

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 „Моделювання каналу зв'язку
з паралельною передачею даних”

Виконав: студент(ка) 6 курсу, групи РТЗ 218

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

Освітньої програми Інформаційні мережі зв'язку

Муравейнік Т.І.
(прізвище та ініціали)

Керівник Кабак В.С.
(прізвище та ініціали)

Рецензент Кармачук О.М.
(прізвище та ініціали)

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

Інститут інформатики та радіоелектроніки, факультет радіоелектроніки та телекомунікацій

Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій

Ступінь вищої освіти другий (магістерський)

Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

(код і найменування)

Освітня програма „Інформаційні мережі зв'язку”

(назва освітньої програми (спеціалізації))

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри РТТ

к.т.н., доц. Морщавка С.В.

« 15 » 12 2019 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТА (КИ)

Муравейник Тарас Григорович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання каналу зв'язку з паралельною передачею даних

керівник роботи к.т.н., доцент Кабак В.С.

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

затверджені наказом закладу вищої освіти від « 08 » 11 2019 року № 365

2. Строк подання студентом роботи 16.12.2019.

3. Вихідні дані до роботи Канал зв'язку з мультимедійною паралельною передачею даних. Швидкість передачі 250 км/сек, кількість паралельних каналів-128, $f_d=150$ Гц, вид модуляції-QPSK, відносна тривалість захисного інтервалу-1/4

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Обґрунтування структурної схеми системи з мультимедійною паралельною передачею даних. Аналітичне обґрунтування програмно-апаратної реалізації передавального і приймального тракту. Розробка програмної моделі каналу

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
 Структурна схема мультимедійної системи
 Структурна схема передавального тракту
 Структурна схема приймального тракту
 Блок-схема програмної моделі

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	приймав виконане завдання
1.2. Технічне завдання	Кабак В.С.	30.09	Кабак В.С.
3. Економічне завдання	Левченко Ф.М. д. держ. упр., проф.	21.10.19	Левченко Ф.М.
4. Оцінка проекту	Якимов Ю.В. к.т.н., доцент	17.10.19	Якимов Ю.В.
5. Конструктивне завдання	Мороз Т.В.		

7. Дата видачі завдання « 02. » 09 2019 року.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Обґрунтування структурної схеми інформаційної системи	30.09 - 15.X	
2.	Математичне обґрунтування структурної схеми передавача	16.X - 26.X	
3.	Математичне обґрунтування структурної схеми приймача	27.X - 1.XI	
4.	Розробка програмних моделей окремих модулів	2.XI - 15.XI	
5.	Розробка загальної програми	16.XI - 30.XI	
6.	Тестування моделі		
	Структурне моделювання	1.XII - 12.XII	
	Занеми		

Студент(ка)

(підпис)

Т.Т. Куровий
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Кабак В.
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ: 124 сторінки, 48 рисунків, 12 таблиць, 12 джерел.

Об'єкт дослідження – математична модель системи зв'язку з паралельною передачею даних.

Мета роботи – розробити модель каналу зв'язку з використанням мультичастотної паралельної передачі даних.

Метод дослідження – математичний та експериментальний.

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

У другому розділі запропонована модель мультичастотної системи передачі з використанням ортогональних піднесучих. Обґрунтовані принципи програмної реалізації узагальненої моделі і варіанти реалізації окремих функціональних вузлів, визначено алгоритм розрахунку ймовірності помилкового прийому одного біта для AWGN каналу з мультичастотною передачею на ортогональних піднесучих, проаналізовано вплив часової варіабельності каналу через ефект Доплера на характеристики системи зв'язку.

У третьому розділі приведено економічне обґрунтування виконаної роботи.

У четвертому розділі розглянуті питання охорони праці та безпеки життєдіяльності

БЕЗПРОВІДНІ МЕРЕЖІ, ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ, ОРТОГОНАЛЬНО-ЧАСТОТНЕ МУЛЬТИПЛЕКСИРУВАННЯ, РЕЛЕЇВСЬКІ ЗАВМИРАННЯ, МІЖСИМВОЛЬНА ІНТЕРФЕРЕНЦІЯ ЗВОРОТНЕ ДИСКРЕТНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є, ПРЯМЕ ДИСКРЕТНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є, ГАУСІВСЬКИЙ ШУМ, ДОПЛЕРІВСЬКЕ РОЗСІЮВАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, ПОСЛІДОВНО-ПАРАЛЕЛЬНЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ, МОДУЛЯТОР, ДЕМОДУЛЯТОР

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 КОНЦЕПЦІЯ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛІВ З ПАРАЛЕЛЬНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ ДАНИХ.....	10
1.1 Наслідки багатопроменевого розповсюдження радіохвиль	10
1.2 Концепція паралельної схеми передачі	17
1.3 Архітектура передавального тракту	25
1.4 Архітектура передавального тракту	37
2 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ПАРАЛЕЛЬНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ ДАНИХ	41
2.1 Структура моделі	41
2.2. Модель модема QPSK.....	46
2.3 Структура головної програми.....	53
2.4 Результати моделювання.....	72
3 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ.....	78
3.1 Обґрунтування актуальності теми з позиції маркетингу.....	78
3.2 Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи	79
3.3 Розрахунок кошторису витрат на практичну реалізацію дипломного проекту.....	82
3.3.1 Розрахунок вартості матеріалів.....	83
3.3.2 Спеціальне устаткування.....	83
3.3.3 Розрахунок заробітної плати.....	85
3.3.4 Відрахування на соціальне страхування.....	86
3.3.5 Накладні витрати.....	86
3.3.6 Бальна оцінка економічної ефективності проекту.....	87
4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	91
4.1 Аналіз потенційних небезпек.....	91
4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки.....	93
4.3 Заходи по забезпеченню виробничої санітарії та гігієни праці.....	95

4.4 Заходи з пожежної безпеки.....	103
4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях.....	104
ВИСНОВКИ.....	107
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	108
ДОДАТОК А.....	110
ДОДАТОК Б.....	118
ДОДАТОК В.....	120

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

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

ВСТУП

Система з в'язку з паралельною передачею даних передбачає розділення високошвидкісного потоку даних на декілька паралельних субпотоків і передачу цих субпотоків на різних підканалах. При реалізації такого підходу швидкість передачі у кожному підканалі набагато менша порівняно з послідовним потоком і ширина смуги підканалу набагато менша порівняно з повною шириною смуги пропускання системи.

Число підканалів обирається з умови, щоб смуга пропускання кожного підканалу була меншою за смугу когерентності каналу і тоді усі канали претерпають від відносно рівномірного завмирання. При цьому міжсимвольна інтерференція (Intersymbol Interference ISI) у кожному каналі невелика.

За останні роки інтерес до передачі даних на множині несучих суттєво збільшився, але необхідно відзначити, що цей вид передачі не є принципово новим методом – він широко використовувався у короткохвиловому радіозв'язку ще наприкінці 1950-х років. У сучасних телекомунікаційних системах модуляція на декількох піднесучих застосовується в системах цифрового телебачення в Європі, у провідних технологіях HDSL і безпроводних мережах (стандарти IEEE 802.11 і IEEE 802.16).

Модуляцію на декількох частотах можна реалізувати декількома способами, і тому її часто називають по – різному: частотне мультиплексування (Frequency Division Multiplexing – FDM), векторне мультиплексування, дискретний мультитон (Digital Multi-Tone) і ортогональне частотне мультиплексування [1].

Оскільки при ідеальних умовах розповсюдження радіохвиль частоти під несучих є ортогональними, то модуляцію на множині несучих останнім часом в основному називають ортогональним частотним мультиплексуванням (Orthogonal Frequency Division Multiplexing - OFDM).

Метою даної магістерської роботи є дослідження побудови системи з паралельною передачею даних на множині субканалів з використанням ортогональних піднесучих.

Для цього необхідно розробити програмну модель системи передачі з паралельною передачею даних і відобразити усі основні етапи обробки сигналу характерні саме для цього методу.

1 КОНЦЕПЦІЯ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛІВ З ПАРАЛЕЛЬНОЮ ПЕРЕДАЧЕЮ ДАНИХ

1.1 Наслідки багатопроменевого розповсюдження радіохвиль

Як відомо, радіоканал у системах зв'язку з мобільними об'єктами характеризується багатопроменевим розповсюдженням радіохвиль. Іншими словами, сигнал, що надходить до приймача, містить не тільки складову сигналу прямої видимості, але й велику кількість перевідбитих хвиль, які надходять до приймача у різні моменти часу. Затримані сигнали пояснюються перевідбиттям від різноманітних об'єктів таких як дерева, гори, рухомі об'єкти (автомобілі), а також великі будівлі (рис.1.1).

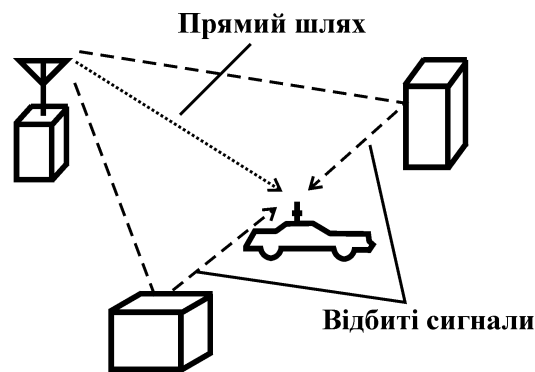


Рисунок 1.1 – Ілюстрація багатопроменевого розповсюдження сигналів

Ці перевідбиті хвилі взаємодіють з сигналом прямої хвилі і сприяють виникненню міжсимвольної інтерференції ISI, яка зумовлює значне погіршення якості характеристик каналу.

Багатопроменеве розповсюдження призводить до флуктуацій сигналу у точці прийому за амплітудою, фазою і кутом надходження – комплексу явищ, що отримав назву федінгу [2, 3].

Розбіжність у фазових зсувах відбитих сигналів під час їх додавання у точці прийому може приводити як до збільшення результуючого сигналу над

середнім рівнем, так і до значного ослаблення результуючого сигналу. Причому ці провали сигналу, або завмирання, що виникають через взаємну компенсацію сигналів у випадку невдалого сполучення фаз і амплітуд, можуть бути значними. Зазвичай завмирання сигналу, що приймається мобільним абонентом, завжди характеризуються двома складовими – великомасштабною (повільною) та дрібномасштабною (швидкою) (рис. 1.2) [1,2,3,4].

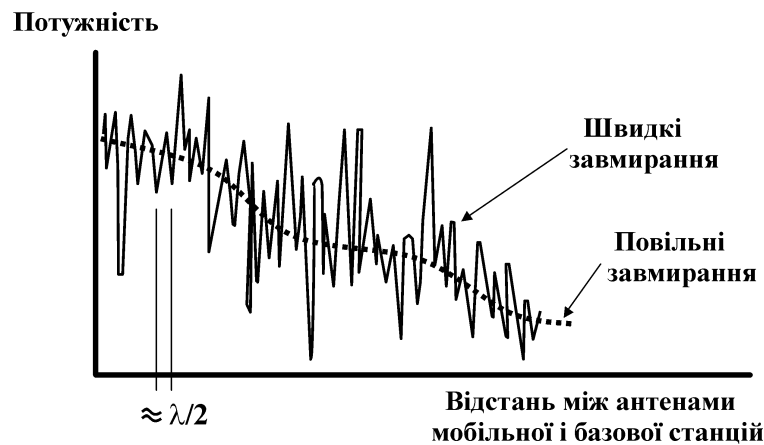


Рисунок 1.2 – Великомасштабні і дрібномасштабні завмирання сигналу у точці прийому

Повільні завмирання зумовлені впливом рельєфу місцевості, а саме значних перешкод (гори, ліс, будівлі і т. і.), що розташовані між передавачем і приймачем системи зв'язку. Наявність таких перешкод приводить до зміни умов поширення радіохвиль і у точці прийому може помітно збільшуватися затухання сигналу – цей ефект отримав назву затінення (shadowing) [2, 4]. Урахування статистичних властивостей такого типу завмирань дозволяє адекватно оцінювати втрати розповсюдження, як функцію відстані антени приймача МС від передавача БС. Інтенсивність повільних завмирань не перевищує 5...10 дБ, а їх тривалість під час руху автомобілю визначається декількома секундами. Математично повільні завмирання описуються логарифмічно нормальним законом розподілу, а практично проявляються як зміна середнього рівню потужності на який накладаються швидкі завмирання [1, 2, 3,4, 5].

Більш фатальними для мобільного зв'язку є швидкі завмирання, що є прямим наслідком багатопроменевого розповсюдження сигналів.

Механізм дії швидких 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 [2,3].

Для випадку мобільного зв'язку часова варіабельність каналу визначається або безпосередньо рухом мобільного абоненту відносно передавача базової станції, або відносним рухом навколишнього середовища (наприклад, рух автомобілів відносно непорушного абоненту), що приводить до постійної зміни трас розповсюдження. Можна сказати, що швидкість зміни умов розповсюдження зумовлює швидкість зміни завмирань у прийнятому сигналі через федінг. Швидкість зміни рівня сигналу часто характеризують терміном доплерівське розсіювання, яке визначає селективний (змінний) у часі випадковий фазовий шум через випадкову частотну модуляцію. Доплерівське розсіювання визначається як ширина спектру прийнятого несучого коливання у випадку, коли через канал із багатопроменевим розповсюдженням передається одне єдине несуче коливання на частоті. Якщо позначити максимальне значення частоти доплерівського зсуву, то через доплерівське розсіювання приймається «розмазаний» спектр сигналу зі спектральними компонентами між частотами $f_c - f_d$ і $f_c + f_d$. Наприклад, для швидкості руху мобільної станції 90 км/год смуга пропускання від ефекту Доплера на частоті 900 МГц складає приблизно 150 Гц (це означає зміну характеристик каналу 150 разів за секунду) [3].

Обвідна результуючого коливання (рис. 1.2) є випадковою величиною і, якщо у прийнятому сигналі за умови великої кількості відбитих сигналів відсутня домінуюча компонента сигналу прямої видимості, характеризується розподілом за законами Релея (релеївські завмирання). Діапазон зміни рівня сигналу може досягати 40 дБ, з яких приблизно 10 дБ – це перевищення над середнім рівнем, а 30 дБ – провали нижче середнього рівня. Під час переміщення мобільного абоненту періодичність флуктуацій у просторі складає приблизно половину довжини хвилі (рис. 1. 2). У часі період флуктуацій визначається швидкістю переміщення мобіль-

ного абоненту. Так, для швидкості 50 км/год період флуктуацій складає приблизно 10 мс, для швидкості 100 км/год – 5 мс. Наприклад, на рис. 1.3 наведена типова обвідна прийнятого сигналу(з якого видалена повільна складова замирань) для швидкості руху автомобілю 120 км/год, з аналізу якої можна визначити, що період флуктуацій складає приблизно 4 мс [3].

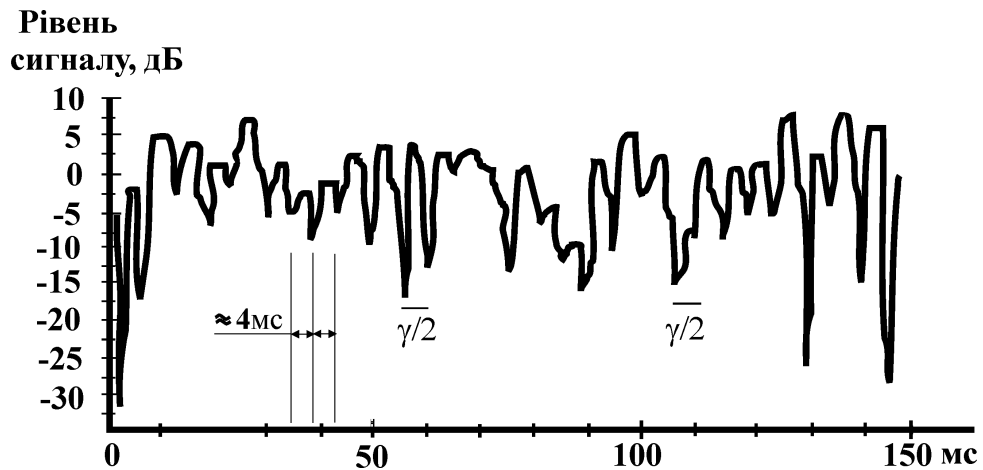


Рисунок 1.3 – Типова обвідна прийнятого сигналу у діапазоні 900 МГц для швидкості мобільного абоненту 120 км/год

Можна відзначити, що федінг також може приводити до явища повного фазового компенсування. Коли хвилі прямого і відбитого сигналу відрізняються на 180° , то може відбутися повне придушення результуючого сигналу. Але незважаючи на те, що така ситуація виглядає досить критичною, протягом сеансу зв'язку вона є досить короткочасною. Іншими словами, цифрові стандарти спроможні підтримувати зв'язок навіть за умови короткочасного фазового компенсування, але з відповідним різким погіршенням якості. Більш серйозною ситуація фазового компенсування виглядає для каналу управління, приводячи до з'явлення у певній області «чорних дірок», де встановлення зв'язку час від часу стає неможливим.

Часове розсіювання представляє дещо інший механізм впливу багатопроменевого розповсюдження на якість зв'язку незалежно від того, який метод множинного доступу реалізується – FDMA, TDMA, або CDMA. 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 замирань і може призводити до помітного погіршення якості зв'язку, а також виступає чинником, що обмежує швидкість передавання інформаційних символів у каналі.

У цифрових стандартах зв'язку за міру якості використовується оцінка ймовірності бітової помилки, тобто ймовірність помилкового прийому інформаційного біту або , використовується термін коефіцієнт бітової помилки (BER – Bit Error Rate). На рис. 1. 4 наведені криві, що характеризують ймовірність бітової помилки у залежності від відношення енергії, що приходить на один біт, до спектральної щільності шуму – [2,3]. На графіках наявно відбивається вплив багатопроменевого розповсюдження на якість зв'язку.

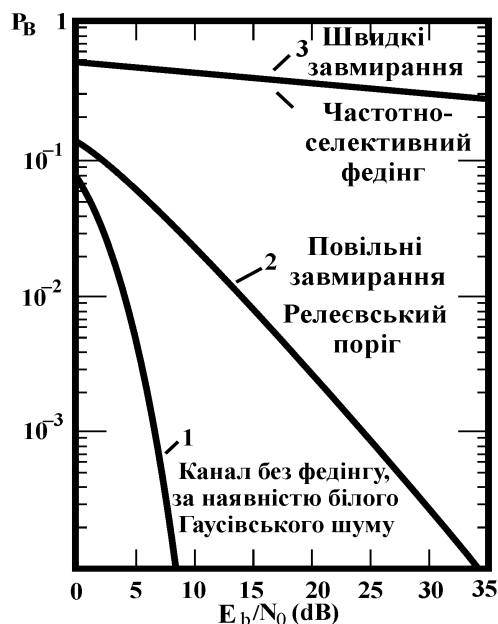


Рисунок 1.4 – Залежності ймовірності помилкового прийому

Так, крайня ліва крива 1 з експоненціальною залежністю відтворює поведінку каналу за умови відсутності проявлень федингу і для якого характерна

наявність тільки адитивного білого шуму. За таких умов висока якість зв'язку досягається при помірних (сприйнятливих) значеннях.

Середня крива 2 відбиває погіршення якості зв'язку через зменшення відношення сигнал/шум внаслідок повільних завмирань сигналу (частотно неселективних) за умови відсутності домінуючої компоненти сигналу прямої видимості.

Наведена крива 2 отримала назву релеївського порогу. Оскільки для кривої релеївського порогу ймовірність бітової помилки зворотно пропорційна відношенню $\frac{P_r}{P_n}$, то для сприйнятливих значень $\frac{P_r}{P_n}$ (характерних для попереднього варіанту) спостерігається суттєве погіршення якості зв'язку.

І нарешті, верхня крива 3 відтворює поведінку каналу, для якого характерні релеївські швидкі завмирання (частотно-селективні). Відзначимо, що наведена крива досягає рівня, який інколи називають порогом помилки, за якого ймовірність бітової помилки стає рівною 0,5 і вірогідний прийом стає просто неможливим. Наприклад, в [2] таку залежність охарактеризовано як “жахлива”. Також аналіз цієї залежності свідчить, що для каналу з релеївськими завмираннями принципово неможливо досягнути малого значення ймовірності бітової помилки навіть за рахунок фізично нереального збільшення відношення $\frac{P_r}{P_n}$.

Очевидно, що для досягнення необхідної якості у системах мобільного зв'язку необхідно застосовувати ефективні методи ослаблення наслідків багатопроменевого розповсюдження.

Відповідно однією з головних вимог під час побудови безпроводних мереж є реалізація засобів, які в значній мірі усувають ці негативні наслідки багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

Особливо актуальною ця проблема виглядає для сучасних безпроводних мереж, які характеризуються високими значеннями швидкості передачі інформації (наприклад, мережі стандарту IEEE 802.11 ас мають теоретичну верхню межу швидкості пропускання до 7 Гбіт/с), при яких звичайні методи боротьби із завмираннями, зокрема, еквалайзінг або методи розширення спектру стають неефективними.

В процесі розвитку засобів телекомунікацій була поставлена задача, щоб усі види послуг, які властиві провідним мережам, були також реалізовані і для безпроводних мереж. Одним із ймовірних перспективних засобів вирішення цієї задачі вважався варіант застосування широкосмугових безпроводних мереж. Як було відзначено, для широкосмугових телекомунікаційних систем необхідно забезпечити достовірну передачу бітів з високою швидкістю на рівні декількох мегабіт за секунду. Але, якщо цифрові дані передаються з такою швидкістю, то час затримки для затриманих хвиль буде перевищувати тривалість одного символу, що передається.

Оскільки затримані хвилі починають взаємодіяти з іншими символами, то ефект такої інтерференції необхідно мінімізувати у приймальному пристрої. Існує декілька методів вирішення проблеми багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

Наприклад, одним із засобів боротьби з багатопроменевим розповсюдженням є застосування еквалайзінгу і методу розширення спектру за допомогою стрибкоподібної зміни частоти – FHSS, як це було реалізовано у стандарті мобільного зв'язку 2G GSM. Але відзначається, що ефективна реалізація еквалайзерів при швидкості передачі символів у декілька мегабіт за секунду при відносно компактному і некоштовному апаратному обладнанні є достатньо складною задачею. В стандартах мобільного зв'язку 3G WCDMA, CDMA 2000 за основу боротьби з федінгом покладено метод розширення спектра з використанням прямої послідовності DSSS. Метод розширення спектра DSSS передбачався також і стандартах безпроводних мереж IEEE 802.11, IEEE 802.11b, зокрема, при швидкостях 1 і 2 Мбіт/с для розширення спектра використовувалася 11-чипова послідовність Баркера, а при швидкостях 5,5 і 11 Мбіт/с застосовувалися комплементарні кодові послідовності (так звана, CCK модуляція).

Але, як відзначалося, ефективність цих методів у боротьбі з наслідками багатопроменевого розповсюдження в умовах постійної тенденції до суттєвого

зростання швидкості передачі (сотні Мбіт/с і одиниці Гбіт/с) практично нівелюється.

Тому, на сучасному етапі розвитку безпроводних мереж вважається, що одним з найефективніших методів реалізації безпроводних широкосмугових мультимедійних комунікаційних систем є застосування мультиплексування з використанням розділення за допомогою ортогональних піднесучих (OFDM).

Метод OFDM базується на паралельній схемі передачі даних, що дозволяє суттєво зменшити наслідки багатопроменевого розповсюдження радіохвиль і необхідність у застосування еквалайзінгу або методів розширення спектру повністю відпадає.

1.2 Концепція паралельної схеми передачі

Як було визначено, канал зв'язку з федінгом, який виникає через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль, характеризується наявністю не тільки сигналу прямої видимості, але й великою кількістю перевідбитих сигналів, що надходять у різні моменти часу. Відповідно імпульсна характеристика такого каналу містить інформацію про відносний час надходження затриманих хвиль, рівень їх потужності, а також фазу цих сигналів по відношенню до сигналу прямої хвилі. На рис.1.5 зображена типова імпульсна характеристика каналу з федінгом у часовій і частотній областях [6].

З аналізу результуючої характеристики у часовій області очевидно, що на приймальному боці, відбувається прийом сигналів з різним часом надходження, рівнем потужності і фазами, що проявляється у наявності так званих “пальців” на імпульсній характеристиці [2]. Як правило, такий профіль прийнятого сигналу характеризують максимальним часом затримки T_m [2, 4, 5].

