, коли безпроводний канал

використовується в якості середовища передачі, і першорядні значення серед цих факторів мають завмирання через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль.

1.2 Організація каналу зв'язку із застосуванням методу OFDM

Аналіз моделей каналів безпроводного зв'язку, який проведено у параграфі 1.1 свідчить, що однією з основних проблем для безпроводних систем зв'язку є багатопроменеве розповсюдження сигналів, яке під час передачі цифрової інформації призводить до часової дисперсії – появи ефекту міжсимвольної інтерференції (ISI – Inter Symbol Interferention).

Міжсимвольна інтерференція призводить до частотно-селективних завмирань і впливає на якість зв'язку, накладаючи обмеження на швидкість передачі інформації.

У цифрових системах передачі критерієм якості системи виступає залежність коефіцієнта бітової помилки BER (Bit Error Rate) від відношення енергії, що приходить на один біт E_b до спектральної щільності шуму N_0 – E_b/N_0 . Практично BER визначає ймовірність помилкового прийому одного біта. У [2, 4] наведені експериментальні залежності BER від відношення E_b/N_0 (рис. 1.2).

На цих графіках крайня ліва крива 1, що має експоненціальну форму, відповідає очікуваній поведінці каналу при використанні будь-яких номінальних схем модуляції для AWGN каналу. З аналізу кривої очевидно, що висока достовірність передачі інформації досягається при розумних (прийнятних) значеннях E_b/N_0 .

Середня крива 2, яка отримала назву релеївського порогу, демонструє погіршення достовірності передачі через частотно-неселективні (амплітудні або повільні) завмирання за умови відсутності компоненти сигналу прямої видимості.

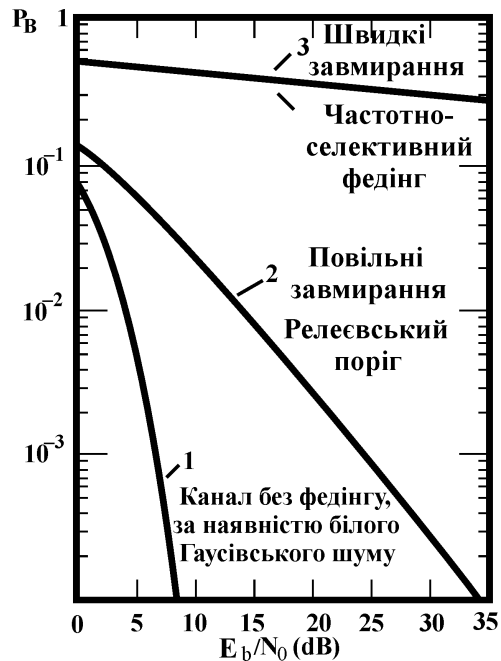


Рисунок 1.2 – Залежності BER від E_b/N_0

Для цієї кривої спостерігається зворотно пропорційна залежність від значення E_b/N_0 . Тому призначеннях E_b/N_0 , які представляють практичний інтерес характеристики каналу вважаються “паганими”.

Верхня крива 3 досягає невірального рівня помилок, яке трактується як “дно помилок”, при якому ймовірність бітової помилки виходить практично на постійний рівень близький до 0,5. Це відповідає ефекту сильного погіршення характеристик каналу, який проявляється при частотно-селективних або швидких завмираннях і така залежність розглядається як “жахлива” [2]. Причому у цьому випадку ніяке збільшення відношення не допоможе досягнути бажаного рівня достовірності передачі і єдиним підходом вирішення цієї проблеми є застосування методів усунення або зменшення спотворень.

Коли спотворення сигналу буде придушено, то залежність BER від E_b/N_0 може перейти від “жахливої” до кривої релеївського порогу. Подалі можна використовувати додаткові методи боротьби із завмираннями, щоб наблизити характеристики каналу до залежності, яка характеризує AWGN канал. Як правило, на цьому етапі застосовуються різні методи рознесеного прийому (за

часом, частотою і простором), які дозволяють оптимально наблизитися до кривої AWGN каналу.

Серед основних методів для боротьби з частотно-селективними завмираннями виділяють такі [2]:

- адаптивне вирівнювання (наприклад, використання еквалайзерів зі зворотним зв'язком за рішенням або еквалайзерів Уїтербі);
- розширення спектра (методом прямої послідовності або перестроювання частоти);
- ортогональне частотне мультиплексування.

Як випливає, одним з варіантів розв'язання проблеми є використання систем з ортогональним частотним мультиплексуванням (OFDM). Ця технологія передачі на теперішній час вважається як одна з найбільш перспективних для побудови широкосмугових систем цифрового радіозв'язку по багатопромених каналах і є оптимальною версією способу багаточастотної передачі, що забезпечує досить високу спектральну ефективність цих систем [2, 5, 6, 7, 8, 9].

Основна ідея даного методу полягає в тому, що потік переданих даних розподіляється по множині частотних підканалів і передача ведеться паралельно на всіх цих підканалах. При цьому висока швидкість передачі досягається саме за рахунок одночасної передачі даних по всіх каналах, а швидкість передачі в окремому підканалі може бути і невисокою.

Оскільки в кожному з частотних підканалів швидкість передачі даних можна зробити не надто високою, це створює передумови для ефективного придушення міжсимвольної інтерференції.

Здатність технології OFDM протистояти складним умовам в каналі розглядається як основна перевага цього методу в порівнянні зі схемою з однією несучою.

Застосування OFDM дозволяє, наприклад, ефективно боротися з загасанням сигналу в області ВЧ у довгих мідних провідниках, вузькосмуговими перешкодами і частотно-селективними завмираннями, викликаними

багатопроменевим характером розповсюдження, без використання складних фільтрів-еквалайзерів або різновидів методів розширення спектра.

Необхідність використання каналних еквалайзерів, які застосовувалися, наприклад, в стандарті GSM, усувається саме внаслідок високої стійкості до провалів в спектрі, які виникають внаслідок багатопроменевого загасання.

Така стійкість пояснюється тим фактом, що OFDM сигнал може розглядатися не як один швидко модульований широкосмуговий сигнал, а як безліч повільно модульованих вузькосмугових сигналів, а низька символна швидкість у підканалах робить можливим використання захисного інтервалу між символами, що дозволяє справлятися з часовим розсіюванням і усувати міжсимвольні спотворення (ISI) [5, 6, 7].

Таким чином, підбиваючи підсумок, можна зробити висновок, що метод OFDM – це техніка розділення за частотою, яка перетворює частотно-селективний канал із завмираннями у ряд вузькосмугових паралельних каналів з гладкими завмираннями, для яких можуть бути застосовані інші методи розділення.

Системи OFDM, що використовують коди виправлення помилок, часто визначають як кодовані системи OFDM (COFDM).

Таким чином, застосування OFDM передбачає перетворення послідовного цифрового потоку, що передається на одній несучій частоті, у велике число паралельних потоків (субпотоків), кожен з яких передається на окремій піднесучій (рис. 1.3).

При частотному розподілі каналів необхідно дотримуватися вимоги, щоб ширина окремого каналу була, з одного боку, досить вузькою для мінімізації спотворення сигналу в межах окремого каналу, а з іншого – досить широкою для забезпечення необхідної швидкості передачі.

Окрім того, для економного використання всієї смуги каналу, яка розподіляється на підканали, бажано якомога щільніше розташувати частотні підканали, але при цьому уникнути міжканальної інтерференції, щоб забезпечити повну незалежність каналів один від одного.

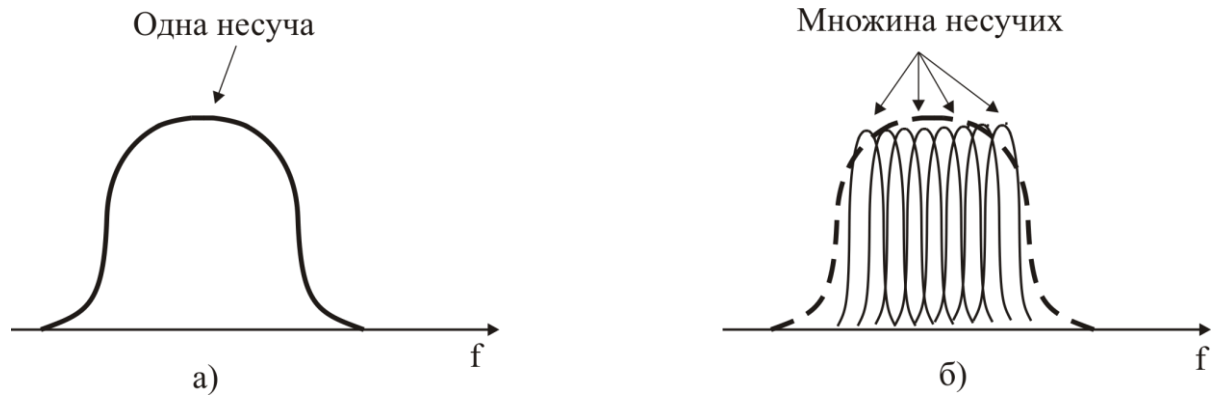


Рисунок 1.3 – Спектр радіосигналів з однією несучою (а) і OFDM (б)

Частотне рознесення Δf між сусідніми несучими $f_1, f_2 \dots f_n$ у груповому радіоспектрі OFDM обирається з умови можливості виділення в демодуляторі індивідуальних несучих. При цьому можливе застосування двох методів частотного розділення або демультимплексування несучих.

По-перше, за допомогою смугових фільтрів і, по-друге, за допомогою ортогональних перетворень сигналів.

У першому випадку частотне рознесення між модульованими несучими вибирається таким, щоб їх сусідні бічні смуги взаємно не перекривалися. Ця умова буде виконана, якщо величину частотного рознесення вибрати рівною $\Delta f > 2/T_U$, де T_U – робочий інтервал інформаційного символу. Однак при цьому ефективність використання радіоспектру буде невисокою.

Навпаки, технологія OFDM (рис. 1.3) характеризується сильним перекриттям спектрів сусідніх піднесучих. Більш детально процес перекриття спектрів сусідніх підканалів зображено на рисунку 1.4.

Як виходить з аналізу рисунку 1.4, до OFDM сигналу висувається вимога, щоб максимум енергії однієї піднесучої збігався з мінімумами інших піднесучих, незважаючи на те, що їх сигнали частково перетинаються у частотному спектрі. Таке розташування піднесучих дозволяє зменшити у два рази значення частотного рознесення між сусідніми каналами, а оскільки піднесучі є

ортогональними, то передача інформації на кожній піднесучій не впливає на передачу інформації на сусідніх піднесучих.

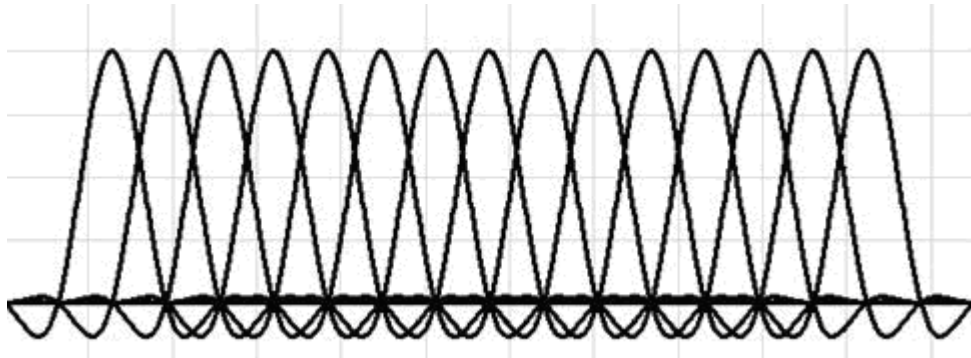


Рисунок 1.4 – Перекриття спектра піднесучих для методу OFDM

У свою чергу, часткове перетинання каналів і зменшення частотного рознесення дозволяє практично подвоїти число піднесучих в одній і тій же смузі частот і в стільки ж разів підвищити щільність передачі цифрової інформації (біт/с)/Гц.

Таким чином, декілька потоків інформації може одночасно паралельно передаватися в одному каналі на декількох піднесучих. Сумарний OFDM сигнал, може розглядатися як множина низько швидкісних модульованих потоків, а не як один високошвидкісний модульований широкосмуговий сигнал. Число піднесучих в одному каналі може бути досить великим - наприклад, 512, 1024 та більше.

Схема типового модулятора OFDM для системи з 16 піднесучими приведена на рисунку 1.5. При цьому швидкість передачі в одному каналі складає 9,68 кбіт/с, в той час як для всього агрегованого каналу зв'язку реалізується пропускна здатність 10 Мбіт/с.

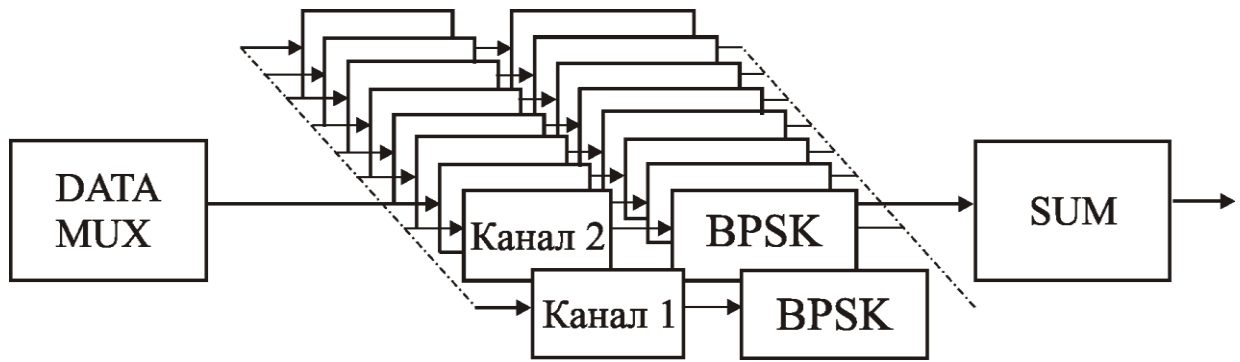


Рисунок 1.5 – Функціональна схема модулятора OFDM

На рисунку 1.5 прийняті такі позначення: DATA MUX – мультиплексор вхідних даних, BPSK – блок фазової модуляції, SUM – суматор частотних каналів.

Геометрична інтерпретація роботи такої системи у часовій і частій областях представлена на рисунку 1.6. Для спрощення показані епюри тільки для чотирьох підканалів, де наочно продемонстровано епюри сигналів з BPSK модуляцією у кожному з підканалів у часовій області і розподіл піднесучих у частотній області. У нижній частині рисунку 1.6 зображено сумарний OFDM сигнал.

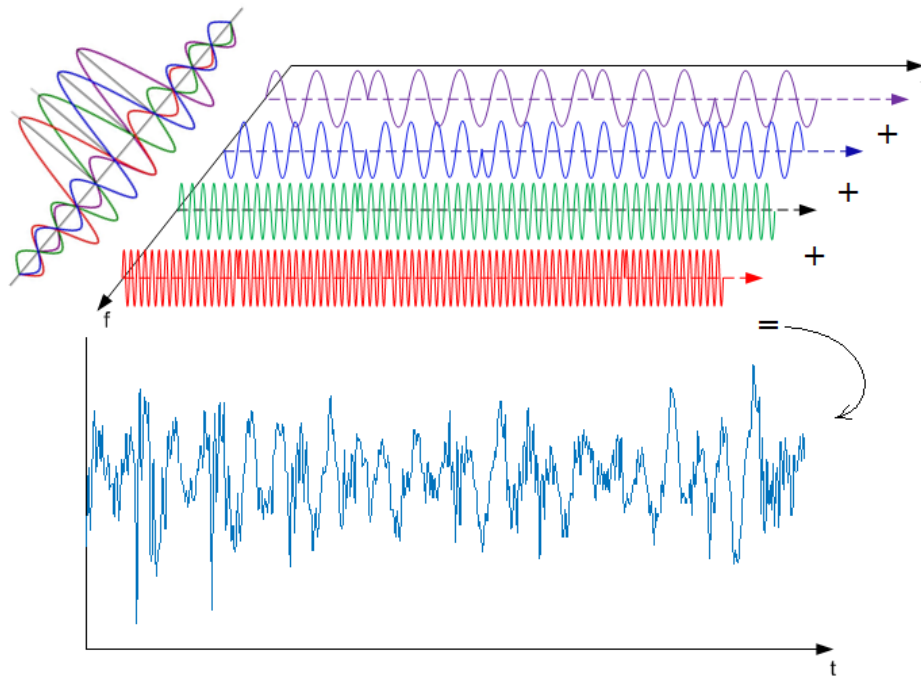


Рисунок 1.6 – Частотно-часова інтерпретація методу OFDM

З аналізу часового представлення результуючого OFDM сигналу, можна зробити висновок, що як недолік такої схеми вважається той факт, що сума усіх 16 незалежних підканалів, а у загальному випадку і набагато більшої кількості субканалів, може мати велику паразитну АМ, що ускладнює передавач і виключає обмеження у приймачі.

Відзначається, що модуляція OFDM забезпечує найменшу інтерференцію, оскільки довгі символи в OFDM стійкі до багатопроменевого розповсюдження і мають спектр, схожий на спектр «білого шуму» [5, 7].

Обробка OFDM зазвичай відбувається з використанням швидкого прямого (FFT) та інверсного (IFFT) перетворення Фур'є, що призводить до ускладнення схем декодування порівняно з простими типами модуляції [6].

Застосовується метод OFDM у сучасних цифрових системах радіомовлення (DAB), наземного цифрового ТВ-мовлення (DVB-T, DVB-T2), у тому числі під час передачі відео високої чіткості (HDTV) в діапазонах ДВЧ/НВЧ, у відомих технологіях останньої мілі ADSL, HDSL, а також у пристроях безпроводного доступу до локальних і регіональних мереж (стандарти IEEE 802.11, IEEE 802.16), системах зв'язку четвертого покоління 4G.

У реальних системах деякі піднесучі використовуються як захисні (Guard Sub-Carriers), щоб уникнути інтерференції з сусідніми частотними каналами. Ось наприклад, як виглядає розподіл піднесучих в стандарті IEEE 802.16 (WiMAX) [9] (рис. 1.7).

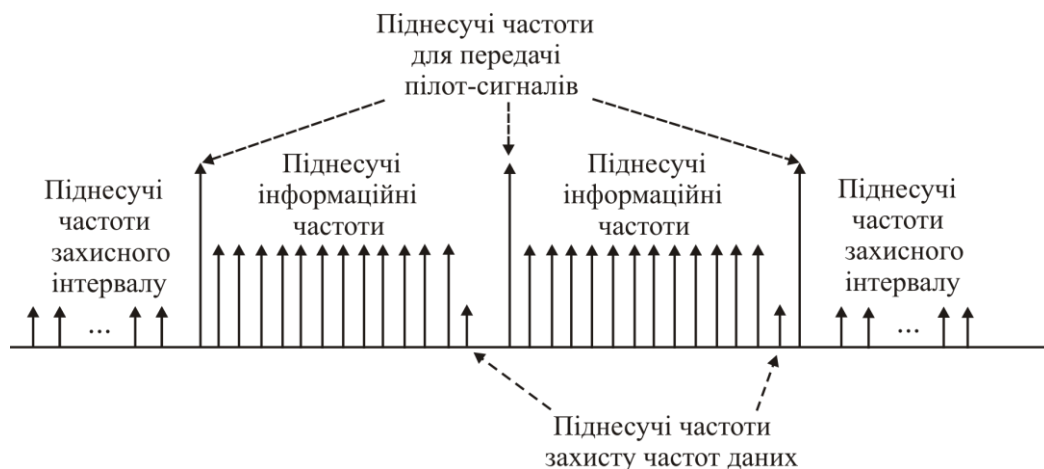


Рисунок 1.7 – Розподіл піднесучих в стандарті IEEE 802.16 (WiMAX)

1.3 Математичні принципи формування OFDM сигналу

Таким чином технологія ортогонального частотного мультиплексування OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) заснована на формуванні багаточастотного сигналу який складається з множини піднесучих частот, що відрізняються на величину $\Delta f = \frac{|\omega_n - \omega_{n-1}|}{2\pi}$ і яка обирається з умови ортогональності сигналів на сусідніх піднесучих коливаннях (ω_n – радіальна частота n-го піднесучого коливання).

Завдяки ортогональному методу демодуляції піднесучих групового спектра відбувається компенсація перешкод від сусідніх частот, незважаючи на те, що їх бічні смуги взаємно перекриваються.

У загальному випадку, ортогональність забезпечується, якщо на певному інтервалі часу T_u , який називається корисним, виконується така умова:

$$\begin{aligned} & \neq 0 \quad l = m \\ & \int_0^{T_u} f_l(t) \cdot f_m(t) dt \\ & = 0 \quad l \neq m \end{aligned} \tag{1.14}$$

Власне сам метод модуляції передбачає використання ряду піднесучих, задовольняючих рівняння (1.13), модуляція яких здійснюється комплексними інформаційними символами $\dot{F}_n(t)$.

Комплексний інформаційний символ має вигляд:

$$\dot{F}_n(t) = F_n(t) \cdot e^{j\varphi_n} \tag{1.15}$$

де F_n – амплітуда символу;

φ_n – фаза символу;

$n = 1, 2, 3, \dots N-1$.

Завдання, яке вирішує OFDM, зводиться до отримання на інтервалі T_u неперервного сигналу, що складається з N піднесучих $f_n(t) = \cos(2\pi f_n t)$, що модульовані символами $\dot{F}_n(t)$:

$$s(t) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} F_n \cdot \cos(2\pi f_n t + \varphi_n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \operatorname{Re}(\dot{F}_n \cdot e^{j2\pi f_n t}). \quad (1.16)$$

На підставі (1.16) і (1.14) виходить, що для забезпечення ортогональності піднесучих досить виконання умови:

$$f_{n+1} - f_n = \nabla f = \frac{1}{Tu}, \quad (1.17)$$

де ∇f – частотне рознесення між сусідніми під несучими.

Проведемо перетворення виразу (1.16) перейшовши від неперервного часу до дискретного:

$$t = kT, \quad (1.18)$$

де $k = 1, 2, 3, \dots, N-1$.

Період дискретизації T обирається з умови:

$$\frac{Tu}{T} = N \quad (1.19)$$

В результаті з урахуванням виразів (1.18), (1.19) отримаємо:

$$S_k = S(kT) = \frac{1}{N} \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{F}_n \cdot e^{j2\pi k \frac{T}{Tu}} = \frac{1}{N} \operatorname{Re} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{F}_n \cdot e^{jnk \frac{2\pi}{N}}, \quad (1.20)$$

де S_k – значення сигналу в момент часу kT .

Таким чином, після ряду перетворень перейшли від неперервної форми опису OFDM сигналу (1.15) до дискретної (1.19), причому отриманий вираз представляє собою не що інше, як дійсну частину зворотного перетворення Фур'є (PIFT).

Зворотне перетворення Фур'є в OFDM-збуджувачі, як правило, здійснюється в комплексній формі, тому (1.19) подамо у вигляді:

$$\dot{S}_k = \dot{S}(kT) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} \dot{F}_n \cdot e^{jnk\frac{2\pi}{N}}. \quad (1.21)$$

Розкриємо останній вираз, попередньо опустивши коефіцієнт $1/N$.

$$\begin{aligned} \dot{S}(0) &= \dot{F}_0 + \dot{F}_1 + \dots + \dot{F}_n + \dots + \dot{F}_{N-1}, \\ \dot{S}(T) &= \dot{F}_0 + \dot{F}_1 e^{j\frac{2\pi}{N}} + \dots + \dot{F}_n e^{j\frac{2\pi n}{N}} + \dots + \dot{F}_{N-1} e^{j\frac{2\pi(N-1)}{N}}, \\ &\dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \\ \dot{S}(kT) &= \dot{F}_0 + \dot{F}_1 e^{jk\frac{2\pi}{N}} + \dots + \dot{F}_n e^{jk\frac{2\pi n}{N}} + \dots + \dot{F}_{N-1} e^{jk\frac{2\pi(N-1)}{N}}, \\ &\dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \\ \dot{S}[(N-1)T] &= \dot{F}_0 + \dot{F}_1 e^{j(N-1)\frac{2\pi}{N}} + \dots + \dot{F}_n e^{j(N-1)\frac{2\pi n}{N}} + \dots + \dot{F}_{N-1} e^{j(N-1)\frac{2\pi(N-1)}{N}}, \end{aligned} \quad (1.22)$$

Дана система відображає процес модуляції піднесучих інформаційними символами $\dot{F}_n(t)$.

Спрощену функціональну схему модулятора, наприклад, з використанням QAM модуляції, яка відповідає системі рівнянь (1.22) можна подати у такому вигляді (рис. 1.8), де QAM-модулятор відповідного n -го субканалу формує комплексний модуляційний символ $\dot{F}_n(t)$.

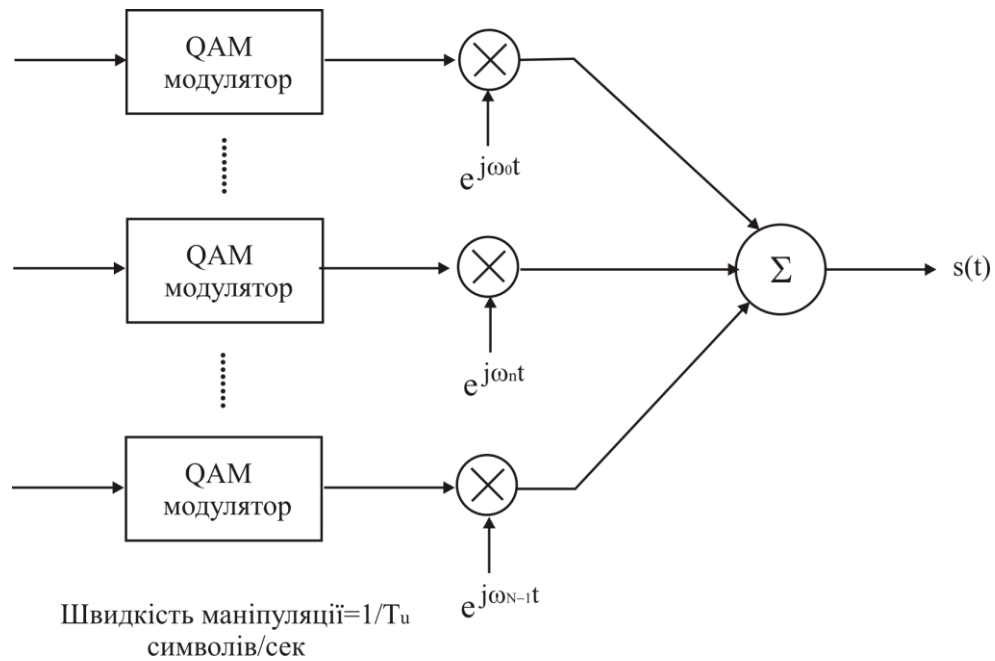


Рисунок 1.8 – Принцип формування OFDM-сигналу

При цьому сам процес формування OFDM сигналу з використанням зворотного дискретного швидкого перетворення Фур'є (Invers Fast Fourier Transform – IFFT) на N точок продемонстровано на рисунку 1.9.