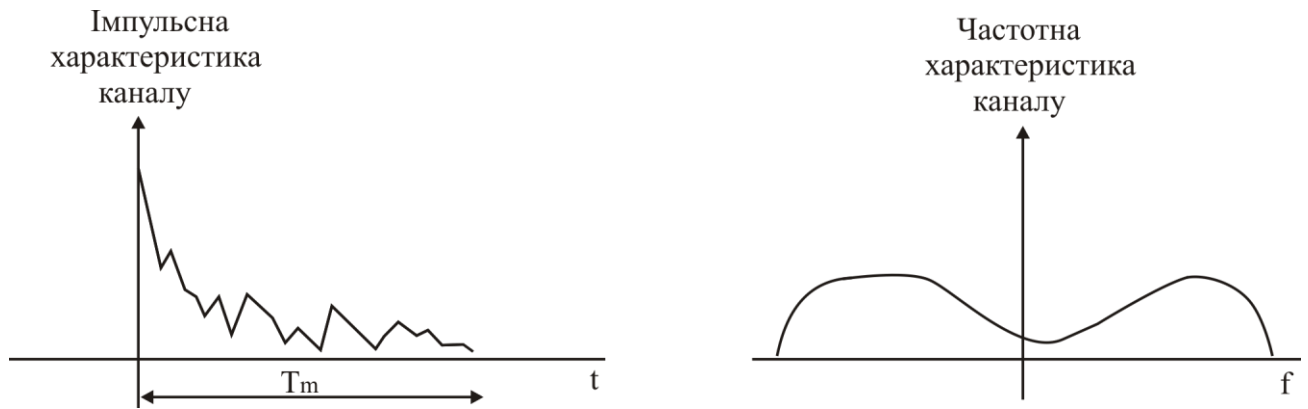


Рисунок 1.5 – Імпульсна і частотна характеристики каналу з федингом

З іншого боку, у частотній області багатопроменеве розповсюдження характеризується підсиленням сигналу на одних частотах і придушенням на інших (частотно-селективні завмирання).

Як визначалося у параграфі 1.1, для умов роботи системи зв'язку з мобільними об'єктами, рівень потужності і, відповідно, завмирання за різними шляхами розповсюдження є також залежними від часу (часова варіабельність каналу зв'язку). Якість вузькосмугового сигналу буде також змінюватися оскільки, максимуми частотної характеристики змінюються по частотній осі. Така ж варіація буде і для фазової характеристики, що може бути проблемою для систем, які використовують фазову модуляцію.

Припустимо, що послідовний потік даних з високою швидкістю передається через безпроводний канал зв'язку з багатопроменевим розповсюдженням. Тоді, якщо цифрові дані передаються зі швидкістю декілька мегабіт за секунду і максимальний час затримки затриманих хвиль T_m через фединг перевищує 1мкс , то, очевидно, що час затримки затриманих хвиль перебільшує тривалість одного переданого символу.

Саме такий варіант зображено на рис.1.6 під час передачі такого потоку з використанням однієї несучої. З аналізу епюр очевидно, що як форма імпульсного відклику так і форма частотної характеристики набувають спотворень, які необхідно виправляти. Зокрема, у часовій області час максимальної затримки T_m для наведеного прикладу перебільшує тривалість 10 послідовних символів, тобто,

виникає міжсимвольна інтерференція, а аналіз відповідної частотної характеристики каналу свідчить, що значна частина енергії переданого сигналу втрачається через завмирання у каналі.

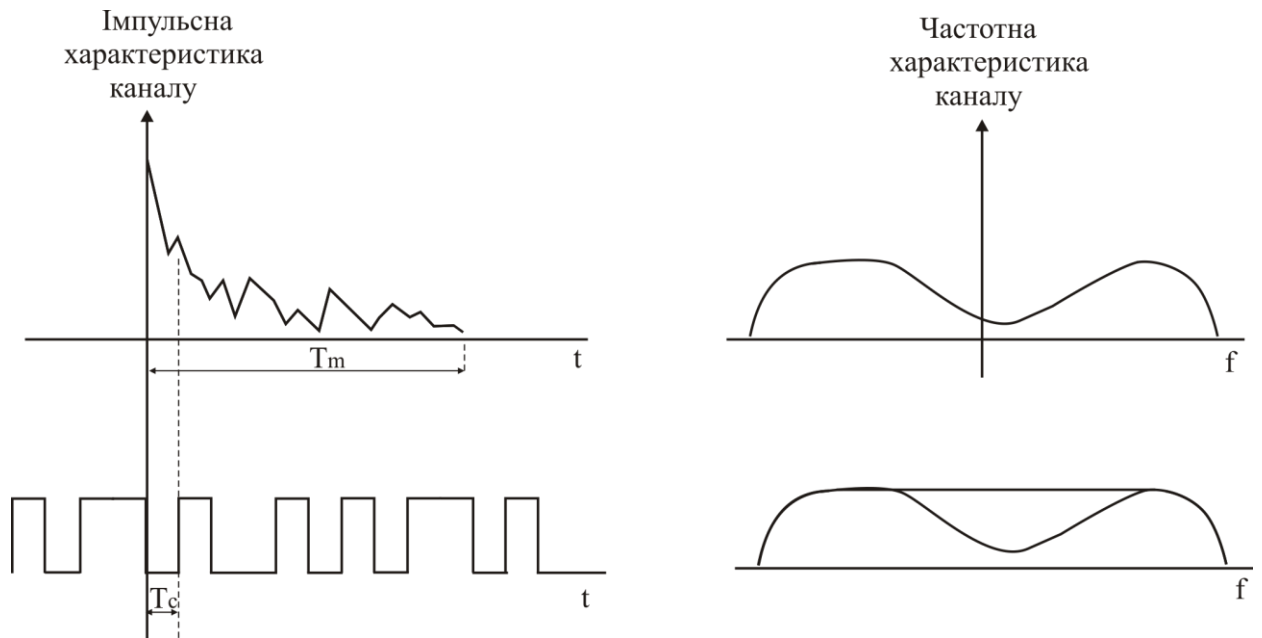


Рисунок 1.6 – Характеристики каналу зв'язку за наявності федингу і передачі сигналу на одній несучій частоті

Як відзначалося, одним з шляхів усунення спотворень є застосування техніки адаптивного еквалайзінгу. Але, така задача для високих швидкостей передачі суттєво ускладнюється, оскільки необхідно зберігати інформацію для низки послідовних символів для здійснення еквалайзінгу послідовно для спотворених символів.

З частотної точки зору, переданий сигнал, який підлягає ефекту фединга, може додаватися синфазно на деяких частотах і може збільшувати свій рівень, у той час як для інших частотних інтервалів спостерігається завмирання сигналу і у деяких випадках цей ефект може призводити до повної деструкції сигналу у визначеному частотному інтервалі.

Хоча, необхідно відзначити, що через асиметрію релеївського закону розподілу, ймовірність з'явлення провалів набагато більша порівняно з

ймовірністю з'явлення піків, що перевищують середній рівень прийнятого сигналу [5].

Для суміжних частотних інтервалів можуть спостерігатися однакові варіації у рівні прийнятого сигналу, що можна охарактеризувати як високу ступінь кореляції для визначеного частотного діапазону.

Мірою такої кореляції виступає смуга когерентності, яку визначають, як діапазон частот у якому характеристики каналу можна вважати приблизно однаковими.

У першому наближенні смугу когерентності можна оцінити, як величину зворотну максимальному часу затримки [2,4,5]:

$$\Delta f_{\text{кор}} \approx \frac{1}{T_m}. \quad (1.1)$$

Відповідно для вузькосмугового сигналу спотворення через частотно-селективні завмирання можна вважати мінімальними, якщо смуга когерентності більша за смугу пропускання каналу ΔF , тобто:

$$\Delta f_{\text{кор}} > \Delta F \quad (1.2)$$

Якщо вважати, що смуга пропускання визначається шириною спектра інформаційного сигналу, то, очевидно, можна прийняти:

$$\Delta F = \frac{1}{T_c}. \quad (1.3)$$

Тоді з урахуванням 1.1 умова відсутності міжсимвольних спотворень через федінг у часовій області може бути сформульована як:

$$T_c > T_m. \quad (1.4)$$

Хоча і для такого варіанту можуть спостерігатися зменшення відношення сигнал шум у каналі.

Якщо ж смуга когерентності менша за смугу пропускання каналу і, відповідно, час передачі одного символу менший за час максимальної затримки прийнятого сигналу, то рівень спотворень у каналі значно збільшується і створюються умови для частотно-селективних (релеївських) завмирань.

Саме такий варіант ($\dot{Q}_c \ll T_m$) і зображено на рис.1.6, з якого очевидно впливає неможливість достовірної передачі інформації з високою швидкістю, якщо передача здійснюється послідовно з використанням однієї несучої частоти.

Одним з ефективних шляхів вирішення проблеми боротьби з релеївськими завмираннями і, відповідно, реалізації широкосмугової телекомунікаційної системи для зв'язку з мобільними об'єктами є перехід від послідовної до паралельної схеми передачі.

Для такого варіанту високошвидкісний потік даних конвертується до декількох паралельних каналів, на кожному з яких відбувається передача на набагато менших значеннях швидкості передачі. Тобто відбувається мультиплексування вхідного потоку на декілька субканалів, чисельність яких може бути достатньо великою.

На рис.1.7 продемонстровані ефекти, які виникають у каналі з федингом у часовій і частотній областях для варіанту застосування паралельної передачі даних.

Так, на рис.1.7а зображено робота системи з двохканальною паралельною передачею даних. Як виходить з аналізу рис.1.7а у випадку двохканальної роботи тривалість символу у кожному каналі збільшується у два рази порівняно з варіантом одноканальної передачі на одній несучій частоті.

Але, за таких умов максимальна тривалість затримки, як впливає з рисунку, також перебільшує тривалість одного символу ($T_m \approx 3T_c$), що означає наявність у каналі ISI і, відповідно, релеївських частотних завмирань.

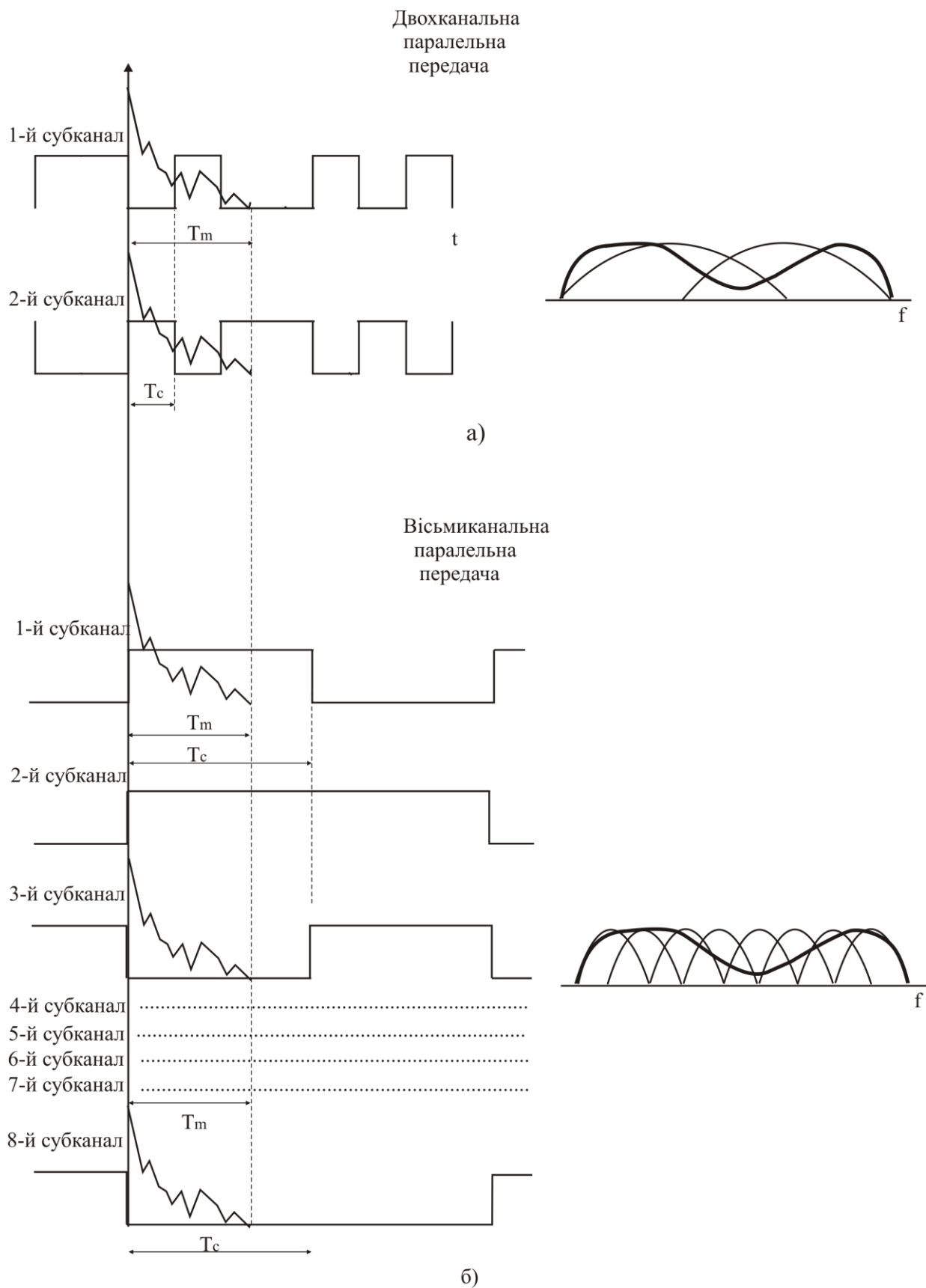


Рисунок 1.7 – Вплив каналу з федингом на характеристики каналу у випадку паралельної передачі даних

Як впливає з аналізу наведеної частотної характеристики каналу і спектрів двох паралельних каналів, втрата енергії сигналу для кожного з каналів зберігається, але у значно меншій мірі порівняно з одноканальною передачею.

Очевидно, що для заданої початкової швидкості передачі послідовного потоку збільшення чисельності паралельних каналів зменшує швидкість передачі у кожному з паралельних субканалів, або, з іншого боку, це означає збільшення тривалості символу, що передається, у кожному з субканалів.

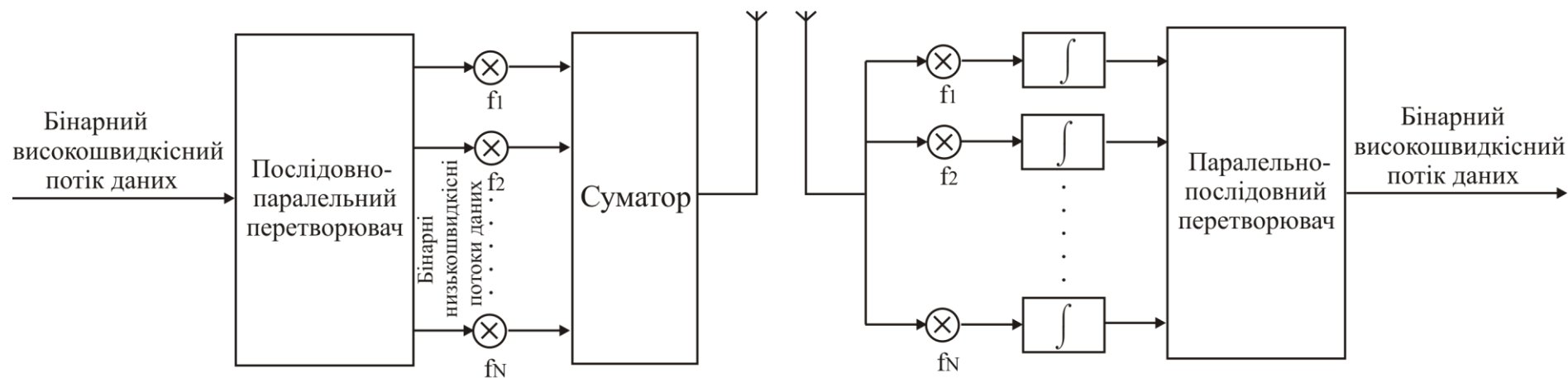
З проведеного аналізу можна зробити висновок, що в результаті такого перетворення – суттєвого збільшення кількості паралельних каналів (сотні і , навіть, тисячі каналів) можна досягнути умов, при яких максимальний час затримки затриманих T_m хвиль стає меншим за тривалість одного символу у субканалі.

Саме такий варіант продемонстровано на рис. 1.7 б для випадку восьми каналної передачі даних. З аналізу епюр можна зробити висновок, що розпаралелювання каналів дозволяє для значної частини субканалів практично уникнути завмирань сигналу. Але, також очевидно, що для деяких субканалів необхідно застосовувати додаткові методи компенсації завмирань.

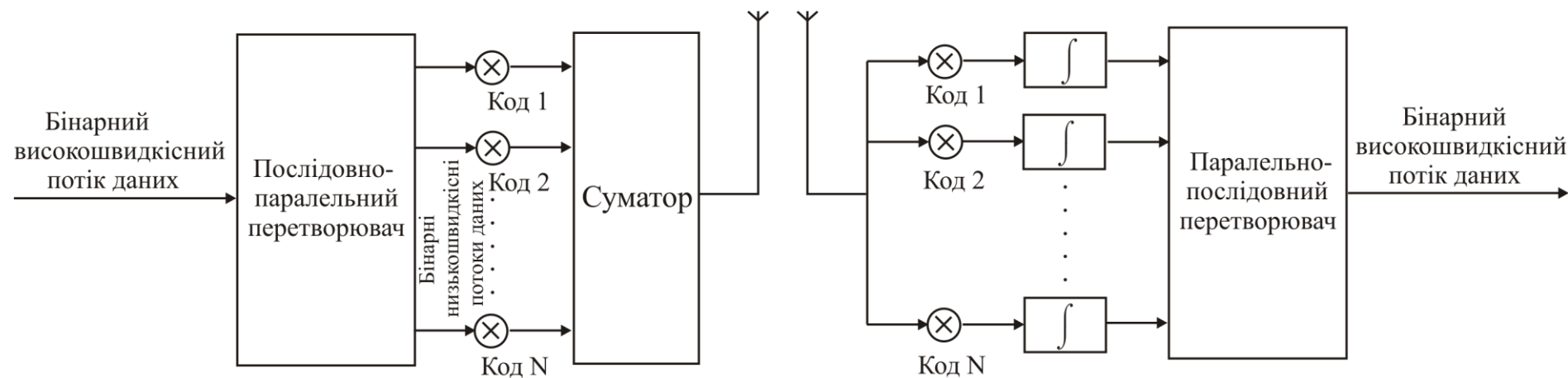
Для диференціації (розділення) субканалів можуть використовуватися методи частотного мультиплексування (FDM – Frequency Division Multiplexing) і кодового мультиплексування (CDM – Code Division Multiplexing). Відповідно перший метод називають мультичастотною передачею, а другий мультиковою.

На рис.1.8 представлені концептуальні варіанти реалізації передавального і приймального трактів для мультичастотної (1.8 а) і мультикової (1.8 б) схем реалізації системи з паралельною передачею даних.

Найбільш ефективним на теперішній час вважається техніка мультичастотної передачі, яка і буде досліджуватися у даній магістерській роботі.



а)



б)

Рисунок 1.8 – Системи з паралельною передачею даних : а) – мультичастотна система передачі, б) – мультикодова система пердачі

1.3 Архітектура передавального тракту

Необхідно відзначити, що чисельність паралельних каналів i , відповідно, ортогональних піднесучих може бути достатньо великою і досягати значень десятків тисяч піднесучих. Очевидно, що реалізувати метод передачі OFDM безпосередньо шляхом реалізації декількох тисяч генераторів модульованих піднесучих на передавальному боці виглядає достатньо проблематично. А для приймача це стає і зовсім нереальною задачею.

Але, сучасні методи цифрової обробки сигналів дозволяють отримати достатньо просте вирішення цієї задачі шляхом використання прямого і зворотного швидкого дискретного перетворення Фур'є.

Як приклад, можна розглянути процеси, які відбуваються під час використання методу OFDM і застосування модуляції 16-QAM. Фазове сузір'я методу 16-QAM зображено на рис.1.9.

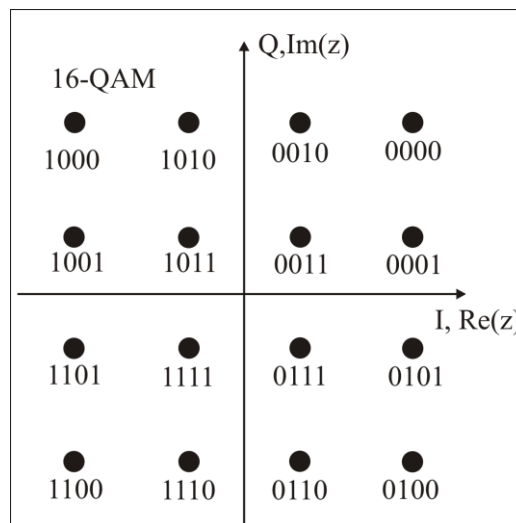


Рисунок 1.9 – Фазове сузір'я для методу 16 – QAM

Кожна точка фазового сузір'я відповідає чотирьом бітам модуляційного символу і визначає амплітуди синфазного (абсциса на графіку) і квадратурного (ордината) коливань. Шляхом додавання цих коливань задається відповідний символу сигнал.

Якщо застосувати математичний апарат комплексних чисел, то вісь квадратурних коливань буде відповідати осі уявних чисел (Im), а вісь синфазних амплітуд – вісі дійсних чисел (Re). Тоді будь який символ можна подати як комплексне число $z = A_I + iA_Q$, або, якщо застосувати формулу Ейлера, то символ можна подати як:

$$z = Ae^{j\varphi}.$$

Як правило, у практичних системах використовують не самі значення z , а їх значення, що нормовані до середньої амплітуди сумарного коливання для обраного виду модуляції. Це необхідно для усереднення сигналів під час застосування різних режимів модуляції – так, наприклад, для QPSK нормуючий множник рівняється $\tilde{n} = 1/\sqrt{2}$, тоді як для 16-QAM він складе $\tilde{n} = 1/\sqrt{10}$.

Тоді модульований символом $\dot{C}_k(t)$ сигнал на k -й піднесучій можна подати як:

$$\dot{S}_k(t) = \dot{C}_k e^{j2\pi f_k t} \quad (1.5)$$

Враховуючи, що сигнал змінюється дискретно, тобто, $t = nT$,

де T – тривалість дискретного інтервалу,

n – номер відліку, то для дискретів одного модульованого символу можна отримати:

$$\dot{S}_k(n) = \dot{C}_k e^{j2\pi f_k nT}. \quad (1.6)$$

Результуючий сигнал OFDM символу визначиться як сума усіх модульованих піднесучих:

$$\dot{S}_n = \sum_{k \in \Omega} \dot{C}_k e^{j2\pi f_k nT}. \quad (1.7)$$

З математичної точки зору отриманий вираз еквівалентний обчисленню значень функції за дискретними значеннями амплітуд її гармонічних складових

з частотами k/τ . Як відомо, таку процедуру описує зворотне перетворення Фур'є [7]:

$$X_n = \sum_{k=0}^{N-1} a_k e^{j2\pi kn}. \quad (1.8)$$

де N – кількість гармонічних складових (для варіанту паралельної передачі, що розглядається – це кількість ортогональних піднесучих). Якщо тривалість інтервалу дискретизації визначити як τ/N , то вираз (1.7) стає повністю тотожним виразу (1.8).

Питання щодо алгоритмів прямого і зворотного перетворень Фур'є достатньо ґрунтовно розроблені, у тому числі і з боку їх апаратної реалізації.

Найбільш ефективними ці алгоритми є, якщо кількість під несучих обирається з умови $N=2^m$. При цьому допускається використовувати не усі ортогональні частоти, зокрема у стандарті DVB-T в режимі 8K повна кількість ортогональних частот повинна скласти $2^{13}=8192$, але реально у стандарті задіяні тільки 6817 піднесучих. Величину $1/T = N/\tau$ називають системною тактовою частотою.

Синтезувати OFDM символи недостатньо, оскільки необхідно сформувати радіосигнал у заданій частотній області (з нижньою робочою частотою f_0). Перенесення символу до необхідного частотного діапазону тотожне зміщенню його на частоту f_0 , що у комплексній формі еквівалентно перемноженню на комплексне (у вигляді квадратурних складових) представлення несучої f_0 . При цьому амплітуди перемножуються, а аргументи додаються. Виділяючи дійсну (синфазну) та уявну складові $S(n)$ і домножуючи їх на $\cos(2\pi f_0 t)$ і $\sin(2\pi f_0 t)$ можна отримати повний сигнал одного OFDM символу.

Відповідно структурна схема передавального тракту з використанням ортогонального частотного розділення каналів може бути подана у такому вигляді (рис.1.10).

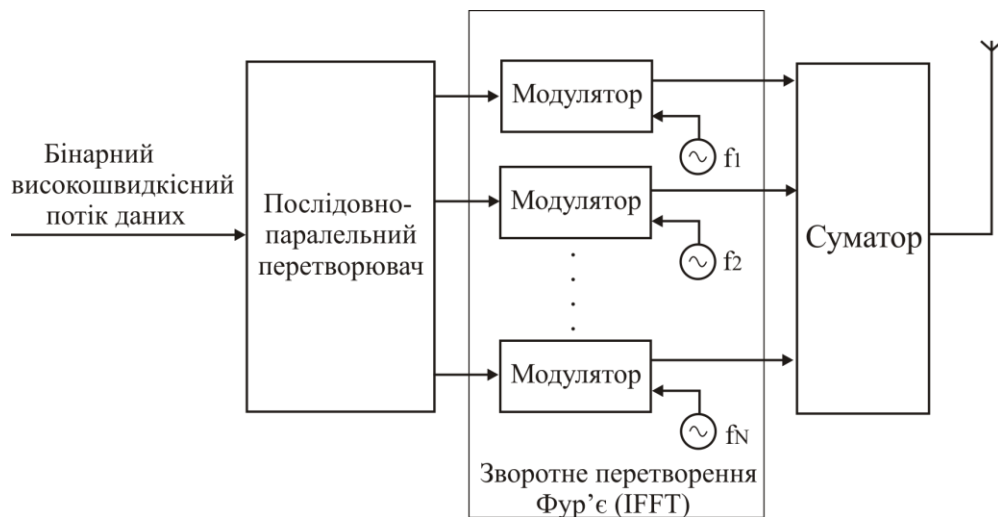


Рисунок 1.10 – Структура передавального тракту при паралельній передачі даних

Тепер визначимо вимоги до несучих частот паралельних субканалів, які формуються виходячи з ортогональності цих піднесучих. По-перше, можна відзначити, що класичний метод частотного розділення каналів FDMA достатньо відомий і є достатньо простим як за апаратною, так і програмною реалізацією. спектрі OFDM обирається з умови можливості виділення в демодуляторі окремих піднесучих.

Метод передбачає застосування смугових фільтрів, причому частотне рознесення між модульованими несучими обирається з умови, щоб сусідні бічні смуги взаємно не перекривалися. Ця вимога буде виконана, якщо величину частотного рознесення обрати з умови:

$$\Delta f > 2/T_c, \quad (1.9)$$

де T_c – робочий інтервал інформаційного символу. Але, такий вибір частотного рознесення призводить до невисокої спектральної ефективності (неефективне використання виділеного радіоспектру).

Навпаки, технологія ортогонального частотного розділення передбачає суттєве перекриття спектрів від сусідніх паралельних каналів. Але, для того, щоб сигнали на кожній піднесучій не впливали на передачу інформації у сусідніх

субканалах, необхідно сформувати такий ряд частот піднесучих паралельних каналів, для яких максимум енергії на одній під несучій приходився б на мінімальне значення енергії від усіх інших під несучих. Геометричне подання такого перекриття спектрів зображено на рис.1.11.

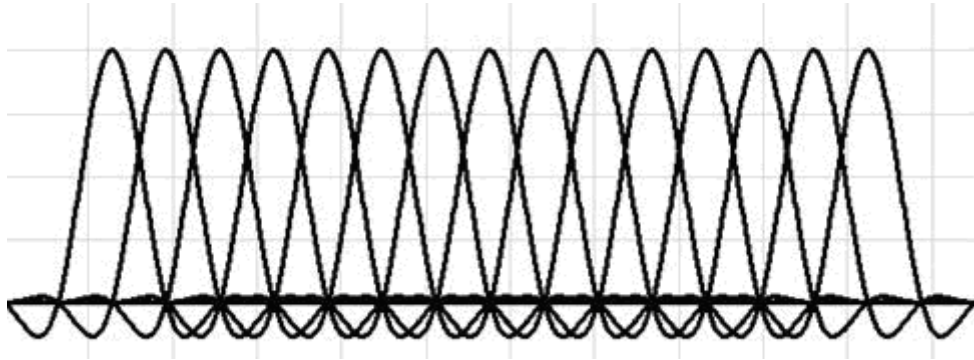


Рисунок 1.11 – Перекриття спектрів паралельних каналів для методу OFDM

Як відомо, два коливання вважаються ортогональними, якщо на інтервалі часу T_c виконується умова [2]:

$$\int_0^{T_c} f_k(t) \cdot f_m(t) dt = 0 \quad k \neq m \quad (1.10)$$

Власне сам метод модуляції передбачає використання ряду піднесучих, що задовольняють рівнянню (1.10), модуляція яких здійснюється комплексними інформаційними символами $\dot{F}_n(t)$.

Як було показано у попередньому аналізі комплексний інформаційний символ можна подати як:

$$\dot{F}_n(t) = C_n(t) e^{j\varphi_n}, \quad (1.11)$$

де C_n – амплітуда символу;

φ_n – фаза символу, $n=1,2,3,\dots,N-1$, що дозволяє модульований символ $C_k(t)$ сигнал на k -й під несучій подати як:

$$\dot{S}_k(t) \dot{G}_k e^{j2\pi f_k t}. \quad (1.12)$$

Оскільки результуючий сигнал OFDM символу визначається як сума усіх модульованих під несучих, то можна записати:

$$\dot{S}(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \dot{S}_k(t) \dot{G}_k e^{j2\pi f_k t}, \quad (1.13)$$

тобто на корисному інтервалі T_c формується неперервний сигнал, який визначається сумою N піднесучих $f_k(t) = \cos(2\pi f_k t)$, що промодульовані модулюючими символами $\dot{S}_n(t)$:

Але, тоді можна показати, що з врахуванням (1.13) загальна умова ортогональності (1.10) призводить до наступного:

$$f_{m+1} - f_n = \Delta f = \frac{2}{T} \quad (1.14)$$

де Δf – частотне рознесення між сусідніми піднесучими.

На цей час саме технологія OFDM вважається найефективнішим засобом боротьби з наслідками федінгу. Хоча, можна стверджувати, що сама по собі технологія розділення частот за допомогою ортогональних піднесучих не усуває багатопроменеве розповсюдження, але створює передумови для усунення ефекту ISI.

Дійсно, розпаралелювання великої кількості каналів дозволяє перейти від короткого за тривалістю символу початкового високошвидкісного цифрового потоку до набагато більшої тривалості символу у кожному з низькошвидкісних потоків у кожному субканалі. Збільшення тривалості символу кожного з субканалів практично у N разів дозволяє частину символу використовувати саме для боротьби з часовою дисперсією сигналу. Це стає можливим через вставлення

до результуючого OFDM так званого охоронного інтервалу (Guard Interval, GI), який є невід’ємною частиною технології OFDM.

Тобто, до кожного OFDM символу додається циклічний захисний інтервал. Відповідно повна тривалість OFDM символу збільшується і буде складати [1, 6]:

$$T_{\text{total}} = T_g + T_s, \quad (1.15)$$

де T_g – тривалість захисного інтервалу.

На рис. 1.12 продемонстровано типовий варіант введення захисного інтервалу до OFDM символу.

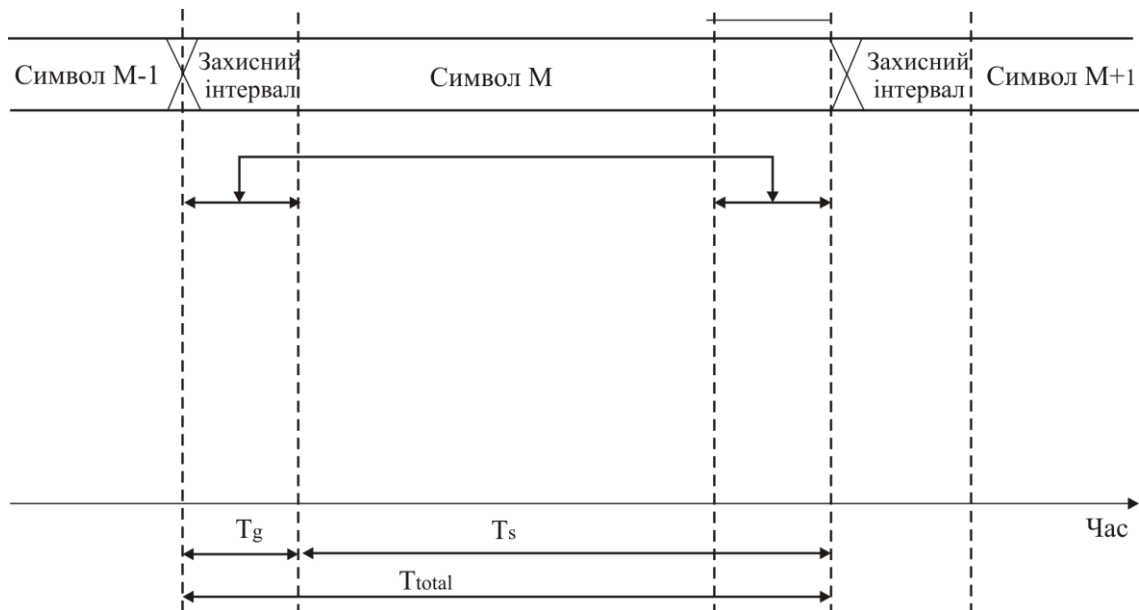


Рисунок 1.12 – Введення захисного інтервалу до OFDM символу

З рис.1.12 видно, що кожен OFDM символ складається з двох складових. Повний символ містить активну частину T_s (інформативну), остання частина якої повторюється на початку символу і розглядається як захисний інтервал.

Необхідно підкреслити, охоронний інтервал реалізується шляхом циклічного повторення закінчення символу, яке розташовується на початку відповідного символу (рис.1.12).

Коли захисний інтервал перебільшує максимальну затримку імпульсної характеристики через часове розсіювання (рис.1.5), то ефект міжсимвольної інтерференції (ISI) може бути суттєво придушеним. Але, необхідно відзначити, що ефект міжканальної інтерференції (тобто, федінг, що проявляється у смузі пропускання субканалу) залишається.

Співвідношення між захисним інтервалом і корисною активною частиною символу залежить від конкретного варіанту застосування. Оскільки введення захисного інтервалу зменшує пропускну здатність, то значення захисного інтервалу обирається, як правило, меншим або рівним $T_c/4$.

Алгоритмічно процедура вводу охоронного інтервалу може бути зведена до копіювання останніх $N \cdot T_z/T_u$ відліків., що отримані в результаті зворотного дискретного перетворення Фур'є (IFFT) і які розташовуються перед корисною частиною сигнал. Тоді прийнятий порядок формування і вставки захисного інтервалу не призводить до стрибків фаз піднесучих оскільки зберігається їх ортогональність.

В результаті, остаточну структурну схему передавача, що реалізує концепцію паралельної передачі даних, і яка покладена за основу технології мультискототної передачі, можна подати у наступному вигляді (рис.1.13).

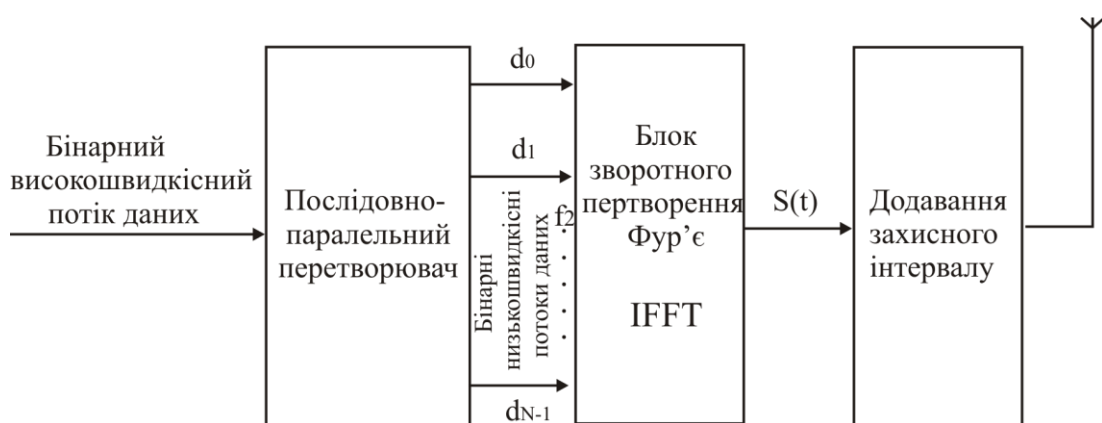


Рисунок 1.13 – Структурна схема OFDM передавача

Розглянемо основні процеси, які необхідно відобразити у моделі каналу зв'язку, відповідно до технічного завдання.

Спочатку високошвидкісний послідовний потік цифрових даних конвертується у N паралельних каналів

У кожному паралельному субканалі необхідно реалізувати модуляцію, тобто, сформувати фазове сузір'я і, відповідно, модулюючі символи для одного з різновидів цифрової модуляції – зокрема, BPSK, QPSK або QAM-16.

І на останньому етапі модульовані дані спрямовуються до блоку зворотного перетворення Фур'є на виході якого формується OFDM сигнал.

Відповідно до технічного завдання, в моделі необхідно реалізувати квадратурно-фазову радіочастотну модуляцію – QPSK. Найбільш поширеним видом модулятора для методів QPSK, QAM є схема I, Q – модулятора, яка містить два квадратурних канали (рис.1.14).

Наприклад, функціональна схема I, Q модулятора для методу QPSK може бути подана у такому вигляді (рис. 1.14) [3].

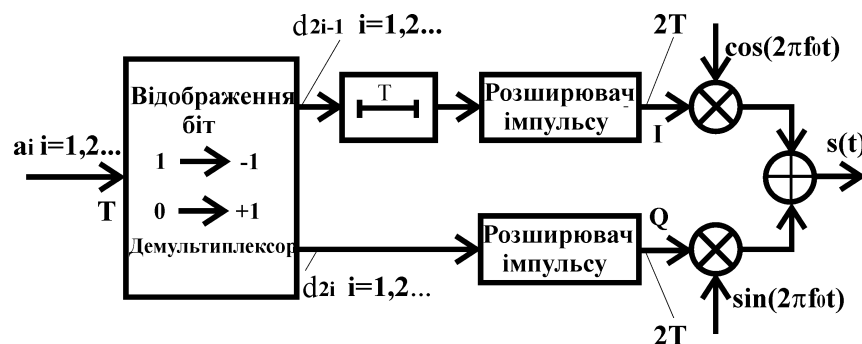


Рисунок 1.14 – Функціональна схема модулятора КФМ-4 (QPSK)

На вхід першого блоку надходять інформаційні біти, які перетворюються у послідовність прямокутних імпульсів додатної і від'ємної полярностей тривалістю T_b (формат NRZ).

Для розподілення потоку даних на дві підпослідовності з непарними і парними бітами використовується демультиплексор, що використовується як послідовно-паралельний перетворювач.

Для того, щоб парні і непарні біти були синхронізовані у часі, що відповідає саме методу QPSK, підпослідовність з непарними бітами після демультиплексору затримується на інтервал рівний тривалості інформаційного біту.

Далі тривалість імпульсів в обох підпоследовностях збільшується до величини $2T$ (тобто визначається тривалість канального символу) і вже після цього здійснюється перенесення на частоту несучого коливання у кожному квадратурному каналі.

Аналіз функціональної схеми свідчить, що у кожному каналі здійснюється бінарна фазова маніпуляція, але введення другого ортогонального каналу дозволяє практично удвічі збільшити ефективність використання заданої смуги частот, оскільки результуючий канальний символ вже переносить два інформаційних біти.

Згідно з принципом роботи квадратурного I, Q-модулятора модулюючі символи для такої схеми розглядаються як комплексні символи $(d_0, d_1, d_2, \dots, d_{N-1})$, де кожен символ d_n подається у вигляді суми реальної та уявної частин:

$$d_n = d_{In} + j d_{Qn}$$

При цьому безпосередньо значення d_{In} і d_{Qn} залежать від типу модуляційної схеми. Так, якщо використовується QPSK модуляція, то значення d_{In} і d_{Qn} обираються з ансамблю $\{1, -1\}$ а, наприклад, для 16-QAM-модуляції, ці значення обираються з ансамблю чисел $\{\pm 1, \pm 3\}$

Відповідно процеси формування OFDM символу для такого модулятора можна описати так:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{M-1} d_k e^{j 2\pi f_k t} = \sum_{k=0}^{M-1} (d_{In,k} + j d_{Qn,k}) e^{j 2\pi f_k t}$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j2\pi f_i t) \right) \exp(j2\pi f_c t) \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} \left(\sum_{i=0}^{N-1} a_i \exp(-j2\pi f_i t) \right) \exp(j2\pi f_c t)
 \end{aligned}$$

де T_s – тривалість символу OFDM сигналу,

f_i ($i=0,1,2,\dots$) частота i -ї піднесучої, яка згідно (1.14) задається таким виразом:

$$f_i = f_0 + \frac{i}{T_s}, \quad (1.15)$$

а $\Psi(t)$ функція, що описує одиночний прямокутний імпульс з амплітудою +1:

$$\Psi(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t < T_s \\ 0 & \text{інакше} \end{cases} \quad (1.16)$$

На рис. 1.15 зображено епюри коливань реальної та уявної частини у кожному OFDM сигналі для кожного паралельного каналу для $i=0, 1, 2, \dots, N-1$.

З рис. 1.15 очевидно, що OFDM сигнал включає велику кількість несучих частот з їх власними значеннями, які відповідають умові ортогональності (рис.1.15).

Потім OFDM сигнал надходить до блоку вставки захисного інтервалу з метою боротьби з міжсимвольною інтерференцією (ISI).

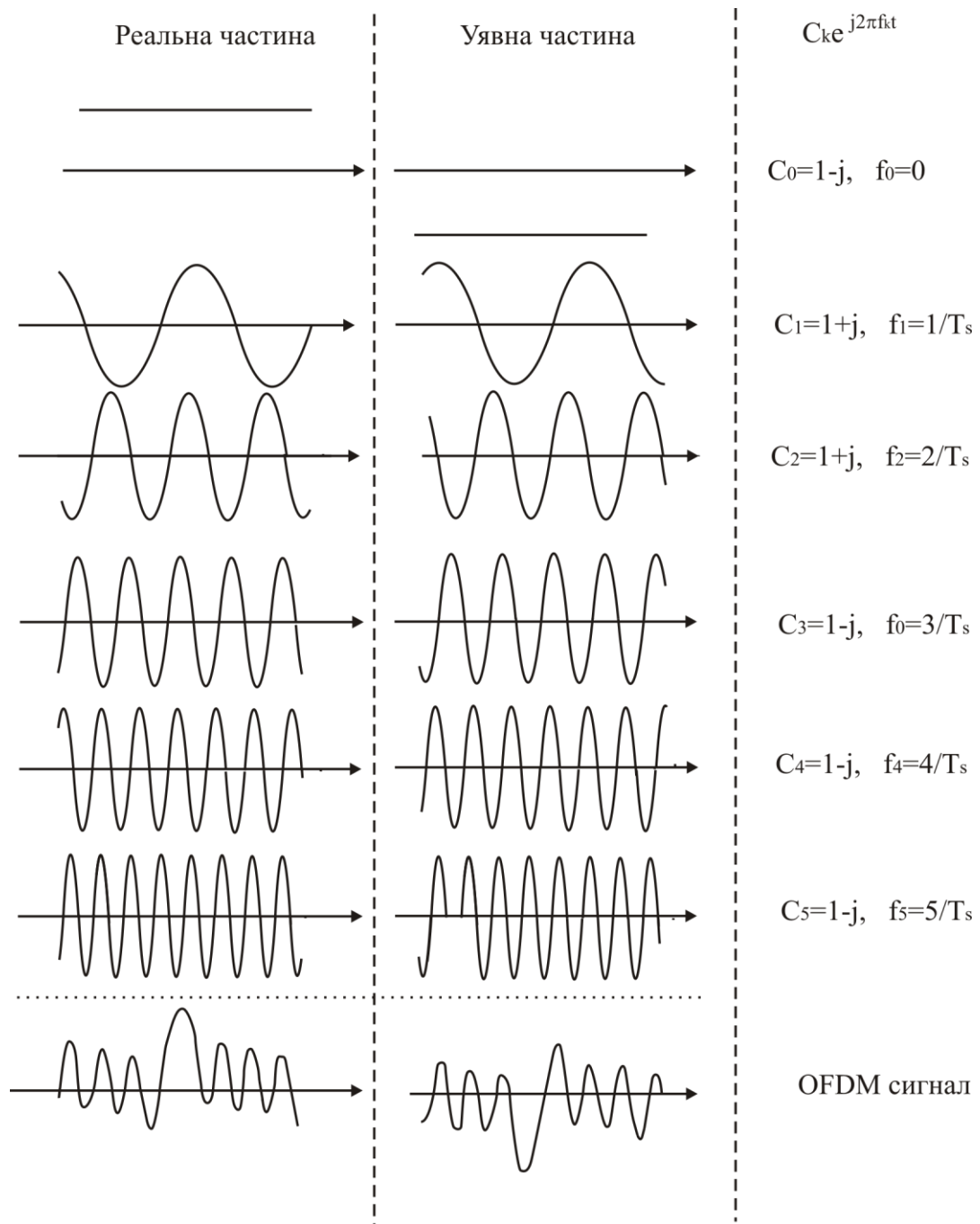


Рисунок 1.15 – Формування OFDM сигналу

Після вставлення захисного інтервалу OFDM символ може бути поданим як:

$$s(t) = \sum_{k=0}^{K-1} C_k e^{j2\pi f_k t} \Psi'(t) \quad (1.17)$$

де $\Psi'(t)$ – модифікована одинична функція, що описує прямокутний імпульс

$$\begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \rightarrow \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{j}{\sqrt{2}} \\ \frac{j}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (1.18)$$

Сформований OFDM символ передається до приймача системи зв'язку.

1.4 Архітектура приймального тракту

Ортогональність частот субканалів у OFDM сигналі повинна бути збережена і на приймальному боці.

Очевидним шляхом вирішення цієї задачі і, відповідно, поновлення модулюючих символів у кожному субканалі на приймальному боці є застосування прямого перетворення Фур'є приймачі системи зв'язку із застосуванням методу OFDM.

Такий підхід впливає з того факту, що пряме і зворотне перетворення Фур'є є дуальними парами. Дуальність у цьому аспекті означає, що послідовне застосування обох процедур повертає сигнал до його початкового вигляду (рис.1.16) [7].

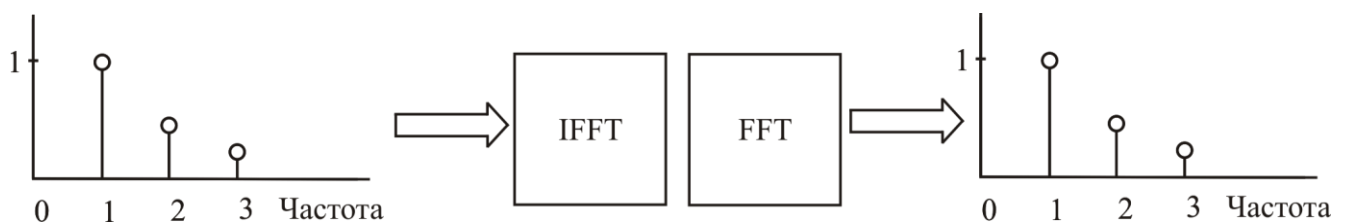


Рисунок 1.16 – Поновлення частової форми представлення сигналу за допомогою послідовного застосування зворотного і прямого перетворення Фур'є

Тому, якщо на передавальному боці застосовувалося зворотне перетворення і вхідний сигнал для IFFT формувався у вигляді набору частотних

компонент, то результатом перетворення було формування результуючого сигналу у часовій області, який потім передавався через ефір.

Якщо тепер на приймальному боці у демодуляторі застосувати до прийнятого сигналу пряме перетворення Фур'є, то можна поновити сигналу у вигляді набору промодульованих ортогональних піднесучих.

При цьому ортогональність піднесучих буде збережена і відповідно, на приймальному боці за допомогою прямого перетворення Фур'є субканали можуть бути відокремлені одне від одного, якщо під час передачі відсутні як міжсимвольна інтерференція (ISI), так й інтерференція, що виникає між піднесучими частотами у частотній області (ICI – intercarrier interference).

На рис.1.17 представлена узагальнена структурна схема OFDM приймача.

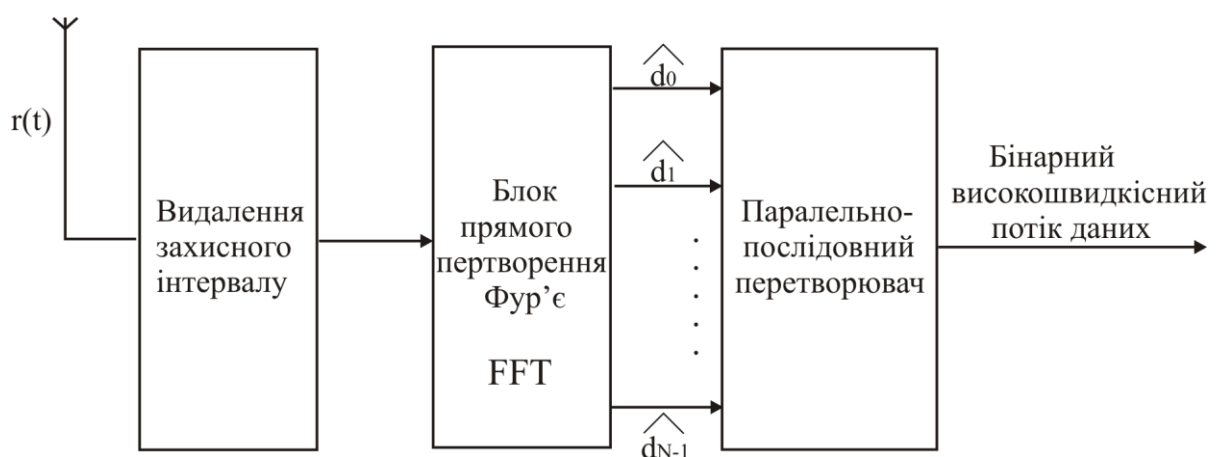


Рисунок 1.17– Узагальнена структурна схема приймача каналу зв'язку
На приймальному боці прийнятий сигнал може бути поданим у вигляді:

$$r(t) = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi f_k t} + n(t),$$

де $h(\tau, t)$ – імпульсна характеристика каналу зв'язку,

$n(t)$ – комплексний гаусівський шум (AWGN).