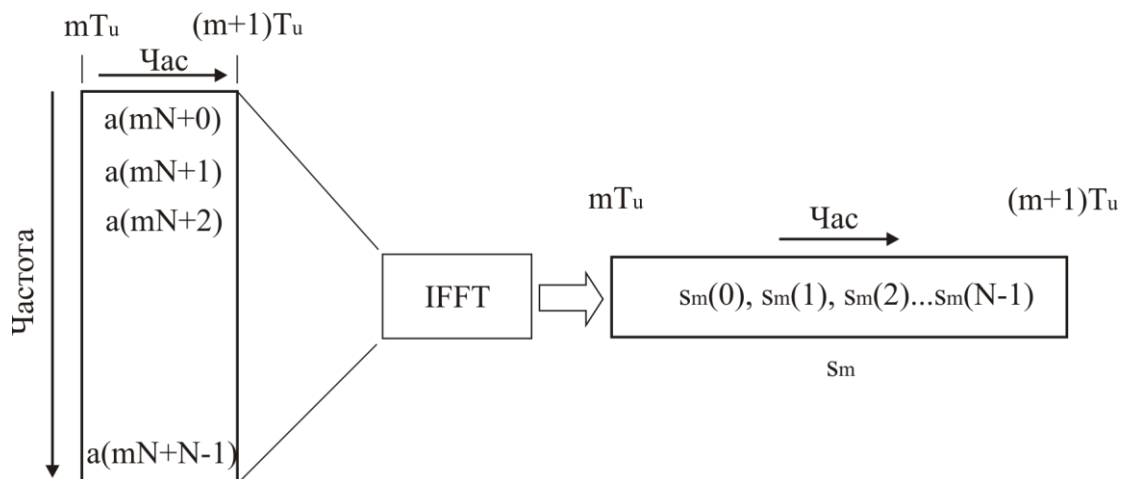


Рисунок 1.9 – Використання перетворення IFFT при формуванні OFDM-сигналу.

На рисунку 1.9 під $a(mN + n)$ позначений модульований символ n -го частотного підканалу тривалістю T_u в інтервалі часу $mT_u < t < (m + 1) T_u$. Вектор s_m на виході IFFT і є OFDM-символ.

Можна відзначити, що застосування IFFT значно спрощує практичну реалізацію приймально-передавального пристрою OFDM.

З аналізу системи (1.22) і рис.1.8, рис. 1.9 необхідно відзначити три моменти:

- кожен символ модулює тільки одну піднесучу;
- у формуванні кожного відліку беруть участь всі символи;
- процеси формування піднесучих та їх модуляція в процедурі IFFT суміщені.

У загальному випадку з N піднесучих можуть використовуватися не усі, що еквівалентно присвоєння ряду символів в системі рівнянь нульових значень.

Зокрема Європейським стандартом наземного цифрового телевізійного мовлення DVB-T передбачено використання K з піднесучих. В системі рівнянь (1.22) цьому відповідає рівність нулю значень символів з номерами $K-1 < n < N$, що рівнозначно пропорційному зменшенню ширини спектра.

Група несучих частот, яка в даний момент часу переносить біти паралельних цифрових потоків, називається "символом OFDM" [5, 7]. Завдяки тому, що використовується велика кількість паралельних потоків, тривалість символу у паралельних потоках виявляється суттєво більше, порівняно з послідовним потоком даних. Це дозволяє в декодері затримати оцінку значень прийнятих символів на час, впродовж якого зміни параметрів радіоканалу через дію луна-сигналів припиняються, і канал стане стабільним.

Таким чином, при OFDM часовий інтервал символу субпотoku T_s ділиться на дві частини – захисний або охоронний інтервал T_G , впродовж якого оцінка значення символу у декодері не проводиться, і робочий інтервал символу T_U , за час якого приймається рішення про значення прийнятого символу (рис. 1.10) [5,7].

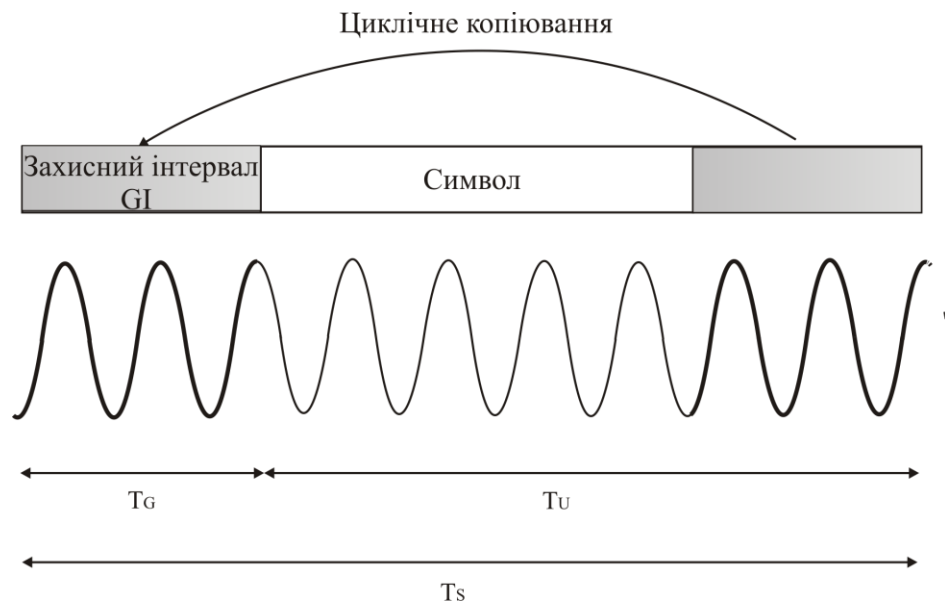


Рисунок 1.10 – Охоронний інтервал символу OFDM

Відповідно у модуляторі для боротьби з міжсимвольні спотвореннями до сформованого OFDM сигналу необхідно додатково ввести захисний інтервал тривалістю T_G . Алгоритмічно процедура введення може бути зведена до вставки останніх $N \cdot T_G / T_U$ відліків, отриманих в результаті IFFT, перед корисною частиною сигналу (як це спрощено показано на рис. 1.10). Таким чином, загальна тривалість сигналу виявляється рівною $T_U + T_G$.

Відображенням цієї процедури є відповідне доповнення системи (1.22) останніми $N \cdot T_G / T_U$ рівняннями тієї ж системи. В силу ортогональності піднесучих прийнятий порядок формування і вставки захисного інтервалу не призводить до стрибка їх фаз.

Охоронний інтервал є надлишковою інформацією і в цьому сенсі знижує корисну (інформаційну) швидкість передачі, але саме він служить захистом від виникнення міжсимвольної інтерференції. Ця надлишкова інформація додається до символу що передається в передавачі і відкидається при прийомі символу в приймачі.

Наявність охоронного інтервалу створює часові паузи між окремими інформаційними символами, і якщо тривалість охоронного інтервалу перевищує максимальний час затримки сигналу в результаті багатопроменевого

розповсюдження радіохвиль, то міжсимвольної інтерференції не виникає (рис. 1.11).

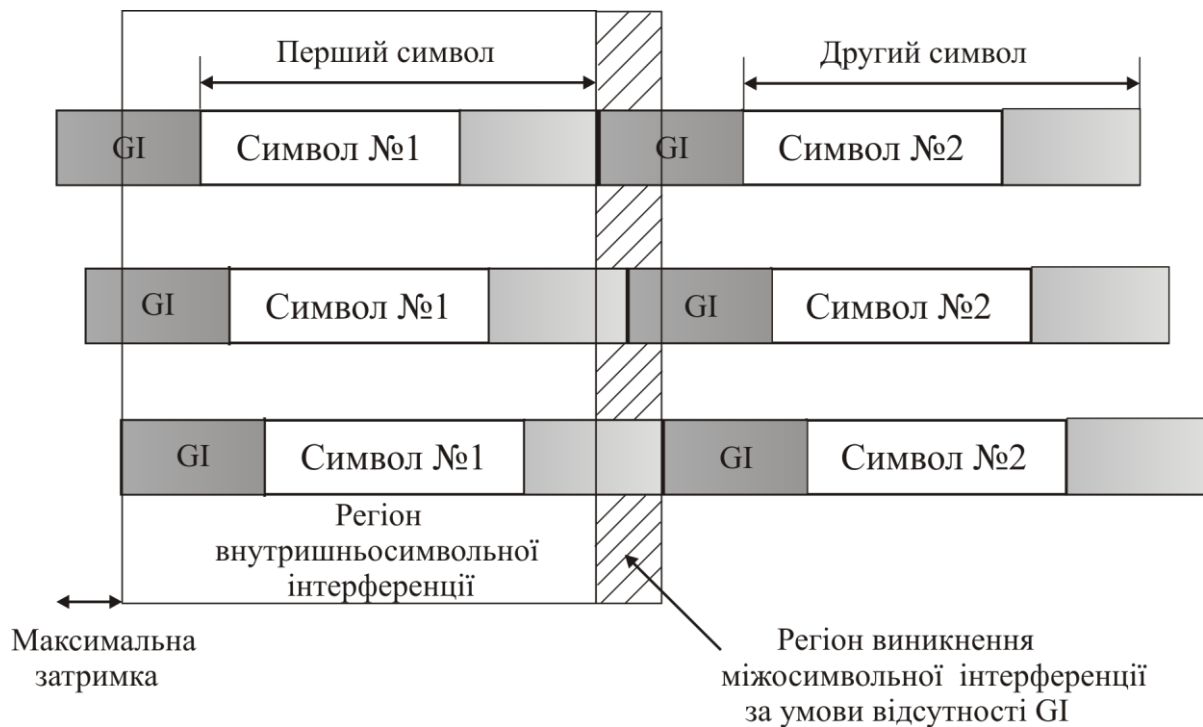


Рисунок 1.11 – Запобігання міжсимвольної інтерференції за допомогою використання охоронних інтервалів

Під час використання технології OFDM тривалість охоронного інтервалу, як правило, становить одну четверту тривалості самого символу. Так, якщо сам символ має тривалість 3,2 мкс, то охоронний інтервал – 0,8 мкс. Таким чином, тривалість символу разом з охоронним інтервалом становить 4 мкс.

Для правильної роботи системи лунапридушення необхідно, щоб захисні інтервали знаходилися на початку символів субпотоків, тобто в захисному інтервалі продовжується модуляція піднесучої поточною символом.

Розглянемо процес демодуляції OFDM сигналу. При цьому будемо вважати, що в приймальному пристрої на основі прийнятого сигналу сформовані часові відліки $\hat{S}(kT)$. Застосуємо до них пряме дискретне перетворення Фур'є:

$$\dot{F}_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \dot{S}(kT) \cdot e^{-jnk \frac{2\pi}{N}}. \quad (1.23)$$

Розкриємо вираження (1.23). В результаті отримаємо систему з N рівнянь, кожне з яких визначає значення комплексного інформаційного символу $\dot{F}_n$:

$$\begin{aligned} \dot{F}(0) &= \dot{S}(0) + \dot{S}(T) + \dots + \dot{S}(kT) + \dots + \dot{S}[(N-1)T], \\ F_1 &= \dot{S}(0) + \dot{S}(T)e^{-j\frac{2\pi}{N}} + \dots + \dot{S}(kT)e^{-j\frac{2\pi k}{N}} + \dots + \dot{S}[(N-1)T]e^{-j\frac{2\pi(N-1)}{N}}, \\ &\dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots, \quad (1.24) \\ \dot{F}_n &= \dot{S}(0) + \dot{S}(T)e^{-jn\frac{2\pi}{N}} + \dots + \dot{S}(kT)e^{-jn\frac{2\pi k}{N}} + \dots + \dot{S}[(N-1)T]e^{-jn\frac{2\pi(N-1)}{N}}, \\ &\dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \dots\dots\dots \cdot \\ \dot{F}_{N-1} &= \dot{S}(0) + \dot{S}(T)e^{-j(N-1)\frac{2\pi}{N}} + \dots + \dot{S}(kT)e^{-j(N-1)\frac{2\pi k}{N}} + \dots + \dot{S}[(N-1)T]e^{-j(N-1)\frac{2\pi(N-1)}{N}}, \end{aligned}$$

Аналіз отриманої системи рівнянь свідчить, що виділення кожного символу $\dot{F}_n$ реалізується шляхом інтегрування на інтервалі часу T результату перемноження комплексного значення OFDM сигналу на певну комплексну експоненту, і, відповідно до (1.24) частотне розділення стає можливим через ортогональність системи, що включає комплексні експоненти і функції, що описують піднесучі.

Таким чином, можливість включення перетворення Фур'є до процесів модуляції і демодуляції забезпечують інформаційні символи $\dot{F}_n$, які адекватно відображають зміст потоку даних на вході цифрового збуджувача. Вони ж, як це випливає з (1.24), представляють і дискретний спектр OFDM сигналу.

Як випливає з проведеного аналізу, для виконання умов ортогональності необхідно, щоб частотне рознесення між несучими було постійним і точно рівнялося значенню $\Delta f = 1/T_U$, тобто на інтервалі T_U має укладатися ціле число періодів різницевої частоти $f_2 - f_1$.

Виконання цього співвідношення досягається введенням в модемі OFDM двох видів сигналів синхронізації; сигналів для синхронізації несучих частот групового спектру та сигналів синхронізації тактових частот функціональних блоків демодулятора.

В результаті проведеного аналізу можна підсумувати, що при формуванні OFDM сигналу потік послідовних інформаційних символів тривалістю T_u/N розбивається на блоки, які містять N символів.

Далі блок послідовних інформаційних символів перетворюється в паралельний, в якому кожен із символів відповідає певній піднесучій многочастотного сигналу. При цьому тривалість символів збільшується в N раз. Таким чином, сумарна ширина спектра багаточастотного сигналу відповідає ширині спектра початкового послідовного сигналу.

Метою такого перетворення є захист від вузькосмугових перешкод (або від часткових спотворень спектру в результаті перевідбиттів і багатопроменевого поширення). Це досягається завдяки тому, що паралельні символи багаточастотного сигналу практично представляють кодове слово завадостійкого коду (наприклад, коду Ріда-Соломона), який дозволяє їх відновити в разі помилкового прийому за рахунок спотворень спектру.

Як приклад, на рисунку 1.12 показана схема формування OFDM-символу в передавачі базової станції мережі E-UTRAN [9].

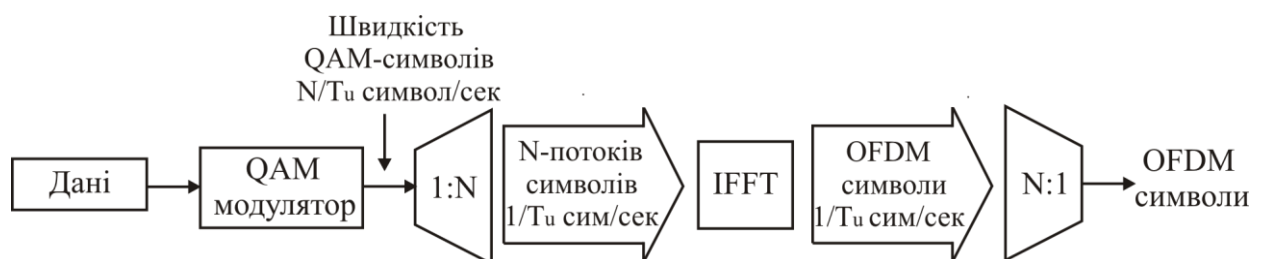


Рисунок 1.12 – Схема формування OFDM-символу в передавачі базової станції мережі E-UTRAN

Остаточно можна відзначити такі характерні особливості сигналів OFDM:

- мультиплексування несучих коливань (так званих, піднесучих), що модульовані інформаційними символами за обраним законом (QPSK, 16 QAM, 64 QAM);
- піднесучі ортогональні (взаємна кореляційна функція дорівнює нулю), або, принаймні, квазіортогональні (на практиці);
- кожен OFDM-символ має захисний часовий інтервал для усунення міжсимвольної інтерференції. Цей захисний інтервал обирається з урахуванням імпульсної характеристики каналу зв'язку (фізичного середовища поширення радіосигналу);
- алгоритмічно метод OFDM реалізується шляхом виконання інверсного дискретного перетворення Фур'є (Inverse Fast Fourier Transform – IFFT) в модуляторі передавача і прямого дискретного перетворення Фур'є (Fast Fourier Transform – FFT) в демодуляторі приймача системи зв'язку.

Частотно-часове представлення OFDM сигналу представлено на рисунку 1.13. Як було продемонстровано, перетворення сигналу з часової в частотну область забезпечується дискретним перетворенням Фур'є.

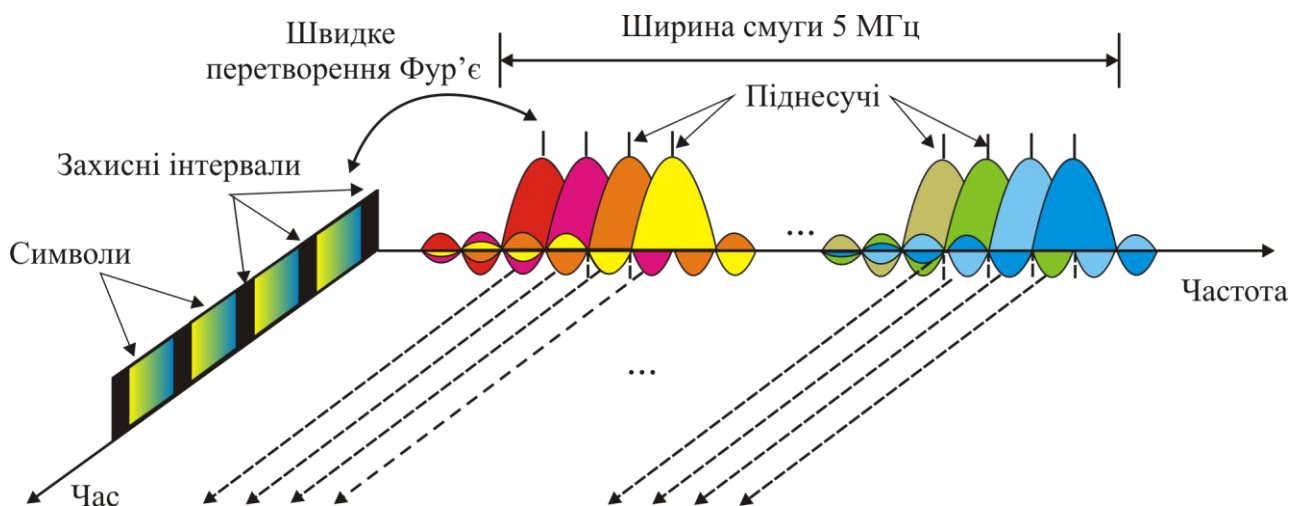


Рисунок 1.13 – Частотно-часове представлення OFDM сигналу при ширині спектра 5 МГц

Крім того, перевага OFDM полягає в зменшенні необхідної кількості часових захисних інтервалів. При послідовному сигналі захисні інтервали додаються між кожними символами, а при багаточастотному – між групами символів (OFDM-символами).

1.4 Особливості практичної реалізації методу OFDM

З проведеного аналізу випливає, що канал передачі розбивається на множину (на сотні і тисячі) підканалів, причому кожен такий підканал розглядається як ідеальний канал.

При належному виборі сітки підканалів і швидкості маніпуляції в них, вдається використовувати максимально повно весь частотний спектр основного каналу, крім того пошкодження частини спектра основного каналу завадою не призводить до фатальних наслідків.

Найпростішою моделлю OFDM може служити набір генераторів з рівномірним кроком частот. Причому основною вимогою до таких генераторів є умова ортогональності частот, що генеруються. Теоретично таких частот існує безліч, наприклад частоти f , $2*f$, $3*f$, $4*f$ і т.д. також є ортогональними.

Проте з практичної точки зору найбільш цікавим є набір ортогональних частот з мінімально можливим кроком для конкретної швидкості маніпуляції генераторів. Саме такий набір ортогональних частот і реалізується, якщо частотне рознесення між піднесучими визначається швидкістю маніпуляції.

Таке рішення має наступні переваги:

- по-перше, максимально щільно використовується спектр основного каналу, оскільки щільніше частоти піднесучих розташувати неможливо не порушивши умову ортогональності;
- по-друге, в силу нульової інтегральної суми за один такт маніпуляції, відсутній взаємний вплив частот одна на одну, хоча їх спектри і перекриваються, що дозволяє надійно приймати передані символи на кожному з підканалів.

Як було визначено, з практичної точки зору найбільш ефективним способом отримання ортогональних сигналів замість лінійки окремих генераторів є використання швидкого перетворення Фур'є (IFFT).

Дійсно, IFFT дозволяє без особливих труднощів отримати, як завгодно широку лінійку підканалів з автоматично гарантованою ортогональністю і максимальною швидкістю маніпуляції.

Перетворення Фур'є є дуже потужним інструментом, що дозволяє легко переходити з часової області подання сигналів в частотну і назад, що якнайбільше підходить для задач модуляції демодуляції в принципі, і OFDM зокрема, та й будь-яких багатоканальних систем зв'язку.

Дійсно, відповідно до рисунку 1.9 процедуру формування OFDM символів можна подати у такому вигляді (рис. 1.14):

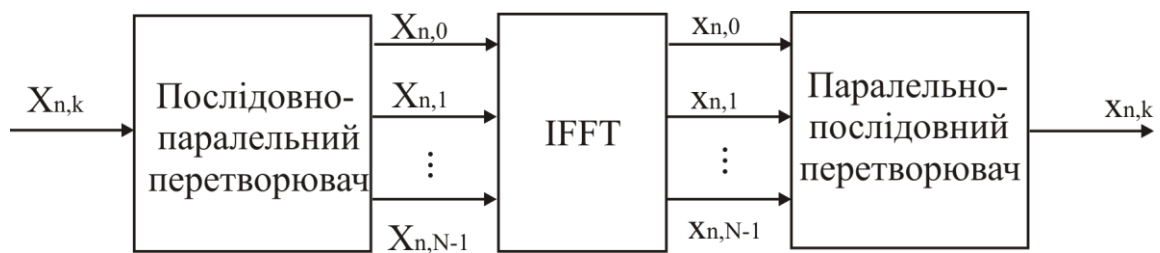


Рисунок 1.14 – Формування OFDM символів за допомогою зворотного перетворення Фур'є

З рисунком 1.14 впливає, що сформувавши комплексний сигнал в частотній області, шляхом зворотного перетворення Фур'є (IFFT) з нього отримують фрагмент сигналу у часовій області. Тобто, виходить, що створивши частотні компоненти $X_{n,0}$, $X_{n,1}$... $X_{n,N-1}$ і застосувавши для них IFFT отримуємо фрагмент сигналу (відліки) $x_{n,0}$, $x_{n,1}$... $x_{n,N-1}$, який після перенесення на робочу частоту випромінюється до етеру.

Така схема автоматично забезпечує дотримання необхідних умов для коректного формування OFDM сигналу. При практичній реалізації схеми необхідно враховувати два важливих аспекти:

– після IFFT виходить комплексна послідовність, що практично дозволяє безпеосередньо застосовувати схему I, Q – модулятора, яка, у свою чергу, трактується як комплексний модулятор, і застосовується у методах багатопозиційної модуляції;

– як відомо, в результаті прямого перетворення Фур'є сигнал представляється у вигляді постійної складової і набору частотних компонент, а це значить, що зворотне перетворення трактує одну з частот набору $X_{n,0}$, $X_{n,1}$... $X_{n,N-1}$ як постійну компоненту сигналу, що автоматично викреслює її з числа частот, що використовуються.

За схемою це $X_{n,0}$ і це означає, що на N тчасових відліках укладається фактично $N-1$ робочих частот.

Як правило, компонента $X_{n,0}$ приймається завжди рівною нулю. При демодуляції, аналогічно, компонента, що відповідає постійній складовій просто ігнорується.

Таким чином, кажучи про, припустимо 15 піднесучих частот OFDM сигналу, необхідно розуміти, що реально мова йде про 16, просто завжди враховуємо постійну складову, і говоримо про решту 15.

Такий підхід дозволяє взагалі відкинути будь-яку частоту з використання і цілком коректним є застосування IFFT стандартного розміру 2^n з використанням, наприклад, тільки трьох частот.

Більш того такий підхід дозволяє легко додавати і прибирати частоти по ходу сеансу зв'язку використовуючи один і той же алгоритм, ніщо не заважає використовувати частоти через одну, через дві і т.д. Наприклад, на рисунку 1.15 наведено приклад застосування 16-точкового пертворення Фур'є, де практично використовуються тільки три піднесучих частоти з 16.

Але, необхідно розуміти, що якщо використовуються частоти не з максимально щільною сіткою, то це вже не зовсім метод OFDM, оскільки щільність використання спектра нижче максимальної.

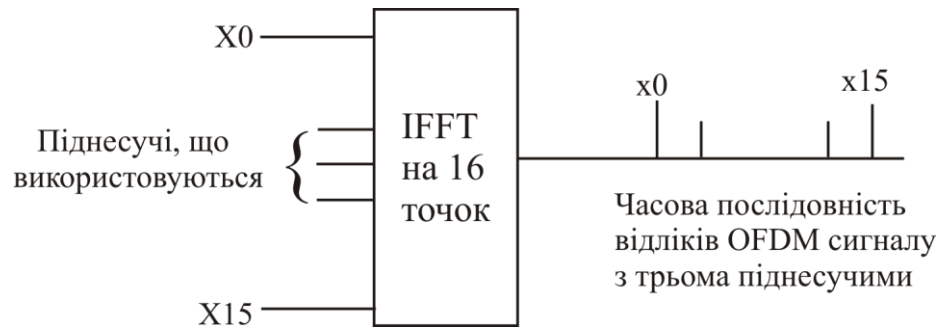


Рисунок 1.15 – Приклад реалізації 16-точкового перетворення Фур'є з використанням тільки трьох піднесучих

При цьому, хоча частоти несучих ортогональні, їх спектри вже не перекриваються і виходить класичний варіант багатоканальної модуляції з спектрами каналів, що не перетинаються і умова ортогональності частот не є обов'язковою, хоча і дотримується. Саме такий підхід використовується практично для більшості багатоканальних систем передачі, які застосовуються у діапазоні коротких хвиль.

2 ПРОГРАМНА МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Основні вимоги до структури моделі

Відповідно до технічного завдання у магістерській роботі необхідно розробити модель каналу зв'язку, яка відображає основні принципи реалізації технології OFDM.

Для створення моделі і проведення імітаційного моделювання пропонується застосувати систему MATLAB, яка є потужним засобом для інженерів-розробників в процесі створення і дослідження технічних проектів, і, зокрема, у галузі телекомунікацій.

Для цього в середовищі MATLAB можливо застосовувати систему імітаційного моделювання проектів SIMULINK, яка містить набір функціональних блоків Communications Blockset і передбачає наявність бібліотеки вузлів, що дозволяють створювати технічний пристрій на системному і функціональному рівнях з наступною оцінкою кількісних і якісних характеристик пристрою, що розробляється.

Наприклад, за допомогою SIMULINK можливо провести імітаційне моделювання каналу зв'язку стандарту IEEE 802.16 (WiMAX), яка передбачає застосування технології OFDM. Але, при цьому, сформована модель подається у вигляді набору функціональних вузлів, кожен з яких виступає практично “чорним ящиком” і не дозволяє детально виявити і проаналізувати принцип роботи окремих модулів моделі.

Тому, для більш детального розуміння процесів і етапів обробки сигналів, які передбачаються технологією OFDM, пропонується реалізувати модель каналу у вигляді набору програмних модулів, кожен з яких відповідає своєму функціональному призначенню і виконує визначену операцію. Це дозволить наочно отримати епюри сигналів, які формуються в процесі виконання певної операції і надає можливість створювати різні за параметрами системи зв'язку з використанням OFDM.