Тобто, у каналі на сигнал, що передається, впливають як білий гаусівський шум $n(t)$, так і наслідки ефекту багатопроменевого розповсюдження

радіохвильимволів, як це наочно відображено на імпульсній характеристиці каналу з федингом (рис.1.6, рис.1.7).

У приймачі прийнятий сигнал спочатку проходить через смуговий фільтр, який має достатню смугу пропускання, щоб вважати, що він вносить мінімальні спотворення у прийнятий сигнал. Далі передбачається перетворення прийнятого сигналу до проміжної частоти із застосуванням ортогонального детектора.

Як було визначено, для поновлення сигналу здійснюється пряме перетворення Фур'є, що дозволяє отримати значення коефіцієнтів Фур'є, на інтервалі спостереження i -го символу $[iT_{\text{total}}, iT_{\text{total}} + T_s]$. Вихідний сигнал блоку перетворення Фур'є для i -го субканалу математично може бути поданим як:

$$\hat{d}_i(k) = \frac{1}{T_s} \int_{iT_{\text{total}}}^{iT_{\text{total}} + T_s} \hat{r}_i(t) e^{-j2\pi k t} dt$$

Якщо позначити імпульсну характеристику каналу в умовах багатопроменевого розповсюдження для затриманої хвилі через $\hat{h}_i(k)$, то можна оцінити прийняті дані як [6]:

$$\hat{d}_i(k) = \frac{\hat{r}_i(k)}{\hat{h}_i(k)}$$

де * означає операцію комплексного спряження.

Проводячи порівняння значень d_k і $\hat{d}_i(k)$ можна оцінити значення коефіцієнта бітової помилки BER. Очевидно, що у загальному випадку значення BER буде залежати від рівня шумів на вході приймача.

Окрім того, для OFDM передачі при збереженні ортогональності піднесучих значення BER визначається типом модуляційної схеми у кожному субканалі.

Наприклад, якщо застосовується BPSK модуляція і розглядаються варіанти AWGN каналу і каналу з частотно-неселективними завмираннями, то відповідні вирази для BER мають такий вигляд:

$$BER_{BPSK} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1 + E_b/N_0}} \right]$$

Можна довести [4, 5], що для методу QPSK вирази будуть повністю тотожні:

$$BER_{QPSK} = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{1 - \frac{1}{1 + E_b/N_0}} \right]$$

2 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ПАРАЛЕЛЬНОЮ ПЕРДАЧЕЮ ДАНИХ

2.1 Структура моделі

Як було визначено у першому розділі, найбільш ефективним методом паралельної передачі даних вважається техніка мультичастотної передачі, Тому за основу моделі, що розробляється у роботі, покладено структурну схему системи передачі даних , яку зображено на рис.1.8 а.

При цьому модель пропонується реалізувати у середовищі MATLAB е вигляді набору програмних модулів, які відображають основні етапи формування і демодуляції OFDM сигналів.

Серед великої кількості пакетів прикладних програм система MATLAB займає особливе місце. Початково орієнтована на дослідницькі проекти, в останні роки система стала потужним робочим інструментом інженерів-розробників і студентів.

Особливо широко і ефективно система застосовується у галузі обробки сигналів, яка за необхідністю охоплює інформатику і зв'язок, управління, радіолокацію і радіонавігацію, радіомовлення і телебачення, медичинське приладобудування і т. ін.

Побудована за єдиними принципами для різних предметних областей MATLAB одночасно виступає і операційною середою і мовою програмування.

Для вирішення технічних задач у системі розроблені і продовжують вдосконалюватися :

- предметно орієнтований інструментарій TOOLBOXES;
- система імітаційного моделювання проектів SIMULINK;
- набір програмних засобів MATLAB EXTANTIONS, що дозволяє спростити і прискорити реалізацію розробок , які виконуються за допомогою MATLAB (компілятор, бібліотека функцій на мові C і C++ та ін.);
- графічний інтерфейс користувача GUI.

У рамках проекту "MATLAB для DSP" найбільш прости і зручним засобом імітаційного моделювання, який надає MATLAB, є пакет Simulink.

Simulink це інтерактивна графічна програма, яка дозволяє моделювати динамічні системи на рівні структурних і функціональних схем. Бібліотеки Simulink містять велику кількість різноманітних функціональних вузлів, які відображаються на екрані у вигляді піктограм.

Побудова моделі зводиться до розташування за допомогою миші необхідних блоків з бібліотек Simulink у вікні моделі, що створюється з'єднанням цих блоків між собою.

Simulink є потужним засобом рішення технічних задач для різних предметних областей і серед визначальних, можна відзначити задачі в області цифрової обробки сигналів.

Набір блоків Communications Blockset додає до Simulink велику бібліотеку блоків, які призначені для розробки і моделювання фізичного рівня телекомунікаційних систем та їх компонентів.

Але, для фахівців з цифрової обробки сигналів для повного розуміння процесів, які відбувається у проекті, вкрай важливо побудувати математичну модель пристрою, реалізувати її у вигляді програми і провести випробування моделі для різних умов застосування.

Тому модель каналу зв'язку з використанням методу OFDM пропонується реалізувати у вигляді програмних модулів, кожен з яких математично відображає усі етапи обробки сигналів цієї технології. Такий підхід дозволить більш детально визначити основні властивості методу OFDM.

Відповідно до проведеного у першому розділі аналізу, в процесі формування OFDM символів необхідно здійснити такі операції:

- провести конвертацію високошвидкісного потоку інформаційних цифрових даних до 128 низькошвидкісних паралельних каналів;
- для кожного з 128 паралельних субканалів необхідно реалізувати сигнальне кодування, тобто, сформувати фазове сузір'я і, відповідно, модулюючи символи відповідно до виду модуляції.

- здійснити для модульованих даних 128 паралельних каналів операцію швидкого зворотного перетворення Фур'є;
- до сформованих OFDM символів ввести захисні інтервали.

На приймальному боці після перетворення сигналу на проміжну частоту, у свою чергу необхідно реалізувати такі операції:

- видалення захисних інтервалів з прийнятих OFDM символів;
- застосування прямого перетворення Фур'є, що дозволяє отримати значення коефіцієнтів Фур'є, на інтервалі спостереження i -го символу;
- провести конвертацію 128 низькошвидкісних паралельних каналів до високошвидкісного потоку поновлених інформаційних цифрових даних.

Структурна схема моделі каналу зв'язку з паралельною передачею даних і відображення перелічених операцій зображена на рис. 2.1.

Відповідно модель передавального тракту містить блок генерації даних, блок послідовно-паралельного перетворення, блок модуляції і блок зворотного перетворення Фур'є, в якому передбачена процедура додавання захисних інтервалів до сформованих OFDM символів.

Для повноти схеми і відображення реальних етапів побудови цифрових систем на структурній схемі після блоку генерації даних введено блок каналного кодування. Завадостійке каналне кодування є обов'язковою операцією для усіх цифрових систем, але з точки зору основних властивостей методу OFDM воно не є визначальним і тому в моделі, що пропонується, питання завадостійкого кодування вхідних даних не розглядаються.

Додатково можна відзначити, що процеси, які відбуваються безпосередньо на радіочастоті в моделі не розглядаються, а аналізуються основні етапи формування OFDM символів в основній смузі частот. Відповідно після формування 128 паралельних каналів на блок модуляції покладається задача сигнального кодування відповідно до виду модуляції.

Тобто, у кожному з 128 паралельних каналів формуються модулюючі комплексні символи у відповідності з обраним фазовим сузір'ям.

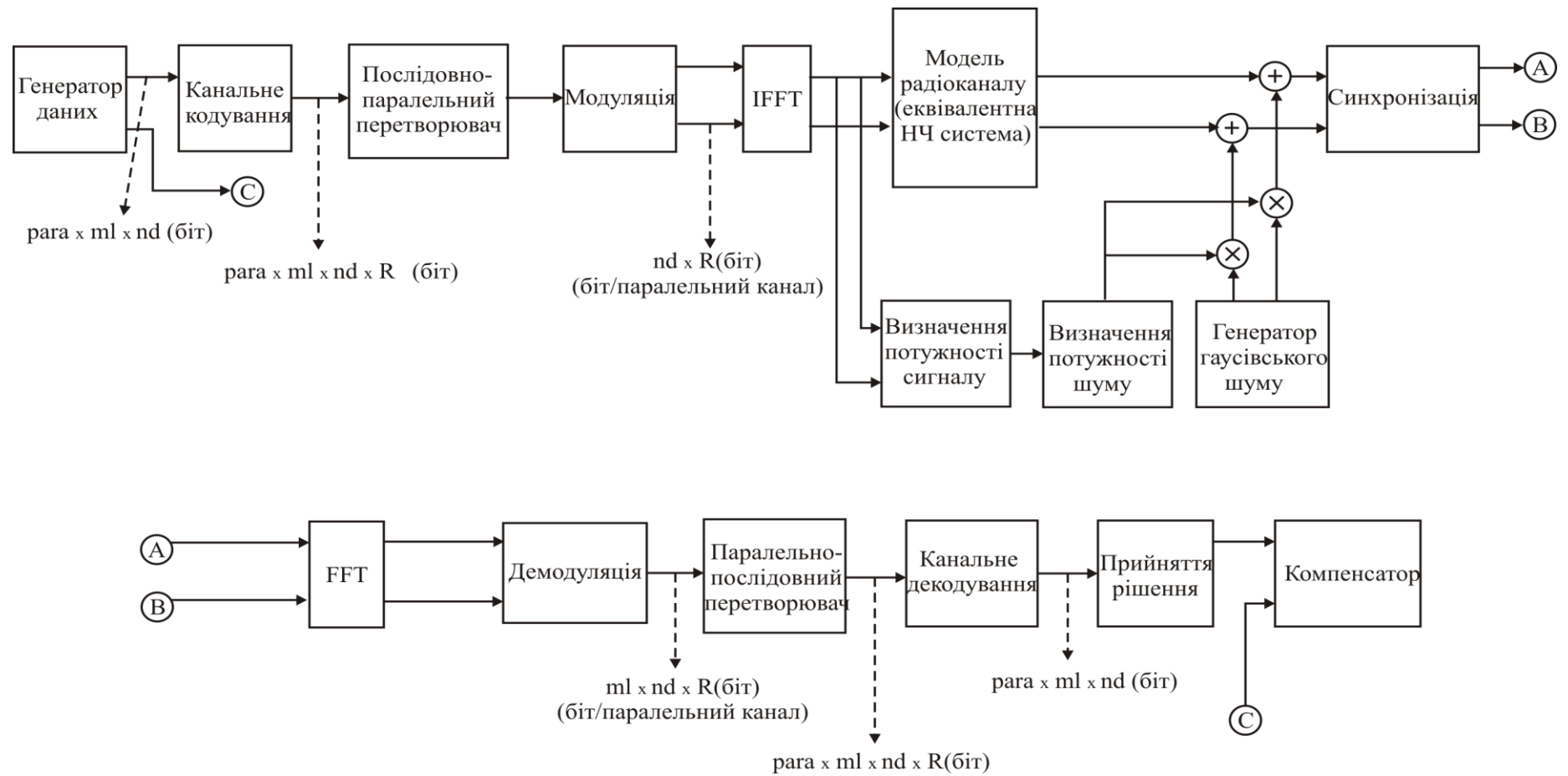


Рисунок 2.1 – Блок-схема моделі каналу зв'язку з паралельною передачею даних

Сформовані модулюючі символи паралельних каналів спрямовуються до блоку зворотного перетворення Фур'є.

Вихідний сигнал блоку зворотного перетворення Фур'є (у часовій області) можна розглядати як вихідний сигнал моделі передавача з паралельною передачею даних.

Конфігурація формату кадру для запропонованої моделі зображена на рис.2.2.

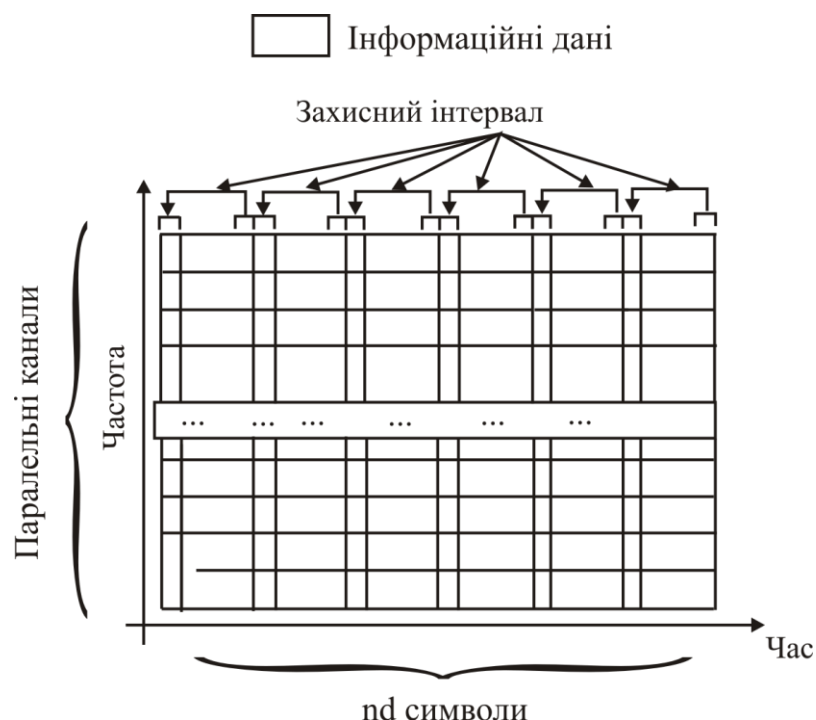


Рисунок 2.2 – Формат кадру сигналу OFDM

З рис.2.2 виходить, що один кадр OFDM містить 6 OFDM символів, до кожного з яких вставлено захисний інтервал. Згідно із технічним завданням відносна тривалість захисного інтервалу рівняється $1/4$ від тривалості робочої частини символу.

Відповідно за структурною схемою сформований результуючий OFDM сигнал проходить через модель радіоканалу. Як було визначено, оскільки процеси на радіочастоті не розглядаються, то під каналом передачі розуміється еквівалентна низькочастотна система, яка розглядається в основній смузі частот.

Але, цей канал передачі в моделі повинен відображати два типи каналів:

- канал, який підлягає впливу тільки білого гаусівського шуму (AWGN канал);
- канал який підлягає впливу ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль (канал з федингом).

Тому в моделі передбачені додаткові блоки генерації білого гаусівського шуму, а також блоки вимірювання потужностей сигналу і шуму.

Відповідно до структурної схеми приймача рис.1.16 модель приймального тракту містить блок прямого перетворення Фур'є (об'єднаного з блоком видалення захисних інтервалів), блок радіочастотної демодуляції, на виході якого формуються оцінки демодульованих символів 128 каналів і блок конверсії низькошвидкісних паралельних каналів у високошвидкісний потік поновлених цифрових даних.

Як відзначалося, сама модель подається у вигляді набору підпрограм, які реалізовані у середовищі Matlab. Головною програмою виступає програма `ofdm.m`, яка передбачає виконання усіх операцій з обробки сигналів відповідно до структурної схеми рис. 2.1. Функціонування головної програми забезпечується набором таких підпрограм:

`giins.m` – підпрограма, яка реалізує додавання захисного інтервалу до OFDM символу;

`girem.m` – підпрограма, яка реалізує видалення захисного інтервалу з прийнятого OFDM символу;

`comb2.m` – підпрограма, яка додає до прийнятого сигналу, визначений відповідно до відношення E_b/N_0 , рівень шуму.

2.2 Модель модема QPSK

Відповідно до технічного завдання, як радіочастотна модуляція в каналі використовується квадратурно-фазова модуляція (метод QPSK).

На підставі функціональної схеми модулятора QPSK (рис.1.14) визначимо структурні схеми передавального і приймального трактів.

Запропоновану схему модулятора у технічній літературі трактують як схему комплексного модулятора. Дійсно, у загальному випадку сигнал з фазовою модуляцією можна подати як:

$$s(t) = A \cos(\omega_0 t + \phi[u(t)])$$

де $u(t)$ – модулюючий сигнал,

$\phi[u(t)]$ – фаза модульованого радіосигналу.

Очевидно, що у випадку цифрової модуляції модулюючий сигнал є дискретним і фаза $\phi[u(t)]$ впродовж тактового інтервалу є константою. Тоді якщо позначити $I(t) = A \cos \phi[u(t)]$, $Q(t) = A \sin \phi[u(t)]$, то модульований сигнал може бути пооданим у вигляді лінійної комбінації двох високочастотних квадратур:

$$s(t) = I(t) \cos \omega_0 t - Q(t) \sin \omega_0 t \quad (2.1)$$

Оскільки $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$ на площині комплексної змінної знаходяться у квадратурі, то сформовані модулюючі символи $I(t)$ $Q(t)$ розглядаються як один комплексний символ $I(t) + jQ(t)$, де $I(t)$ називають реальною або синфазною складовою (In-phase), а $Q(t)$ – уявною, або квадратурною (Quadrature) компонентою.

Тоді безпосередньою задачею блока модуляції є формування модулюючих I, Q символів відповідно до сигнального кодування (фазового сузір'я) методу QPSK.

Алгоритм формування модулюючих символів методу QPSK зображено на рис. 2.3.

Відповідно до алгоритму послідовність вхідних цифрових даних розбивається на дві підпослідовності – парних і непарних бітів, які і утворюють символи I і Q – квадратурних каналів. При цьому тривалість модулюючих

символів у кожному каналі удвічі більша порівняно з вхідним потоком, що означає зменшення швидкості передачі у квадратурних каналах у два рази порівняно з вхідними даними. Таке розширення каналного символу справедливо для будь-яких видів багатопозиційної модуляції, для яких тривалість модулюючого каналного символу визначається як $T_s = T_b \log_2 M$, де M – кількість можливих станів. Для QPSK $M=4$, відповідно $T_s = 2T_b$.

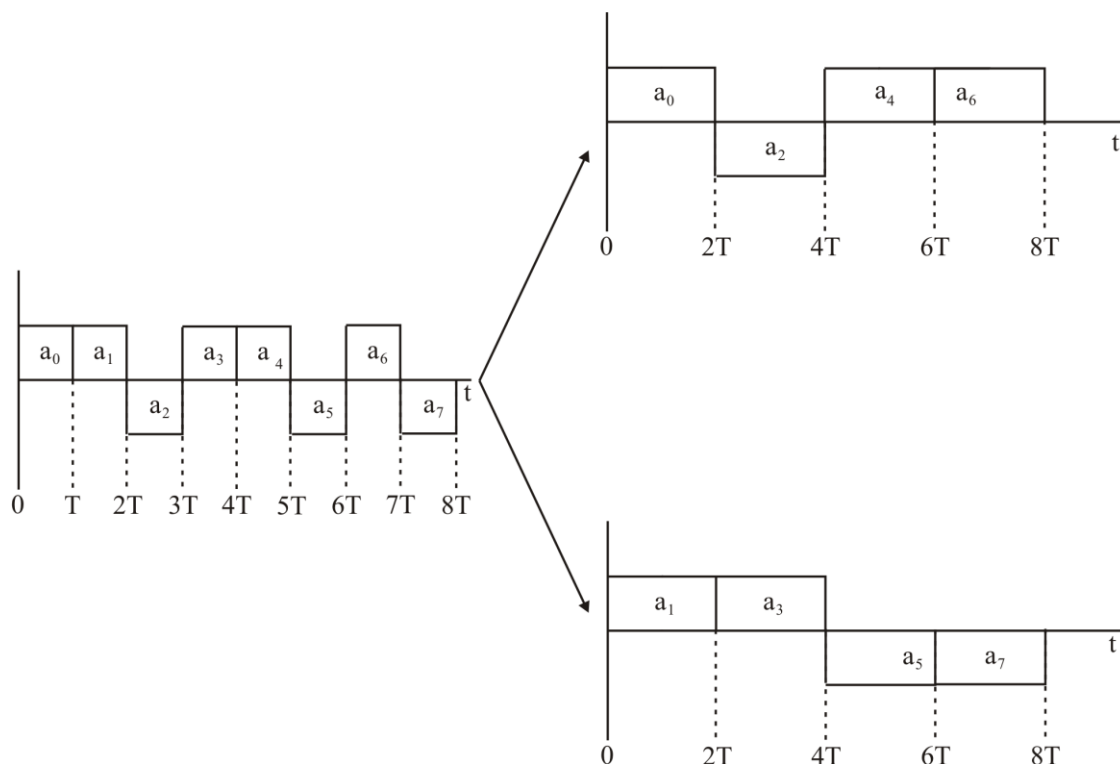


Рисунок 2.3 – Алгоритм формування каналних символів методу QPSK

Відповідно структурну схему моделі модулятора QPSK сигналів можна подати у такому вигляді (рис.2.4).

У практичних схемах модуляторів QPSK для забезпечення передачі інформації в каналі зв'язку без міжсимвольної інтерференції на передавальному і приймальному боці застосовується формуючий фільтр Найквіста.

Відповідно на структурній схемі після перетворення вхідних даних до формату NRZ необхідно реалізувати фільтрацію модулюючого сигналу. Як правило, для цієї задачі використовується фільтр типу “піднесений косинус”, який

задовольняє теоремі Найквіста про часткову симетрію. Якщо позначити передавальну функцію такого фільтра через $G_N(f)$, то враховуючи, що такий фільтр застосовується як на передавальній, так і на приймальній стороні, в схемах модулятора і демодулятора реалізують фільтри з передавальними функціями $G(f) = \sqrt{G_N(f)}$, які прийнято називати фільтри типу $\sqrt{RC}$. Операція фільтрації у сучасних модуляторах реалізується методами цифрової обробки сигналів із застосуванням DSPH (digital signal processor hardware).

Перенесення сигналу на радіочастоту відбувається аналоговими засобами реалізується шляхом перемноження модулюючих символів на коливання відповідної високочастотної квадратури. Тому необхідно перетворити відфільтрований сигнал до аналогової форми за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП).

Результуючий сигнал після перемножувачів і є вихідним сигналом кожного з квадратурних каналів, які подаються до суматора.

Структурна схема приймача для методу QPSK зображена на рис.2.5. Прийнятий антеною сигнал підлягає фільтрації у смуговому фільтрі з метою придушення позасмгових завад. придушення усіх позасмугових завадових сигналів. У кожному з каналів реалізується перенесення радіосигналу до основної смуги частот. Як когерентний демодулятор використовується I, Q демодулятор, який подібно до I, Q модулятора передавача складається з двох квадратурних каналів. Для реалізації когерентного прийому на прийемальному боці формується поновлене несуче коливання – відповідно для I-каналу таким коливанням виступає $\cos\omega_0 t$, а для квадратурного каналу $\sin\omega_0 t$.