Проаналізуємо основні системні параметри, які необхідно відобразити у моделі каналу:

- кількість ортогональних піднесучих. Згідно з технічним завданням необхідно передбачити використання 52 ортогональних піднесучих. Відповідно до проведеного у параграфі 1.4 аналізу, це можливо реалізувати, якщо використовувати 64-точкове перетворення Фур'є і для 12 піднесучих прийняти нульові значення модулюючих символів в системі (1.), тобто, інформаційні дані вводяться тільки для 52 піднесучих;
- захисний інтервал у OFDM символі. Як відзначалося, для компенсації наслідків багатопроменевого розповсюдження радіохвиль (зокрема, компенсації затриманих перевідбитих хвиль), до кожного OFDM символу вставляється префікс, що циклічно повторюється і який вставляється на початку символу. Тривалість такого циклічного префіксу або захисного інтервалу у моделі прийнята стандартному значенню, а саме $1/4$ тривалості символу;
- формат кадру. На рис. 2.14 зображено формат кадру для моделі каналу, що розробляється. Кадр поділено на дві частини: символи CE (Channel-Estimation), що дозволяють оцінити властивості каналу передачі і символи, що відповідають інформаційним даним. Для запропонованої моделі використовується структура кадру, яка містить один CE символ і шість інформаційних символів у межах одного кадру. Для CE символу відбувається оцінка відхилення амплітуди і фази прийнятого сигналу від відомих параметрів пілот-сигналу. Базуючись на визначених за результатами вимірювань характеристиках каналу, здійснюється компенсація спотворень через федінг для наступних шести інформаційних символів;
- вид модуляції. Під час реалізації безпроводних мереж WLAN у середині приміщень, використовуються, як правило, модуляційні схеми з диференціальним кодуванням, такі як, наприклад, D8PSK. Але, якщо передбачається більш широке (у географічному сенсі, зокрема, для стільникових мереж) застосування WLAN, то відповідно до рекомендацій комітетів зі стандартизації рекомендовано застосування модуляційних схем з когерентним

детектуванням – таких як, двійкова фазова маніпуляція BPSK, квадратурно-фазова маніпуляція, квадратурна амплітудна модуляція – QPSK, 16-QAM, 64-QAM [6] .

Відзначається, що такі види модуляції дозволяють покращити якість сигналу, що передається і забезпечити більшу робастність стосовно наслідків багатопроменевого розповсюдження під час використання мережі не тільки у приміщенні, а і у зовнішньому середовищі. Для моделі каналу, що реалізується у магістерській роботі пропонується OFDM система з використанням когерентної QPSK модуляційної схеми:

- завадостійке кодування з прямим виправленням помилок FEC (Forward Error Correction). Як правило, FEC-кодування базується на згортковому кодуванні із застосування м'якого декодування Вітербі з швидкістю кодування $R = 1/2$ і довжиною обмеження $K = 7$. Для інших швидкостей кодування застосовується пунктирне згорткове кодування і декодер Вітербі. У моделі, що розробляється, питання завадостійкого кодування не розглядаються.

- модель радіоканалу. Аналіз моделей безпроводних каналів, який проведено у параграфі 1.1 свідчить, що найбільш критичними для безпроводних каналів є дрібномасштабні завмирання, які практично унеможливають достовірну передачу даних. Тому, для моделі каналу необхідно забезпечити характеристики еквівалентного радіоканалу, які б відображали вплив наслідків ефекту фединга.

Відповідно проведемо аналіз природи виникнення завмирань і визначимо алгоритм їх моделювання.

Як відомо, на трасі розповсюдження сигналу у безпроводній мережі через ефекти відбиття радіохвиль, дифракції та розсіювання утворюється багатопроменева картина розповсюдження. Тому, хвиля від антени передавача розповсюджується у всіх напрямках, і до точки прийому окрім основного променя (який відповідає найкоротшому шляху) з різною затримкою можуть надходити ще декілька променів. В результаті суперпозиції цих хвиль у точці прийому виникають флуктуації сигналу за амплітудою, фазою та кутом напрямку

– ефект федінгу. Федінг призводить до з’явлення міжсимвольних спотворень, які проявляються як частотно-селективні завмирання або швидкі завмирання сигналу і математично описуються законом розподілу Релея.

Механізм дії релеївських завмирань можна розглядати у двох аспектах: по-перше, це змінна у часі поведінка каналу зв’язку, а по-друге, часове розсіювання (Time Spreading) або часова дисперсія [4].

Змінна у часі поведінка каналу або часова варіабельність каналу означає нестаціонарність каналу зв’язку, яка виникає або через рух мобільного абонента або через відносний рух навколишнього середовища, що призводить до зміни траси розповсюдження і до флуктуацій амплітуди і фази сигналу у точці прийому.

Швидкість зміни цих амплітудних і фазових флуктуацій сигналу характеризують терміном доплерівське розсіювання, яке визначає селективний (змінний) у часі випадковий фазовий шум через випадкову частотну модуляцію [1, ..., 4].

Припустимо, що падаюча n -а хвиля приходить до антени приймача під кутом θ_n відносно напрямку руху мобільного абонента (рис. 2.1).

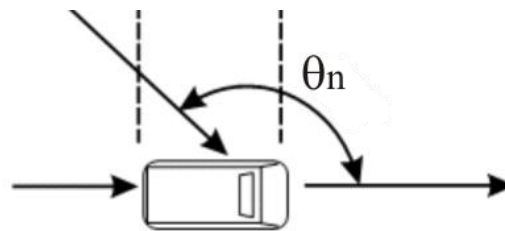


Рисунок 2.1 – Умови надходження n -ї хвилі при багатопроменевому розповсюдженні радіохвиль

Математично таку хвилю можна описати як [1, 6]:

$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t) \exp j(2\pi f_c t)], \quad (2.1)$$

де $\text{Re}[\cdot]$ представляє обвідну хвилі, що надходить з відповідного напрямку;

f_c – частота сигналу, що передається БС, а $e_n(t)$ визначається виразом [6]:

$$e_n(t) = R_n(t) \exp j \left(-\frac{2\pi(L_n - vt \cos \theta_n)}{\lambda} + \phi_n \right) = x_n(t) + jy_n(t), \quad (2.2)$$

де L_n – довжина траси від в метрах,

v – швидкість мобільного абонента в м/с;

λ – довжина хвилі в метрах;

R_n и ϕ_n – обвідна і фаза падаючої n -ї хвилі;

$x_n(t)$ та $y_n(t)$ – реальна та уявна складові $e_n(t)$ відповідно.

З аналізу виразу (2.2) можна зробити висновок, що падаюча n -а хвиля зсуває частоту носія на величину $v \cos \theta_n / \lambda$ Гц. Такий частотний зсув прийнятого сигналу відомий як ефект Доплера або доплерівський зсув. Якщо напрям падаючої хвилі збігається з напрямом руху мобільного абонента ($\theta_n = 0$), то у такому разі значення доплерівського зсуву набуває максимального значення v / λ .

Як було визначено, прийнятий сигнал визначиться як суперпозиція N падаючих хвиль, тому його можна подати як:

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=1}^N r_n(t) = \text{Re} \left[\left(\sum_{n=1}^N r_n(t) \right) \exp j(2\pi f_c t) \right] = \\ &= \text{Re}[(x(t) + iy(t))(\cos 2\pi f_c t + j \sin 2\pi f_c t)] = x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t, \end{aligned} \quad (2.3)$$

де $x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t)$ и $y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t)$ через велику кількість падаючих хвиль можна охарактеризувати нормальним законом розподілу з середнім значенням рівним 0 и дисперсією σ . Тоді сумісна функція розподілу щільності ймовірності може бути подана як:

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.4)$$

де $x = x(t)$, $y = y(t)$.

Але, прийнятий сигнал також можна виразити через амплітуду і фазу обвідної:

$$r(t) = R(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)), \quad (2.5)$$

де

$$R(t) = R = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad (2.6)$$

$$\theta(t) = \theta = \frac{1}{\tan(y/x)}. \quad (2.7)$$

Тоді вираз (2.4) з урахуванням (2.6) можна представити у термінах амплітуди і фази обвідної:

$$p(R, \theta) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.8)$$

Інтегрування (2.8) по θ від 0 до 2π і по R на інтервалі від 0 до нескінченності надасть остаточний результат, щодо щільності розподілу за амплітудою і фазою:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.9)$$

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi}. \quad (2.10)$$

Отримані вирази доводять, що, флуктуації обвідної відбуваються за релєївським законом розподілу, а флуктуації фази рівномірні на трасі розповсюдження.

На підставі проведеного аналізу і отриманих виразів доведено [6], що флуктуації завмирань за таких умов математично можна описати такою функцією:

$$\begin{aligned} r(t) = x(t) + j \cdot y(t) = \\ = \left[\sqrt{\frac{2}{N_1 + 1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\} + \frac{1}{\sqrt{N_1 + 1}} \cos(2\pi f_d t) \right] + \\ + j \sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\}, \end{aligned} \quad (2.11)$$

де $N_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{N}{2} - 1\right)$, f_d – максимальна частота доплерівського зсуву.

В моделі каналу вплив доплерівського розсіювання на характеристику каналу реалізовано за допомогою підпрограми `fade.m`, яка практично реалізує алгоритм (2.11).

Нестаціонарність каналу зв'язку може бути представлена як в частотній, так і у часовій області. Так, на рисунку 2.2 а) зображено доплерівський спектр прийнятого сигналу у вигляді функції від доплерівського зсуву частот ν [2].

Ця графічна залежність отримана на підставі виразу [2]:

$$S(\nu) = \frac{1}{\pi f_d \sqrt{1 - \left(\frac{\nu - f_0}{f_d}\right)^2}}. \quad (2.12)$$

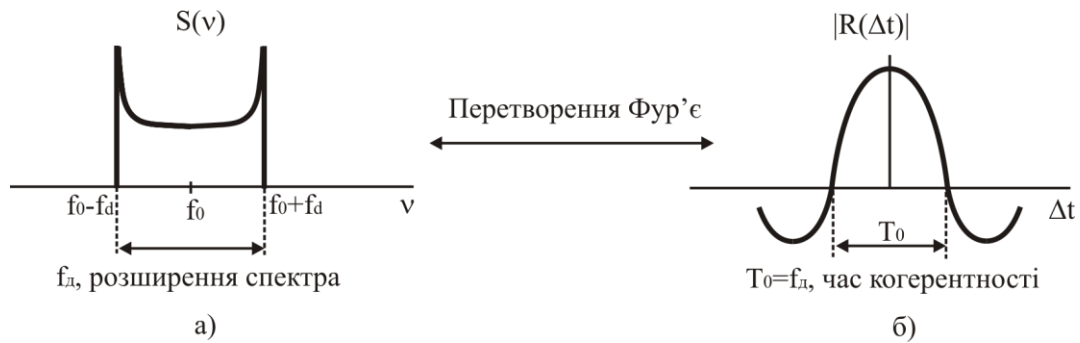


Рисунок 2.2 – Нестационарність каналу зв'язку у частотній (а) та часовій (б) областях

Максимальні значення $S(v)$ спостерігаються у випадку, коли розсіючий елемент знаходиться прямо перед випромінювачем або позад нього. Цим значенням відповідає доплерівський зсув, який визначається відомим виразом:

$$f_d = \frac{V}{\lambda} = \frac{V}{c/f_0} = \frac{V \cdot f_0}{c}, \quad (2.13)$$

де V – швидкість руху мобільного абонента;

$c = 3 \cdot 10^8$ м/с – швидкість розповсюдження електромагнітних хвиль.

Відповідно за поведінкою залежності $S(v)$ вводиться поняття доплерівського розсіювання f_d – це ширина спектру прийнятого несучого коливання у випадку, коли через канал із багатопроменевим розповсюдженням передається одне єдине несуче коливання на частоті f_0 .

Перейти до аналізу впливу ефекту Доплера на характеристики каналу у часовій області можна якщо визначити просторово-часову кореляційну функцію як перетворення Фур'є від $S(v)$, що і зображена на рисунку 2.2 б. Функція $R(\Delta t)$ визначає ступень кореляції між відкликом каналу на несуче коливання з частотою f_0 , яке передане у момент t_1 , з відкликом на таке ж коливання, але яке передане вже у момент t_2 і, відповідно, $\Delta t = t_2 - t_1$.

За просторово-часовою кореляційною функцією вводять поняття **часу когерентності** T_0 , як міру очікуваного часу, у межах якого характеристики каналу можна вважати приблизно однаковими.

У першому наближенні за час когерентності приймається величина зворотна величині доплерівського розширення:

$$T_0 = 1 / f_d, \quad (2.14)$$

що дозволяє трактувати доплерівське розширення як швидкість зміни завмирань у каналі.

Більш точнішим вважається визначення часу когерентності як інтервал часу впродовж якого коефіцієнт кореляції на менший за 0,5 [2, 3]:

$$T_0 = 9 / (16\pi f_d). \quad (2.15)$$

В залежності від співвідношення між параметрами системи зв'язку (швидкість передачі символів, тривалість символу, що передається) і розглянутими параметрами нестационарності каналу (доплерівське розсіювання і час когерентності) завмирання, що вносяться каналом, розділяють на два різновиди: швидкі та повільні завмирання.

Швидкі завмирання виникають у каналі, для якого час когерентності менший за тривалість переданого символу T_s . За таких умов ($T_0 < T_s$) характеристики каналу змінюються декілька разів за час передачі символу, що призведе до спотворення форми прийнятого сигналу і, відповідно, до частого з'явлення не виправимих помилок. Також такі спотворені імпульси викликають проблеми синхронізації.

Повільні ж завмирання проявляються у каналі, коли виконується протилежна умова — $T_0 > T_s$, тобто, характеристики каналу за час передачі символу суттєво не змінюються. Для такої ситуації погіршення якості передачі через повільні завмирання пов'язано зі зменшенням відношення сигнал/шум.

Визначені умови також можна розглядати і з точки зору величини доплерівського розсіювання. Так, якщо швидкість передачі символів рівняється $R = 1/T_s$, а час когерентності визначається як $T_0 = 1/f_d$, то умову з'явлення швидких завмирань можна подати у такому вигляді:

$$T_0 < T_s = 1/f_d < 1/R, \quad \text{або}$$

$$R < f_d \quad (2.16)$$

За такого співвідношення ефект Доплера призводить до частого з'явлення помилок, які не можливо компенсувати збільшенням відношення E_b/N_0 . Відзначається, що негативний ефект від швидких завмирань особливо проявляється в системах передачі, які використовують різновиди цифрової фазової модуляції.

Тому, з умови (2.16) можна зробити висновок, що мінімальне можливе значення швидкості передачі інформації, при якому швидкі завмирання у каналі не проявляються, обмежене значенням доплерівського розсіювання.

Реально, на практиці, для гарантованої умови відсутності у каналі швидких завмирань мінімальну швидкість передачі інформації повинна перевищувати доплерівське розсіювання у 100...200 разів.

При моделюванні пропонується розглянути характеристики каналу для трьох можливих значень доплерівського розсіювання: для першого варіанту моделювання максимальний доплерівський зсув f_d приймемо рівним 50 Гц, для другого варіанту $f_d = 150$ і для третього варіанту $f_d = 300$ Гц.

Інший механізм проявлення релєївських завмирань – це часова дисперсія сигналу. У середовищі з багатопроменевим розповсюдженням на антену приймача надходить не тільки пряма хвиля, а й хвилі, що надходять із затримкою, як результат перевідбиття, дифракції і розсіювання.

Численні перевідбиття можуть призводити до такої ситуації, коли один і той же сигнал приходить до приймача у різні моменти часу. Саме це явище і

отримало назву часової дисперсії. Наявність різних часових затримок для відбитих сигналів зумовлює з'явлення міжсимвольної інтерференції (ефект накладання інформаційних бітів один на одне, яке приймач не спроможний відсортувати).

Часова дисперсія обумовлює частотно-селективний характер завмирань і може призводити до помітного погіршення якості зв'язку, а також виступає чинником, що обмежує швидкість передавання інформаційних символів у каналі.

Як було визначено у першому розділі, для боротьби з міжсимвольною інтерференцією до кожного OFDM символу вставляється захисний інтервал, впродовж якого відбувається надходження затриманих хвиль. Оскільки на приймальному боці захисний інтервал усувається з OFDM символу, це дозволяє ефективно придушувати ISI, яка виникають через часову дисперсію.

2.2. Блок-схема моделі каналу зв'язку з використанням OFDM

За основу структурної схеми передавача взята структурна схема модулятора OFDM, яка розглянута у параграфі 1.3 (рис. 1.12) з конкретизацією функціонального призначення елементів відповідно до технічного завдання. Послідовність операцій наступна:

а) на першому етапі необхідно перетворити високошвидкісний потік вхідних даних на 52 низькошвидкісних паралельних каналів;

б) для кожного з утворених 52 паралельних підканалів реалізувати алгоритм модуляції за QPSK модуляційною схемою з формуванням відповідного фазового сузір'я;

в) для отриманих модулюючих символів кожного з 52 паралельних каналів застосувати операцію швидкого зворотного перетворення Фур'є;

г) після формування символів OFDM у часовій області ввести до кожного символу циклічний префікс.

Відповідно на приймальному боці виконуються зворотні операції:

а) після перенесення прийнятого сигналу на проміжну частоту проводиться видалення захисних інтервалів з OFDM символів;

б) з метою визначення коефіцієнтів Фур'є до OFDM символів (на інтервалі спостереження i -го символу), застосовується пряме дискретне перетворення Фур'є, яке практично визначає спектр результуючого сигналу, який подається у частотній області;

в) провести демодуляцію отриманих символів за алгоритмом роботи QPSK демодулятора;

г) перейти від 52 низькошвидкісних паралельних каналів з демодульованими даними до високошвидкісного потоку поновленого інформаційного потоку.

На підставі проведеного аналізу пропонується наступна блок-схема моделі каналу зв'язку з використанням методу OFDM (рис. 2.3).

Модель модулятора передавального тракту складається з блоку генерації даних, блоку послідовно-паралельного перетворення, блоку модуляції і блоку зворотного перетворення Фур'є. Для вихідного сигналу блока IFFT передбачається додавання циклічного префіксу для кожного символу.

Вихідний сигнал блоку IFFT можна розглядати як вихідний сигнал моделі передавача, оскільки для підкреслення процесів характерних саме для технології OFDM обробка сигналів на радіочастоті в моделі не розглядається.

В результаті вихідний сигнал модулятора надходить до еквівалентного каналу зв'язку, який відповідно до проведеного у параграфах аналізу повинен відображати два типи каналів:

- AWGN канал;
- канал з доплерівським розсіюванням.

Модель демодулятора реалізує зворотні операції, які виконуються у моделі модулятора, з врахуванням спотворень, які вносить канал зв'язку:

- видалення захисних інтервалів з OFDM символів;
- застосування прямого перетворення Фур'є;

- демодуляція даних у 52 паралельних каналах за алгоритмом роботи демодулятора методу QPSK.

- перетворення демодульованих даних 52 низькошвидкісних каналів у високошвидкісний потік поновлених цифрових даних.

Модель каналу подається у вигляді набору підпрограм, які реалізовані у середовищі Matlab. Головною програмою є програма `ofdma.m`, яка передбачає виконання усіх перелічених функцій щодо обробки сигналів за блок-схемою рисунку 2.3. Програмні модулі моделі базуються на алгоритмах і програмах запропонованих у [6].

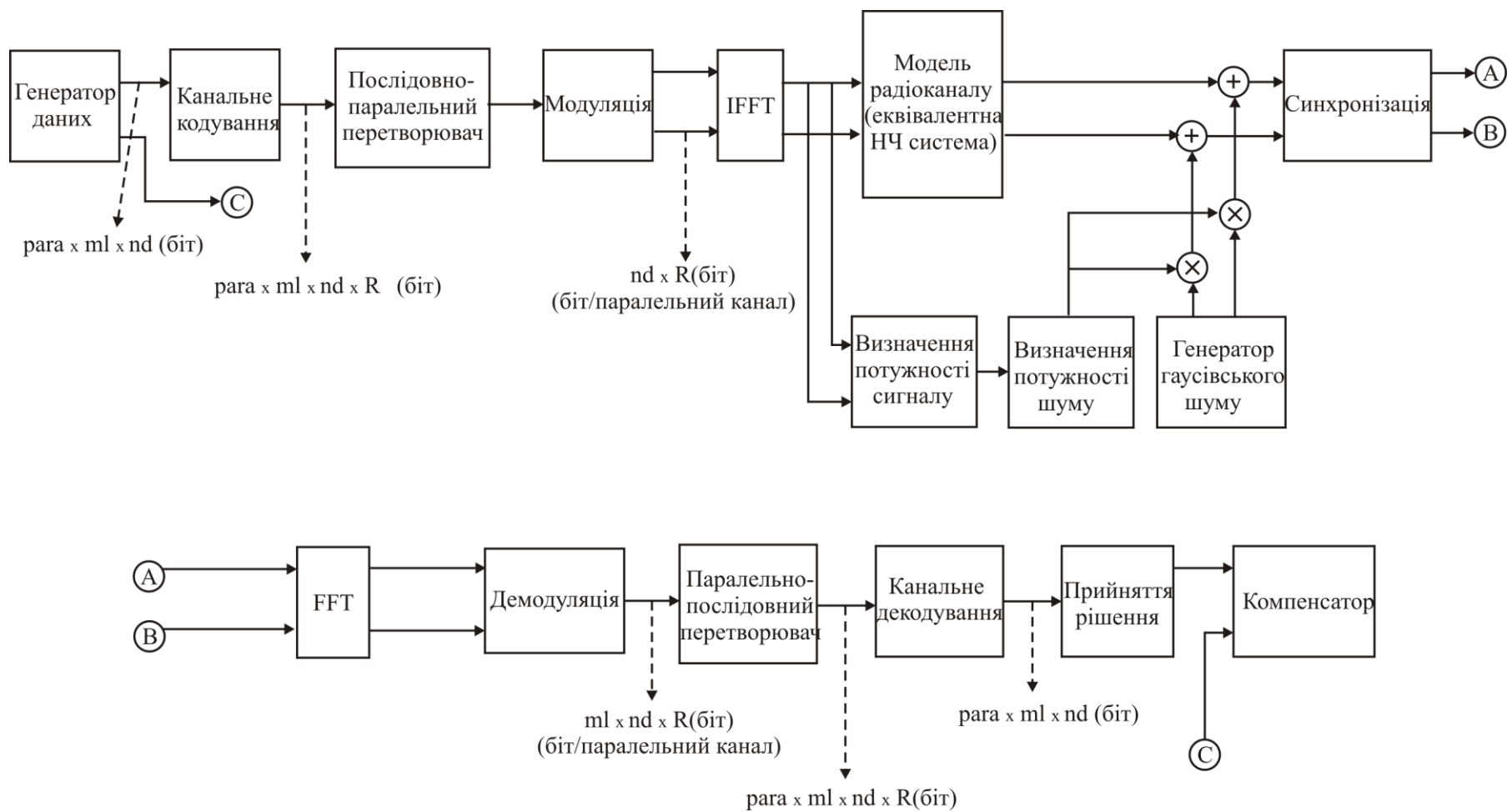


Рисунок 2.3 – Блок-схема моделі каналу зв'язку з паралельною передачею даних

Для роботи головної програми необхідні такі програмні модулі:

giins.m – підпрограма додавання захисного інтервалу до OFDM символу;

girem.m – підпрограма видалення захисного інтервалу з прийнятого OFDM символу;

comb.m – підпрограма додавання до прийнятого сигналу визначений для заданого відношення E_b/N_0 , рівень шуму.

Повний лістинг усіх програм наведено у додатку А.

2.2.1 Модель модему QPSK сигналів

Відповідно до технічного завдання, як радіочастотну модуляцію в каналі пропонується реалізувати квадратурно-фазову модуляцію (метод QPSK).

Як правило, для багатопозиційних схем модуляції застосовуються “комплексні” I, Q – модулятори і демодулятори. Функціональна схема I, Q модулятора для методу QPSK зображена на рисунку 2.4 [4].

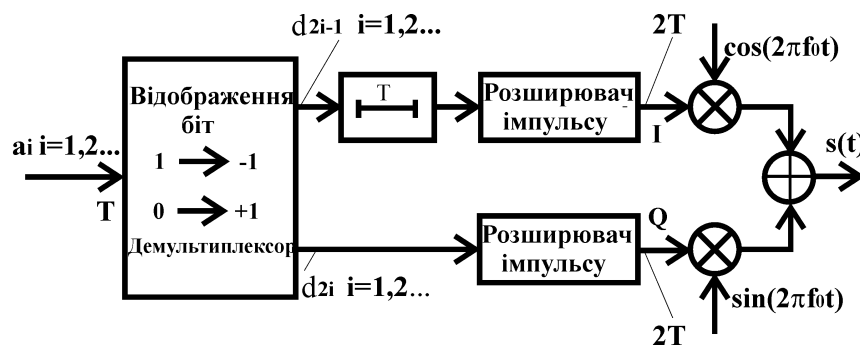


Рисунок 2.4 – Функціональна схема модулятора QPSK

Демультимплексор виконує функцію розпаралелювання вхідного цифрового потоку (послідовність a_i) на два незалежних канали – канал, який містить усі непарні біти (синфазний або I-канал, біти з номерами d_{2i-1}) і канал, який містить усі парні біти (квадратурний або Q-канал, біти з номерами d_{2i}). Попередньо вхідна інформаційна послідовність перетворюється на послідовність

двохполярних електричних імпульсів з рівнями $+1$ і -1 – модуляційний формат, відомий як формат NRZ без постійної складової. Оскільки імпульси з виходу демультимплексора зсунуті між собою на час тривалості одного біта, то подалі у синфазному каналі додається лінія затримки на час T_6 з метою вирівнювання фронтів імпульсів обох каналів. Наступною операцією є формування каналних модулюючих символів. Як відомо тривалість модулюючого символу для багатопозиційних методів модуляції визначається як $T_c = T_6 \log_2 M$, де M – кількість можливих фазових станів. Для методу QPSK за визначенням прийнято, що дискретні значення фази можуть приймати значення $\pm 45^\circ$, $\pm 135^\circ$, тобто, $M = 4$. Відповідно тривалість модулюючого символу рівняється $2T_6$. Цю задачу і вирішують розширювачі імпульсів у кожному каналі. Сформовані каналні символи виступають модулюючими символами для високочастотних квадратур $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$. Відповідно у кожному каналі реалізується двійкова (бінарна) фазова маніпуляція (метод BPSK) з удвічі меншою швидкістю передачі порівняно з вхідним потоком.

Алгоритм формування модулюючих символів для схеми I, Q модулятора методу QPSK продемонстровано на рисунку 2.5.

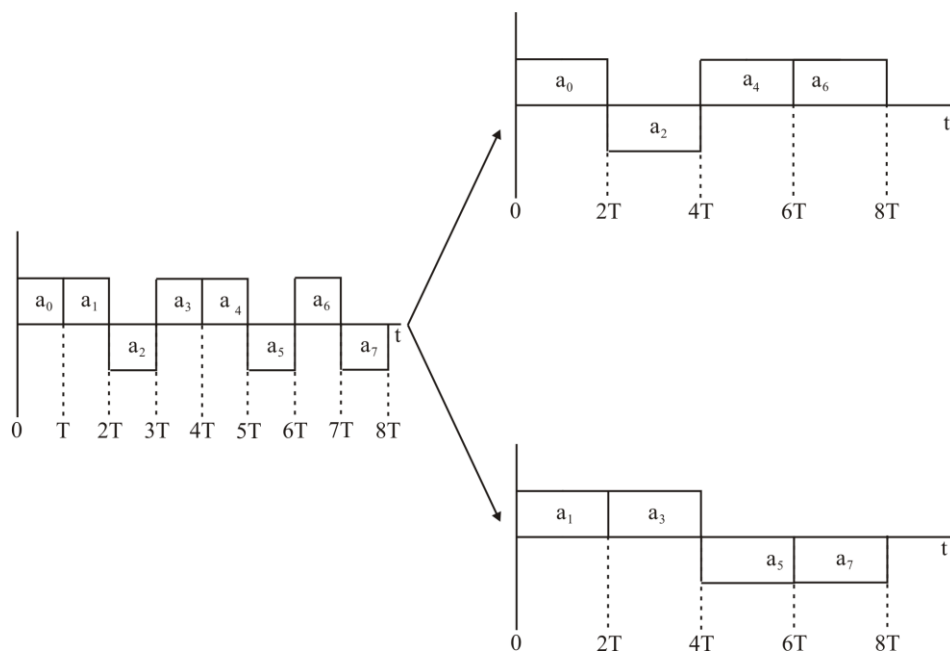


Рисунок 2.5 – Алгоритм сигнального кодування для методу QPSK

Цей алгоритм реалізовано у підпрограмі `qpskmod.m`, яка моделює процес сигнального кодування за методом QPSK у кожному з 52 паралельних субканалів.

Зворотна операція – формування початкового де модульованого потоку на підставі прийнятих символів I і Q – каналів реалізовано у підпрограмі `qpskdemod.m`.

Лістинги підпрограм `qpskmod.m` і `qpskdemod.m` наведені у додатку Б.

2.2.2 Модель еквівалентного каналу з федінгом

Введення доплерівського розсіювання і часової дисперсії сигналу реалізується підпрограмою `sefade.m`, до якої, як складові входять підпрограма формування доплерівського розсіювання `fade.m` і підпрограма формування затриманих хвиль `delay.m`.

Для умов, які розглядаються в магістерській роботі – один шлях розповсюдження (за довжиною), наявність 6-7 хвиль, які приходять під різними кутами і відсутність затриманих хвиль, програма `sefade.m` практично транслює підпрограму `fade.m` до головної програми, яка забезпечує моделювання релієвського розсіювання для усіх випадкових послідовностей даних за алгоритмом, що визначається виразом (2.11).

Вхідними даними для підпрограми `sefade.m` виступають вихідний сигнал модулятора OFDM і параметри, які введені у блоці ініціалізації федингу.

Лістинги підпрограм `fade.m`, `sefade.m` і `delay.m` наведені у додатку В.

2.2.3 Формат OFDM кадру

Конфігурація формату кадру для запропонованої моделі зображена на рисунку 2.6.

Як було визначено у першому розділі один OFDM символ складається з двох частин: інформаційна частина і захисний інтервал – циклічний префікс, який утворюється шляхом перенесення закінчення інформаційної частини до початку символу, що і відображено на рисунку 2.6.

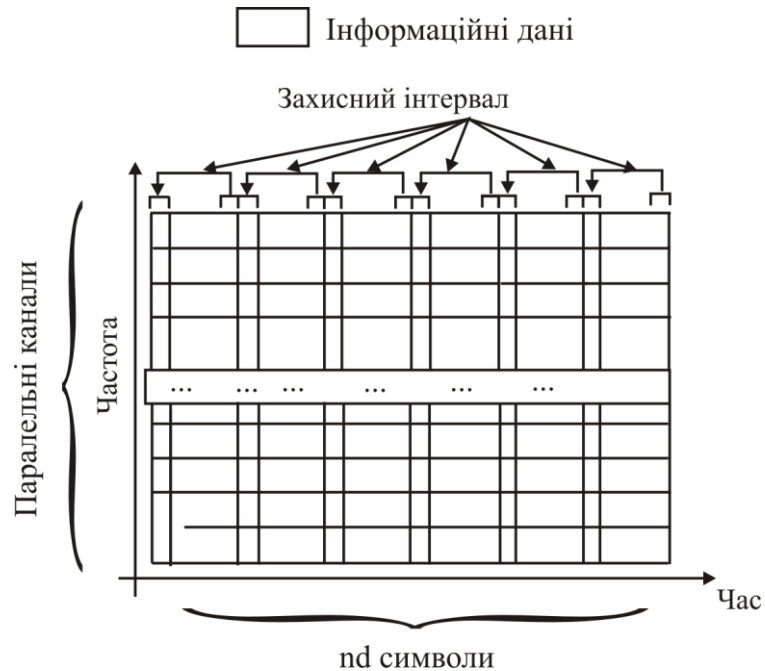


Рисунок 2.6 – Формат пакету (кадру) для моделі системи зв'язку з використанням методу OFDM

Окрім оцінки помилкового прийому одного біта (показник BER) у системах зв'язку проводиться оцінка помилкового прийому пакетної передачі (показник PER). Як видно з рис.2.6, для запропонованої моделі один пакет складається з шести OFDM символів.

2.3 Структура головної програми

Головною програмою моделі, яка визначає послідовність виконання усіх операцій відповідно до блок-схеми рисунку 2.3 виступає програма ofdma.m.

По-перше, у головній програмі задаються усі загальні змінні, які визначаються технічним завданням.

Введемо наступні позначення:

- sr [кбіт/с] – швидкість передачі символів;
- br [кбіт/с] – швидкість передачі інформаційних бітів;
- ml – кількість бітів, що передаються за один QPSK символ (рівень модуляції);
- $para$ – кількість паралельних каналів;
- pos – кількість ортогональних піднесучих;
- $fftlen$ – довжина перетворення Фур'є;
- $gilen$ – довжина захисного інтервалу
- nd – кількість OFDM символів, які утворюють один кадр;
- $ebn0$ – початкове значення відношення енергії E_b , що приходить на один біт, до спектральної щільності шуму N_0 .

Згідно з технічним завданням швидкість передавання символів sr рівняється 250кбіт/с.

Параметр ml визначається типом модуляції. Як відзначалося, кількість бітів, що переносяться за один символ для QPSK визначається як: $ml = \log_2 4 = 2$, де M – кількість фазових станів. Тоді бітова швидкість послідовного потоку br у випадку QPSK удвічі більша за символну швидкість.

Відповідно до технічного завдання необхідно реалізувати паралельну передачу даних на 52 ортогональних піднесучих (змінна $para$). Оскільки ефективна реалізація перетворення Фур'є передбачає застосування 2^N точок, то довжина перетворення Фур'є повинна складати $2^6=64$ (змінна $fftlen$).

Кількість OFDM символів, що утворюють один кадр (пакет) і підлягають аналізу для однієї реалізації випадкового процесу задана рівною $nd=6$ (рис.2.6).

Початкове значення параметру E_b/N_0 приймемо рівним 30 дБ.

Визначені параметри формують блок введення початкових даних в термінах мови програмування Matlab:

sr=250000;	% Symbol rate
ml=2;	% Modulation level: QPSK
br=sr.*ml;	% Bit rate per carrier
para=52;	%number of parallel channel
noc=53;	% Number of carrier
fftl=64;	% FFT length
gilen=16;	% Length of guard interval
nd=6;	% Number of OFDM symbol for one loop
ebn0=30;	% ebn0: R_b/N_0

Як видно з наведеного блоку, моделюванню підлягає OFDM система з 52 ортогональними піднесучими частотами із захисним інтервалом у OFDM символі, що рівняється $1/4$ тривалості символу.

Після блоку введення вхідних даних вводиться блок ініціалізації параметрів федінгу – задаються змінні, які визначають завмирання у каналі зв'язку.

Введемо такі позначення:

- t_{stp} – мінімальний крок моделювання, який визначається швидкістю передачі інформації і довжиною перетворення Фур'є;
- t_{tau} – час надходження відповідної затриманої хвилі відносно прямої, нормалізований до кроку моделювання;
- $dlvl$ – середня потужність для відповідної затриманої хвилі, що нормалізована до рівня прямої хвилі;
- $th1$ – початкова фаза затриманої хвилі;
- n_0 – кількість хвиль необхідна для проявлення доплерівського розсіювання;
- $itnd0$ – значення індексу завмирань;
- $itnd1$ – початкове значення лічильника індексу завмирань;

- $nowl$ – сумарне значення кількості прямої та затриманих хвиль (кількість шляхів розповсюдження);
- fd – частота доплерівського розсіювання;
- $flat$ – змінна, яка визначає характер завмирань (якщо $flat=1$ моделюються частотно-неселективні завмирання, якщо $flat=0$ моделюються частотно-селективні завмирання).

У термінах мови програмування Matlab блок ініціалізації параметрів федінгу має такий вигляд:

```
%*****Fading initialization*****

tstp = 1/sr/(fftden+gilen);    % Time resolution
itau=[0];                    % Arrival time
dlvl = [0];                  % Mean power for each multipath
th1=[0.0];                  % Initial phase of delayed wave
n0 = 6;                     % Number of waves to generate fading
itnd1=[1000];               % Set fading counter
nowl = 1;                   % Number of direct wave+delayed wave
fd = 150;                   % Maximum Doppler frequency
flat=0;                     % Flat or not
itnd0=nd*(fftden+gilen)*20; % Number of fading counter
%*****End of fading initialization*****
```

Основне тіло програми починається з циклу в якому реалізується генерація випадкових даних з наступною обробкою кожної реалізації вхідного сигналу відповідно до технології OFDM.

Для організації циклу введемо наступні змінні:

- $nloop$ – кількість циклів моделювання;
- pod – кількість переданих бітів;
- poe – кількість помилково декодованих бітів на приймальній стороні.

- пор – кількість переданих пакетів;
- еор – кількість помилково декодованих пакетів на приймальній стороні.

Для того, щоб адекватно визначити ймовірнісні характеристики каналу зв'язку задамо кількість циклів моделювання (кількість реалізацій випадкового процесу) достатньо великою – приймаємо значення $nloop = 1000$. Початкові значення кількості переданих і помилково декодованих бітів і пакетів приймаються рівними нулю.

Змінну циклу позначимо через **iii**, а початок циклу задається оператором **for iii=1:nloop**. Блок формування циклу програми набуває наступного вигляду:

```
% *****main loop part*****
nloop=1000;          % Number of simulation loops
noe=0;               % Number of error data
nod=0;               % Number of transmitted data
eop=0;               % Number of error packets
nop=0;               % Number of transmitted packets
for iii=1:nloop
....
Тіло циклу
...
end
```

Далі починається, власне, основне тіло циклу. По-перше, генерується випадкова послідовність вхідних даних, яка складається з ансамблю $\{0,1\}$ і для якої ймовірність з'явлення нулів і одиниць однакова. Сформований вектор позначимо як *seriata*:

```
% *****transmitter*****
% *****Data generation*****
seridata=rand(1,para*nd*ml) > 0.5;
```

На рис.2.7 представлена можлива реалізація високошвидкісного потоку даних, який містить $\text{para} \times \text{nd} \times \text{ml} = 624$ цифрових відліків, що відповідає 6 OFDM СИМВОЛАМ.

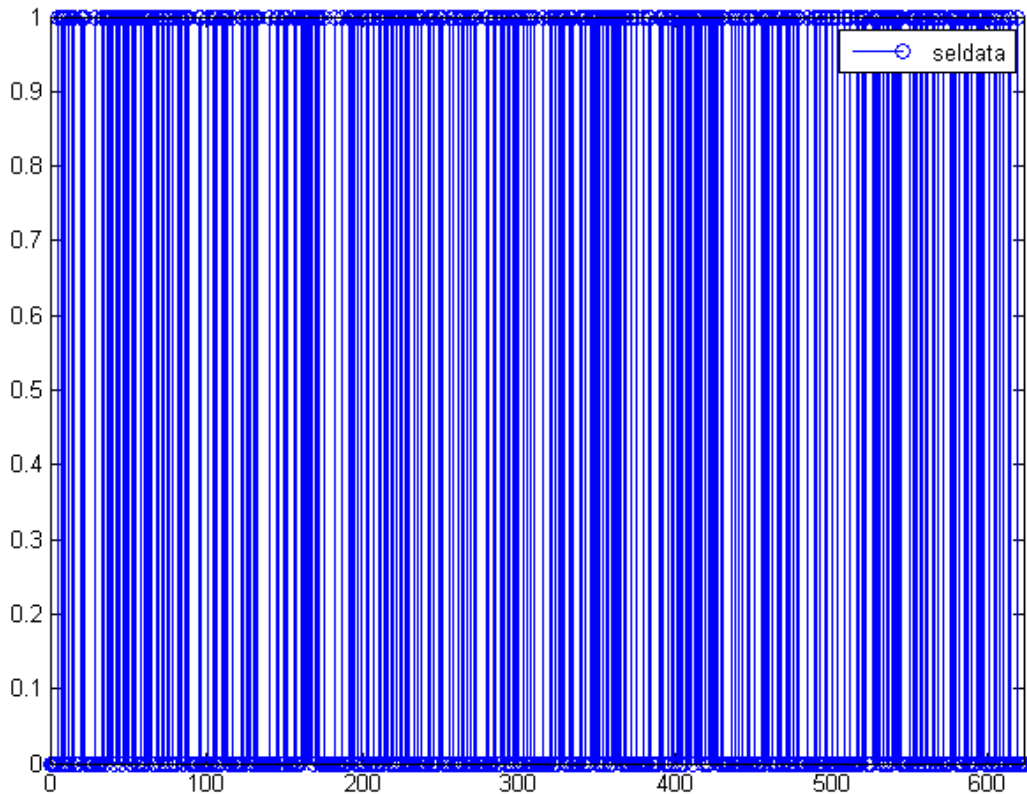


Рисунок 2.7 – Варіант реалізації високошвидкісного вхідного потоку даних

На рисунку 2.8 зображено фрагмент цифрового потоку (104 відліки), які відповідають одному символу.

Наступною операцією є формування паралельних каналів згідно з принципом роботи методу OFDM. Для цього використовується оператор Matlab `reshape`, який дозволяє сформувати матрицю розмірністю $\text{para} \times \text{nd} \times \text{ml}$ (52×12):

```
%*****Serial to parallel conversion*****  
paradata=reshape(seldata, para, nd*ml);
```

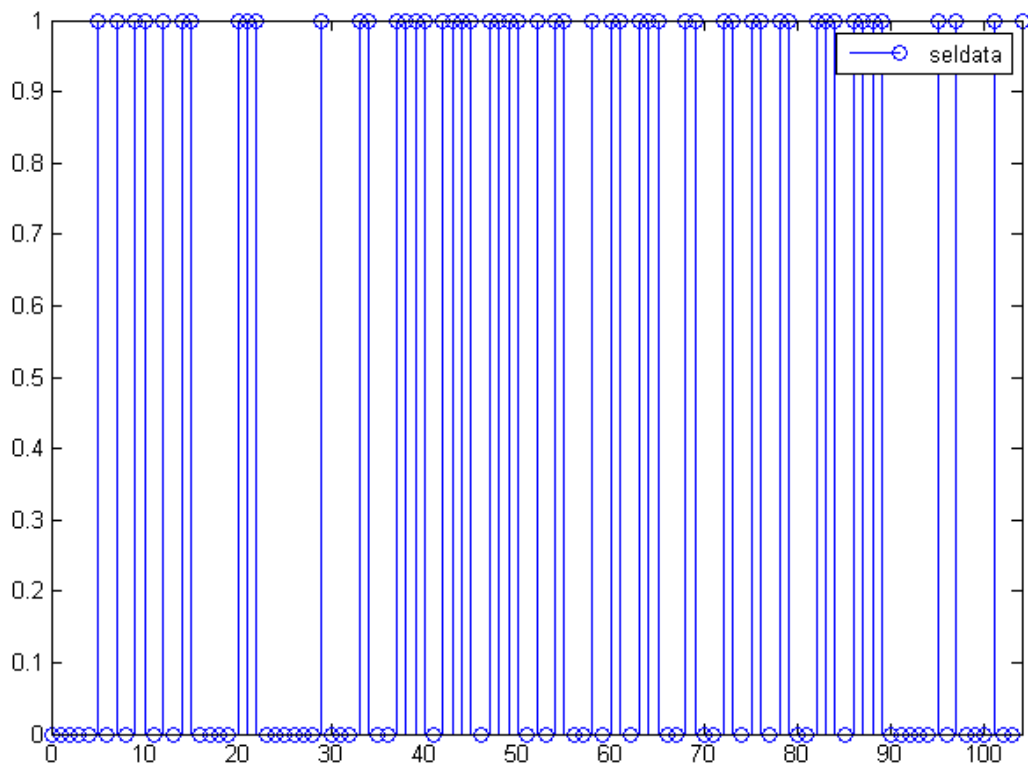


Рисунок 2.8 – Фрагмент реалізації високошвидкісного вхідного потоку даних

Сформовані дані можна розглядати далі як 52 паралельних канали в кожному з яких передається $nd \cdot ml = 12$ бітів.

На рисунку 2.9 і рисунку 2.10 зображені епюри сигналів у першому і другому паралельних каналах, з аналізу яких очевидно, що відбулося формування низькошвидкісних паралельних потоків даних.

Згідно з технічним завданням як радіочастотна модуляція застосовується метод QPSK. Програмна модель для методу QPSK включає підпрограму `qpskmod.m`, яка описує роботу I, Q модулятора для методу QPSK і підпрограму `qpskdemod.m`, що моделює когерентний I,Q демодулятор.

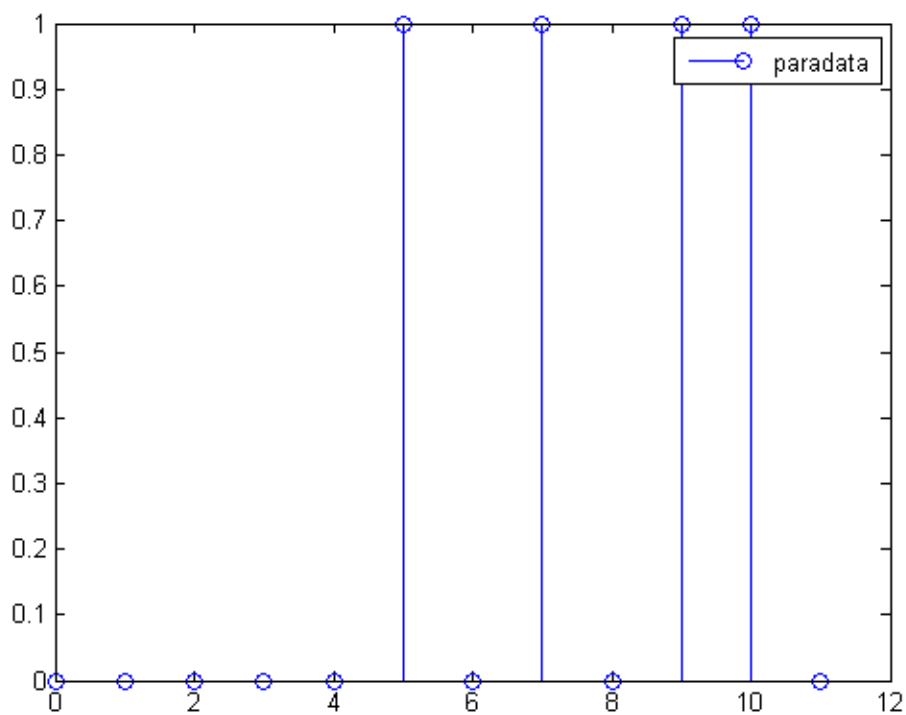


Рисунок 2.9 – Епюри низькошвидкісного потоку у першому паралельному каналі

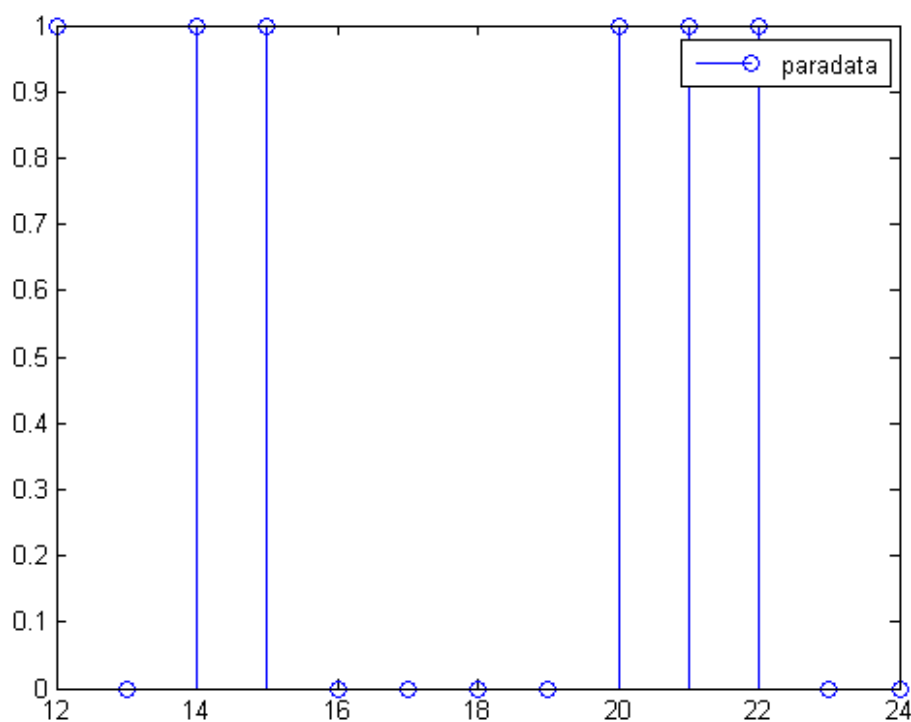


Рисунок 2.10 – Епюри низькошвидкісного потоку у другому паралельному каналі

Відповідно для передавального тракту використовується підпрограма `qpskmod.m`, алгоритм роботи якої детально розглянуто в [7] з подальшим нормуванням сформованих сигналів в I- та Q-каналах модулятора у кожному з каналів квадратурних каналів.

```
%*****QPSK modulation*****
[ich, qch]=qpskmod(paradata, para, nd, ml);
kmod=1/sqrt(2);
ich1=ich.*kmod;
qch1=qch.*kmod;
```

Згідно з блок-схемою моделі передавального тракту каналу (рис. 2.3) наступною операцією для методу OFDM є реалізація зворотного перетворення Фур'є для переходу з частотної області до часової.

Конфігурація даних у частотній області (розташування 52 піднесучих для схеми 64-точкового зворотного перетворення Фур'є), що підлягають передаванню в I- та Q-каналах модулятора зображена на рис.2.11.

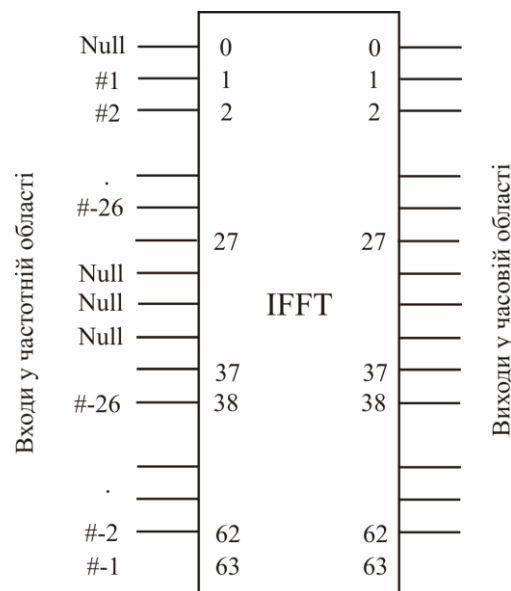


Рисунок 2.11 – Конфігурація даних для блоку IFFT

Тобто, в моделі, відповідно до рисунку 2.11, реалізується 64-х точкове зворотне перетворення Фур'є для 52 ортогональних піднесучих.

З аналізу рис. 2.11 виходить, що для під несучих частот, які відповідають постійній складовій, а також з номерами каналів від 27 до 37 закладені нульові коефіцієнти у відповідній системі рівнянь (1.)

Задачу конфігурування вхідних даних для блоку IFFT реалізує підпрограма `crmapping.m`:

`[ich1,qch1]=crmapping(ich,qch,fftlend,nd);`

Сформовані за запропонованим алгоритмом сигнали I- та Q-каналів у частотній області (номери під несучих паралельних каналів), які отримані в результаті моделювання наведені на рисунках 2.12 та 2.13 відповідно.

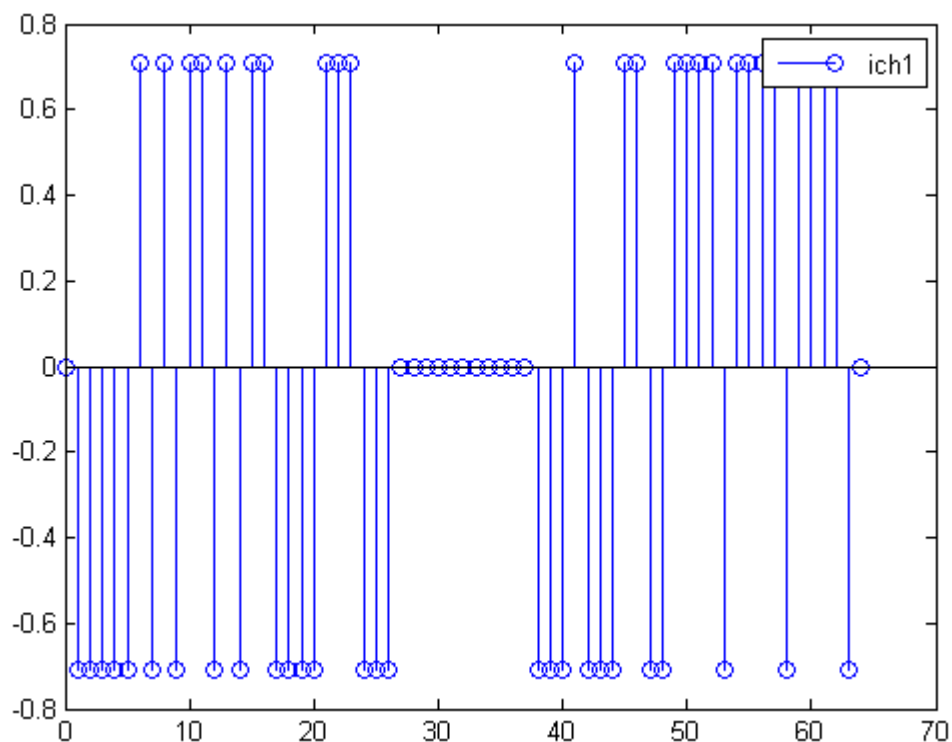


Рисунок 2.12 – Сформовані модулюючі символи за методом QPSK (синфазна складова) для 52 піднесучих

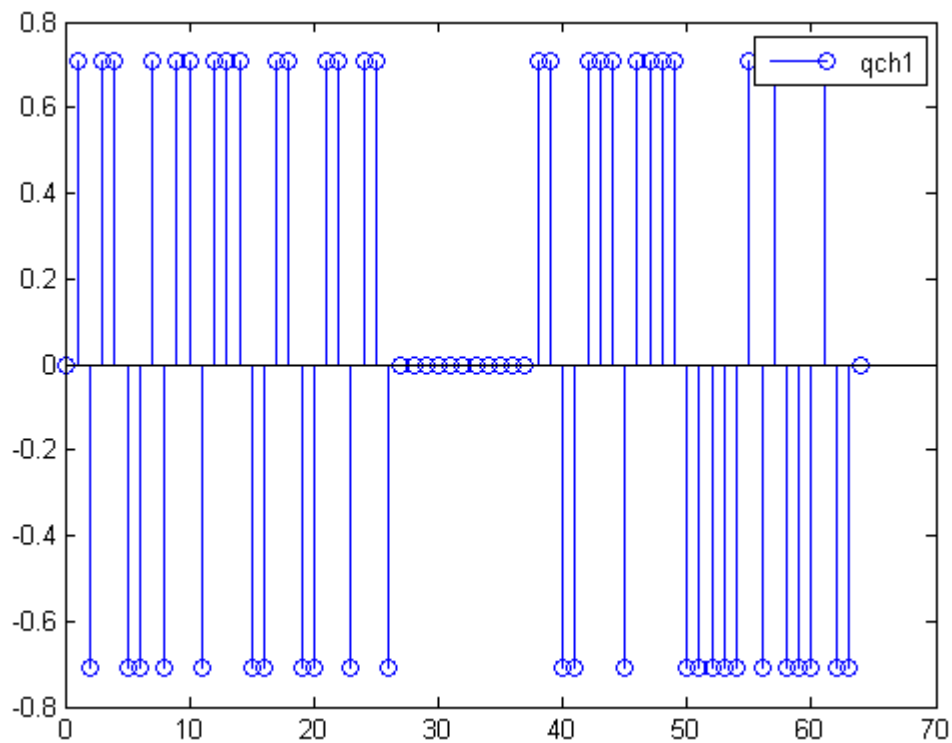


Рисунок 2.13 – Сформовані модулюючі символи за методом QPSK
(квадратурна складова) для 52 піднесучих

Відповідно сформований сигнал на виході QPSK модулятора кожного каналу подається як комплексний сигнал і застосовується вбудована функція Matlab `ifft` з наступним виділенням реальної частини перетворення, яка розглядається як синфазна складова (I-канал) модулятора OFDM і уявної частини, яка розглядається як квадратурна складова (Q канал) модулятора OFDM.

```
%*****IFFT*****
x= ich1+qch1.*i;
y=ifft(x);           % ifft : built in function
ich2=real(y);         % real : built in function
qch2=imag(y);         % imag : built in function
```

На рисунку 2.14 та рисунку 2.15 наведені вихідні сигнали блоку IFFT у часовій області, (реальна та уявна складові зворотного перетворення).