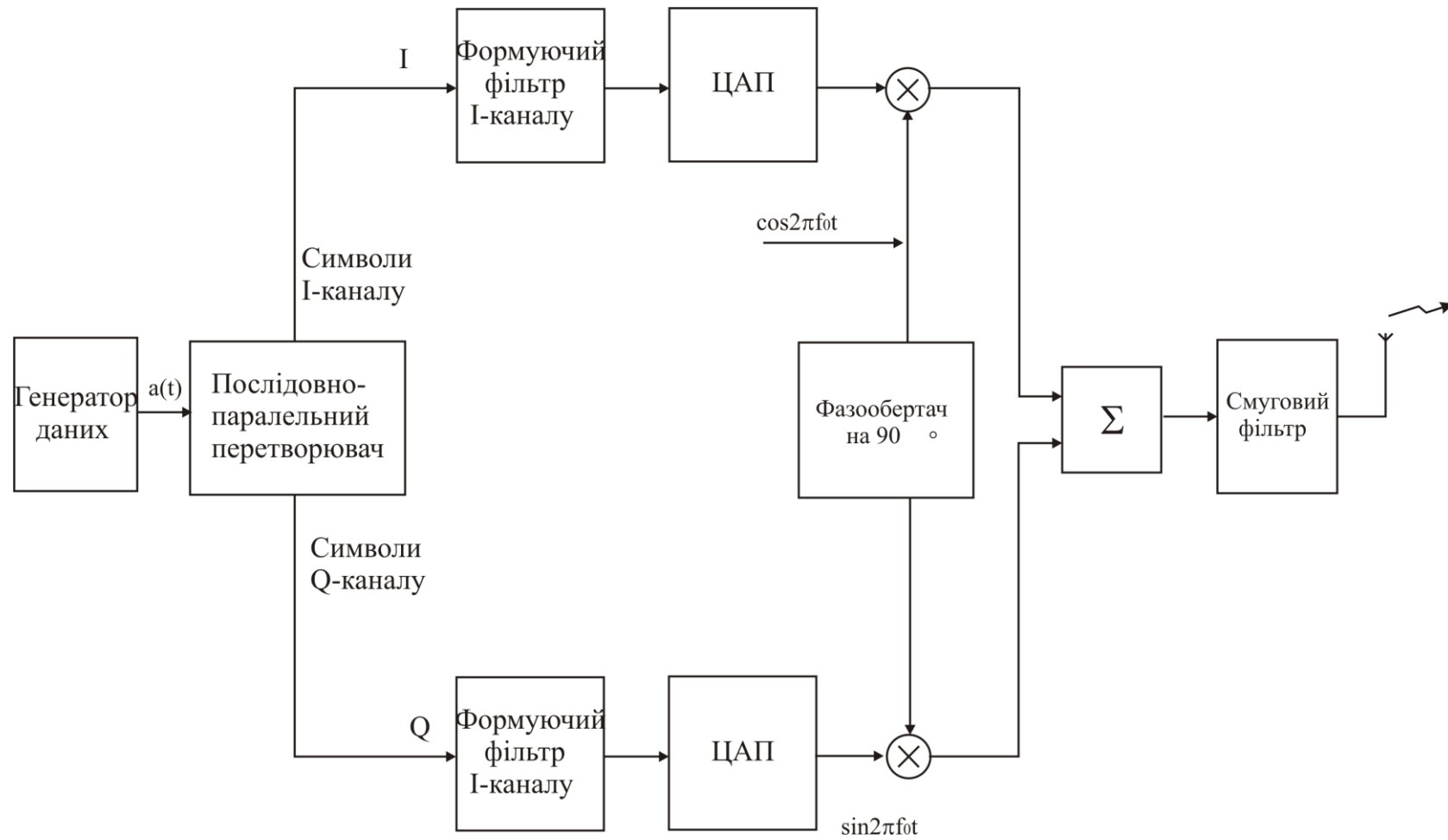


Рисунок 2.4 – Структурна схема передавального тракту з використанням методу QPSK

В результаті перемноження прийнятого сигналу і поновлених квадратур після ФНЧ утворюється сигнал в основній смузі частот, з якого необхідно виділити інформаційну послідовність.

Оскільки передбачаються методи цифрової обробки, то сигнал подається у вигляді цифрових вибірок, для чого використовується аналогово-цифровий перетворювач (АЦП). Як відзначалося, у кожному каналі демодулятора застосовується формуючий цифровий фільтр $\sqrt{RC}$. Фазовий компенсатор дозволяє компенсувати затримки сигналів, які виникають під час застосування методів цифрової обробки.

Остаточне поновлення демодульованих символів відбувається у пороговому пристрої – якщо значення поновленого символу більше 0, то приймається рішення про прийом логічної “одиниці”, якщо ж значення вибірки менше 0, то приймається рішення про прийом логічного “нуля”. Безпосередньо для моделі каналу з мультичастотною передачею даних і модуляцією QPSK необхідно реалізувати дві підпрограми:

`qpskmod.m` – підпрограма, яка моделює процес сигнального кодування відповідно до алгоритму QPSK (формування фазового сузір’я;

`qpskdemod.m` – підпрограма, яка моделює процес сигнального декодування відповідно до алгоритму QPSK (формування демодульованих символів у кожному каналі), робота яких детально розглянута в [1].

Повний лістинг цих програм наведено у додатку Б.

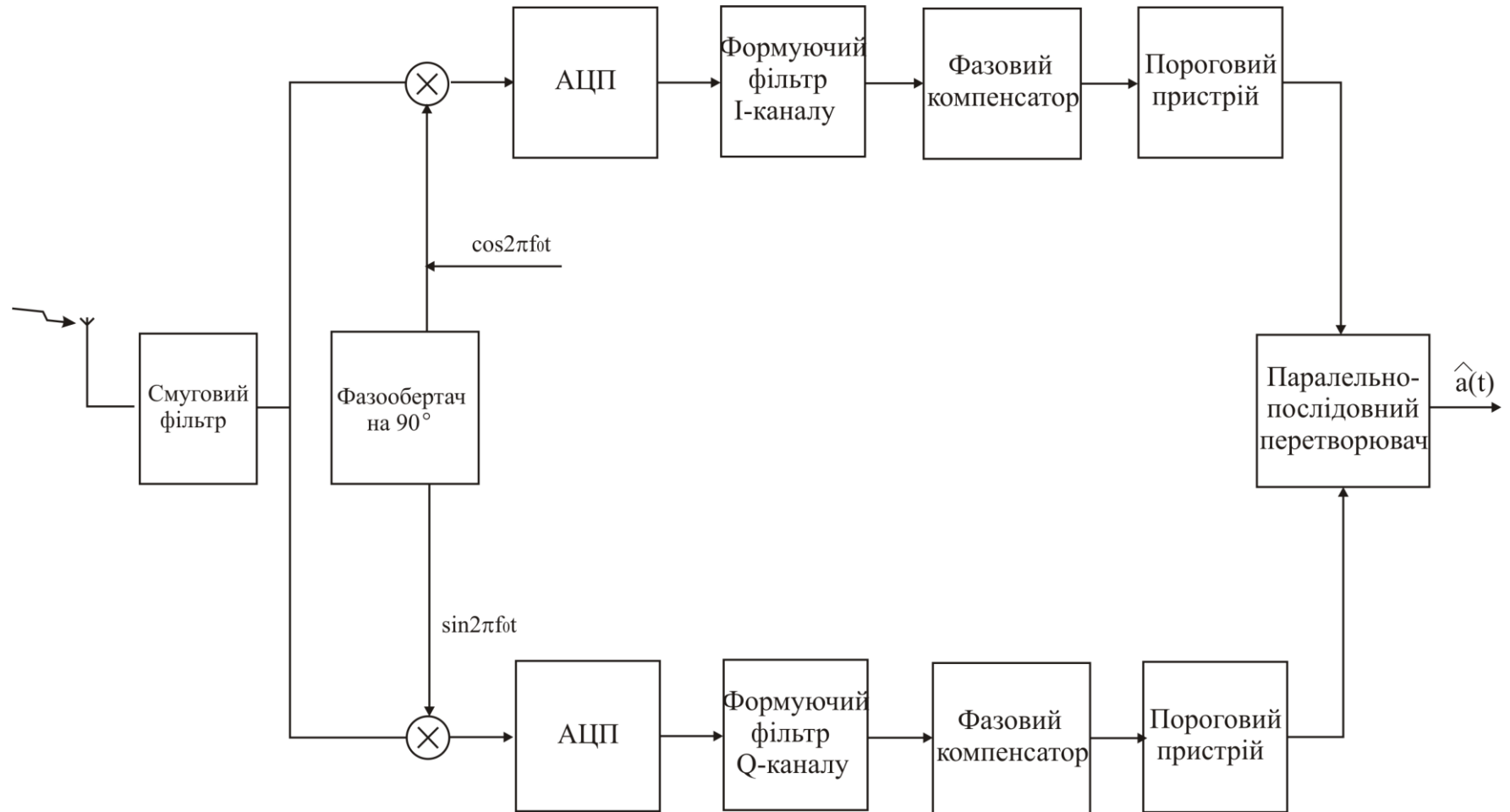


Рисунок 2.5 – Структурна схема приймального тракту каналу зв'язку з використанням методу QPS

2.3 Структура головної програми

Спочатку задаються усі загальні змінні, які використовуються у головній програмі.

По-перше вводяться початкові дані для моделювання. Введемо такі позначення:

$para$ – кількість паралельних каналів;

pos – кількість ортогональних піднесучих;

$fftlen$ – довжина пертворення Фур'є;

nd – кількість OFDM символів, які утворюють один кадр;

$gilen$ – довжина захисного інтервалу;

sr [кбіт/с] – швидкість передачі символів;

br [кбіт/с] – швидкість передачі інформаційних бітів;

ml – кількість бітів, що передаються за один QPSK символ (рівень модуляції);

$ebn0$ – початкове значення енергії, що приходить на один біт E_b , до спектральної щільності шуму N_0 .

Відповідно до технічного завдання швидкість передавання символів sr задана рівною 250000 біт/с, або 250кбіт/с,

Значення параметру ml визначається типом модуляції. Як відомо, кількість бітів, що переносяться за один символ визначається наступним виразом: $ml = \log_2 M$, де M – основа обраної системи числення. Оскільки використовується квадратурно-фазова маніпуляція (QPSK, $M=2$), то очевидно, що для умов моделювання $ml=2$;

Тоді бітова швидкість послідовного потоку br визначиться як результат перемноження символної швидкості на параметр ml , що у випадку QPSK означає, що бітова швидкість удвічі перевищує символну швидкість.

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

Оскільки необхідно реалізувати передачу на 128 паралельних каналах (ортогональних піднесучих) , це означає, що довжина перетворення Фур'є повинна складати $2^7=128$.

Початкове значення параметру E_b/N_0 приймемо рівним 10 дБ.

В термінах алгоритмічної мови програмування Matlab блок введення початкових даних набуває наступного вигляду [3]:

```
para=128;           %number of parallel channel
fftlen=128;         % FFT length
noc=128;            % 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=32;           % Length of guard interval
ebn0=10;            % ebn0: Rb/N0
```

Як видно з наведеного блоку моделюванню підлягає OFDM система з 128 ортогональними піднесучими частотами із захисним інтервалом у OFDM символі, що рівняється 4 мкс (визначається значенням параметра $t_{stp}=1./sr$), тобто захисний інтервал складає $1/4$ тривалості символу.

Далі визначаються параметри моделювання з використанням методу модуляції QPSK у кожному каналі.

Подалі починається основне тіло програми.

Введемо наступні позначення:

nloop – кількість циклів моделювання;

pod – кількість переданих бітів;

poe – кількість помилково декодованих бітів 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 $nloop=100$. Початкові

значення кількості переданих і помилково декодованих бітів приймаються рівними нулю.

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

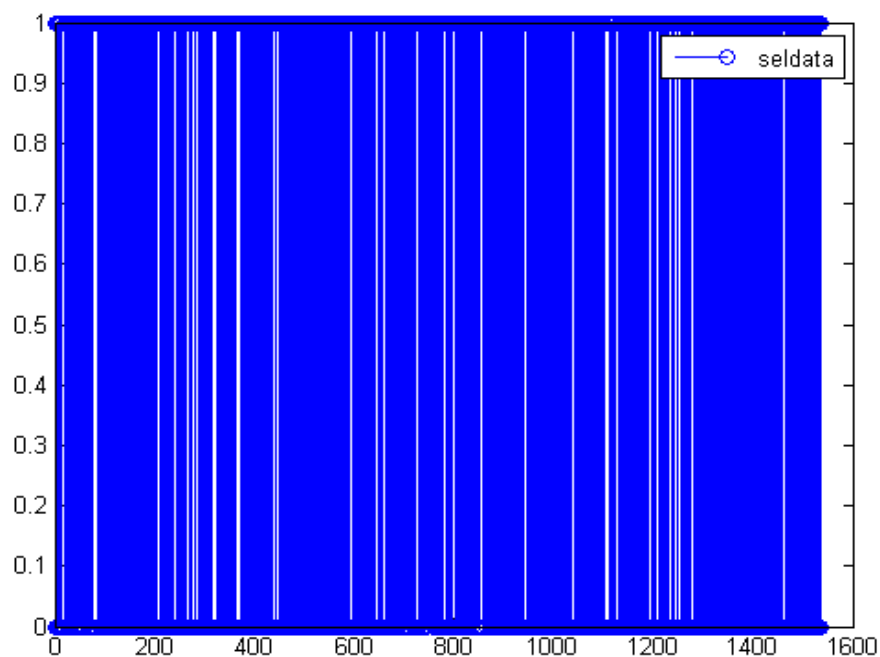
```
%*****Start calculations*****
nloop=100;      % Number of simulation loops
noe=0;          % Number os error data
nod=0;          % Number of transmitted data
eop=0;          % Number of error packets
nop=0;          % Number of transmitted packets
for iii=1:nloop
....
Тіло циклу
...
end
```

Після визначення усіх змінних, власне, починається сам процес моделювання, підсумковим результатом якого є розрахунок залежностей BER і PER.

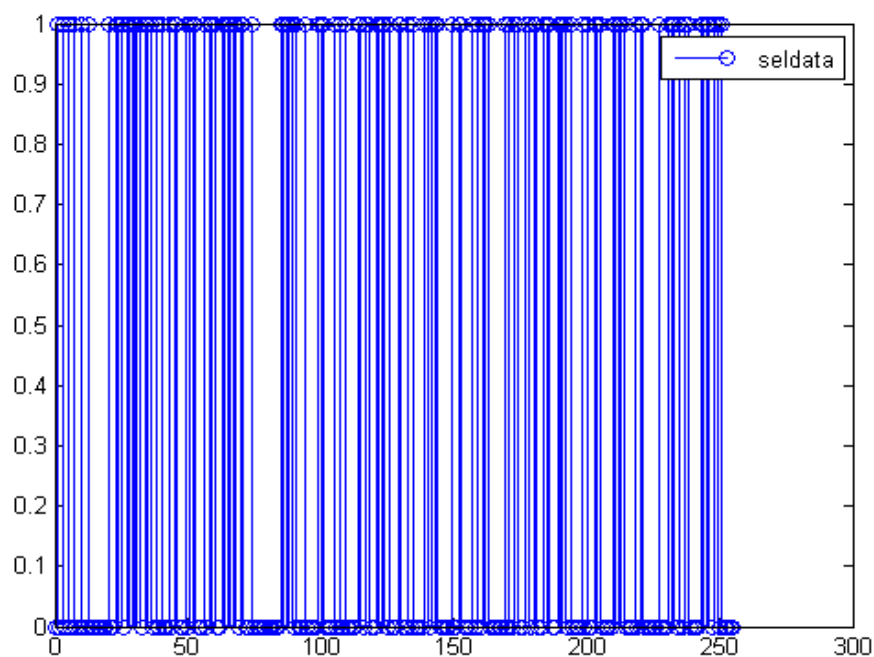
Спочатку генерується випадкова послідовність даних яка складається з ансамблю $\{0,1\}$ і має розмірність $1 \times \text{para} \times \text{nd} \times \text{ml}$ (тобто, кількість паралельних каналів необхідно перемножити з кількістю даних у кожному підканалі і з параметром, який визначає рівень модуляції – для QPSK $\text{ml}=2$). Цю змінну позначимо через **seldata**:

```
seldata=rand(1, para*nd*ml)>0.5;
```

Сформований послідовний вектор **seldata** відповідає високошвидкісному послідовному потоку інформаційних цифрових даних (блок “Генератор даних” за схемою рис. 2.1). Можлива реалізація послідовного потоку зображена на рис. 2.6 .



а)



б)

Рисунок 2.6 – Реалізація послідовного високошвидкісного потоку для усіх шести OFDM символів (а) і фрагменту потоку, що відповідає одному символу OFDM

На рис.2.6а зображено повний послідовний цифровий потік, що відповідає формату кадру OFDM з шести символів для 128 паралельних каналів ($128 \cdot 6 \cdot 2 = 1536$ випадкових значень логічних символів “1” і “0”, а на рис. 2.6 б фрагмент цього потоку, що відповідає одному символу OFDM.

Наступною задачею виступає конверсія сформованого послідовного потоку до 128 паралельних каналів (блок послідовно-паралельного перетворення за схемою рис. 2.1). Цю операцію пропонується реалізувати за допомогою оператора Matlab **reshape**,

Відповідно, формується вектор паралельних даних **paradata** розмірністю 128 на $nd*ml$ з метою реалізації паралельної передачі даних на 128 піднесучих,

paradata=reshape(seldata, para, $nd*ml$);

На рис. 2.7, рис. 2.8 зображена послідовність цифрових даних першого і другого низько швидкісних паралельних каналів.

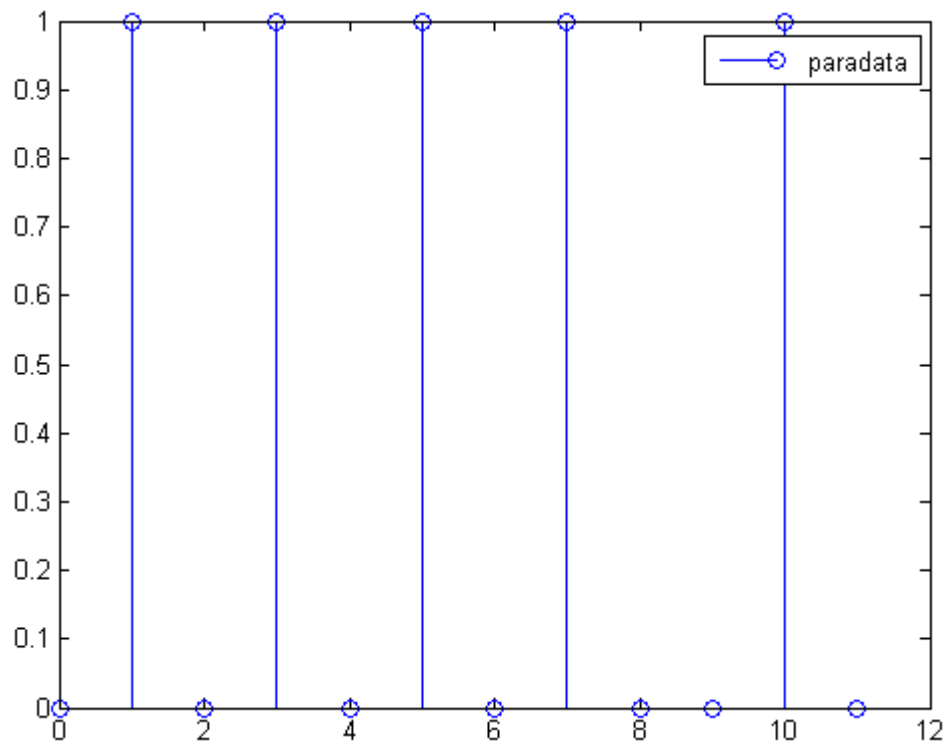


Рисунок 2.7 – Послідовність низькошвидкісного потоку першого підканалу

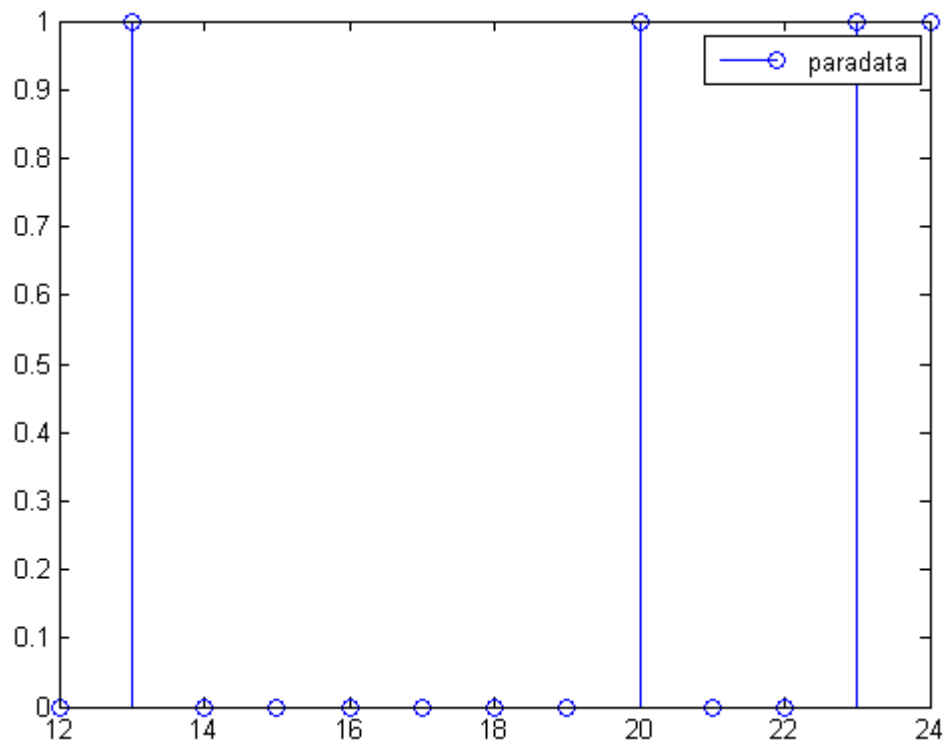


Рисунок 2.8 – Послідовність низькошвидкісного потоку другого підканалу

Для сформованих у 128 каналах низькошвидкісних потоків даних необхідно провести сигнальне кодування відповідно до фазового сузір'я методу QPSK.

Відповідно вектор паралельних каналів “paradata” спрямовується до блоку модуляції. У цьому блоці дані кожного каналу перетворюються на двохканальні модульовані дані для I та Q-каналів модулятора за визначеною для методу QPSK схемою (рис.). Як було визначено у параграфі 2.2 функцію сигнального кодування за методом qpsk реалізує підпрограма qpskmod.m.

[ich, qch]=qpskmod(paradata, para, nd, ml);

Подалі відбувається нормалізація даних за допомогою коефіцієнта kmod:

kmod=1/sqrt(2);

ich1=ich.*kmod;

qch1=qch.*kmod;.

Можливі реалізації промодульованих 128 піднесучих I – та Q каналів у частотній області з урахуванням нормування зображені на рис.2.9, 2.10.

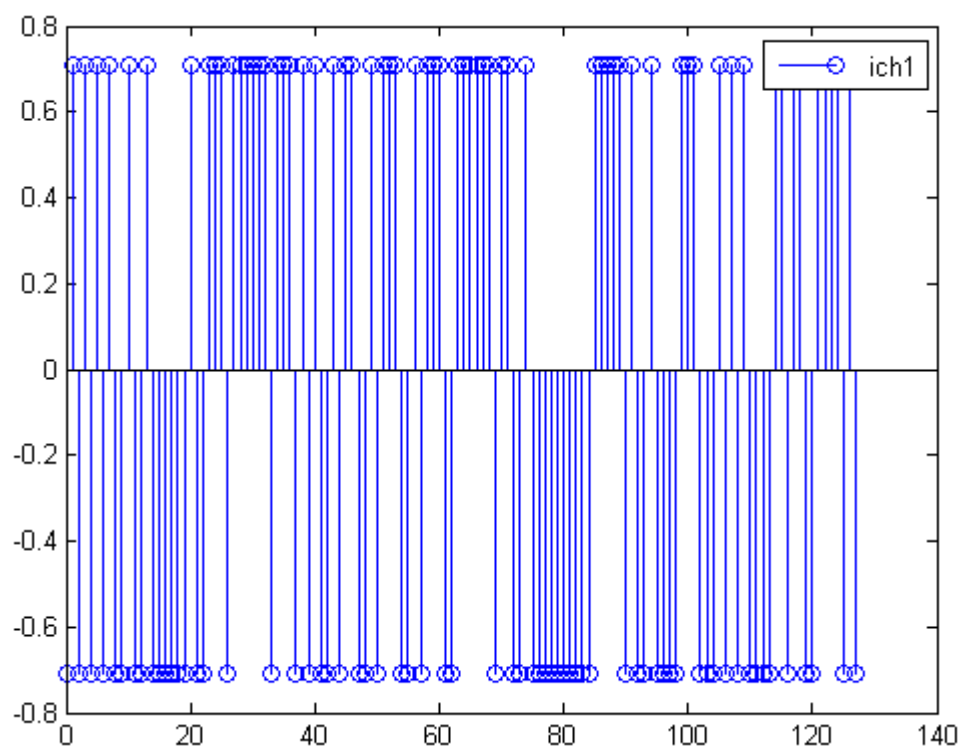


Рисунок 2.9 – Промодульовані 128 піднесучих I-каналу

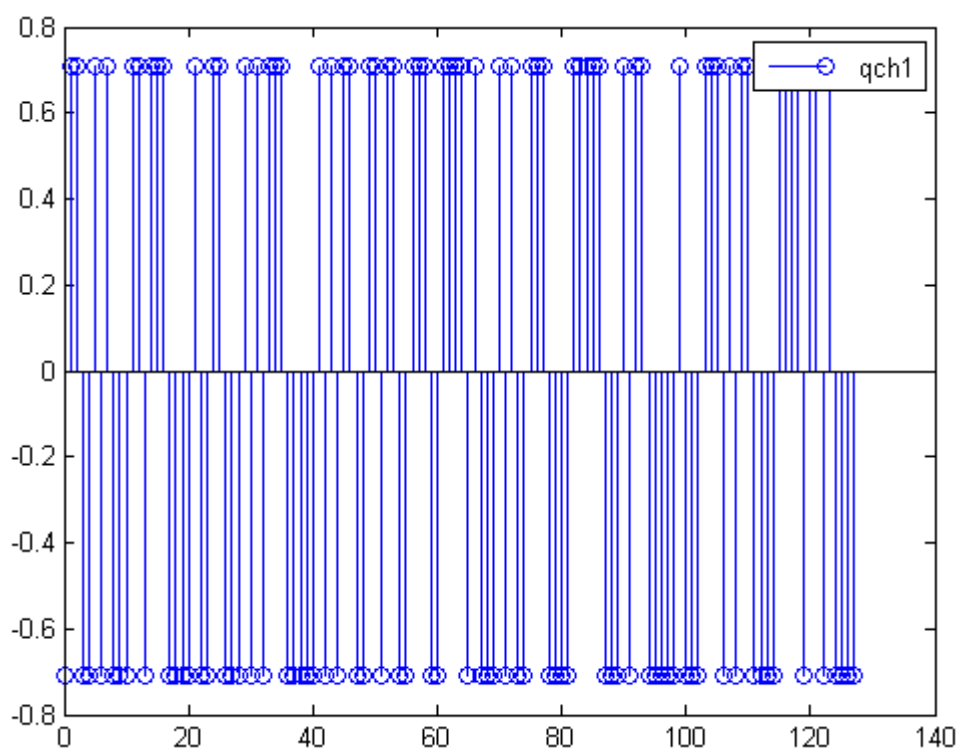


Рисунок 2.10 – Промодульовані 128 піднесучих Q-каналу

Після формування модулюючого символу на кожній піднесучій відповідно до фазового сузір'я QPSK паралельні дані у частотній області подаються до блоку

Вихідні відліки блоку IFFT у часовій області реальної та уявної складової зворотного перетворення Фур'є для одного OFDM символу зображені на рис. 2.12, 2.13 відповідно.