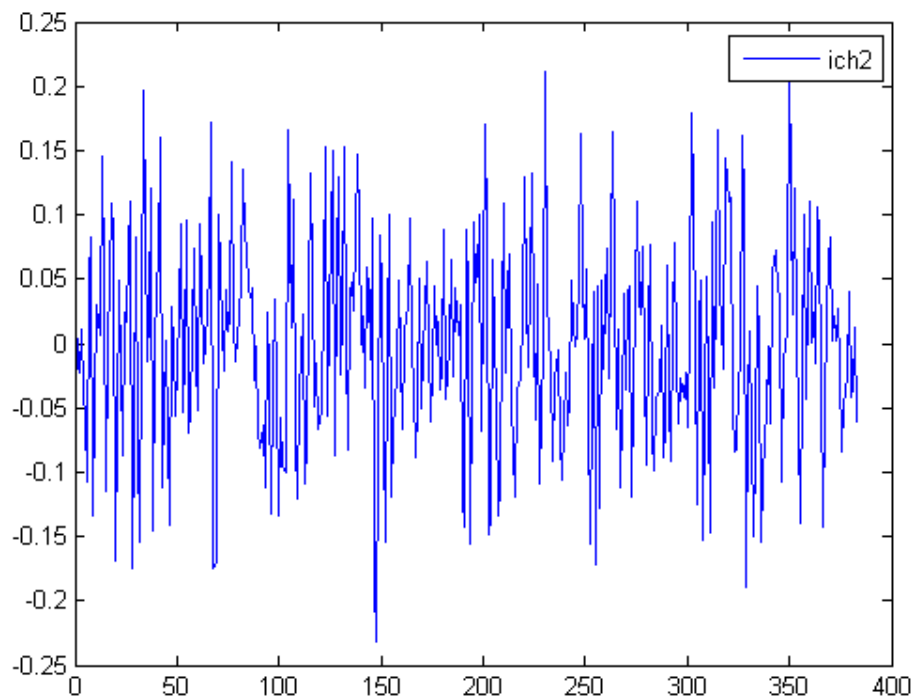


Рисунок 2.14 – Реальна складова вихідного сигналу блоку IFFT

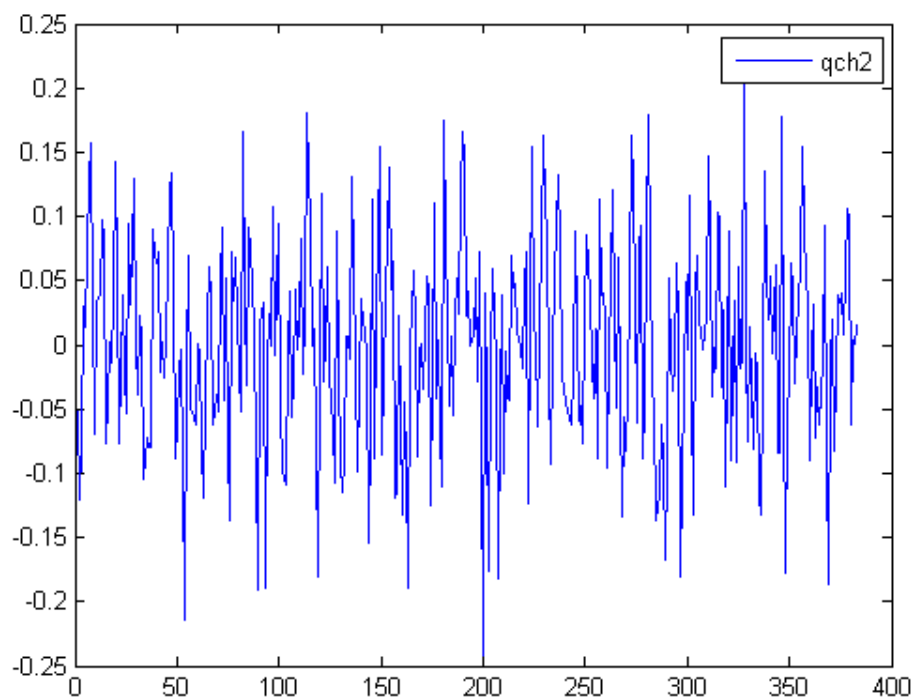


Рисунок 2.15 – Уявна складова вихідного сигналу блоку IFFT

Можна відзначити, що кількість відліків для обох епюр рівняється $\text{fftlen} \cdot \text{nd} = 64 \cdot 6 = 384$.

Для остаточного формування повного символу OFDM у кожному каналі модулятора до сформованих після IFFT символів необхідно ввести захисний інтервал. Цю задачу вирішує підпрограма `giins.m`.

```
%*****Guard interval insertion*****  
[ich3, qch3]=giins(ich2, qch2, iftlen, gilen, nd);
```

Відповідно повна довжина OFDM символу визначиться з врахуванням захисного інтервалу:

```
fftlen2= fftlen+gilen;
```

Сформовані вихідні сигнали обох каналів модулятора OFDM у часовій області, які розглядаються як вихідні сигнали моделі модулятора зображені на рисунках 2.16, 2.17.

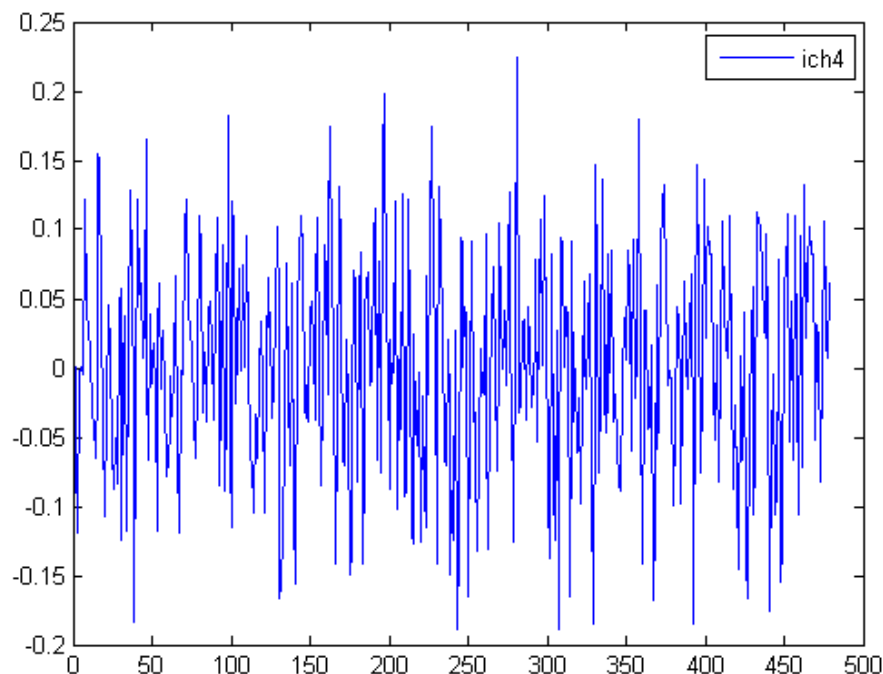


Рисунок 2.16 – Вихідний сигнал І- каналу модулятора з урахуванням захисних інтервалів

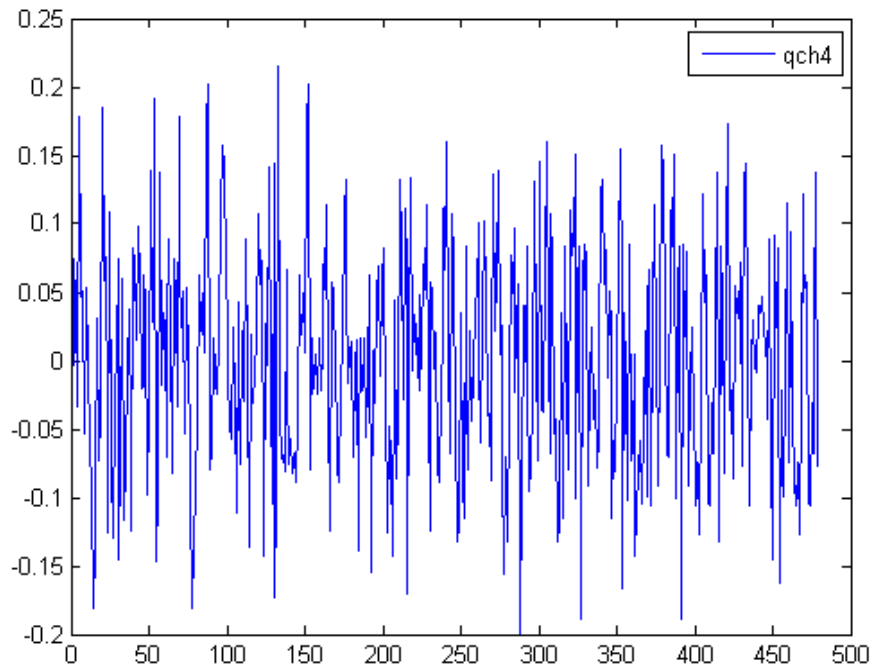


Рисунок 2.17 – Вихідний сигнал Q- каналу модулятора з урахуванням захисних інтервалів

Тобто, введення захисних інтервалів у кожному з 6 OFDM символів призвело до збільшення кількості відліків до 480.

Подалі в реальній схемі модулятора ці сигнали додаються і підлягають фільтрації з наступним передаванням через канал зв'язку (етер).

Відповідно вважаємо, що вихідний сигнал модулятора проходить через канал зв'язку, який розглядається як еквівалентний фільтр нижніх частот, і прикладається до входу приймача.

Під час проходження сигналу через канал він спотворюється через дію адитивного білого гаусівського шуму і федінгу. В процесі моделювання передбачається моделювання як без наслідків дії федінгу (AWGN канал), так і з врахуванням цього ефекту.

Для першого варіанту моделювання на приймальному боці необхідно до прийнятого сигналу додати білий гаусівський шум. Оскільки за кінцеву мету моделювання є отримання графічних залежностей від відношення E_b/N_0 , то,

очевидно, що у моделі необхідно передбачити кореляцію між рівнем шуму, який додається у I, Q канали модулятора і значенням енергії, що приходить на один біт E_b .

Як відомо співвідношення між величинами E_b/N_0 і відношенням сигнал шум подається у такому вигляді [3]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{P_c}{P_{ш}} \right) \cdot \frac{W}{F_6} , \quad (2.17)$$

де P_c – потужність сигналу;

$P_{ш}$ – потужність шуму;

F_6 – швидкість передачі інформації [біт/с]

W – смуга пропускання каналу.

Якщо прийняти, що смуга пропускання W визначається тривалістю канального символу $W=1/T_s$ і практично рівняється символній швидкості R_s , то з (2.17) можна визначити потужність шуму як:

$$P_{ш} = \frac{P_c}{F_6} \cdot \frac{R_s}{E_b/N_0} . \quad (2.18)$$

Звичайно E_b/N_0 задається у децибелах і, відповідно, (2.18) подамо у такому вигляді:

$$P_{ш} = \frac{P_c}{F_6} \cdot \frac{R_s}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}} . \quad (2.19)$$

Оскільки передбачається, що амплітуда імпульсів цифрового потоку вимірюється у вольтах, то шумовий сигнал, який додається до канальних символів, також повинен мати розмірність [Вольт] [6].

Тому в моделі демодулятора вводиться змінні $attn$, яка з врахуванням того, що для загального варіанту застосування I, Q модуляторів, шум однаково розподілених в I та Q каналах модулятора, визначиться як:

$$attn = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot P_{ш}} \quad . \quad (2.20)$$

Потужність сигналу, що приходить на один біт визначимо як змінну **spow**. Для методу OFDM під час визначення значення **spow** необхідно врахувати, що загальна кількість бітів рівняється **nd*para**.

Тоді алгоритм введення шумів відповідно до заданого значення E_b/N_0 наступний:

```
%*****Attenuation Calculation*****
spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd./para;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn);
```

Введення гаусівського шуму до моделі реалізується за допомогою підпрограми **comb.m**.

```
[ich5, qch5]=comb(ich4, qch4, attn);
```

Епюри сигналу в основній смузі частот на вході демодулятора приймального тракту наведені на рис. 2.18, рис. 2.19 для реальної і уявної частин сигналу відповідно.

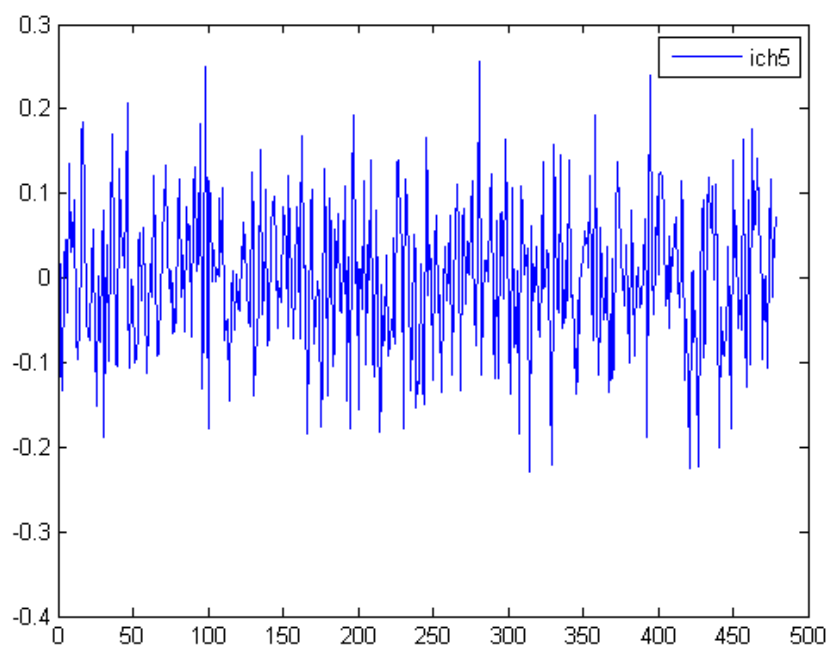


Рисунок 2.18 – Епюри реальної частини прийнятого сигналу з
урахуванням дії шумів

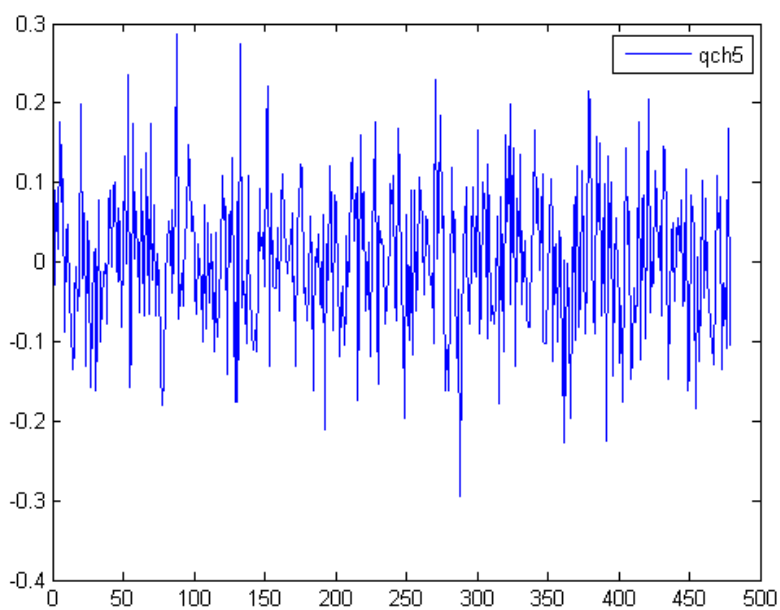


Рисунок 2.19 – Епюри уявної частини прийнятого сигналу з шумами

Наступним кроком обробки прийнятого сигналу на приймальній стороні у моделі є вилучення захисного інтервалу з прийнятих OFDM символів.

```
%*****Guard interval removal*****
```

```
[ich6, qch6]=girem(ich5, qch5, fftlen2, gilen, nd);
```

Відповідні епюри прийнятих сигналів без захисних інтервалів представлені на рисунках 2.20, 2.21.

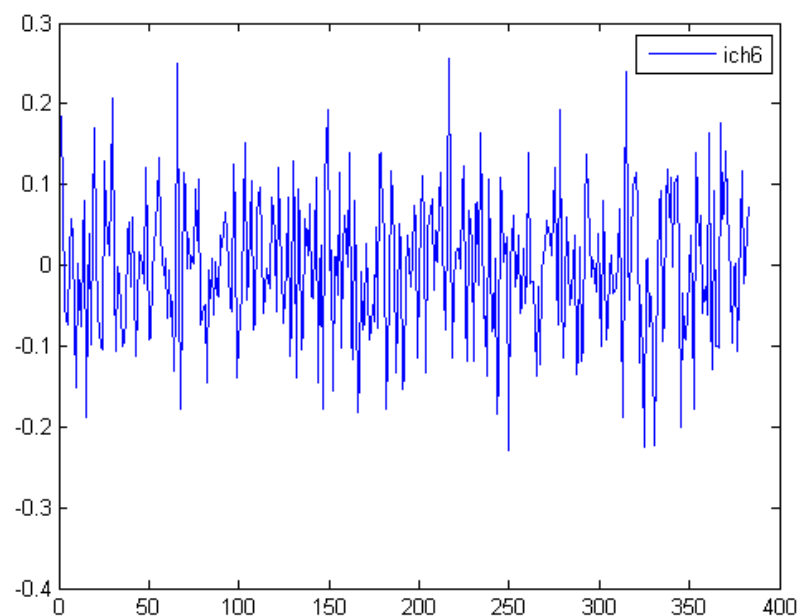


Рисунок 2.20 – Прийнятий сигнал І – каналу після вилучення захисних інтервалів

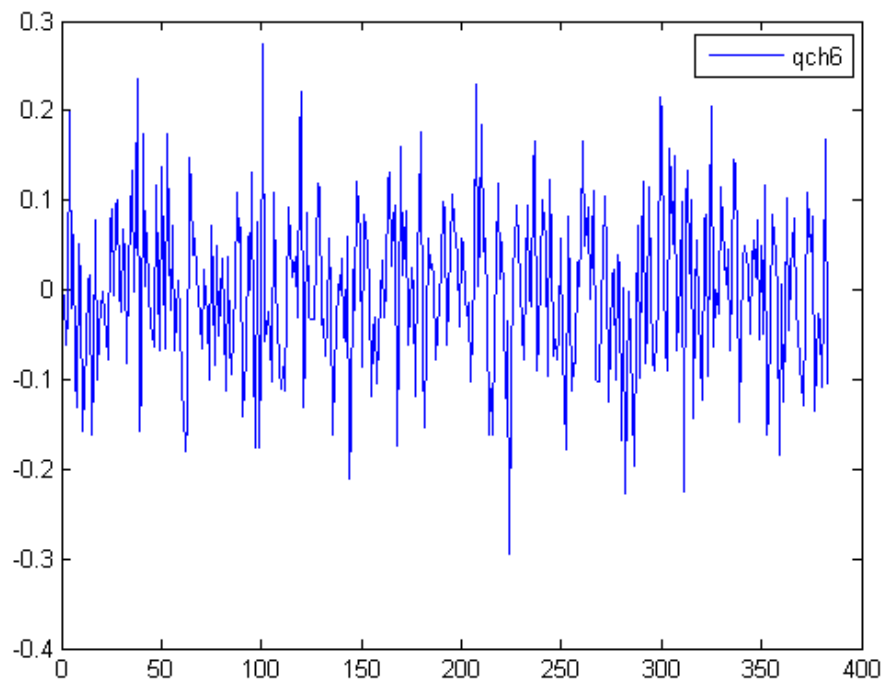


Рисунок 2.21 – Прийнятий сигнал Q – каналу після вилучення захисних інтервалів

Сформовані у часовій області сигнали `ich6`, `qch6` подаються до блоку прямого перетворення Фур'є. У цьому блоці послідовні вибірки сигналу у часовій області перетворюються на паралельні дані у частотній області.

```
rx=ich6+qch6.*I;  
ry=fft(rx); % fft : built in function  
ich7=real(ry);  
qch7=imag(ry)
```

Як наслідок виконання цих операцій, формується 64 паралельних канали, оскільки реалізується 64-точкове пряме перетворення Фур'є. Але, інформація закладена тільки у 52 каналах. Відповідно наступною підпрограмою `crdemapping.m` реалізується виділення саме 52 інформаційних каналів відповідно до конфігурації рис. 2.11:

```
[ich8, qch8]=crdemapping(ich7, qch7, fftlen, nd);
```

Далі сформовані сигнали підлягають операції денормалізації, тобто, зворотній операції по відношенню до передавальної сторони:

```
ich9= ich8./kmod;
```

```
qch9= qch8./kmod;
```

Сформовані набори частотних піднесучих набувають наступного вигляду (рис. 2.22, рис. 2.23):

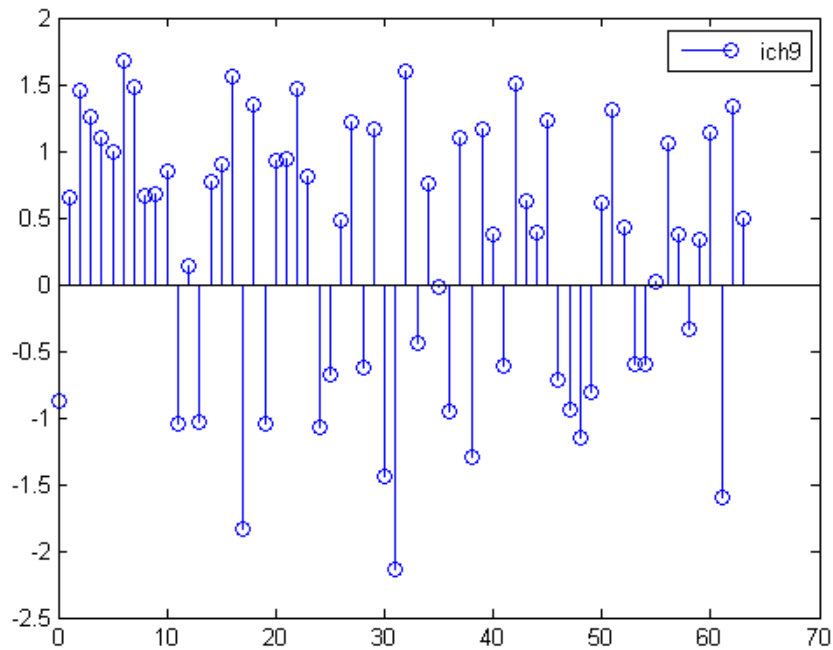


Рисунок 2.22 – Набір демультіплексированих ортогональних піднесучих
(реальна частина виходу блоку FFT)

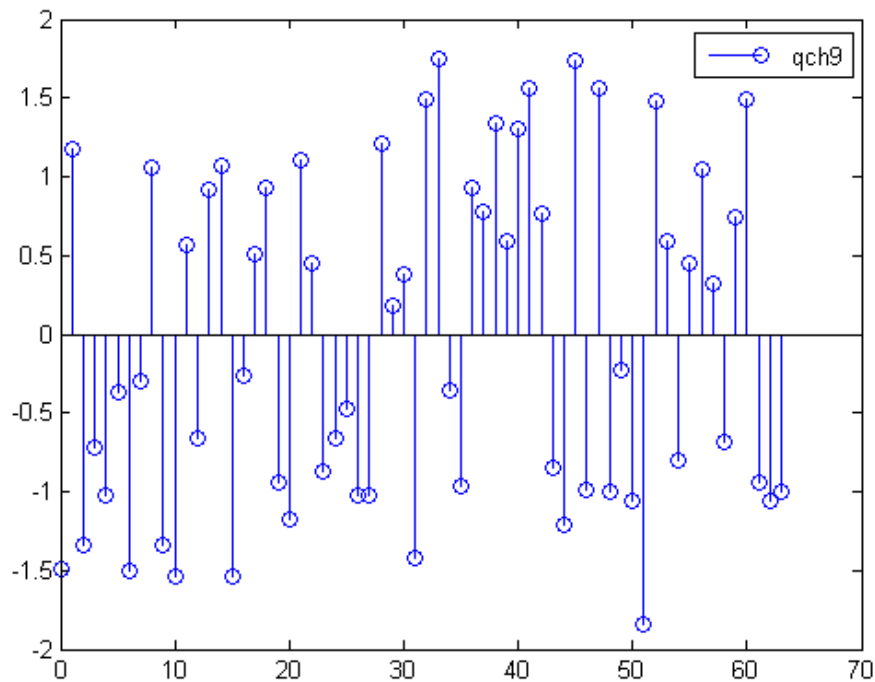


Рисунок 2.23 – Набір демультимплексированих ортогональних піднесучих
(уявна частина виходу блоку FFT)

Тепер сформовані у частотній області сигнали кожного з паралельних каналів (кожної піднесучої) підлягають демодуляції за методом QPSK відповідно до алгоритму, який закладено у підпрограмі **qpskdemod.m**:

```
[demodata]=qpskdemod(ich9, qch9,para,nd, ml);
```

Як вихідний сигнал роботи демодулятора будемо розглядати послідовність поновлених даних на приймальному боці, який позначимо як вектор **demodata1**, який відповідає високошвидкісному потоку даних. Для формування цього вектору цього необхідно конвертувати низькошвидкісні дані кожного з 52 паралельних каналів у вектор послідовних даних розмірністю $1 \times \text{para} * \text{nd} * \text{ml}$:

```
demodata1=reshape(demodata,1, para*nd*ml);
```

Після формування поновленого високошвидкісного потоку можна провести оцінку значення BER. Як визначалося у головній програмі початковий потік інформаційних даних відповідає вектору `seridata`, а сформований вектор поновлених даних на приймальному боці відповідає вектору `demodata1` (рис. 2.24).

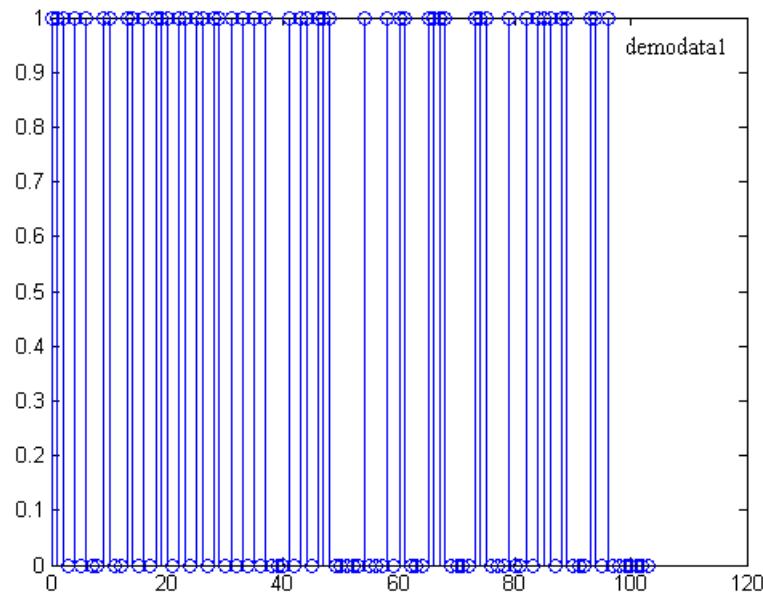


Рисунок 2.24 – Поновлені дані початкового високошвидкісного потоку

Тоді загальна кількість помилок визначиться як різниця сформованих векторів, де на позиціях, які відповідають помилково прийняти бітам з'явиться або +1, або -1.

Підраховуючи загальну кількість таких бітів можна визначити кількість помилково прийнятих бітів **noe2** за одну реалізацію випадкового процесу, а коефіцієнт визначити як відношення помилково прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів для цієї реалізації. Відповідний блок оцінки помилок має такий вигляд:

% instantaneous number of errors and data bits

noe2= sum(abs(demodata1- seridata));

nod2=length(seridata);

```

% cumulative number of errors and data bits in noe and nod
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;

%*****Output results*****

ber= noe/nod;

fprintf('%f\t%f\t%f\t%d\t\n',ebn0,ber, per, nloop);
fid=fopen('BERofdm.dat','a');
fprintf(fid'%f\t%f\t%f\t%d\t\n',ebn0,ber, per, nloop);

```

2.4 Результати моделювання

Відомо, що однією з характерних ознак цифрових видів модуляції є діаграма фазових переходів, або фазове сузір'я. Для методу QPSK фазове сузір'я за умови відсутності шумів має такий вигляд (рис. 2.25):

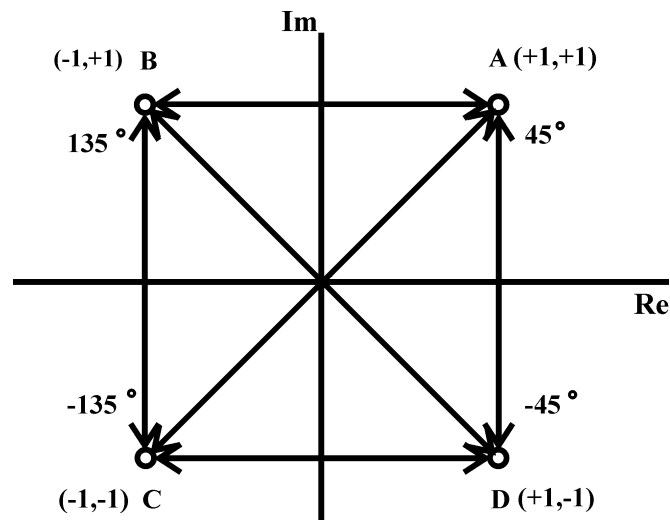


Рисунок 2.25 – Фазове сузір'я для методу QPSK

За фазовим сузір'ям методу QPSK можна зробити такі висновки:

- можливі фазові стани відповідають чотирьом дискретним значенням фази модульованого сигналу $\pm 45^\circ, \pm 135^\circ$;

– під час зміни знаку модулюючих символів тільки в одному каналі відбувається стрибок фази на $\pm 90^\circ$ і відповідний рух фазової точки відбувається по сторонам сформованого квадрату;

– під час зміни знаку модулюючих символів одночасно в обох каналах I, Q модулятора відбувається стрибок фази на $\pm 180^\circ$ і відповідний рух фазової точки відбувається по діагоналям сформованого квадрату.

Тому спочатку за результатами моделювання побудуємо фазове сузір'я, яке формується для прийнятого сигналу за умови відсутності федингу – тобто, аналізується AWGN канал.

На рис. 2.26 зображено результуюче фазове сузір'я як результат суперпозиції 52 паралельних каналів при значення $E_b/N_0=30$ дБ, яке свідчить, що у кожному з паралельних каналів дійсно реалізована модуляція за методом QPSK.

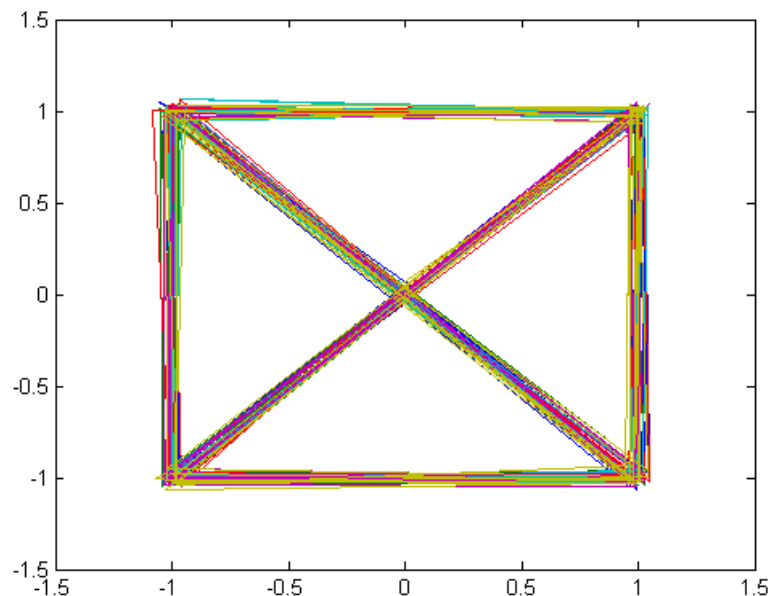


Рисунок 2.26 – Результуюче фазове сузір'я при значенні $E_b/N_0 = 30$ дБ (AWGN канал)

Аналогічні фазові сузір'я, але отримані для значень $E_b/N_0 = 15$ дБ і $E_b/N_0 = 5$ дБ зображені на рисунках 2.27, 2.28 відповідно.

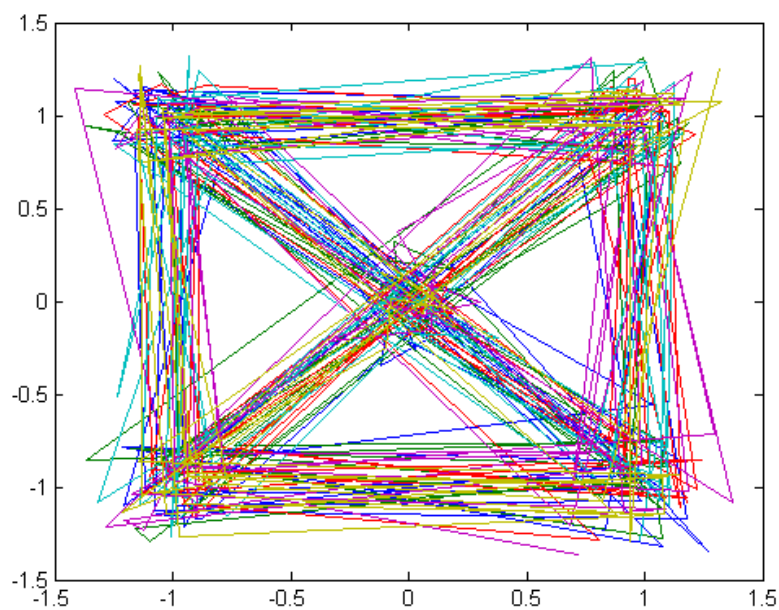


Рисунок 2.27 – Результируюче фазове сузір'я при значенні
 $E_b/N_0 = 15$ дБ (AWGN канал)

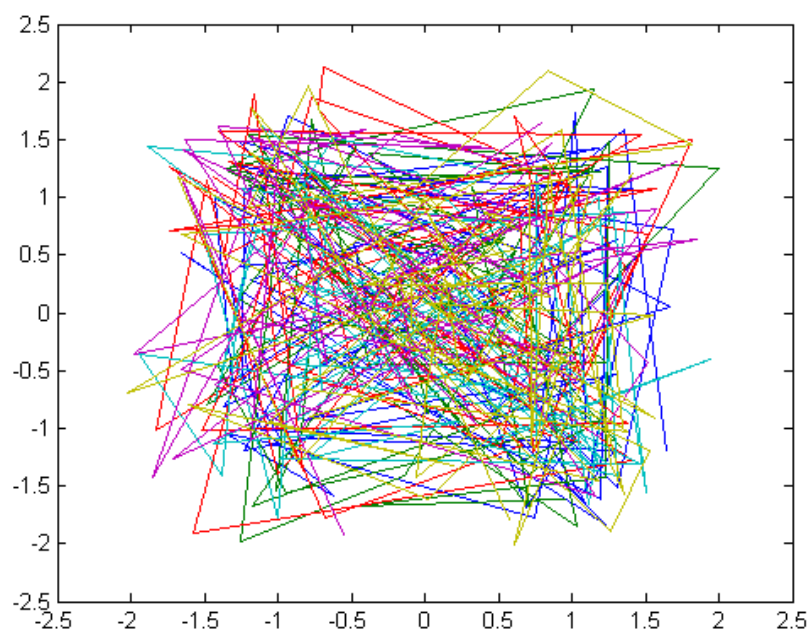


Рисунок 2.28 – Результируюче фазове сузір'я при значенні
 $E_b/N_0 = 5$ дБ (AWGN канал)

З отриманих епюр очевидним є вплив білого шуму на характеристики каналу зв'язку.

За результатами моделювання отримана залежність BER від відношення E_b/N_0 для AWGN каналу (рис. 2.29).

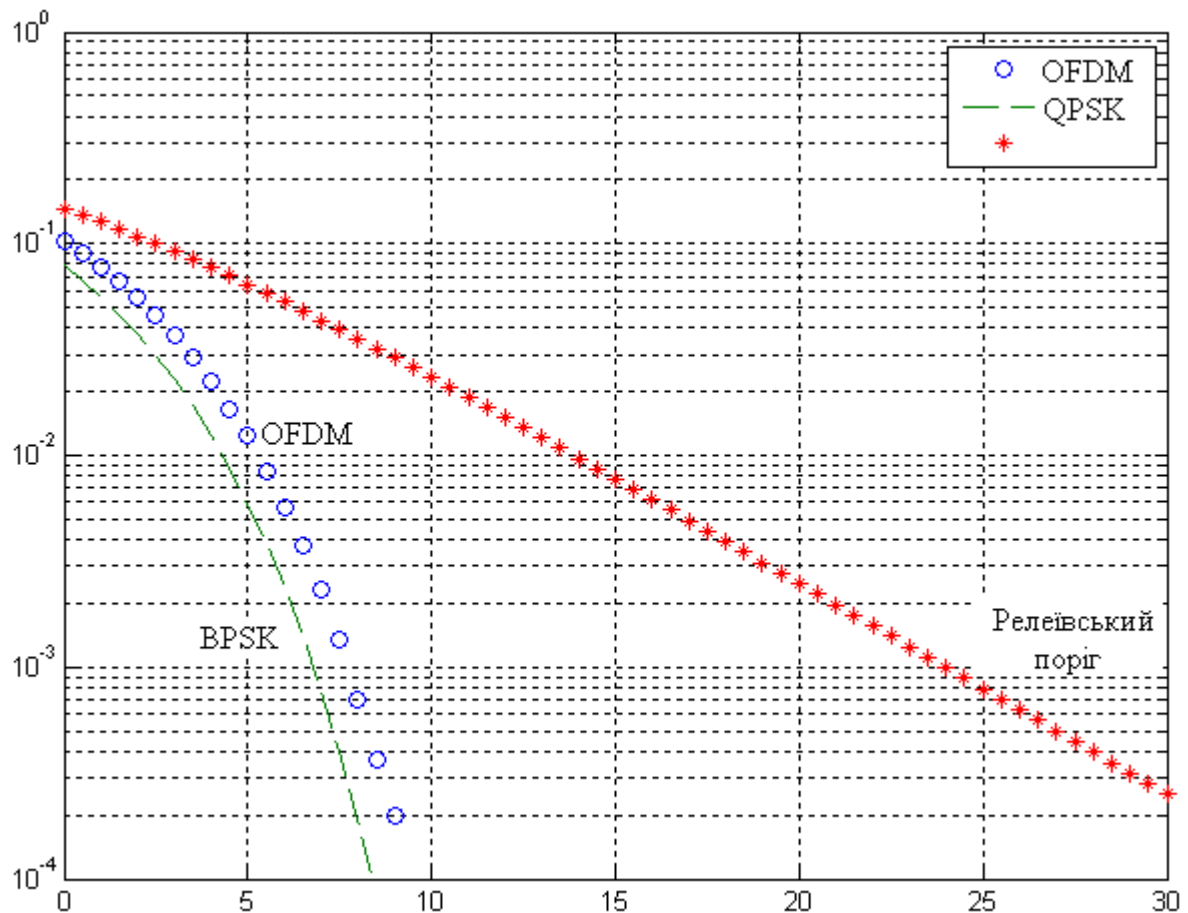


Рисунок 2.29 – Залежність BER від відношення E_b/N_0

На рис.2.30 окрім результатів моделювання для методу OFDM наведені також криві теоретичної залежності BER для AWGN каналу з використанням традиційних методів модуляції BPSK і QPSK з передачею сигналу на одній несучій частоті, а також теоретична залежність для таких систем за наявності у каналі повільних частотно-неселективних завмирань.

Як показано у [3, 6] вираз для BER у разі одночастотної передачі мають такий вигляд:

$$\text{BER}_{\text{BPSK-AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}),$$

$$\text{BER}_{\text{BPSK-FADING}} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right],$$

$$\text{BER}_{\text{QPSK-AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}),$$

$$\text{BER}_{\text{QPSK-FADING}} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right],$$

тобто, теоретичні залежності BER для методів модуляції BPSK і QPSK описуються одними й тими ж виразами.

З аналізу результатів моделювання виходить, що залежність ймовірності помилкового прийому одного біта (BER) для запропонованої моделі системи передачі з використанням OFDM і QPSK модуляцією у підканалах для AWGN каналу практично збігається з теоретичною залежністю для одночастотної передачі. Незначний зсув характеристики вправо (≈ 1 дБ) пояснюється втратою енергії корисного сигналу на захисних інтервалах в OFDM символах.

На другому етапі моделювання дослідимо вплив доплерівського розсіювання на якісні характеристики каналу зв'язку, і, зокрема, на фазове сузір'я. Моделювання проведемо для трьох значень максимальної частоти доплерівського зсуву: $f_d=50$ Гц, $f_d=150$ Гц і $f_d=300$ Гц. На рисунках 2.30, 2.31 зображені фазові сузір'я для доплерівського зсуву 50 Гц і двох значень відношення $E_b/N_0 = 30$ дБ і $E_b/N_0 = 5$ дБ відповідно.

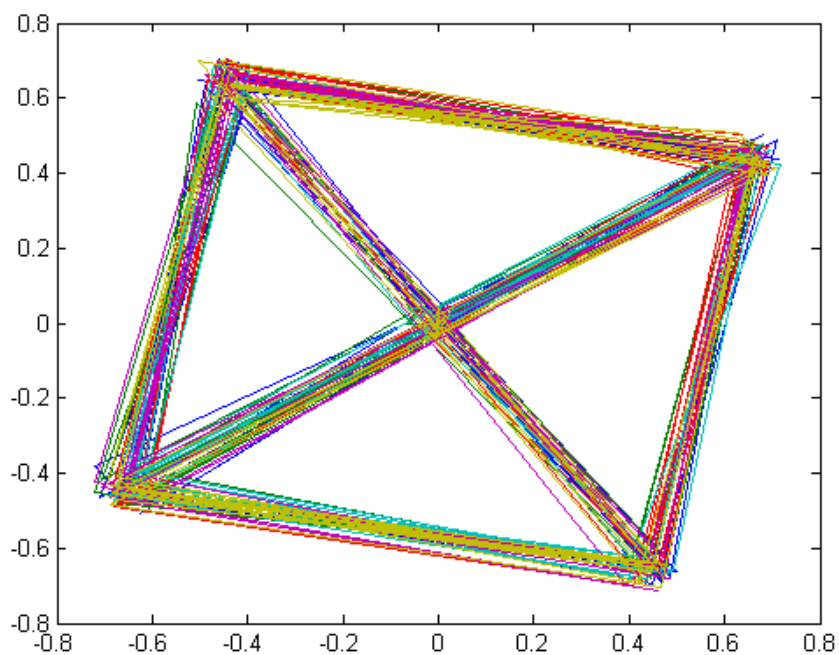


Рисунок 2.30 – Результуюче фазове сузір'я при значенні доплерівського зсуву 50 Гц і відношенні $E_b/N_0=30$ дБ (канал з федінгом)

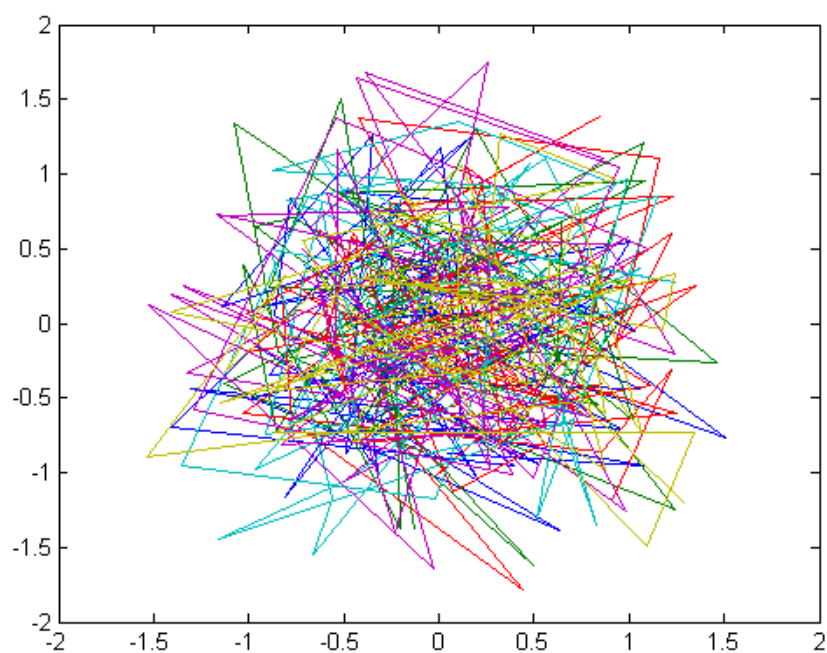


Рисунок 2.31 – Результуюче фазове сузір'я при значенні доплерівського зсуву 50 Гц і відношенні $E_b/N_0 = 5$ дБ (канал з федінгом)

Отримані результати свідчать, що доплерівське розсіювання призводить до повороту фазового сузір'я відносно фазового сузір'я AWGN каналу, що може суттєво погіршити значення коефіцієнту BER.

На рисунку 2.32 зображено аналогічне фазове сузір'я для доплерівського зсуву 150 Гц при значенні $E_b/N_0 = 30$ дБ.

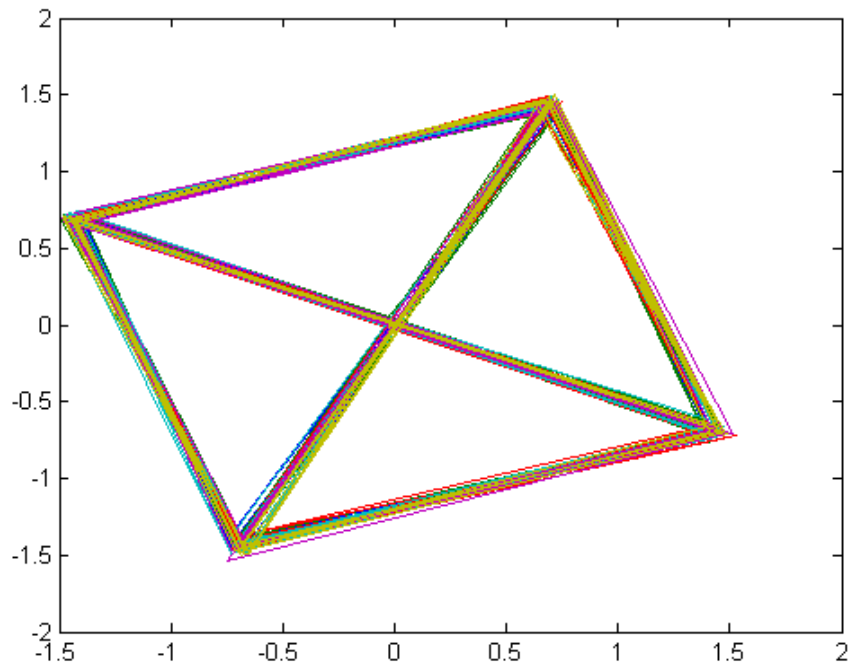


Рисунок 2.32 – Результуюче фазове сузір'я при значенні доплерівського зсуву 150 Гц і відношенні $E_b/N_0=30$ дБ (канал з федінгом)

Очевидно, що спостерігається ще більший розворот фазового сузір'я і, що, безумовно ускладнює ймовірність достовірного прийому.

Так, на рисунку 2.33 зображено фазове сузір'я для доплерівського зсуву 300 Гц при якому відбувається поворот фазового сузір'я характерного для AWGN каналу на практично – 90° .

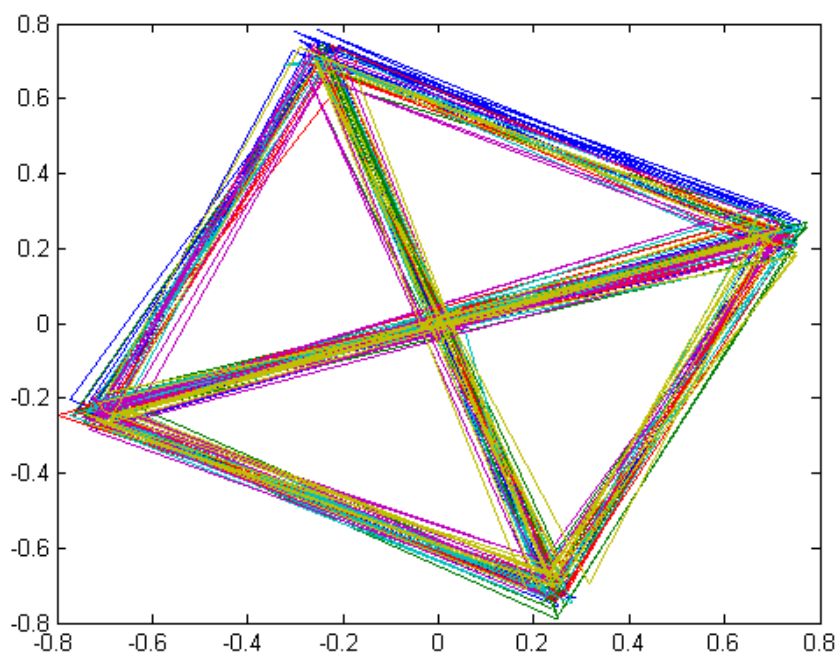


Рисунок 2.33 – Результуюче фазове сузір'я при значенні доплерівського зсуву 300 Гц і відношенні $E_b/N_0=30$ дБ (канал з федінгом)

Вплив збільшення рівня шуму на отримане фазове сузір'я продемонстровано на рис. 2.34, рис. 2.35.

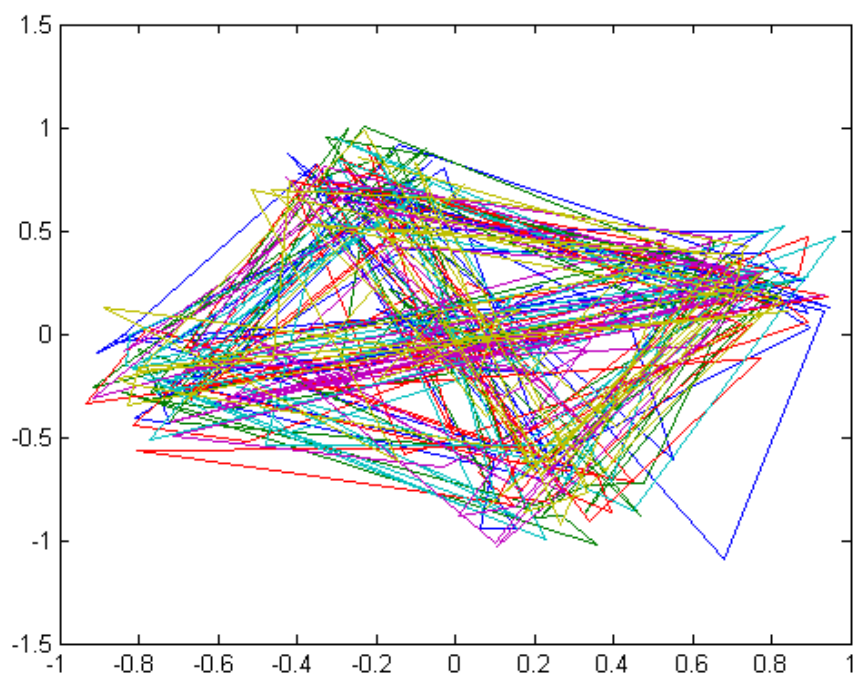


Рисунок 2.34 – Результуюче фазове сузір'я при значенні доплерівського зсуву 300 Гц і відношенні $E_b/N_0=15$ дБ (канал з федінгом)

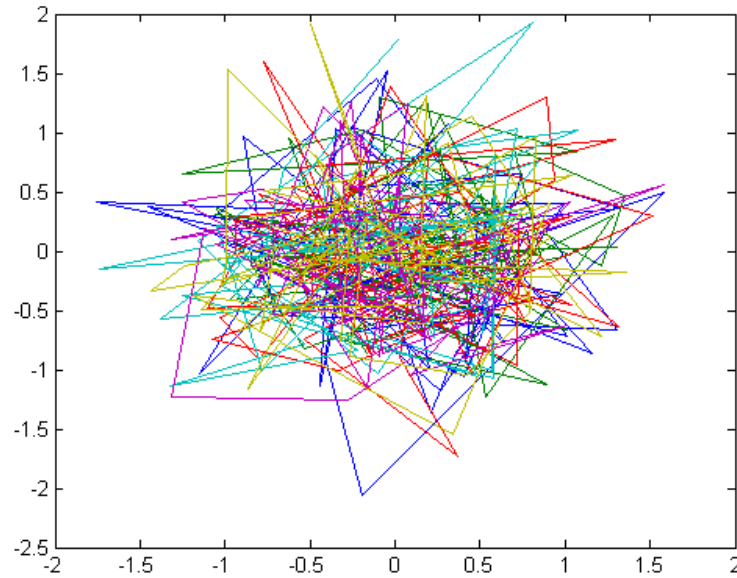


Рисунок 2.35 – Результуюче фазове сузір'я при значенні доплерівського зсуву 300 Гц і відношенні $E_b/N_0=5$ дБ (канал з федінгом)

Результати моделювання у каналі з доплерівським розсіюванням за наявності як амплітудних, так і фазових флуктуацій сигналу у точці прийому наведені на рисунку 2.36.

Отримані результати моделювання свідчать, що метод OFDM без додаткових мір по компенсації завмирань на може забезпечити достовірну передачу інформації.

Тому на практиці додаткова компенсація флуктуацій прийнятого сигналу за амплітудою і фазою у методі OFDM відбувається з використанням спеціальних піднесучих, які отримали назву пілот-сигналів.

Ідея методу полягає у вставленні до сигналу передавача так званих пілотних символів, які йдуть через фіксовані часові інтервали, а на приймальному боці відбувається оцінка спотворень, що вносяться каналом, саме за спотвореннями пілотних сигналів.