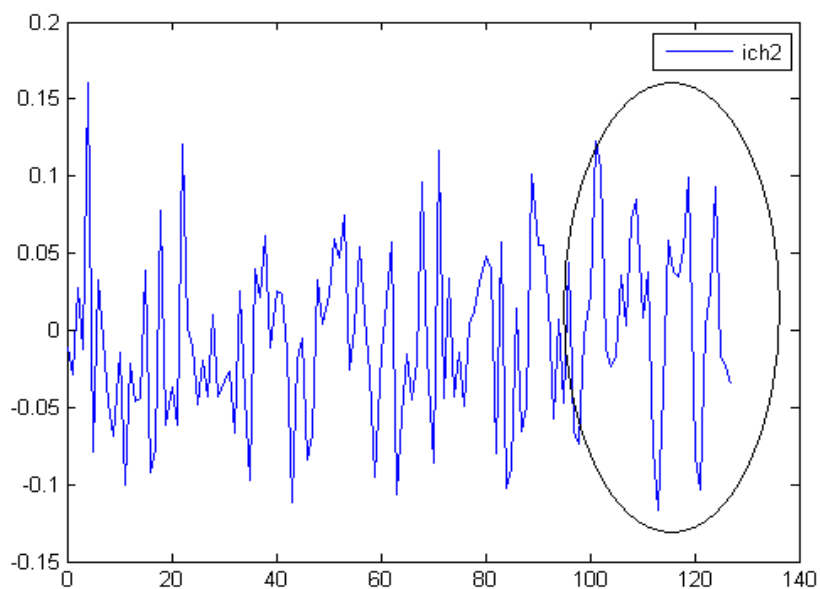


Рисунок 2.12 – Результат зворотного перетворення Фур'є для реальної частини одного OFDM символу

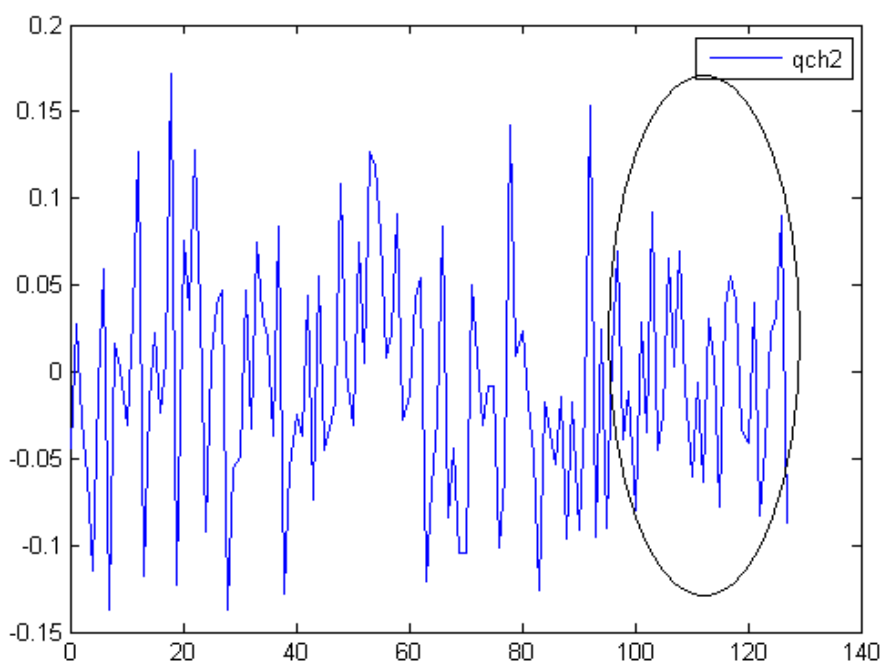


Рисунок 2.13 – Результат зворотного перетворення Фур'є для уявної частини одного OFDM символу

У процесі подальшої обробки до сформованих векторів `ich2`, `qch2` необхідно ввести захисні інтервали для боротьби з міжсимвольними спотвореннями, що виникають в результаті багатопроменевого розповсюдження. Задачу вставлення захисних інтервалів вирішує підпрограма `giins`.

Послідовність дій наступна:

```
[ich3, qch3]=giins(ich2, qch2, iftlen,gilen, nd);
```

```
fftlens2= fftlen+gilen;
```

На цьому кроці моделювання змінна `fftlens2` визначає повну довжину OFDM символу з врахуванням захисного інтервалу. Результат додавання захисного інтервалу продемонстровано на рис. 2.14, рис. 2.15.

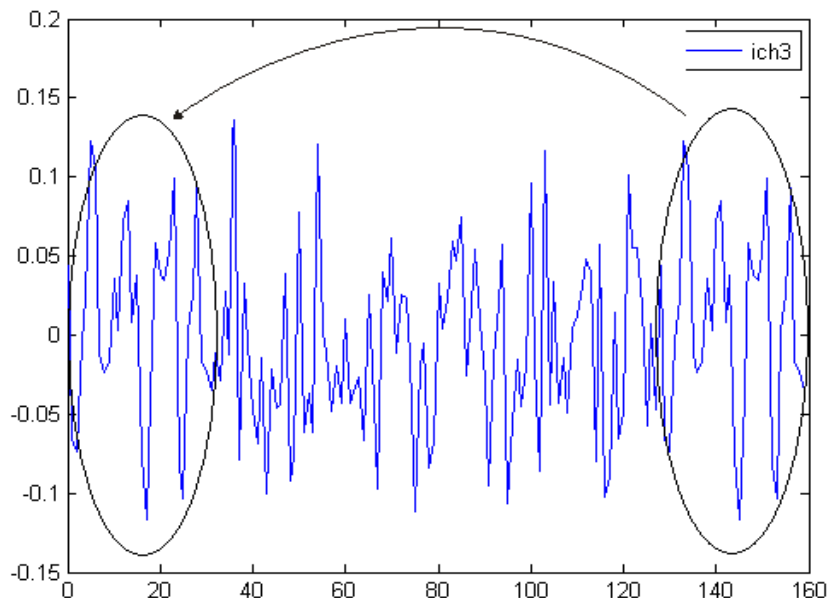


Рисунок 2.14 – Додавання захисного інтервалу для реальної частини одного OFDM символу

З аналізу рис.2.14 очевидно, що повна довжина одного символу після додавання захисного інтервалу становить $128+32=160$ відліків.

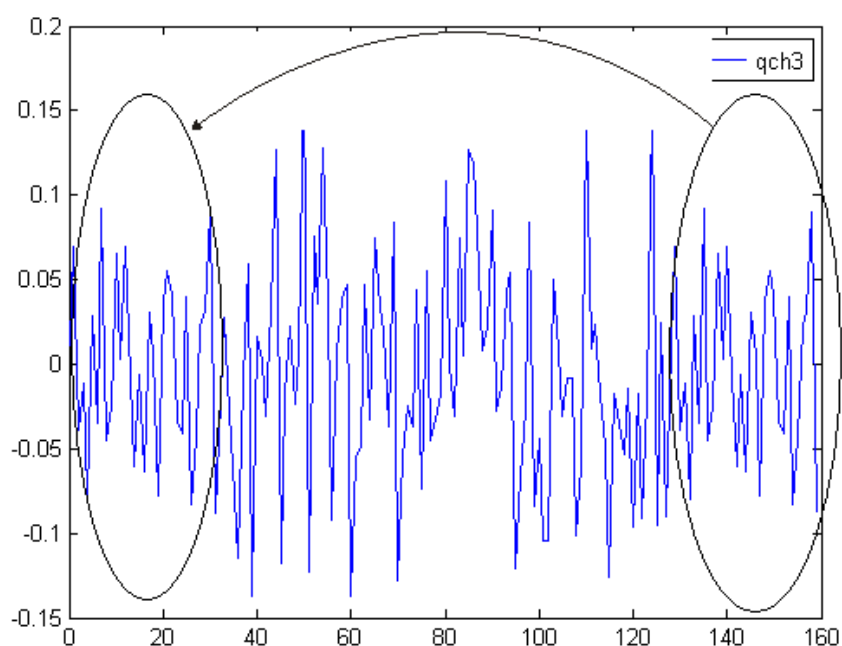


Рисунок 2.15 – Додавання захисного інтервалу для уявної частини одного OFDM символу

Для усіх шести символів епюри сигналів зображені на рис.2.16, 2.17.

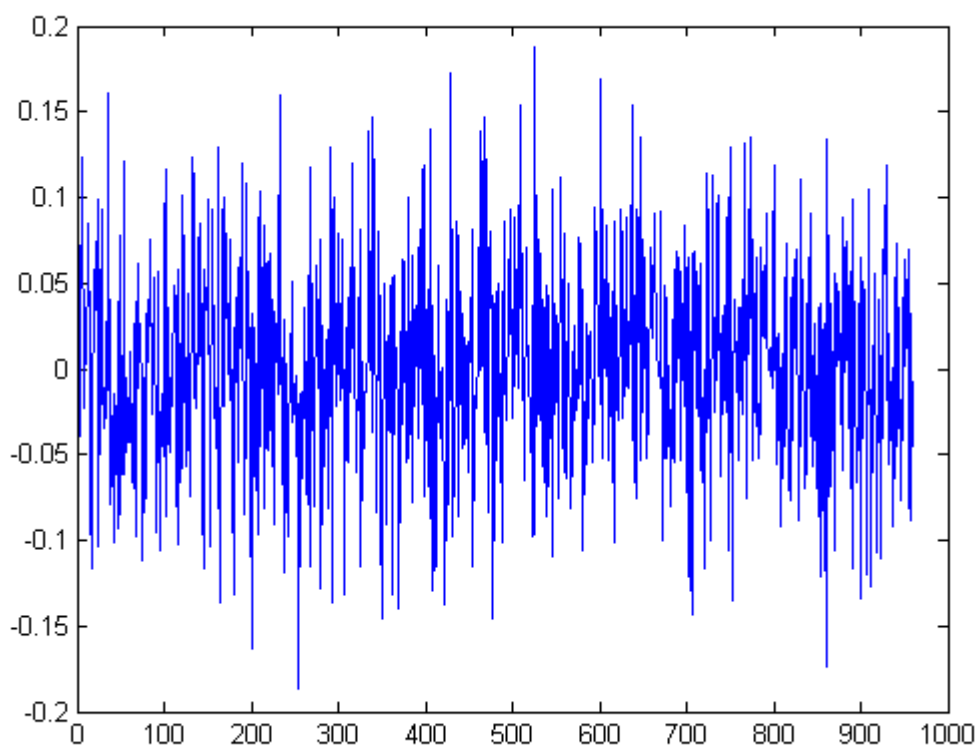


Рисунок.2.16 – Сформований результуючий сигнал паралельних субканалів I-каналу у часовій області

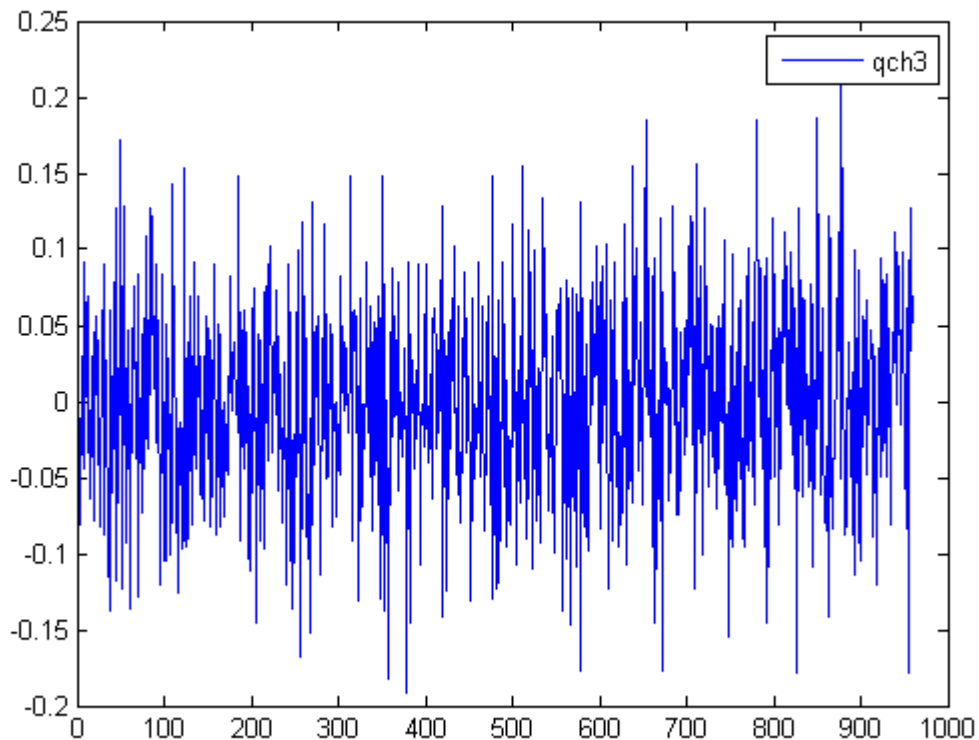


Рисунок.2.17 – Сформований результуючий сигнал паралельних субканалів Q-каналу у часовій області

Відповідно до узагальненої блок-схеми моделі (рис.2.1) сформовані на виході передавача дані проходять через радіоканал (еквівалентний фільтр ФНЧ) і далі прикладається до входу приймального тракту.

У приймальному тракті до прийнятого сигналу спочатку додається білий гаусівський шум. Додавання шуму відбувається за допомогою підпрограми `comb.m`віністю аналогічно до моделей каналів, які розглянуто у [1]. Як було визначено, за кінцеву мету моделювання є отримання графічної залежності BER від параметру E_b/N_0 . Така залежність вводиться у модель через змінну `attn`.

Методика введення шуму до каналу наступна. Енергію, що приходить на один біт E_b можна визначити як визначається з співвідношення [2,3]:

$$E_b = \frac{P}{R} \cdot \frac{1}{\log_2 M}, \quad (2.2)$$

де P_c – потужність сигналу, $F=1/T_b$ – бітова швидкість.

Спектральна щільність шуму N_0 визначається як:

$$N_0 = \frac{P_{\text{ш}}}{W} \left[\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right]^{-1}, \quad (2.3)$$

де $P_{\text{ш}}$ – потужність сигналу,

W – смуга пропускання каналу,

R – символна швидкість, яку можна прийняти рівною смузі пропускання W .

Тоді поєднуючи (2.2), (2.1) можна отримати:

$$\frac{E_b}{N_0} = \left(\frac{P_c}{P_{\text{ш}}} \right) \frac{R}{F},$$

або

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{E_b/N_0}. \quad (2.4)$$

Оскільки E_b/N_0 задається, як правило, в децибелах, то останнє рівняння запишемо у вигляді:

$$P_{\text{ш}} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{\frac{E_b/N_0}{10^0}}. \quad (2.5)$$

При моделюванні припускається, що амплітуда послідовності даних вимірюється у вольтах, тому шумовий сигнал, який додається до каналних символів, також повинен мати розмірність [Вольт] [].

Враховуючи, що для загального варіанту застосування I, Q модуляторів, шум однаково розподілений в I та Q каналах модулятора, то остаточно введемо шумову напругу $attn$ як:

$$\text{attn} = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot P_{\text{m}}} \quad . \quad (2.6)$$

Наведена методика визначення параметру attn практично передбачає визначення потужності сигналу одного символу для однієї несучої. Відповідно для моделі з паралельною передачею сигналів параметр **spow**, який характеризує потужність сигналу, необхідно розділити на змінну para (128), що визначає кількість паралельних підканалів.

```
spow=sum(ich3.^2+qch3^2)./nd./para;
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn);
```

Використовуючи змінну attn і підпрограму `comb.m` до переданих даних вводиться білий гаусівський шум:

```
[ich4, qch4]=comb(ich3, qch3, length(ich3), attn);
```

Далі у приймачі необхідно видалити захисний інтервал, який не несе ніякої корисної інформації. Цю задачу реалізує підпрограма `girem.m`:

```
[ich5, qch5]=girem(ich4, qch4, fftlen2, gilen, nd);
```

Відповідно, сформовані у приймачі вектори даних “ ich5 ”, “ qch5 ” у часовій області подалі подаються до блоку прямого перетворення Фур’є. На виході цього блоку відбувається конвертація послідовних даних “ ich5 ”, “ qch5 ” у часовій області до паралельних даних у частотній області:

```
rx=ich5+qch5.*i;
ry=fft(rx);
ich6=real(ry);
qch6=imag(ry);
```

Наступним кроком виступає операція денормалізації у кожному каналі, тобто, зворотна операція до тієї, яка була реалізована на передавальному боці:

```
ich7=ich6./kmod;
qch7=qch6./kmod;.
```

Демультимплексирувані 128 піднесучих як результат прямого перетворення Фур'є для реальної і уявної складової прийнятого сигналу зображені на рис. 2.18 і рис. 2.19 відповідно

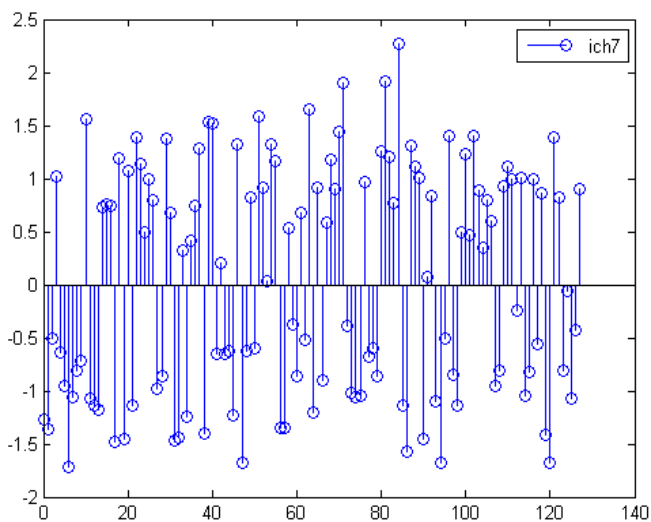


Рисунок 2.18 – Демультимплексирувані під несучі для реальної складової прийнятого сигналу

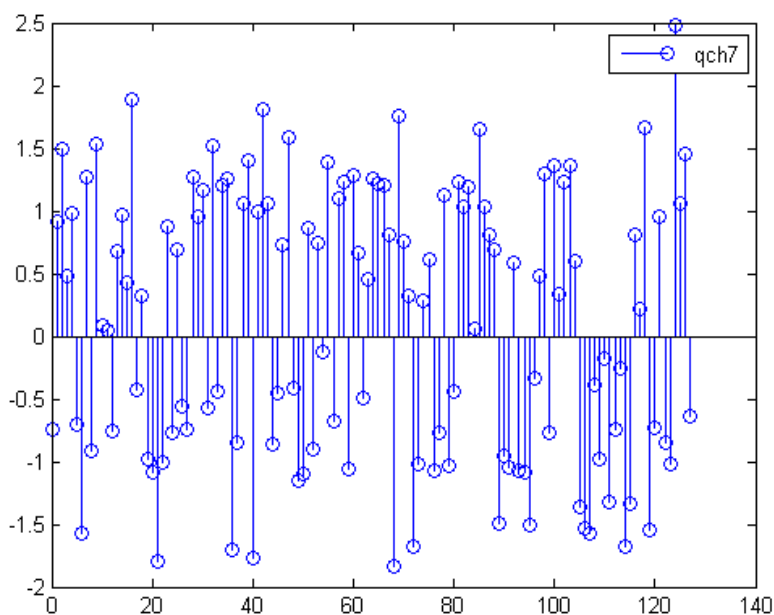


Рисунок 2.19 – Демультимплексирувані під несучі для уявної складової прийнятого сигналу

Відповідно до узагальненої блок-схеми узагальненої моделі на цьому етапі необхідно реалізувати алгоритм роботи I, Q демодулятора методу QPSK для кожного підканалу:

```
[demodata]=qpskdemod(ich7,qch7, para, nd, ml);
```

Після цього, сформовані демодульовані паралельні дані необхідно перетворити на послідовний результуючий потік поновлених інформаційних даних. Тобто, необхідно виконати операцію зворотну до розпаралелювання потоків, як а була реалізована на передавальному боці і замість 128 паралельних підканалів сформувавши один вектор послідовних даних розмірністю $1 \times \text{para} * \text{nd} * \text{ml}$:

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

Отримані на цьому етапі моделювання результати дозволяють визначити ймовірність помилкового прийому одного біта.

Розрахунок кількості помилок проводиться за наступним алгоритмом []. Спочатку проводиться віднімання від однойменних бітів переданої вхідної послідовності даних (**seldata**) відповідних бітів демодульованої послідовності на приймальному боці (**demodata1**).

Якщо помилок на приймальному боці не виявлено, то отримаємо нульовий вектор довжиною “nod” (кількість даних). У випадку ж з’явлення помилково декодованих бітів, то отримаємо вектор довжиною “nod” в якому на позиціях, що відповідають помилково декодованим бітам з’являться значення +1 або -1.

Застосувавши операцію виділення абсолютного значення можна отримати вектор, який матиме одиничні значення на помилкових позиціях. Якщо тепер провести операцію арифметичного додавання усіх елементів сформованого вектора, то отримаємо загальну кількість помилок, які виникли під час демодуляції. Визначимо розраховану за таким алгоритмом кількість помилок як змінну “**noe**” (number of errors)

Після проведення зазначених процедур можна розрахувати ймовірність помилкового прийому одного біта як відношення кількості помилково прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів.

Залежність BER від параметру E_b/N_0 , яка отримана за результатами моделювання, для каналу зв'язку з паралельною передачею даних наведена на рис. 2.20. Для порівняння на рис. 2.18 наведені також теоретичні залежності для методу BPSK і QPSK (AWGN канал) і крива, яка характеризує залежність BER за наявності амплітудних або повільних (частотно-неселективних) завмирань.

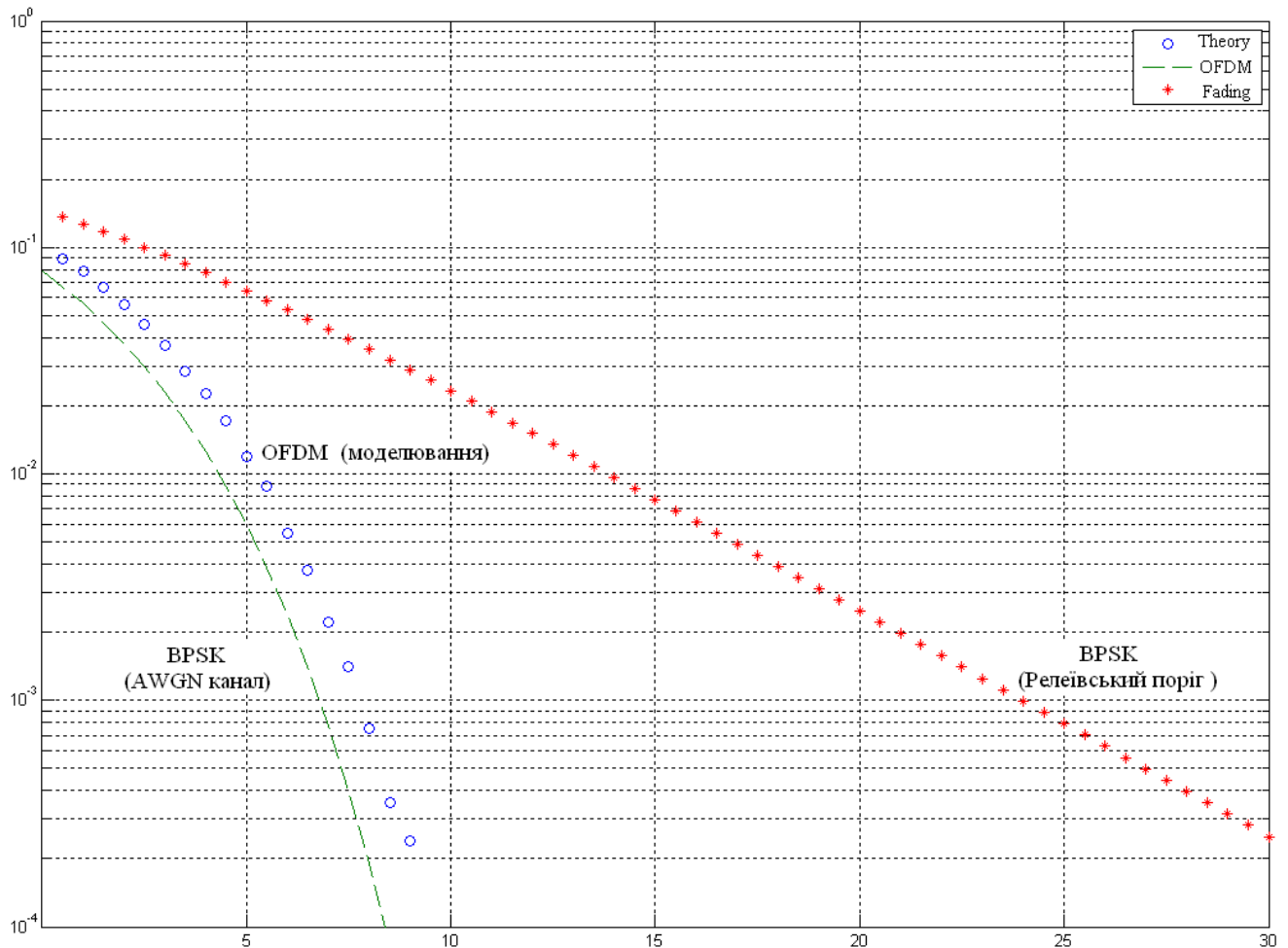


Рисунок 2.20 – Порівняння результатів моделювання каналу з паралельною передачею з теоретичними даними для одноканальної передачі і використанням методів BPSK QPSK

Як видно з рис. 2.20, для результатів моделювання за наявності у каналі тільки гаусівського шуму (AWGN канал) для методу OFDM з 128 паралельними каналами спостерігається зсув характеристики на величину 0,9691 дБ порівняно з теоретичною залежністю для методів BPSK, QPSK.

Цей зсув можна пояснити тим фактом, що з OFDM символу на приймальному боці вирізається частина потужності сигналу, яка приходить на захисний інтервал. Величина цього зсуву може бути розрахована як:

$$\Delta \phi = \frac{g_{\text{len}}}{\text{fftlen2}}$$

Попередньо було визначено що змінна g_{len} визначає довжину захисного інтервалу, а змінна fftlen2 визначає довжину одного OFDM символу, включаючи захисний інтервал.

Важливою характеристикою для цифрових методів фазової модуляції є діаграма фазових переходів, або фазове сузір'я. Фазове сузір'я відтворює рух можливого фазового стану під час переходу від одного канального символу до іншого. Для сигналу QPSK фазове сузір'я відповідає рис.2.21.

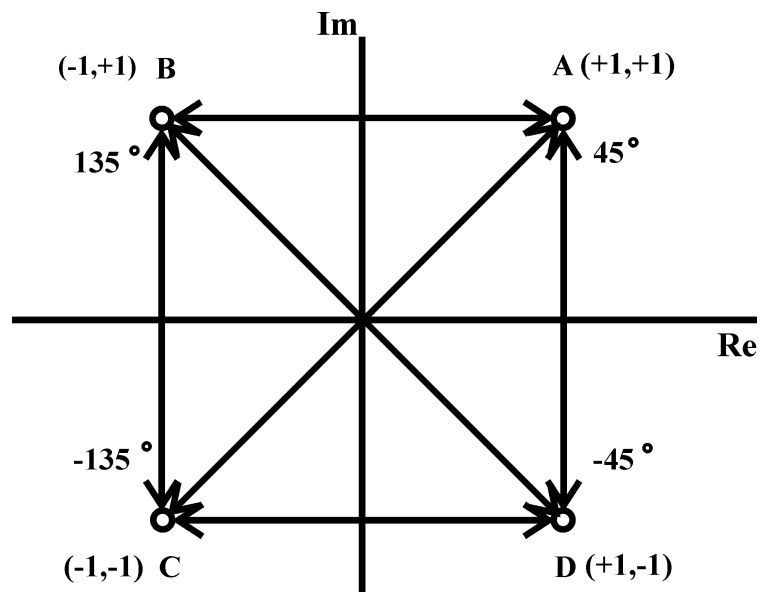


Рисунок 2.21 – Фазове сузір'я для методу QPSK

Такий вид фазового сузір'я свідчить, що для QPSK можливі стрибки фази на $\pm 90^\circ$, коли відбувається зміна знаку модулюючого символу тільки в одному з каналів модулятора і на $\pm 180^\circ$ під час одночасної зміни знаку в обох каналах.

На рис. 2.22 зображено фазове сузір'я для значення $E_b/N_0 = 30$ дБ, яке отримано за результатами моделювання. Очевидно, що на рис. 2.22 відображено накладання діаграм фазових переходів кожного з 128 паралельних каналів (практично показано накладання шости паралельних каналів).

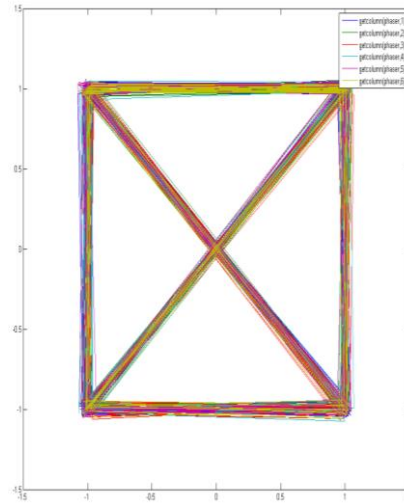


Рисунок 2.22 – Фазове сузір'я для каналу з паралельною передачею даних і використанням методу модуляції QPSK при значенні $E_b/N_0 = 30$ дБ

Фазове сузір'я при значенні $E_b/N_0 = 10$ дБ зображено на рис. 2.23.

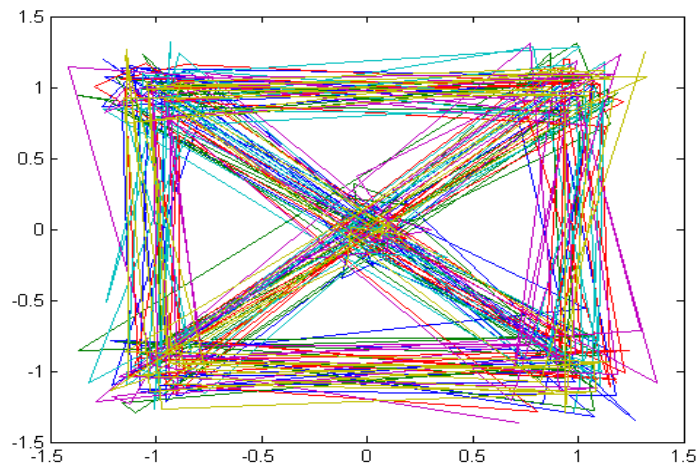


Рисунок 2.22 – Фазове сузір'я для каналу з паралельною передачею даних і використанням методу модуляції QPSK при значенні $E_b/N_0 = 15$ дБ

Фазове сузір'я при значно гірших умовах у каналі, а саме при $E_b/N_0 = 5$ дБ зображено на рис. 2.23. Очевидно, що за таких умов передачі суттєво збільшується

ймовірність помилкового прийому, що і відображається на рис.2.20 ($BER \approx 1,1 \cdot 10^{-2}$).

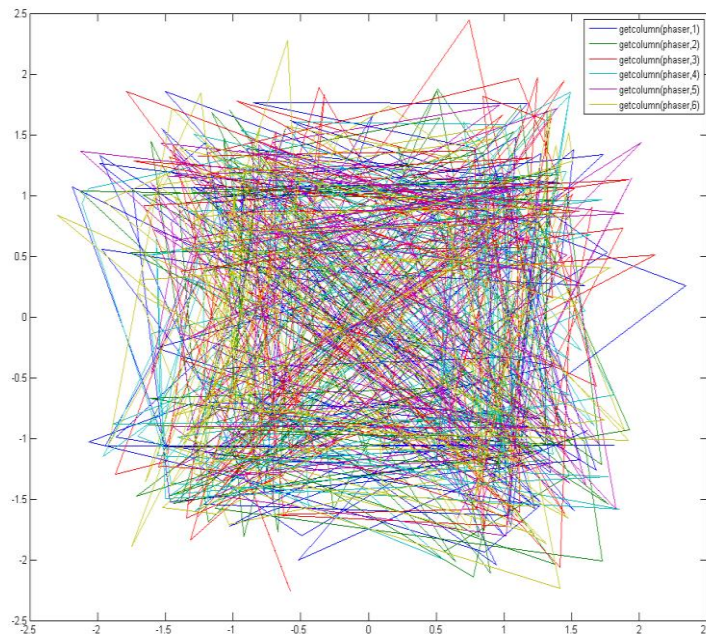


Рисунок 2.23 – Фазове сузір'я для каналу з паралельною передачею даних і використанням методу модуляції QPSK при значенні $E_b/N_0=5$ дБ

Для другого варіанту моделі еквівалентного радіоканалу до каналу вводиться ефект доплерівського розсіювання. Максимальне значення частоти Доплера згідно із завданням прийнято рівним 150 Гц. Методика введення доплерівського розсіювання до каналу детально наведена у []. Для моделювання необхідно застосувати три додаткових підпрограми `fade.m`, `sefade.m`, `delay.m`, повний лістинг яких наведено у додатку В.

Результати моделювання, за умови, що у каналі присутні тільки амплітудні флуктуації через ефект Доплера зображено на рис. 2.24.

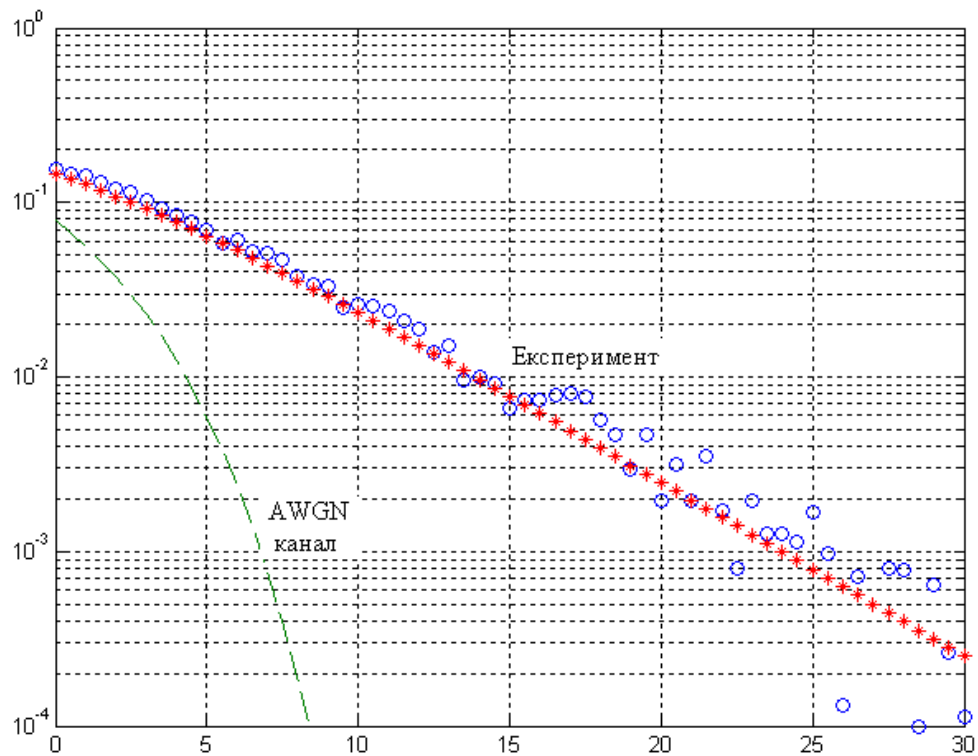


Рисунок 2.24 – Залежність BER від відношення E_b/N_0 для мультичастотної системи за наявності повільних завмирань у каналі, $f_d=150$ Гц

Результати моделювання свідчать, що для мультичастотної системи відбувається асимптотичне наближення до кривої релеївського порогу і можна вважати, що метод справляється із задачею усунення повільних завмирань. Подальше застосування завадостійкого кодування наблизить результати до кривої гаусівського каналу.

Якщо ж у каналі проявляються як амплітудні, так і фазові флуктуації сигналу через доплерівське розсіювання – тобто, у каналі спостерігаються швидкі завмирання, то результати виходять значно гірші (рис. 2.25).

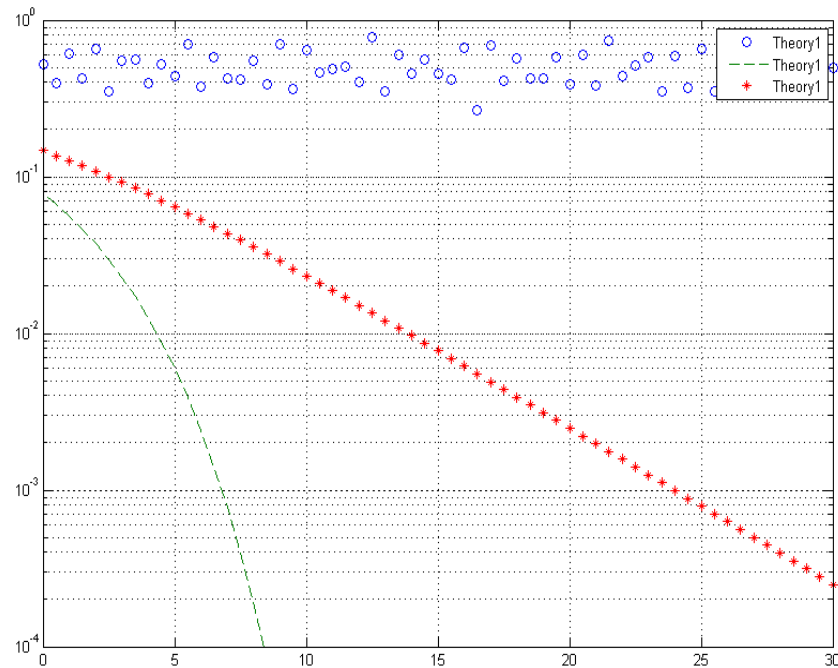


Рисунок 2.25 – Залежність BER від відношення E_b/N_0 для мультчастотної системи за наявності повільних завмирань у каналі, $f_d=150$ Гц

Аналіз рис.2.25 свідчить, що за наявності амплітудних і фазових флуктуацій сигналу у каналі метод мультчастотної передачі не може справитися із завмираннями і значення BER досягають рівня “дна помилки” при якому достовірна передача інформації неможлива.

Якщо проаналізувати фазові сузір’я для розглянутого прикладу, то вони приймуть вид, що зображено на рис. 2.26, рис. 2.27.

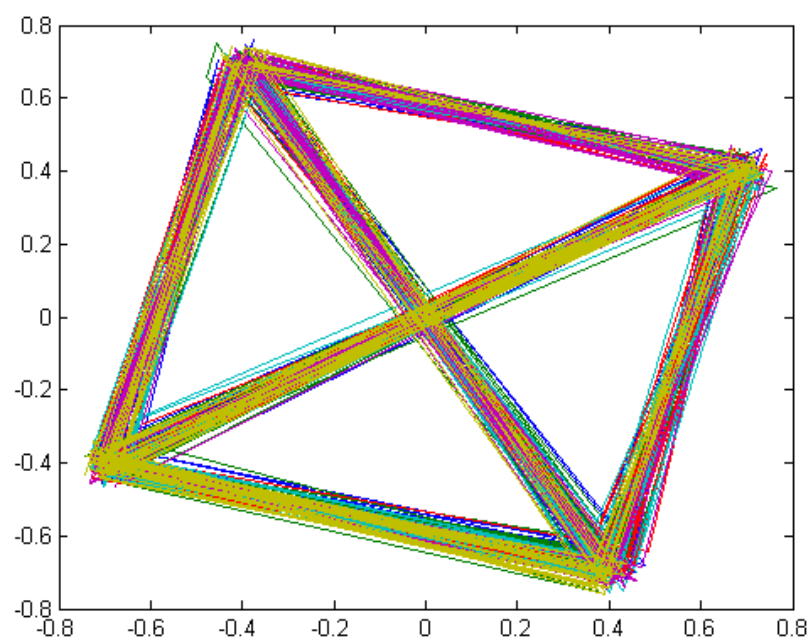


Рисунок 2.26 – Фазове сузір'я за наявності повільних завмирань у каналі при значенні $E_b/N_0=30$ дБ , $f_d=150$ Гц

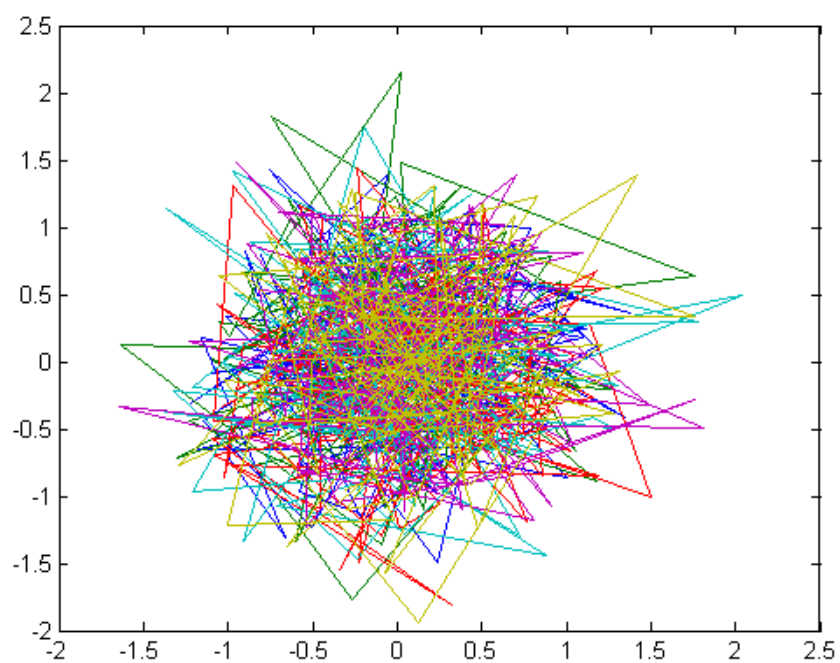


Рисунок 2.27 – Фазове сузір'я за наявності повільних завмирань у каналі при значенні $E_b/N_0=5$ дБ , $f_d=150$ Гц

Очевидно, що у такому варіанті відбувається розгортання фазового сузір'я, що і призводить до неприпустимого збільшення рівня BER.

На рис. 2.28, рис. 2.29 зображено вигляд демультимплексированих піднесучих для варіанту швидких завмирань у каналі.

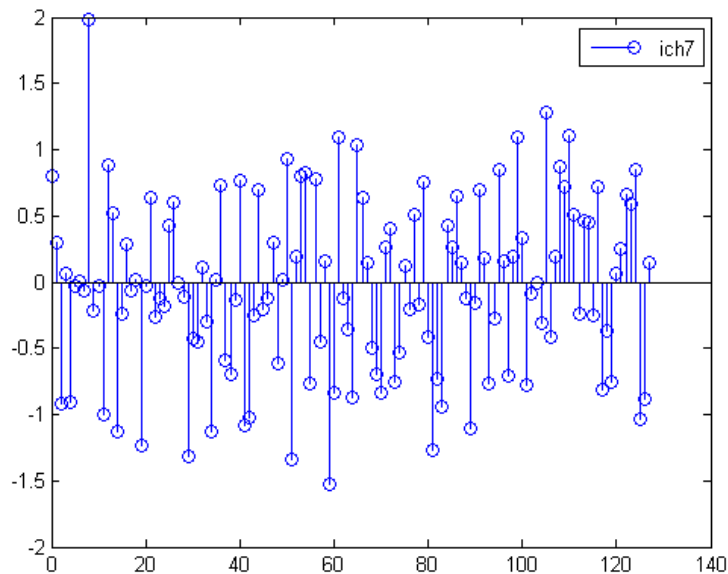


Рисунок 2.28 – Демультимплексировані під несучі для кля реальної частини сигналу у каналі з швидкими завмираннями

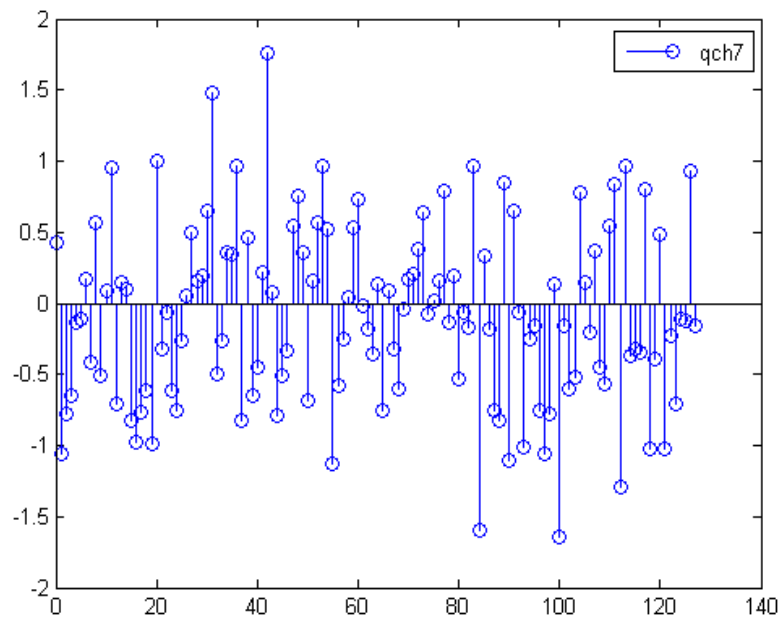


Рисунок 2.29 – Демультимплексировані під несучі для кля реальної частини сигналу у каналі з швидкими завмираннями

З аналізу епюр виходить, що значна частина демультимплексируваних піднесучих знаходиться в околі нульових значень амплітуди, що суттєво ускладнює роботу порогових пристроїв в демодулятора і, відповідно, призводить до збільшення BER.

Тому, у практичних системах необхідно застосовувати додаткові заходи по боротьби з доплерівським розсіюванням. Зокрема, у технології OFDM використовують спеціальні піднесучі, які називають пілот-сигналами, за спотвореннями яких можна компенсувати негативні ефекти від часової варіабельності каналу.

3 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 магістерської роботи є «Моделювання каналу зв'язку з використанням QAM модуляції». Ця тема охоплює знання, які формують загальну інформацію про протоколи множинного доступу та їх призначення, як вони застосовуються в безпроводових мережах, 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 інженер 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:

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

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 довго тривалості та трудомісткості етапів робіт

№	Етапи роботи	Часова оцінка, дн.			Дис-пер-сія	Виконавці		Тривалість, днів
		$t_{\min}$	$t_{\max}$	$t_{\text{оч}}$		Спеціальність	Кількість, чол.	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Отримання технічного завдання	1	2	2	0,2	Інженер	1	2
2	Огляд літературних джерел	3	7	5	0,8	Інженер	1	5
3	Аналіз основних принципів організації	2	4	3	0,4	Інженер	1	3
4	Підготовчий (техніко-економічне обґрунтування) етап	14	20	17	1,2	Інженер	1	14
5	Написання програми	13	15	14	0,4	Старший науковий співробітник	1	14
6	Аналіз результатів програми	13	19	16	1,2	Старший науковий співробітник		
7	Вибір необхідного обладнання та матеріалів	2	4	3	0,4	Інженер	1	3
8	Експериментальні дослідження	20	22	21	0,6	Інженер	1	21

Продовження таблиці 3.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9
9	Аналіз отриманих даних, коригування програми	5	7	6	0,4	Старший науковий співробітник, Інженер	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	Інженер	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 табл. 3.1, збудуємо лінійний календар (рис. 3.1).