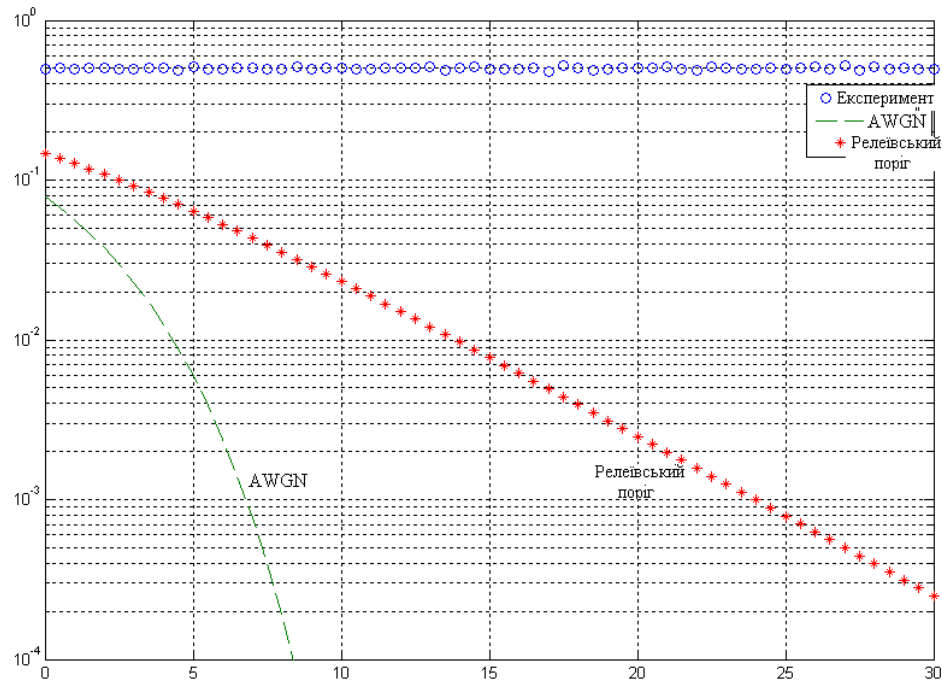


Рисунок 2.36 – Залежність BER від відношення E_b/N_0 за наявності у каналі амплітудних і фазових флуктуацій через доплерівське розсіювання

Оскільки рівень флуктуацій для релеївських завмирань є частотно-залежним, тобто на кожній піднесучій завмирання проявляються неоднаково, то необхідно вставляти такі пілот-сигнали по усьому частотному діапазоні у визначені часові інтервали. Подалі у приймачі поновлення даних відбувається вже з урахуванням спотворень, які виникають у каналі передачі.

Такі заходи дозволять наблизити залежність BER до кривої релеївського порогу.

З ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ

3.1 Обґрунтування актуальності теми з позиції маркетингу

Оскільки з кожним роком все більше зростає кількість користувачів мобільним зв'язком, це означає збільшення обсягу передавання інформації, а отже збільшення навантаження на технічну частину, що обслуговує абонентів. Цю проблему вирішують цифрові методи модуляції.

Телекомунікаційний ринок є одним з найбільш перспективних та швидко зростаючих напрямків галузі зв'язку України. На даний час система телекомунікацій в Україні знаходиться на шляху швидкого розвитку, що в цілому орієнтоване на вхід української системи зв'язку в світову, як рівноправного партнера.

Однією з галузей зв'язку, що має бурний розвиток, є мобільний зв'язок. Щороку відбувається злиття та поглинання одних мобільних операторів іншими, а самі мобільні оператори розширюють спектр послуг, які вони надають, з метою отримання більшої частки на ринку. Традиційні методи моделювання розвитку даного ринку ускладнені постійною появою нових технологій, що кардинально змінюють характер розвитку ринку.

Аналіз, дослідження та робота над даною темою носить актуальних характер в сучасних мовах. Про це також свідчить активізація активності досліджень та нових розробок у заданому напрямі.

Більш складні за алгоритмом роботи цифрові методи модуляції (у порівнянні з аналоговими методами) вимагають ускладнення апаратурної (технічної) реалізації системи. Саме цифрові методи модуляції використовуються у більшості сучасних системах мобільного зв'язку.

Темою дипломного проекту є «Моделювання каналу зв'язку з використанням OFDM технології». Ця тема охоплює знання, які формують загальну інформацію про види мультиплексування та їх призначення, як вони

застосовуються в безпроводних мережах, засоби боротьби із завмираннями у безпроводних мережах, способи підвищення спектральної ефективності, засоби проектування, конструювання та матеріалізації відповідних технічних процесів та явищ у конкретних об'єктах та системах, які стосуються теми дипломного проекту.

Питання досліду цифрових методів модуляції, а саме створення спеціального програмного забезпечення для формування сигналів вивчалось недостатньо. Загалом матеріал викладено у навчальних посібниках носить загальний характер, у той час як у різних статтях та публікаціях за даною тематикою розглядаються більш вузькі питання, що стосуються заданої теми. Проте потребується більш детальніше врахувати сучасні умови при дослідженні проблематики заданої теми.

Висока значимість та недостатня практична розробленість визначають безсумнівну новизну даного дослідження, а отже й підвищують ступінь його значущості для нових технологій у сфері зв'язку.

3.2 Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи

Основною умовою раціонального планування дослідження є скорочення строків виконання при мінімальних витратах трудових, матеріальних та грошових ресурсів. Для цього вирішуються такі питання: визначення трудомісткості та тривалості витрат і ефективності дослідження.

Комплекс науково-дослідницьких робіт може бути поділений на етапи. Для кожного етапу необхідно вказати його найменування, трудомісткість, виконавців і тривалість робіт. В даній роботі беруть участь один молодший науковий співробітник і один старший науковий співробітник. Результати розподілу наведені в таблиці 3.1.

Через те, що важко встановити трудомісткість виконання робіт, у зв'язку з елементами незвичайності, в процесі виконання більшості науково-

дослідницьких робіт, використовується ймовірнісний метод. При цьому використовують дві або три вірогідних оцінки часу. Ці оцінки є вихідними для розрахунку очікуваного часу виконання роботи за формулою 3.1:

$$t_{оч} = \frac{3t_{\min} + 2t_{\max}}{5}, \quad (3.1)$$

де $t_{оч}$ – очікувана оптимальна оцінка часу виконання роботи, днів;

$t_{\min}$ – мінімально необхідний час на виконання роботи при найбільш сприятливих умовах, днів;

$t_{\max}$ – максимальні витрати часу на виконання роботи за несприятливих умов, днів.

Таблиця 3.1 – Оцінка довготривалості та трудомісткості етапів робіт

№	Етапи роботи	Часова оцінка, дн.			Дис- пер- сія	Виконавці		Три- ва- лість, днів
		$t_{\min}$	$t_{\max}$	$t_{оч}$		Спеціальність	Кіль- сть, чол.	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Отримання технічного завдання	1	2	2	0,2	Молодший науковий співробітник	1	2
2	Огляд літературних джерел	3	7	5	0,8	Молодший науковий співробітник	1	5
3	Аналіз основних принципів організації	2	4	3	0,4	Молодший науковий співробітник	1	3
4	Підготовчий (техніко- економічне обґрунтування) етап	14	20	17	1,2	Молодший науковий співробітник	1	14
5	Написання програми	13	15	14	0,4	Старший науковий співробітник	1	14

Продовження таблиці 4.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9
6	Аналіз результатів програми	13	19	16	1,2	Старший науковий співробітник	1	11
7	Вибір необхідного обладнання та матеріалів	2	4	3	0,4	Молодший науковий співробітник	1	3
8	Експериментальні дослідження	20	22	21	0,6	Молодший науковий співробітник	1	21
9	Аналіз отриманих даних, коригування програми	5	7	6	0,4	Старший науковий співробітник, Молодший науковий співробітник	2	6
10	Висновки та пропозиції	8	10	9	0,4	Старший науковий співробітник	1	7
11	Складання та обговорення технічного звіту	2	2	2	0,0	Старший науковий співробітник	1	2
12	Впровадження результатів	2	2	2	0,0	Молодший науковий співробітник	1	2
	Усього	85	114	100	—	—	—	90

Ступінь правильності визначення перевіряється розрахунком дисперсії – різниці між мінімальною та максимальною оцінками часу, що визначається за формулою (3.2):

$$\sigma = \frac{t_{\max} - t_{\min}}{5} \quad (3.2)$$

Розраховані значення для кожного етапу занесені у табл. 3.1.

Дана дипломна робота повинна виконуватися поетапно, у лінійній послідовності, так без отримання необхідних результатів дослідів не можна

виконувати наступний пункт. Використовуючи дані таблиці 3.1, збудуємо лінійний календар (рис. 3.1).

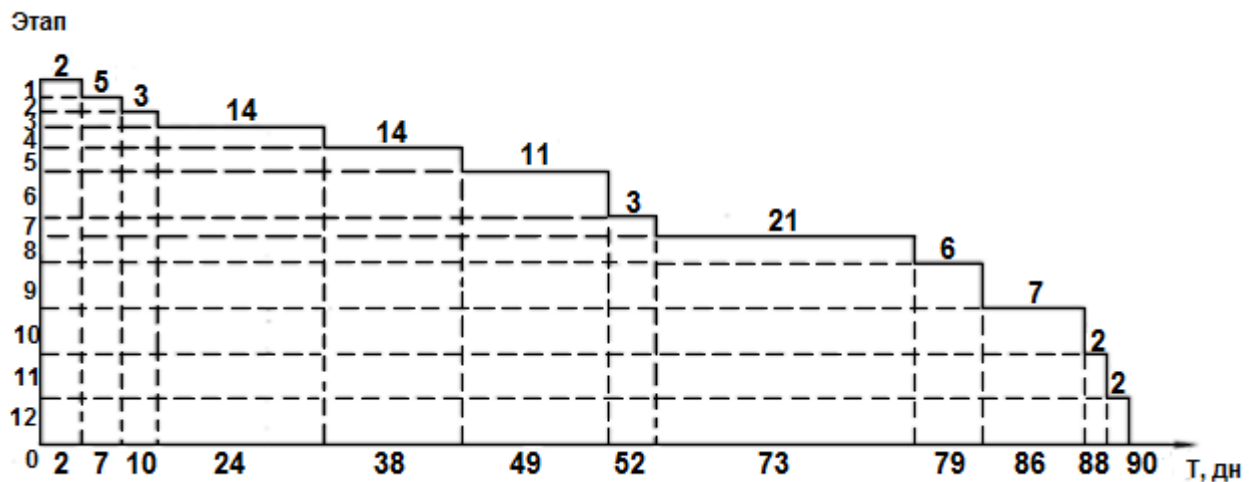


Рисунок 3.1 – Лінійний календарний графік

3.3 Розрахунок кошторису витрат на практичну реалізацію дипломного проекту

До складу витрат на реалізацію проекту враховується вартість усіх ресурсів, необхідних для проведення комплексу робіт. Проте в даному випадку, при роботі над заданою темою дипломного проекту розрахунок багатьох статей ускладнений через невизначеність, яка виражається в тому, що заздалегідь невідомо необхідну кількість деяких матеріалів, деталей, послуг, а також величини витрат.

Вирішенням даного питання є використання методики збільшених розрахунків. Дана методика передбачає по перше первинний розрахунок основної заробітної плати, а вже після цього – процентних частин інших статей витрат на реалізацію проекту.

Статті, витрати за якими можуть бути розраховані більш точно, розраховуються за звичайною методикою.

З метою визначення витрат на реалізацію проекту складено кошторис витрат (табл. 3.2).

Таблиця 3.2 – Кошторис витрат на реалізацію проекту

Статті витрат	Умовне позначення	Сума	
		грн.	частка, %
Матеріали, покупні вироби і напівфабрикати (за відрахуванням відходів, що реалізуються)	М	117,6	0,24
Спеціальне устаткування для реалізації проекту	СУ	21000	42,72
Основна і додаткова заробітна плата виробничого персоналу	ЗП	13170,25	26,79
Відрахування на соціальне страхування (від суми основної і додаткової заробітної плати)	ОТЧ	2897,45	5,89
Накладні витрати	НВ	11972,96	24,36
Усього витрат на реалізацію проекту	-	49158,26	100

3.3.1 Розрахунок вартості матеріалів

До статті витрат на матеріали включаються вартість основних та допоміжних матеріалів, необхідних для розробки проекту. За період проведення науково-дослідницьких робіт співробітниками будуть використані наступні матеріали (табл. 3.3).

Таблиця 3.3 – Розрахунок вартості матеріалів

Матеріал	Марка, ГОСТ, ДСТУ, ТУ	Кількість	Ціна за одиницю, грн/шт.	Витрати за матеріали	Частка, %
Папір А4	UNI Office A4	500	0,15	75	63,7
Папір А2	Херох А2	4	3	12	10,2
Папір А1	Херох А1	5	5	25	21,25

Продовження таблиці 3.3

1	2	3	4	5	6
Транспортно-заготівельні витрати	—	—	—	5,6	4,85
Усього	—	—	—	117,6	100

3.3.2 Спеціальне устаткування

У цій статті враховуються витрати на оренду, доставку і монтаж лабораторних установок, вимірювальних та регулювальних пристроїв, приладів, випробувальної апаратури тощо (табл. 3.4).

Балансова вартість обчислювальної техніки становить 10000 грн. за один комп'ютер. Для проведення науково-дослідницької роботи використовується 2 комп'ютера.

Таблиця 3.4 – Витрати на спеціальне устаткування

Перелік устаткування	Марка, ГОСТ, ДСТУ, ТУ	Кількість	Ціна за одиницю, грн.	Собівартість експлуатації, грн. / год.
Разом	Комп'ютер	2	10000	20000
Транспортно-заготівельні витрати	—	—	—	1000
Всього	—	—	—	21000

3.3.3 Розрахунок заробітної плати

Витрати на основну заробітну плату складаються з планового фонду заробітної плати всіх категорій працівників, зайнятих в розробці проектного пристрою.

Розрахунок заробітної плати ведеться на основі даних про трудомісткість (табл. 3.1). Результати розрахунків зведені в таблиці 3.5.

Таблиця 3.5 – Розрахунок основної заробітної плати

Посада виконавця	Кількість людей	Місячний оклад, грн	Середньоденна зар. плата, грн.	Кількість робочих днів	Сума зар. плати, грн.
Старший науковий співробітник	1	4500	150	40	6000
Молодший науковий співробітник	1	3200	106.66	56	5972.96
Усього	2	—	—	—	17972,96

Додаткову заробітну плату приймаємо рівною 10% від основної заробітної плати. Розрахунок основної та додаткової заробітної плати наведено в таблиці 3.6.

Таблиця 3.6 – Основна та додаткова заробітна плата

Спеціальність виконавця	Додаткова заробітна плата, грн.	Сума основної та додаткової заробітної плати, грн.
Старший науковий співробітник	600	6600
Молодший науковий співробітник	597.29	6570.25
Усього	1197.29	13170.25

3.3.4 Відрахування на соціальне страхування

Відрахування на соціальне страхування й в інші фонди визначаються в розмірі 22 % від суми основної та додаткової заробітних плат.

Таким чином, відрахування на соціальне страхування становить:

$$\text{Відр} = (\text{ЗП}_{\text{осн}} + \text{ЗП}_{\text{дод}}) \cdot 0,22 \quad (3.3)$$

де $\text{ЗП}_{\text{осн}}$ – основна заробітна плата, грн.;

$\text{ЗП}_{\text{дод}}$ – додаткова заробітна плата, грн.

$$\text{Відр} = 13170,25 \cdot 0,22 = 2897,45 \text{ грн.}$$

3.3.5 Накладні витрати

До накладних витрат відносять витрати на загальне управління та загальногосподарські потреби (на заробітну плату апарату управління, канцелярські витрати та ін), на утримання і експлуатацію будівель і споруд. Накладні витрати включаються у вартість проведення роботи непрямым шляхом – у відсотках від основної заробітної плати співробітників.

Накладні витрати становлять 80-100% від основної заробітної плати співробітників, що в нашому випадку становить:

$$\text{НВ} = 17972,96 \cdot 1,0 = 17972,96 \text{ грн.}$$

3.3.6 Бальна оцінка економічної ефективності проекту

Наукові дослідження, прямий підрахунок економічної ефективності яких неможливий, оцінюють за допомогою бальної системи.

Бальна оцінка проводиться за наступними показниками:

- важливість розробки $K_1=1$, обирається з таблиці 3.7;

Таблиця 3.7 – Шкала для оцінки важливості розробки K_1

№ з/п	Показник	Бали
1	Ініціативна робота, що не є частиною комплексної програми, або завданням відомчих органів	1
2	Робота, виконувана за договором про науково-технічну допомогу	3
3	Робота представляє частину відомчої програми	5
4	Робота представляє частину відомчої комплексної програми	7
5	Робота представляє частину міжнародної комплексної програми	8

- можливість використання результатів розробки $K_2 = 8$ (табл. 3.8);

Таблиця 3.8 – Шкала оцінки можливості використання результатів розробки K_2

№ з/п	Показник	Бали
1	У даному підрозділі	1
2	У даній організації	3
3	У багатьох організаціях	5
4	У масштабах країни	8

- теоретична значимість і рівень новизни дослідження $K_3=2$ (табл. 3.9);

Таблиця 3.9 – Шкала оцінки теоретичної значимості й рівня новизни дослідження К₃

№ з/п	Показник	Бали
1	Аналіз, узагальнення й класифікація відомої інформації. Подібні результати були відомі в досліджуваній області	2
2	Одержання нової інформації, що доповнює знання про сутність досліджуваних процесів, не відомі в досліджуваній області	3
3	Одержання нової інформації, що змінює уявлення про сутність досліджуваних процесів, не відомої раніше	5
4	Створення нових теорій, методик	6
5	Одержання інформації, що сприяє формуванню напрямків, не відомих раніше	8

– складність розробки К₄ = 3 (табл. 3.10).

Таблиця 3.10 – Шкала оцінки показників складності дослідження К₄

№ з/п	Показник	Бали
1	Робота виконується одним підрозділом, витрати менш 10000 грн.	1
2	Робота виконується одним підрозділом, витрати 10000-50000 грн.	3
3	Робота виконується одним підрозділом, витрати 50000-100000 грн.	5
4	Робота виконується за участю багатьох підрозділів, витрати 100000-500000 грн.	7
5	Робота виконується декількома організаціями, витрати понад 500000 грн.	8

Загальна оцінка встановлюється за добутком коефіцієнтів:

$$P_c = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (3.4)$$

$$P_c = 1 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 3 = 48 \text{ балів.}$$

Питомий ефект на кожний бал - 2 000 грн.

Загальний ефект від розробки складає:

$$E = P_c \cdot 2\,000 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (3.5)$$

$$E = 2\,000 \cdot 1 \cdot 8 \cdot 2 \cdot 3 = 96\,000 \text{ грн.}$$

Економічна ефективність від реалізації дипломного проекту визначається за допомогою коефіцієнта ефективності, що характеризує частку загального ефекту від розробки, що приходить на одну грн. витрат (собівартості НДР) :

$$K_B = E / K_{\text{ндр}}, \quad (3.6)$$

$$K_B = 96000 / 49158,26 = 1,95.$$

В даному розділі було проведено аналіз і обґрунтування економічної ефективності науково-дослідницької роботи. Розраховано, що для проведення дослідження необхідно близько 90 днів. При цьому сумарні витрати на дослідження становлять 49158,26 грн., з них:

- заробітна плата – 13170,25 грн., що становить 26,79% від загальної кількості витрат;
- накладні витрати – 11972,96 (24,36%);
- спеціальне обладнання для реалізації проекту – 21000 грн. (42,72%);
- відрахування на соціальне страхування 2897,45 (5,89%);

– витратні матеріали, куповані вироби і напівфабрикати – 117,6 грн.
(0,24%).

Обґрунтованість ефективності дослідження підтверджується
розрахованим коефіцієнтом економічної ефективності, який становить – 1,95.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Аналіз потенційних небезпек

Магістерська робота на тему «Модель каналу зв'язку з використанням технології OFDM» носить науково-дослідний характер та передбачає роботу у приміщенні, де робоче місце представляє собою набір різноманітної комп'ютерної техніки та периферійними пристроями. Небезпека, у ході роботи, буде присутньою при використанні джерел живлення, підключенні та відключенні приладів за допомогою вилок, розеток, перехідних пристроїв, подовжувачів.

До комплексу загальних несприятливих факторів, обумовлених характером виробничого процесу та умовами праці можна віднести:

- ураження електричним струмом через несправність електрообладнання, підвищене значення напруги в електричному ланцюзі або недотримання вимог безпеки при його експлуатації;
- ураження статичним струмом, що призводить до отримання неприємних відчуттів людиною та до виходу з ладу приладів;
- вплив електромагнітного випромінювання через підвищений рівень електромагнітних випромінювань, що призводить до розладу центральної нервової системи та захворювань серцево-судинної системи;
- недотримання режиму роботи за ПК, розумове перенапруження, перенапруження аналізаторів та емоційні перевантаження, що призводять до підвищення стомлюваності, зниження уваги і, як наслідок, до можливості травмування працівника;
- погіршення самопочуття людини через підвищену чи знижену температуру повітря робочої зони, внаслідок з'являються порушення обмінних процесів в організмі та виникають різні гострі і хронічні простудні захворювання;

- підвищена запиленість і загазованість повітря робочої зони, що провокує появу алергічних захворювань органів зору та дихання;
- зорове стомлення і біль в очах через недостатню освітленість робочої зони, які призводять до зниження уваги і можливості травмування;
- пошкодження органів слуху та роздратування підвищеним рівнем шуму на робочому місці внаслідок чого відбувається зниження гостроти слуху, порушується функціональний стан серцево-судинної та нервової систем;
- ризик для здоров'я та життя персоналу, через недотримання правил протипожежної безпеки;
- отримання травм і матеріальних втрат, через неправильну поведінку персоналу при НС.

Оскільки тема магістерської роботи «Моделювання каналу зв'язку з використанням технології OFDM» носить науково-дослідний характер та передбачає роботу у приміщенні, обладнаному персональними комп'ютерами та периферійними пристроями, далі розглянемо заходи щодо забезпечення безпеки, виробничої санітарії, гігієни праці та пожежної безпеки приміщень з персональними комп'ютерами.

4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки

Під час проектування систем електропостачання, монтажу силового електрообладнання та електричного освітлення будівель та приміщень для ПК необхідна хороша забезпеченість керівною, довідковою та інформаційною літературою, зокрема ПУЕ, СНіП, СН, ВСН, ДБН, галузевими нормами, каталогами виробів, номенклатурою заводів та ін., а також слід чітко дотримуватись Правил пожежної безпеки в Україні.

Для виключення ураження електричним струмом передбачено:

- організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з

електробезпеки, згідно з Типовим положенням про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці;

- технічні заходи: встановлення аварійного резервного вимикачу, який може повністю вимкнути електричне живлення приміщення, крім освітлення; підключення до мережі пристроїв за допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення; відповідність усіх пристроїв вимогам чинних стандартів та нормативних актів з охорони праці; використання захисного заземлення та занулення згідно «Правил устрою електроустановок» («ПУЕ»).

Для виключення ураження статичним струмом та впливу електромагнітного поля застосовуються:

- організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно з Типовим положенням про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці;

- технічні заходи: екранування джерела стендового живлення; використання покриття технологічних підлог з одношарового полівінілхлоридного антистатичного лінолеуму; загальне і місцеве періодичне зволоження повітря.

Загальні заходи з техніки безпеки:

- перед початком роботи перевірка справності усіх приладів на робочому місці, очищення екрана відео терміналу від пилу та інших забруднень;

- після закінчення роботи відключення від електричної мережі усіх приладів, а також у разі виникнення аварійної ситуації негайне відключення усіх приладів від електричної мережі;

- дотримання режиму роботи з ПК та іншими приладами.

4.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці

Приміщення для роботи з персональними комп'ютерами мають бути обладнані системами опалення, кондиціювання повітря, або припливно-втяжною вентиляцією. У приміщеннях на робочих місцях мають забезпечуватись оптимальні значення параметрів мікроклімату: температури, відносної вологості та рухливості повітря відповідно до норм та правил, а також ДБН В.2.5-67:2013 «Опалення, вентиляція та кондиціонування», затверджених наказом Мінрегіону від 25.01.2013 р. № 24.

Відповідно до санітарних норм мікроклімату виробничих приміщень ДСН 3.3.6.042-99 в офісних приміщеннях температура повітря повинна становити 22-25°C, відносна вологість повітря – 40-60%, швидкість руху повітря – не більше 0,1 м/с.

Для підтримки допустимих значень мікроклімату та концентрації позитивних і негативних іонів необхідно передбачати установки або прилади зволоження та/або штучної іонізації, кондиціювання повітря.

Організація робочого місця користувача ПК повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічним вимогам, характеру та особливостям трудової діяльності.

Площу приміщень, в яких розташовують ПК, визначають згідно з чинними нормативними документами, згідно з якими встановлено такі норми: площа, виділена для одного робочого місця з ПК – не менше 6 м², об'єм – не менше 20 м³. Робочі місця з ПК відносно світлових прорізів повинні розміщуватися так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва.

Заземлені конструкції, що знаходяться у приміщеннях (батареї опалення, водопровідні труби, кабелі із заземленим відкритим екраном тощо), мають бути надійно захищені діелектричними щитками або сітками від випадкового дотику.

Також в цих приміщеннях повинні бути медичні аптечки першої допомоги, системи автоматичної пожежної сигналізації та переносні вуглекислотні вогнегасники. Підходи до засобів пожежогасіння повинні бути

вільними.

Конструкція робочого місця користувача ПК має забезпечити підтримання оптимальної робочої пози офісного працівника. Конструкція робочого столу має відповідати сучасним вимогам і забезпечувати оптимальне розміщення на робочій поверхні використовуваного обладнання (дисплея, клавіатури, принтера) і документів.

Робочий стілець має бути підйомно-поворотним, регульованим за висотою, з кутом нахилу сидіння та спинки. Поверхня сидіння і спинки стільця має бути напівм'якою з нековзним, повітронепроникним покриттям, що легко чиститься і не електризується.

Робочий стіл для ПК, як правило, має бути обладнаним підставкою для ніг, вимоги до її розмірів та конструкції також прописані в правилах. Застосування підставки для ніг тими, у кого ноги не дістають до підлоги, є обов'язковим.

Приміщення можуть обладнуватись шафами для зберігання документів, магнітних дисків, полицями, стелажми, тумбами тощо з урахуванням вимог до площі приміщень.

Поверхня підлоги має бути рівною, неслизькою, з антистатичними властивостями. Забороняється для оздоблення інтер'єру приміщень з персональними комп'ютерами застосовувати полімерні матеріали (деревинно-стружкові плити, шпалери, що миються, рулонні синтетичні матеріали, шаруватий паперовий пластик тощо), що виділяють у повітря шкідливі хімічні речовини.

Як відомо, тривала робота за комп'ютером та з документами при недостатньому рівні освітленості може призвести до значного перенапруження зору, тому вимоги до освітлення є досить важливими.

Вимоги до освітлення встановлено ДБН В.2.5-28:2018 «Природне і штучне освітлення».

Як вже зазначалося, відносно вікон робоче місце необхідно організовувати так, щоб природне світло було з лівого боку та уникати

попадання прямого світла в очі. Для забезпечення захисту і досягнення нормованих рівнів комп'ютерних випромінювань необхідне застосування приєкраних фільтрів, локальних світлофільтрів (засобів індивідуального захисту очей) та інших засобів захисту, що пройшли випробування в акредитованих лабораторіях.

Штучне освітлення приміщення має здійснюватись системою загального рівномірного освітлення. У приміщеннях при переважній роботі з документами допускається використання системи комбінованого освітлення, тобто встановлення світильників місцевого освітлення додатково до загального.

Як джерела штучного освітлення необхідно використовувати люмінесцентні лампи.

Рівень освітленості на робочому столі в зоні розташування документів має бути в межах 200-300 лк. Світильники місцевого освітлення слід встановлювати таким чином, щоб не створювати відблисків на поверхні екрана, а освітленість екрана має не перевищувати 300 лк.

Для забезпечення нормованих значень освітленості у приміщеннях необхідно мити вікна і світильники не рідше 2 разів на рік, а також своєчасно замінювати лампи, що перегоріли.

Наведемо розрахунок штучного освітлення для приміщення, розміри якого: довжина 6 м, ширина 3 м, висота 3 м.

Розрахунок освітленості виконаємо методом коефіцієнта використання. Цей метод використовується для розрахунку загального рівномірного висвітлення горизонтальних поверхонь виробничих приміщень при відсутності затемнень.

Розрахунок освітлення методом коефіцієнта використання виконується по формулі:

$$\Phi = \frac{E \cdot S \cdot k \cdot z}{N \cdot \eta}, \quad (4.1)$$

де Φ – необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику, лм;

E – нормативна мінімальна освітленість, лк;

k – коефіцієнт запасу, вибирається;

S – освітлювана площа, м²;

z – коефіцієнт мінімальної освітленості, (для люмінесцентних ламп $z = 1,1$);

N – число світильників у приміщенні;

η – коефіцієнт використання світлового потоку.