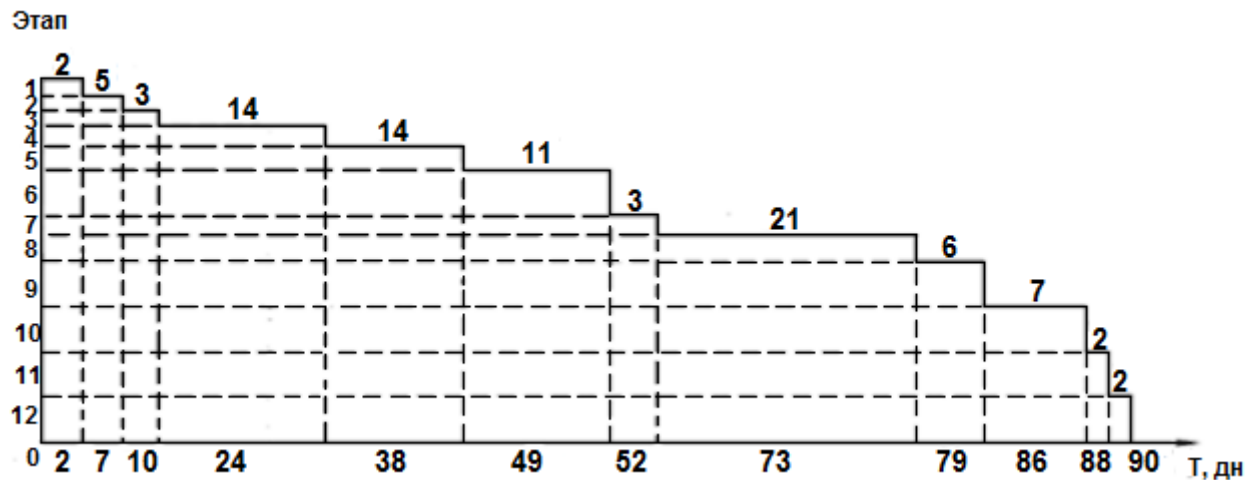


Рисунок 3.1 – Лінійний календарний графік

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	0,22
Спеціальне устаткування для реалізації проекту	СУ	21000	39,11
Витрати на електроенергію	ВЕл	180	0,33
Основна і додаткова заробітна плата виробничого персоналу	ЗП	15224	28,34
Відрахування на соціальне страхування (від суми основної і додаткової заробітної плати)	ОТЧ	3349,28	6,24
Накладні витрати	НВ	13840	25,76
Усього витрат на реалізацію проекту	-	53710,88	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).

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 3.3 – 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	Xerox A2	4	3	12	10,2
Папір А1	Xerox A1	5	5	25	21,25
Транспортно- заготівельні витрати	-	-	-	5,6	4,85
Усього	—	—	—	117,6	100

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 табл. 3.5.

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

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
Інженер	1	4200	140	56	7840
Усього	2	—	—	—	13840

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
Інженер	784	8624
Усього	1384	15224

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:

$$Відр = (ЗП_{осн} + ЗП_{доп}) \cdot 0,22 \quad (3.3)$$

де $ЗП_{осн}$ – основна заробітна плата, грн.;

$ЗП_{доп}$ – додаткова заробітна плата, грн.

Відр – $15224 \cdot 0,22 = 3349,28$ 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:

$$НВ=13840 \cdot 1,0=13840 \text{ грн}$$

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 табл. 3.7.

Таблиця 3.7 – Бальна оцінка економічної ефективності проекту

№ 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 K_3

№ 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 $K_4=3$ (табл. 3.10).

Таблиця 3.10 – Шкала оцінки показників складності дослідження K_4

№ 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) :

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

$$K_B = 96000 / 53710,88 = 1,78.$$

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 – 15224 грн., що становить 28,34% від загальної кількості витрат;

- накладні витрати – 13840 (25,76%);

- спеціальне обладнання для реалізації проекту – 21000грн. (39,11%);

- відрахування на соціальне страхування - 3349,28 (6,24%);

- витратні матеріали, куповані вироби і напівфабрикати – 117,6 грн. (0,22%).

- витрати на електроенергію — 180 (0,33%).

Обґрунтованість ефективності дослідження підтверджується розрахованим коефіцієнтом економічної ефективності, який становить – 1,78.

4 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Аналіз потенційних небезпек

Оскільки тема магістерської роботи «Моделювання каналу зв'язку з використанням QAM модуляції» передбачає роботу у приміщенні, обладнаному персональними комп'ютерами з візуальними дисплейними терміналами, необхідно розглянути заходи щодо забезпечення безпеки, виробничої санітарії, гігієни праці та пожежної безпеки приміщень з персональними комп'ютерами.

При аналізі технологічних процесів та обладнання, що використовується, згідно ГОСТ 12.0.003-74 (1999) «Опасные и вредные производственные факторы. Классификация», виявляються небезпечні виробничі фактори, які при впливі на працюючих можуть призвести до погіршення умов праці або травматизму. Робоче місце представляє собою набір різноманітної комп'ютерної техніки з візуальними дисплейними терміналами та периферійні пристрої. Небезпека у ході робіт буде присутньою при використанні джерел живлення, підключенні та відключенні приладів за допомогою вилок, розеток, перехідних пристроїв, подовжувачів.

Потенційні небезпеки фізичного характеру:

- ураження електричним струмом через несправність електрообладнання, підвищене значення напруги в електричному ланцюзі або недотримання вимог безпеки при його експлуатації;
- ураження статичним струмом;
- вплив електромагнітного випромінювання через підвищений рівень електромагнітних випромінювань, що призводить до розладу центральної нервової системи та захворювань серцево-судинної системи.

Потенційні небезпеки психофізіологічного характеру:

- 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.

Потенційні небезпеки, пов'язані із порушенням санітарно-гігієнічних вимог:

- 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;
- потрапляння в легені і на слизові оболонки пилу через підвищену запиленість 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.

Потенційні небезпеки, пов'язані з порушенням правил пожежної безпеки:

- ризик для здоров'я та життя персоналу, через недотримання правил протипожежної безпеки, що може призвести до травм, летального результату та матеріальних втрат.

Потенційні небезпеки, пов'язані з проявом наслідків надзвичайних ситуацій:

- отримання травм і матеріальних втрат, через неправильну поведінку персоналу при НС.

До шкідливих виробничих факторів відносяться:

- підвищена або знижена температура, вологість і рухливість повітря;
- підвищена запиленість і загазованість повітря;
- відсутність чи недолік природного світла; недостатня освітленість робочої зони; знижена контрастність об'єктів порівняно з фоном; прямі відблиски (прожекторне освітлення територій виробництв, світло фар автотранспорту) і відображені відблиски (від пролитої води та інших рідин на поверхні територій виробництв);
- підвищена пульсація світлового потоку;

– підвищений рівень шуму, вібрації, ультра- та інфразвуку; підвищена напруга в електричному ланцюзі, замикання якої може відбутися через тіло людини; підвищений рівень статичної електрики.

4.2 Заходи по забезпеченню техніки безпеки

Під час проектування систем електропостачання, монтажу силового електрообладнання та електричного освітлення будівель та приміщень для ЕОМ необхідно дотримуватись вимог ПВЕ, ПТЕ, ПБЕ, СН 357-77 «Инструкция по проектированию силового осветительного оборудования промышленных предприятий», затверджених Держбудом, ГОСТ 12.1.006-84 (дата введення 01.01.1986), ГОСТ 12.1.030-81 (дата введення 01.07.1982) «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление», ГОСТ 12.1.019 «ССБТ. Электробезопасность. Общие требования и номенклатура видов защиты», ГОСТ 12.1.045, ВСН 59-88 Держкомархітектури «Электрооборудование жилых и общественных зданий. Нормы проектирования», Правил пожежної безпеки в Україні, цих Правил, а також розділів СНиП, що стосуються штучного освітлення та електротехнічних пристроїв та вимог нормативно-технічної і експлуатаційної документації заводу-виробника ЕОМ.

Для виключення ураження електричним струмом передбачено:

– організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно НПАОП 0.00-4.12-05 «Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці»;

– технічні заходи: встановлення аварійного резервного вимикачу, який може повністю вимкнути електричне живлення приміщення, окрім освітлення; використовується підключення до мережі пристроїв за допомогою справних штепсельних з'єднань і електророзеток заводського виготовлення; проведено електромережу штепсельних розеток для живлення пристроїв уздовж стін приміщення, по підлозі поряд зі стінами приміщення, в металевих трубах і

гнучких металевих рукавах з відводами відповідно до затвердженого плану розміщення обладнання та технічних характеристик обладнання; відповідність усіх пристроїв вимогам чинних в Україні стандартів, нормативних актів з охорони праці, а також пристрої закордонного виробництва додатково відповідають вимогам національних стандартів держав-виробників і мають відповідну позначку на корпусі, в паспорті або іншій експлуатаційній документації; використання захисного заземлення та занулення згідно «Правил устрою електроустановок» («ПУЕ»).

Для виключення ураження статичним струмом та впливу електромагнітного поля застосовується:

- організаційні заходи: проведення навчання з правил електробезпеки, перевірка знань та атестація персоналу на кваліфікаційну групу з електробезпеки, згідно НПАОП 0.00-4.12-05 «Типове положення про порядок проведення навчання і перевірки знань з питань охорони праці»;

- технічні заходи: екранування джерела стендового живлення, згідно з ГОСТ 12.4.124-83 «Засоби захисту від статичної електрики. Загальні технічні вимоги»; використання покриття технологічних підлог з одношарового полівінілхлоридного антистатичного лінолеуму, для зниження величини виникаючих зарядів статичної електрики в робочому приміщенні; 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

Виробнича санітарія – система організаційних заходів і технічних засобів, що запобігають або зменшують дію шкідливих виробничих факторів на працюючих.

Приміщення з ВДТ та ПЕОМ повинні бути обладнані системами опалення, кондиціонування повітря або припливно-витяжною вентиляцією відповідно до СНиП 2.04.05-91 «Отопления, вентиляция и кондиционирование».

Параметри мікроклімату, іонного складу повітря, вміст шкідливих речовин на робочих місцях, оснащених відео терміналами, відповідають вимогам пункту 2.4 СН 4088-86 «Санитарные нормы микроклимата производственных помещений», затверджених Міністерством охорони здоров'я СРСР (табл.4.1), ГОСТ 12.1.005-88 «ССБТ Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны», СН 2152-80 «Санитарно-гигиенические нормы допустимых уровней ионизации воздуха производственных и общественных помещений» (табл.4.2).

Таблиця 4.1 – Норми мікроклімату у приміщенні

Пора року	Категорія робіт згідно ГОСТ 12.1-005-88	Температура повітря, град. С	Відносна вологість повітря, %	Шкідливість руху повітря, м/с
		Оптимальна	оптимальна	Оптимальна
Холодна	легка -1 а	22 – 24	40 – 60	0,1
	легка -1 б	21 – 23	40 – 60	0,1
Тепла	легка -1 а	23 – 25	40 – 60	0,1
	легка -1 б	22 – 24	40 – 60	0,2

Таблиця 4.2 – Рівні іонізації повітря приміщень

Рівні	Кількість іонів в 1 см куб. повітря	
	+ N	- N
Мінімально необхідні	400	600
Оптимальні	1500 – 3000	3000 – 5000
Максимально допустимі	50000	50000

Пил може здійснювати на людину фіброгенну дію, при якій в легенях відбувається розростання сполучних тканин, що порушує нормальну будову та функцію органу.

Основним напрямком в комплексі заходів по боротьбі з пилом є попередження її створення або надходження у повітря робочих приміщень. Найважливіше значення в цьому напрямку мають заходи технологічного характеру. Технологічні процеси, відповідні ГОСТ 12.1.005–88 «Загальні санітарно-гігієнічні вимоги до повітря робочої зони», по-можливості, проводяться таким чином, щоб освіта пилу було повністю виключено, або, принаймні, зведено до мінімуму. З цією метою потрібно максимально замінювати сухі матеріали вологими, пастоподібними, розчинами і обробку їх вести вологим способом. При неможливості повного виключення пилоутворення, необхідно шляхом відповідної організації технологічного процесу і використання відповідного технологічного обладнання, не допускати виділення пилу в повітря робочих приміщень. Це досягається, головним чином, шляхом організації безперервного технологічного процесу в повністю герметичній або, принаймні, максимально закритій апаратурі і комунікаціях.

Організація робочого місця користувача відеотерміналу та ЕОМ повинна забезпечувати відповідність усіх елементів робочого місця та їх розташування ергономічним вимогам ГОСТ 12.2.032-78 (дата введення 01.01.1979) «ССБТ. Рабочее место при выполнении работ, сидя. Общие эргономические требования», характеру та особливостям трудової діяльності.

Площа, виділена для одного робочого місця з відеотерміналом або персональною ЕОМ, повинна складати не менше 6 м^2 , а обсяг – не менше 20 м^3 . Робочі місця з відеотерміналами відносно світлових прорізів повинні розміщуватися так, щоб природне світло падало збоку, переважно зліва.

При розміщенні робочих місць з відеотерміналами та персональними ЕОМ необхідно дотримуватись таких вимог:

- робочі місця з відеотерміналами та персональними ЕОМ розміщуються на відстані не менше 1 м від стін зі світловими прорізами;
- відстань між бічними поверхнями відеотерміналів має бути не меншою за 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею одного відеотермінала та екраном іншого не повинна бути меншою 2,5 м;
- прохід між рядами робочих місць має бути не меншим 1 м.

Конструкція робочого місця користувача відеотермінала (при роботі сидячи) має забезпечувати підтримання оптимальної робочої пози з такими ергономічними характеристиками: ступні ніг – на підлозі або на підставці для ніг; стегна – в горизонтальній площині; передпліччя – вертикально; лікті – під кутом $70-90^\circ$ до вертикальної площини; зап'ястя зігнуті під кутом не більше 20° відносно горизонтальної площини, нахил голови – $15-20^\circ$ відносно вертикальної площини.

Висота робочої поверхні столу для відеотермінала має бути в межах 680–800 мм, а ширина – забезпечувати можливість виконання операцій в зоні досяжності моторного поля. Рекомендовані розміри столу: висота – 725 мм, ширина – 600–1400 мм, глибина – 800–1000 мм.

Для зниження статичного напруження м'язів рук необхідно застосовувати стаціонарні або знімні підлокітники довжиною не менше 250 мм, шириною – 50–70 мм, що регулюються по висоті над сидінням у межах 230 ± 30 мм та по відстані між підлокітниками в межах 350–500 мм.

Екран відеотермінала та клавіатура мають розташовуватися на оптимальній відстані від очей користувача, але не ближче 600 мм, з урахуванням

розміру алфавітно-цифрових знаків та символів. Відстань від екрана до ока працівника повинна складати:

- при розмірі екрану по діагоналі 35/38 см (14" /15") – 600–700 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 43 см (17") – 700–800 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 48 см (19") – 800–900 мм;
- при розмірі екрану по діагоналі 53 см (21") – 900–1000 мм.

Клавіатуру слід розміщувати на поверхні столу або на спеціальній, регульованій за висотою, робочій поверхні окремо від столу на відстані 100–300 мм від краю, ближчого до працівника. Кут нахилу клавіатури має бути в межах 5–15'.

Розміщення принтера або іншого пристрою введення-виведення інформації на робочому місці має забезпечувати добру видимість екрану відеотермінала, зручність ручного керування пристроєм введення-виведення інформації в зоні досяжності моторного поля: по висоті 900-1300 мм, по глибині 400–500 мм.

При потребі високої концентрації уваги під час виконання робіт з високим рівнем напруженості суміжні робочі місця з відеотерміналами та персональними ЕОМ необхідно відділяти одне від одного перегородками висотою 1,52 м.

Приміщення з ЕОМ повинні мати природне і штучне освітлення відповідно до ДБН В.2.5–28–2006 «Природне та штучне освітлення». Природне світло повинно проникати через бічні світло прорізи, зорієнтовані, як правило, на північ чи північний схід, і забезпечувати коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче 1,5%. Розрахунки КПО проводяться відповідно до ДБН В.2.5–28–2006. Вікна приміщень з відеотерміналами повинні мати регульовальні пристрої для відкривання, а також жалюзі, штори, зовнішні козирки тощо.

Штучне освітлення приміщення з робочими місцями, обладнаними відеотерміналами ЕОМ загального та персонального користування, має бути обладнане системою загального рівномірного освітлення. У виробничих та адміністративно-громадських приміщеннях, де переважають роботи з документами, допускається вживати систему комбінованого освітлення

(додатково до загального освітлення встановлюються світильники місцевого освітлення). Відношення яскравості екрану комп'ютера до яскравості оточуючих його поверхонь не повинно перевищувати у робочій зоні.

Загальне освітлення має бути виконане у вигляді суцільних або переривчатих ліній світильників, що розміщуються збоку від робочих місць (переважно зліва) паралельно лінії зору працівників. Допускається застосовувати світильники таких класів світлорозподілу:

- світильники прямого світла – П;
- переважно прямого світла – Н;
- переважно відбитого світла – В.

Приведемо розрахунок штучного освітлення для приміщення, розміри якого: довжина 8м, ширина 6м, висота 3,5м.

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, величина якого знаходиться в межах від 1,1 до 1,5 (при оптимальних відносинах відстані між світильниками до розрахункової висоти для ламп розжарювання і ДРЛ $z=1,15$ і 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: $S=8 \cdot 6=48 \text{ м}^2$.

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 типі кривої вибираємо $a = 1,4$.

Знаходимо розрахункову висоту підвісу по наступній формулі:

$$h = H - h_{\%} - h_p, \quad (4.4)$$

де H – висота приміщення, м;

$h_{\%}$ – висота звису світильника (від перекриття), м;

h_p – висота робочої поверхні над підлогою, м.

Приймаємо: $H=3,5$ м, $h_{\%}=0,7$ м, $h_p=0,8$ м.

Тоді $h=3,5 - 0,7 - 0,8=2$ м.

Відстань між світильниками визначаємо з формули (4.5):

$$L = \lambda \cdot h, \quad (4.5)$$

$$L = 2 \cdot 0,4 = 0,8 \text{ м.}$$

Визначаємо кількість світильників для установки в приміщенні:

$$N = \frac{S}{L^2}, \quad (4.6)$$

$$N = \frac{48}{0,8^2} = 75$$

Для визначення коефіцієнта використання η знаходимо індекс приміщення i :

$$i = \frac{AB}{h(A+B)}, \quad (4.7)$$

де A і B – відповідно довжина і ширина приміщення, м;

h – розрахункова висота підвісу, м.

Отримуємо:

$$i = \frac{68}{2 \cdot (6+8)} = 4,75$$

Отримане значення i округляємо до найближчого табличного значення і приймаємо $i = 5$.

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 ПВЛМ-Д, для якого $\eta = 73\%$. По формулі (4.1) визначаємо необхідний світловий потік ламп у кожному світильнику:



З довідкової літератури вибираємо необхідну лампу. Тип обраної лампи – ЛБ-30, $\Phi=2180$ лм, які розміщені в два ряди. У приміщенні встановлюємо 10 світильників по 2 лампи у кожному.

Шум у певних умовах може мати значний вплив на здоров'я та поведінку людини. Шум може викликати роздратування і агресію, артеріальну гіпертензію (підвищення артеріального тиску), тиннітус (шум у вухах), втрату слуху.

Рівні звукового тиску в октавних смугах частот 250-4000 Гц не повинні перевищувати значень, встановлених Санітарними нормами допустимих рівнів шуму на робочих місцях № 3223-85 «Санітарні норми допустимих рівнів шуму на робочих місцях» і ГОСТ 12.1.003-88 «Шум. Загальні вимоги безпеки».

Зниження шуму і вібрації, що впливають на людину, здійснюється наступними заходами:

- застосуванням звукоізолюючих пристроїв для ізоляції шумних агрегатів;
- вибором раціонального режиму праці і відпочинку, скороченням часу перебування в галасливих умовах.

Рівні ультрафіолетового випромінювання не повинні перевищувати допустимих відповідно до СН № 4557-88 «Санітарні норми ультрафіолетового випромінювання у виробничих приміщеннях», затверджених Міністерством охорони здоров'я та ДСанПІН 3.3.2-007-98.

Гранично допустима напруженість електростатичного поля на робочих місцях не повинна перевищувати рівнів, наведених в ГОСТ 12.1.045 «ССБТ. Електромагнітні поля. Допустимі рівні на робочих місцях і вимоги до проведення контролю», СН № 1757–77 «Санітарно-гігієнічні норми допустимої напруги електростатичного поля» та ДСанПІН 3.3.2–007–98.

Потужність експозиційної дози рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана та корпусу відеотермінала при будь-яких положеннях

регулювальних пристроїв відповідно до Норм радіаційної безпеки України (НРБУ-97), затверджених постановою державного санітарного лікаря Міністерства охорони здоров'я України від 18.08.97 № 58, не повинна перевищувати $7,74 \times 10^{-12}$ А/кГ, що відповідає еквівалентній дозі 0,1 мбер/год. (100 мкР/год.).

4.4 Заходи з пожежної безпеки

Пожежна безпека – це стан об'єкту, при якому виключається можливість пожежі, а у випадку її виникнення виключається дія на людей небезпечних факторів пожежі та забезпечується захист матеріальних цінностей.

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.

Система активного пожежного захисту – це комплекс організаційних заходів і технічних засобів по боротьбі з пожежами і запобіганню дії на людей небезпечних чинників пожежі, а також обмеження матеріальних збитків від неї.

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.

Для даного класу пожежі підходять декілька типів вогнегасників, такі як: порошкові, хладонові та вуглекислі вогнегасники. Використовуючи ці дані згідно з НАПБ Б.03.001-2004 «Типові норми належності вогнегасників» і так як площа приміщення складає 48 м^2 достатньо двох вуглекислотних вогнегасників об'ємом 5 літрів.

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 влаштування місць утримання засобів пожежогасіння - вогнегасників вуглекислотних типу ВВК-3,5 з вільним доступом у випадку необхідності їх використання.

Приміщення, згідно НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою» відноситься до категорії «Д», а клас можливої пожежі, згідно ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва», визначається, як «А», «Е» (у зв'язку з тим, що у приміщенні багато комп'ютерів).

4.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

Проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт у зонах НС. 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.

Комплексом аварійно-рятувальних робіт необхідно забезпечити пошук і видалення людей за межі зон дії небезпечних і шкідливих для їх життя та здоров'я факторів, надання невідкладної медичної допомоги постраждалим і їх евакуацію в лікувальні установи, створення для врятованих необхідних умов фізіологічно нормального існування людського організму.

Невідкладні роботи повинні забезпечити блокування, локалізацію або нейтралізацію джерел небезпеки, зниження інтенсивності, обмеження розповсюдження та усунення дій полів вражаючих факторів в зоні лиха, аварії або катастрофи до рівнів, що дозволяють ефективно застосувати інші заходи захисту.

Аварійно-рятувальні та інші невідкладні роботи слід планувати і здійснювати з використанням сил і засобів міністерств і відомств, державних міжгалузевих консорціумів, корпорацій, концернів і асоціацій, а також територіальних, функціональних і відомчих підсистем за належністю підконтрольних їм територій та об'єктів, які мають необхідними фахівцями (охорони здоров'я, охорони правопорядку, матеріально-технічного постачання, соціального забезпечення та ін.) і технічними засобами, які придатні для використання в осередках ураження в цілях перевезень людей, у тому числі з травмами і пошкодженнями, виробництва демонтажних, монтажних, дорожніх, вантажно-розвантажувальних і земляних робіт; проведення дегазації, дезактивації, дезінфекції та інших спеціальних робіт.

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.

Евакуація населення із зон НС. Евакуацію 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.

ВИСНОВКИ

В магістерській роботі проведені дослідження роботи системи передачі з паралельною передачею даних.

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

Дослідження проводились за допомогою програмного середовища MATLAB.

За результатами проведеного моделювання можна зробити наступні висновки:

а) залежність ймовірності помилкового прийому одного біта (BER) для запропонованої моделі мультимедійної системи передачі і QPSK модуляцією у підканалах для AWGN каналу практично збігається з теоретичною залежністю для одночастотної передачі;

б) у каналі з доплерівським розсіюванням за наявності тільки амплітудних флуктуацій сигналу результати моделювання для мультимедійної системи наближаються до теоретичної кривої релейського порогу одночастотної передачі з використанням методу QPSK;

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

г) для наближення залежності BER до кривої релейського порогу необхідно використовувати мультимедійну систему передачі з використанням пілот-сигналів.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Комашинский В.И. Системы подвижной радиосвязи с пакетной передачей данных. Основы моделирования [Текст] / В.И. Комашинский, А.В. Максимов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2007. – 176 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. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв’язку: навчальний посібник [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров. – Запоріжжя, 2007. – 375 с.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь [Текст] / К. Феер; пер. с англ.; – М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
5. 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.
6. Harada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications [Текст] / H. Harada, R. Prasad; – Artech House, 2003. – 465 p.
7. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб.пособие – 3-е издание. [Текст] / А.Б. Сергиенко. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.
8. Солонина А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB. [Текст] / А.И. Солонина, С.М. Арбузов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2008. – 816 с.
9. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкополосні технології телекомунікацій. Частина 4» [Текст] / – НУ «Запорізька політехніка», 2018. – 64 с.
10. Кабак В.С. Методичні вказівки для виконання лабораторного практикуму з дисципліни «Широкополосні технології телекомунікацій. Частина 3» [Текст] / – ЗНТУ, 2018. – 60 с.
11. Афанасьев В.В. Бизнес модели развития сетей мобильной связи. [Текст] / 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=128;          %number of parallel channel
fftlens=128;       % FFT length
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=32;          % Length of guard interval
ebn0=30;           % ebn0: Eb/N0

% *****Fading initialization

% time resolution
tstp=1/sr/(fftlens+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*(fftlens+gilen)*20;
fd=150;
```

```

flat=0;

%*****

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

nloop=100;      % 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,fftl,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,fftlen,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]=girem(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]=crrmapping(idata, qdata, fftlen, nd);

%*****variables*****g**

% 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 *****

% 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,itaup,dlv,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 $# % itaup : 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 *****

```