Приймаємо: $E = 200$ лк; $k = 1,5$; $z = 1,1$.

Освітлювана площа приміщення визначається по формулі:

$$S = A \cdot B, \quad (4.2)$$

де S – освітлювана площа;

A – довжина приміщення, м;

B – ширина приміщення, м.

Отримуємо:
$$S = 6 \cdot 3 = 18 \text{ м}^2.$$

Розміщення світильників у приміщенні при системі загального висвітлення залежить від розрахованої висоти їхнього підвісу h , що звичайно задається розмірами приміщень.

Найбільш вигідне співвідношення відстані між світильниками до розрахункової висоти підвісу:

$$\lambda = \frac{L}{h}, \quad (4.3)$$

Примітка. Приймається по таблиці у залежності від типової кривої сили світла світильника. Для люмінесцентних ламп при косинусоїдальному типові кривої вибираємо $a = 1,4$.

Знаходимо розрахункову висоту підвісу по наступній формулі:

$$h = H - h_p, \quad (4.4)$$

де H – висота приміщення, м;

h_p – висота робочої поверхні над підлогою, м.

Приймаємо: $H = 3$ м, $h_p = 0,8$ м.

Тоді $h = 3 - 0,8 = 2,2$ м.

Розрахуємо кількість рядів світильників у приміщенні за формулою:

$$N_p = \frac{A}{(H - h_p) \cdot [L/h]}, \quad \text{шт.}, \quad (4.5)$$

де A – довжина приміщення, м;

H – висота приміщення, м;

h_p – висота робочої поверхні, м;

$[L/h]$ – числове значення коефіцієнта світильника (світильник ЛПО $[L/h] = 1,4$).

Отже,
$$N_p = \frac{6}{(3 - 0,8) \cdot 1,4} = 2 \text{ ряди.}$$

Відстань між світильниками визначаємо за формулою (4.6):

$$L_m = \frac{A}{N_p}, \quad \text{м} \quad (4.6)$$

де A – довжина приміщення, м;

N_p – кількість рядів світильників у приміщенні, шт.

$$L_m = \frac{6}{2} = 3, \text{ м.}$$

Визначаємо кількість світильників для установки в приміщенні:

$$N = \frac{S}{L^2}, \quad (4.7)$$

$$N = \frac{18}{3^2} = 2, \text{ шт.}$$

Для визначення коефіцієнта використання η знаходимо індекс приміщення i :

$$i = \frac{A \cdot B}{h \cdot (A + B)}, \quad (4.8)$$

де A – довжина приміщення, м;

B – ширина приміщення, м;

h – висота підвісу світильника над робочою поверхнею, м.

Отримуємо:

$$i = \frac{6 \cdot 3}{2,2 \cdot (6 + 3)} = 0,9.$$

Отримане значення $i = 0,9$.

Оцінюємо коефіцієнти відображення поверхонь приміщення: стелі – ρ_i , стін – ρ_n , робочої поверхні – ρ_p . Приймаємо: $\rho_i = 70\%$, $\rho_n = 50\%$, $\rho_p = 30\%$.

За отриманим значенням i і ρ визначаємо величину коефіцієнта використання світлового потоку для обраного світильника.

Вибираємо світильник типу ЛПО, для якого $\eta = 41\%$ (0,41). По формулі (4.1) визначаємо необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику:

$$\Phi = \frac{200 \cdot 18 \cdot 1,5 \cdot 1,1}{3 \cdot 0,41} = 4829,27 \text{ лм}.$$

Отже, у приміщенні встановлюємо 2 світильники по 2 лампи у кожному.

4.4 Заходи з пожежної безпеки

Відповідно до Закону України «Про пожежну безпеку» пожежна безпека повинна забезпечуватися шляхом проведення організаційних, технічних та інших заходів, спрямованих на попередження пожеж, забезпечення безпеки людей, зниження можливих майнових втрат і зменшення негативних екологічних наслідків у разі їх виникнення, створення умов для швидкого виклику пожежних підрозділів та успішного гасіння пожеж.

Контроль за дотриманням затверджених відповідно до діючого законодавства норм і правил пожежної безпеки на об'єктах народного господарства здійснюють органи Державного пожежного нагляду (ДНП) управління пожежної охорони Міністерства надзвичайних ситуацій України.

Відповідальність за прийняття протипожежних заходів в організаціях покладається персонально на їх керівників без права передовіряти цю відповідальність іншим, підлеглим їм особам, вони здійснюють загальне керівництво роботою в галузі пожежної безпеки підприємств і організацій.

На підприємстві встановлюються первинні засоби пожежогасіння відповідно до вимог Правил пожежної безпеки України. У приміщеннях з комп'ютерами рекомендується використовувати системи автоматичної пожежної сигналізації для виявлення пожежі та оповіщення працівників. Для приміщення, по якому проводиться розрахунок, потрібно влаштувати місця для утримання засобів пожежогасіння: вогнегасника порошкового типу ВП-5 та вуглекислотного вогнегасника типу ВВК-1,4 (ОУ-2) з вільним доступом у випадку необхідності їх використання.

4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

Для захисту життя та здоров'я в НС слід застосовувати наступні основні заходи цивільної оборони:

- укриття людей в пристосованих під потреби захисту населення приміщеннях виробничих, громадських і житлових будівель, а також у спеціальних захисних спорудах;
- евакуацію населення із зон НС;
- використання засобів індивідуального захисту органів дихання та шкірних покривів;
- проведення заходів медичного захисту;
- проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт у зонах НС.

Укриття населення в пристосованих приміщеннях і в спеціальних захисних спорудах слід проводити за місцем постійного тимчасового перебування людей безпосередньо під час дії вражаючих чинників джерел НС, а також при загрозі їх виникнення.

Евакуація населення із зон НС слід проводити у разі загрози виникнення або появи реальної небезпеки, формування в цих зонах під впливом руйнівних і шкідливих сил природи техногенних факторів та застосування сучасної зброї, критичних умов для безпечного перебування людей, а також при неможливості задовольнити стосовно жителів постраждалих територій мінімально необхідні вимоги і нормативи життєзабезпечення.

Евакуацію слід здійснювати шляхом організованого виведення та вивезення населення в довколишні безпечні місця, заздалегідь підготовлені за планами економічного і соціального розвитку відповідних регіонів, міст і населених пунктів та обладнані відповідно до вимог і нормативів тимчасового розміщення, забезпечення життя і побуту людей.

Засоби індивідуального захисту органів дихання і шкіри (ЗІЗ) в системі захисних заходів у зонах НС повинні запобігати наднормативному впливу на

людей небезпечних і шкідливих аерозолів, газів і парів, що попали в навколишнє середовище при руйнуванні обладнання і комунікацій відповідних об'єктів, а також знижувати небажані ефекти дії на людину світлового, теплового та іонізуючого випромінювання.

В якості засобів індивідуального захисту органів дихання слід використовувати загальновійськові, цивільні і промислові протигази, що випускаються промисловістю, респіратори, простіші та підручні засоби.

Заходи медичного захисту населення при НС слід проводити з метою запобігання або зниження тяжкості уражень, шкоди для життя і здоров'я людей під впливом небезпечних і шкідливих факторів стихійного лиха, аварій і катастроф, а також для забезпечення епідемічного благополуччя в районах НС та у місцях дислокації евакуйованих. Дані цілі повинні досягатися застосуванням профілактичних медичних препаратів, антидотів, протекторів, стимуляторів резистентності, своєчасним наданням кваліфікованої медичної допомоги ураженим і їх спеціалізованим стаціонарним лікуванням до визначеного результату, імунопрофілактикою серед категорій осіб підвищеного ризику інфікування та проведенням інших протиепідемічних заходів.

Першу медичну допомогу потерпілим до їх евакуації в лікувальні установи надають безпосередньо в осередках ураження в ході рятувальних та інших невідкладних робіт.

Аварійно-рятувальні та інші невідкладні роботи в зонах НС слід проводити з метою термінового надання допомоги населенню, яке піддалося безпосереднього або опосередкованого впливу руйнівних і шкідливих сил природи, техногенних аварій та катастроф, а також для обмеження масштабів, локалізації або ліквідації виниклих при цьому НС.

У зонах ураження необхідно організувати життєзабезпечення населення і особового складу формувань, які залучаються до участі у рятувальних та інших невідкладних роботах.

Завчасна підготовка і введення в дію планів захисту населення в НС, зумовлених природними стихійними лихами, техногенними аваріями,

катастрофами, а також застосуванням сучасної зброї, повинні передбачати проведення узгоджених за часом, цілям і засобам робіт з планування і здійснення комплексу організаційних, інженерно-технічних і спеціальних заходів цивільної оборони, а також формування необхідних для цього сил і засобів.

Планування, організація виконання і безпосереднє керівництво проведенням заходів щодо захисту населення в НС перебувають у компетенції органів виконавчої влади на місцях, постійно діючих територіальних, функціональних і відомчих ланок, спеціалізованих органів управління, сил і формувань ТЕ, диспетчерських (чергових) служб підприємств та інших об'єктів.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі проведені дослідження роботи каналу зв'язку з використанням технології OFDM.

Основною метою роботи було створення адекватної моделі каналу зв'язку мультимастотної системи передачі інформації на підставі мультиплексування з ортогонально-частотним розділенням каналів.

Дослідження проводились за допомогою програмного забезпечення середовища MATLAB.

За результатами проведеного моделювання можна зробити наступні висновки:

а) залежність ймовірності помилкового прийому одного біта (BER) для запропонованої моделі системи передачі з використанням OFDM і QPSK модуляцією у підканалах для AWGN каналу практично збігається з теоретичною залежністю для одночастотної передачі. Незначний зсув характеристики вправо (≈ 1 дБ) пояснюється втратою енергії корисного сигналу на захисних інтервалах в OFDM символах;

б) у каналі з доплерівським розсіюванням за наявності як амплітудних, так і фазових флуктуацій сигналу у точці прийому метод OFDM без додаткових мір по компенсації завмирань на може забезпечити достовірну передачу інформації;

в) для наближення залежності BER до кривої релеївського порогу необхідно використовувати мультимастотну систему передачі з використанням пілот-сигналів.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Ипатов В.П. Системы мобильной связи: учебное пособие для вузов [Текст] / В.П. Ипатов, В.К. Орлов, И.М. Самойлов, В.Н. Смирнов; под. ред. В.П. Ипатова. – М.: Горячая линия – Телеком, 2003. – 272 с.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр; пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. [Текст] / К. Феер; пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
4. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: навчальний посібник [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров. – Запоріжжя, 2007. – 375 с.
5. Вишневский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
6. Harada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications [Текст] / H. Harada, R. Prasad; – Artech House, 2003. – 465 p.
7. Вишневский В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G [Текст] / В.М. Вишневский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2009. – 472 с.
8. Столингс В. Беспроводные линии связи и сети [Текст] / В. Столингс; пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 604 с.
9. Бабак В.П. Обробка сигналів у радіоканалах цифрових систем передавання інформації: навч.посібник [Текст] / В.П. Бабак, Т.М. Наритник, Ю.В.Куц, В.Я.Казимиренко. – К.: Книжкове вид-во НАУ, 2005. – 476 с.
10. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкополосні технології Частина 4» / В.С. Кабак. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2018. – 64 с.
11. Афанасьев В.В. Бизнес модели развития сетей мобильной связи /

В.В. Афанасьев // Мобильные системы. – 2003. – №10. – С. 35-42.

12. Коробко О.В. Методичні вказівки з дисципліни «Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях» [Текст] / О.В.Коробко, А.Є Островська. – Запоріжжя: ЗНТУ, 2014. – 22 с.

ДОДАТОК А

Повний лістинг програм для моделювання каналу зв'язку з використанням OFDM

```
% ofdm.m
```

```
% Simulation program to realize OFDM transmission system
```

```
% *****Preparation part*****
```

```
para=52;          %number of parallel channel
fftlen=64;        % FFT length
noc=53;           % Number of carrier
nd=6;             % Number of OFDM symbol for one loop
ml=2;             % Modulation level: QPSK
sr=250000;        % Symbol rate
br=sr.*ml;        % Bit rate per carrier
gilen=16;         % Length of guard interval
ebn0=30;          % ebn0: Eb/N0
```

```
% *****Fading initialization
```

```
% time resolution
```

```
tstp=1/sr/(fftlen+gilen);
```

```
% direct wave
```

```
itau=[0];
```

```
dlvl=[0];
```

```
% Number of waves
```

```
no=[6];
```

```
th1=[0.0];
```

```
% Initial value of fading counter
```

```
itnd1=[1000];
```

```
nowl=1;
```

```
% Number of fading counter to skip
```

```
itnd0=nd*(fftlen+gilen)*20;
```

```
fd=150;
```

```
flat=0;
```

```
%*****
```

```
% *****main loop part*****
```

```
nloop=1000;      % Number of simulation loops
```

```
noe=0;           % Number os error data
```

```

nod=0;      % Number of transmitted data
eop=0;      % Number of error packets
nop=0;      % Number of transmitted packets

%ebn0_array=0:0.5:30;
%ber_array=zeros(length(ebn0_array),1);
%ber_array_theory=zeros(length(ebn0_array),1);
    % for ebn0_loop=1:length(ebn0_array)
    %ebn0=ebn0_array(ebn0_loop);

for iii=1:nloop

%*****transmitter*****

%*****Data generation*****
seldata=rand(1,para*nd*ml)>0.5;

%*****Serial to parallel conversion*****
paradata=reshape(seldata, para, nd*ml);

%*****QPSK modulation*****

[ich, qch]=qpskmod(paradata,para,nd,ml);
kmod=1/sqrt(2);
ich=ich.*kmod;
qch=qch.*kmod;

%*****Data Mapping DC=0*****
[ich1, qch1]=crmapping(ich,qch,fftlen,nd);
%*****IFFT*****

x=ich1+qch1.*i;
y=ifft(x);      % ifft : built in function
ich2=real(y);    % real : built in function
qch2=imag(y);    % imag : built in function

%*****Guard interval insertion*****

fftlen2= fftlen+gilen;
[ich4,qch4]=giins(ich2, qch2,fftlen,gilen,nd);
%*****Attenuation Calculation*****

spow=sum(ich4.^2+qch4.^2)/nd./para;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn);

%*****Receiver*****

[ifade,qfade,ramp,rcos,rsin]=...
sefade (ich4,qch4, itau, dlvl,th1,no,itnd1,...
nowl, length(ich4), tstp, fd, flat);
    itnd1=itnd1+itnd0;

```

```

    ich4=ifade;
    qch4=qfade;

%*****AWGN addition*****
[ich5,qch5]=comb(ich4,qch4,attn);

%*****1 path Relay perfect compensation****+*****
%ifade2=1./ramp.*(rcos(1,:).*ich5+rsin(1,:).*qch5);
%qfade2=1./ramp.*(-rsin(1,:).*ich5+rcos(1,:).*qch5);

%ich5= ifade2;
%qch5= qfade2;

%*****Guard interval removal*****

[ich6, qch6]=girem(ich5, qch5,fftlen2,gilen,nd);

%*****FFT*****
rx=ich6+qch6.*i;
ry=fft(rx);
ich7=real(ry);
qch7=imag(ry);
%*****Demodulation*****
[ich8,qch8]=crdemapping(ich7,qch7,fftlen,nd);
ich9=ich8./kmod;
qch9=qch8./kmod;
[demodata]=qpskdemod(ich9,qch9,para,nd,ml);

%*****Parallel to seral conversion*****
demodata1=reshape(demodata,1,para*nd*ml);
%*****Bit Error Rate*****

% instantaneous number of errors and data bits
noe2= sum(abs(demodata1-seldata));
nod2=length(seldata);
% cumulative number of errors and data bits in noe and nod
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
% calculating PER
if noe2~=0
    eop=eop+1;
else
    eop=eop;
end
eop;
nop=nop+1;

fprintf('%d\t%e\t%d\n',iii,noe2/nod2,eop);

end

```

```

%*****Output results*****
per=eop/nop;
ber= noe/nod;
%noe=0;
%nod=0;
%eop=0;
%nop=0;
%ber_array(ebn0_loop)=ber;
%ber_array_theory(ebn0_loop)=0.5*erfc(sqrt(10^(ebn0_array(ebn0_loop)/10)));
%ber_array_theory1(ebn0_loop)=0.5*(1-1./(sqrt(1+1/(10^(ebn0_array(ebn0_loop)/10)))));
%end
figure; plot(ich8,qch8,'DisplayName','phaser');

figure; stem(0:623,seldata(1:624),'DisplayName','seldata');
figure; stem(0:103,seldata(1:104),'DisplayName','seldata');
figure; stem(0:11,paradata(1:12),'DisplayName','paradata');
figure; stem(12:24,paradata(13:25),'DisplayName','paradata');

figure; stem(0:63,ich1(1:64),'DisplayName','ich1');
figure; stem(0:63,qch1(1:64),'DisplayName','qch1');

figure; plot(0:383,ich2(1:384),'DisplayName','ich2');
figure; plot(0:479,ich4(1:480),'DisplayName','ich4');
figure; plot(0:383,ich6(1:384),'DisplayName','ich6');

figure; plot(0:383,qch2(1:384),'DisplayName','qch2');
figure; plot(0:479,qch4(1:480),'DisplayName','qch4');
figure; plot(0:383,qch6(1:384),'DisplayName','qch6');
%figure; plot(0:479,ich4(1:480),'DisplayName','ich4');
figure; stem(0:63,ich9(1:64),'DisplayName','ich9');
figure; stem(0:63,qch9(1:64),'DisplayName','qch9');
figure; stem(0:103,demodata1(1:104),'DisplayName','qch9');

fprintf('%f\t%e\t%e\t%d\t\n',ebn0,ber, per, nloop);
fid=fopen('BERofdm.dat','a');
fprintf(fid,'%f\t%e\t%e\t%d\t\n',ebn0,ber,per,nloop);
%h=semilogy(ebn0_array,ber_array,'o',ebn0_array,ber_array_theory,'--
',ebn0_array,ber_array_theory1,'*');
%set(h,{'DisplayName','DisplayName','DisplayName'},{'Experiment','Theory','Theory1'})
%legend show

%*****End of file*****

% qiins.m
%
% Function to insert guard interval into transmission
%
function [iout,qout]=giins(idata,qdata,fftleng,gilen,nd)
%*****variables*****

```

```

% idata      : Input Ich data
% qdata      : Input Qch data
% iout       : Output Ich data
% qout       : Output Qch data
% fftlen     : Length of FFT (points)
% gilen      : Length of guard interval (points)

%*****
idata1=reshape(idata,fftlen,nd);
qdata1=reshape(qdata,fftlen,nd);
idata2=[idata1(fftlen-gilen+1: fftlen, :);idata1];
qdata2=[qdata1(fftlen-gilen+1: fftlen, :);qdata1];
iout=reshape(idata2,1,( fftlen +gilen)*nd);
qout=reshape(qdata2,1,( fftlen +gilen)*nd);

%*****end of file*****

% qirem.m
%
% Function to remove guard interval from received signal
%
function [iout,qout]=qirem(idata,qdata,fftlen2,gilen,nd)
%*****variables*****
% idata      : Input Ich data
% qdata      : Input Qch data
% iout       : Output Ich data
% qout       : Output Qch data
% fftlen2    : Length of FFT (points)
% gilen      : Length of guard interval (points)
% nd         : Number of OFDM symbols

%*****
idata2=reshape(idata,fftlen2,nd);

qdata2=reshape(qdata,fftlen2,nd);
iout=idata2(gilen+1:fftlen2,:);
qout=qdata2(gilen+1:fftlen2,:);

%*****end of file*****

% crmapping.m
% Function to set data on subcarriers
% DC=0

function [iout,qout]=crmapping(idata, qdata, fftlen, nd);
%*****variables*****8**
% idata
% qdata
% iout
% qout

```

```

% fftlen
% nd

%*****
iout=zeros(fftlen,nd);
qout=zeros(fftlen,nd);
iout (2:27,:)=idata(1:26,:);
qout (2:27,:)=qdata(1:26,:);

iout (39:64,:)=idata(27:52,:);
qout (39:64,:)=qdata(27:52,:);

%*****End of file*****

%crdemapping.m
% Function to separate data from the subcarriers
% DC=0

function [iout,qout]=crdemapping(idata, qdata, fftlen, nd);
%*****variables*****
% idata
% qdata
% iout
% qout
% fftlen
% nd

%*****

iout (1:26,:)=idata(2:27,:);
qout (1:26,:)=qdata(2:27,:);

iout (27:52,:)=idata(39:64,:);
qout (27:52,:)=qdata(39:64,:);

%*****End of file*****

```

ДОДАТОК Б

Повний лістинг підпрограм для моделювання методу модуляції QPSK

```
% qpskmod.m
% Function to perform QPSK modulation
function [iout,qout]=qpskmod(paradata, para, nd, ml)
%*****Variables *****
% paradata : input data (para by nd matrix)
% iout : output Ich data
% qout : output Qch data
% para : Number of parallel channels
% nd : Number of data
% ml : number of modulation levels
% ( QPSK -2, 16QAM -4)
%*****
m2=ml./2;
paradata2=paradata.*2-1;
count2=0;

for jj=1:nd
    isi=zeros(para,1);
    isq=zeros(para,1);

for ii=1:m2
    isi=isi + 2.^(m2-ii).*paradata2((1:para), ii+count2);
    isq=isq + 2.^(m2-ii).*paradata2((1:para), m2+ii+count2);
end
    iout((1:para),jj)=isi;
    qout((1:para),jj)=isq;
    count2=count2+ml;
end
%*****End of file *****

% qpskdemod.m
% Function to perform QPSK demodulation
function [demodata]=qpskdemod(idata, qdata, para, nd, ml)
%*****Variables *****
% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% demodata : demodulated data (para by nd matrix)
% para : Number of parallel channels
% nd : Number of data
% ml : number of modulation levels
% ( QPSK -2, 16QAM -4)
demodata=zeros(para,ml*nd);
demodata((1:para),(1:ml:ml*nd-1))=idata((1:para),(1:nd))>=0;
demodata((1:para),(2:ml:ml*nd))=qdata((1:para),(1:nd))>=0;
%*****End of file *****
```

```

% compoversamp
% insert zero data to input data
function [iout,qout]=compoversamp(idata, qdata, nsymb, sample)
%*****Variables *****
% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% iout : output Ich data
% qout : output Qch data
% nsymb : number of burst symbols
% sample :number of oversamples
%*****
iout=zeros(1,nsymb*sample);
qout=zeros(1,nsymb*sample);
iout (1: sample: 1+sample*( nsymb-1))=idata;
qout (1: sample: 1+sample*( nsymb-1))=qdata;
%*****End of file *****

% comb.m
%
%*****Generate additive white Gaussian noise*****
function [iout,qout]=comb(idata,qdata,attn)

%*****variables*****
% idata      : Input Ich data
% qdata      : Input Qch data
% iout       : Output Ich data
% qout       : Output Qch data
% attn      : attenuation level caused by Eb/N0 or C/N
%*****
iout=randn(1,length(idata)).*attn;
qout=randn(1,length(qdata)).*attn;

iout=iout+idata(1:length(idata));
qout=qout+qdata(1:length(qdata));

%*****end of file*****

```

ДОДАТОК В

Повний лістинг підпрограм для моделювання ефекту федінга

```
% fade.m
% Generate Rayleigh fading

function [iout,qout,ramp,rcos,rsin]=fade(idata,qdata,...
nsamp,tstp,fd,no,counter,flat)

%***** variables *****
% idata : input Ich data
% qdata : input Qch data
% iout : output Ich data
% qout : output Qch data
% ramp : Amplitude contaminated by fading
% rcos : Cosine value contaminated by fading
% rsin : Cosine value contaminated by fading
% nsamp : Number of samples to be simulated
% tstp : Minimum time resolution
% fd : maximum doppler frequency
% no : number of waves in order to generate fading
% counter : fading counter
% flat : flat fading or not
% (1-flat (only amplitude is fluctuated),0-normal
% (phase and amplitude are fluctuated))

%*****

if fd ~= 0.0
ac0 = sqrt(1.0 ./ (2.0.*(no + 1)));
% power normalized constant(ich)
as0 = sqrt(1.0 ./ (2.0.*no));
% power normalized constant(qch)
ic0 = counter;
% fading counter
pai = 3.14159265;
wm = 2.0.*pai.*fd;
n = 4.*no + 2;
ts = tstp;
wmts = wm.*ts;
paino = pai./no;
xc=zeros(1,nsamp);
xs=zeros(1,nsamp);
ic=[1:nsamp]+ic0;
for nn=1:no
cwn = cos( cos(2.0.*pai.*nn./n).*ic.*wmts );
xc = xc + cos(paino.*nn).*cwn;
xs = xs + sin(paino.*nn).*cwn;
end
```

```

cwmt = sqrt(2.0).*cos(ic.*wmts);
xc = (2.0.*xc + cwmt).*ac0;
xs = 2.0.*xs.*as0;
ramp=sqrt(xc.^2+xs.^2);
rcos=xc./ramp;
rsin=xs./ramp;
if flat ==1
iout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*idata(1:nsamp);
% output signal(ich)
qout = sqrt(xc.^2+xs.^2).*qdata(1:nsamp);
% output signal(qch)
else
iout = xc.*idata(1:nsamp) - xs.*qdata(1:nsamp);
% output signal(ich)
qout = xs.*idata(1:nsamp) + xc.*qdata(1:nsamp);
% output signal(qch)
end
else
iout=idata;
qout=qdata;
end
%***** end of file *****

```

```

% sefade.m
% This function generates frequency selecting fading...

```

```

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=sefade(idata,qdata,itaу,dlvl,th,n0,itn,n1,nsamp,...
tstp,fd,flat)
%***** variables *****
% idata input Ich data
% qdata input Qch data
% iout output Ich data
% qout output Qch data
% ramp : Amplitude contaminated by fading
% rcos : Cosine value contaminated by fading
% rsin : Cosine value contaminated by fading
%General Definition of Simulation Tools $# % itau : Delay time for each multipath fading
% dlvl : Attenuation level for each multipath fading
% th : Initialized phase for each multipath fading
% n0 : Number of waves in order to generate each
% multipath fading
% itn : Fading counter for each multipath fading
% n1 : Number of summation for direct and delayed
% waves
% nsamp : Total number of symbols
% tstp : Minimum time resolution
% fd : Maximum doppler frequency
% flat flat fading or not
% (1-flat (only amplitude is fluctuated),0-normal(phase
% and amplitude are fluctuated))

```

```

%*****
iout = zeros(1,nsamp);
qout = zeros(1,nsamp);
total_attn = sum(10.^( -1.0.* dlvl./ 10.0));
for k=1:n1
atts = 10.^(-0.05.* dlvl(k));
if dlvl(k) == 40.0
atts = 0.0;
end
theta = th(k).* pi./180.0;
[itmp,qtmp] = delay (idata,qdata,nsamp,itau(k));
[itmp3,qtmp3,ramp,rcos,rsin] = fade (itmp,qtmp,...
nsamp,tstp,fd,n0(k),itn(k),flat);
iout = iout + atts .* itmp3 ./ sqrt(total_attn);
qout = qout + atts .* qtmp3 ./ sqrt(total_attn);
end
%***** end of file *****

```

% sefade.m

```

% delay.m
% Gives delay to input signal%
function [iout,qout] = delay(idata,qdata,nsamp,idel )
%***** variables *****
% idata input Ich data
% qdata input Qch data
% iout output Ich data
% qout output Qch data
% nsamp Number of samples to be simulated
% idel Number of samples to be delayed
%*****
iout=zeros(1,nsamp);
qout=zeros(1,nsamp);
if idel ~= 0
iout(1:idel) = zeros(1,idel);
qout(1:idel) = zeros(1,idel);
end
iout(idel+1:nsamp) = idata(1:nsamp-idel);
qout(idel+1:nsamp) = qdata(1:nsamp-idel);
%***** end of file *****

```