

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ЗАПОРІЗЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

ІІРЕ, ФРЕТ

(повне найменування інституту, назва факультету)

Радіотехніки та телекомунікацій

(повна назва кафедри)

Пояснювальна записка

до магістерської роботи

магістр

(рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень))

на тему Моделювання каналу зв'язку з використанням
методу DS-SSMA

Виконав: студент 6 курсу, групи РТ-213м
спеціальності (напряму підготовки)

172 Телекомунікації та радіотехніка

(код і назва напряму підготовки, спеціальності)

Кишин Т. С.

(прізвище та ініціали)

Керівник Кабак В. С.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Дурманова Н. І.

(прізвище та ініціали)

м. Запоріжжя

2018 рік

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Запорізький національний технічний університет
 (повне найменування вищого навчального закладу)

Інститут, факультет ІІРЕ, ФРЕТ
 Кафедра Радіотехніки та телекомунікацій
 Рівень вищої освіти (освітньо-кваліфікаційний рівень) магістр
 Спеціальність 172 Телекомунікації та радіотехніка
 (код і назва)
 Напрямок підготовки ОПІТ Радіотехніка
 (код і назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри Міллер

"10" 12 2018 року

З А В Д А Н Н Я
НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Кишину Роману Сергійовичу
 (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Моделювання каналу зв'язку з використанням методу DS-SSMA

керівник роботи Кабак Володимир Семенович, к.т.н., доцент
 (прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від "31" 10 2018 року № 305

2. Строк подання студентом роботи 10.12.2018.

3. Вихідні дані до роботи Канал зв'язку з використанням технології DS-SSMA. Метод модуляції - QPSK
LLI швидкість передачі інформації 256 кбіт/с, БВ/Кб = 0...25 кГц
Порядок передискретизації - 8. Розширення послідовності -
Чисельність, Голд-код швидкість, ортогональна послідовність

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1. Модель каналу зв'язку з використанням технології DS-SSMA

2. Модель моделювання QPSK сигналу
3. Модель каналу зв'язку з проявленнями ефекту дотримання
працювання розширювача радіохвиль
4. Результати експериментального дослідження

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1. Структурна схема передавального тракту для методу DS-SSMA
2. Структурна схема приймального тракту DS-SSMA каналу
3. Блок-схема програмного алгоритму обробки сигналів

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	Прийняв виконане завдання
4	Осташенко В.В. доцент	<i>Ост</i>	<i>Ост</i>
5	Коробко О.В. ст. викладач	<i>Кор</i>	<i>Кор</i>
корисночитр. 1-3	Мурок Т.В. асистент	<i>Мур</i>	<i>Мур</i>
	Кабак В.С.	<i>Каб</i>	<i>Каб</i>

7. Дата видачі завдання 03.09.2018.

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
	1. Обґрунтування структурної схеми передавача DS-CDMA каналу	1.09.18 - 15.09.18	
	2. Обґрунтування структурної схеми приймача DS-CDMA каналу	16.09.18 - 30.09.18	
	3. Розробка моделі QPSK носія	1.10.18 - 15.10.18	
	4. Розробка моделі DS-SSMA моделі	16.10.18 - 31.10.18	
	5. Тестування програмної колекції	1.11.18 - 30.11.18	
	6. Експериментальні дослідження	1.12.18 - 15.12.18	

Студент

ТК
(підпис)*Кабак В.С.*
(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

Кабак
(підпис)*Кабак В.С.*
(прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

ПЗ:166 с., 80 рис., 6 табл., 11 джерел.

Об'єкт дослідження – методи розширення спектра в цифрових каналах зв'язку.

Мета роботи – розробити модель каналу зв'язку з використанням технології DS-CDMA.

Метод дослідження – математичний та експериментальний.

В першому розділі розглянуто системи зв'язку з розширеним спектром, наведені методи модуляції в системах DS-CDMA, проаналізовані способи розширення спектра, переваги та недоліки відповідних методів. Проаналізовані базові варіанти побудови приймально-передавального тракту для різних методів розширення спектра.

У другому розділі проведено обґрунтування побудови моделі каналу зв'язку з використанням методу QPSK. Розглянута реалізація програмного алгоритму для AWGN каналу з QPSK модуляцією. Розглянуто особливості моделювання каналу з релієвськими завмираннями.

У третьому розділі на базі розробленої моделі проведено моделювання каналу зв'язку з використанням технології DS-CDMA. Отримані характеристики якості каналу зв'язку.

У четвертому розділі проаналізовані економічні аспекти роботи.

У п'ятому розділі розглядається питання охорони праці та безпеки життєдіяльності.

РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРА, ВИГРАШ ОБРОБКИ, МАНІПУЛЯЦІЯ,
ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ, ПЕРЕДАВАЧ, ПРИЙМАЧ, КАНАЛ
ЗВ'ЯЗКУ, КОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП	9
1 СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ.....	10
1.1 Пряме розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей	12
1.2 Принцип розширення спектра для методу DS-CDMA	15
1.3 Аналіз властивостей DS-CDMA систем	23
1.3.1 Вплив АБГШ на характеристики системи з розширеним спектром	23
1.3.2 Придушення впливу вузькосмугової завади	25
1.3.3 Придушення широкосмугової завади	29
1.4 Принципи функціонування DS-CDMA систем.....	29
1.5 Методи модуляції в системах DS-CDMA.....	34
1.6 Робота із комплексними бітами	39
1.6.1 Процеси, що відбуваються зі швидкістю передачі дискретів	39
1.6.2 Процеси,що відбуваються зі швидкістю передачі символів	41
1.6.3 Обробка даних на приймальному боці.....	41
2 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ QPSK	43
2.1 Реалізація програмного алгоритму для AWGN каналу з QPSK модуляцією	50
2.2 Особливості моделювання каналу з релеївськими завмираннями.....	68
2.2.1 Часова варіабельність каналу зв'язку	68
2.2.2 Часова дисперсія каналі зв'язку	72
2.2.3 Алгоритм моделювання частотно-селективних	

завмирань	74
3 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ	
DSSS	80
3.1 Структура головної програми моделі	80
3.2 Вплив релеївських завмирань на характеристики каналу ...	104
3.2.1 Вплив частотно-неселективних завмирань на фазове сузір'я	104
3.2.2 Вплив кількості користувачів на якісні характеристики каналу	105
4 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ	114
4.1 Планування розробки теми	114
4.2 Визначення витрат на розробку теми	116
4.2.1 Розрахунок основної заробітної плати	117
4.2.2 Розрахунок додаткової заробітної плати	117
4.2.3 Єдиний соціальний внесок	117
4.2.4 Визначення витрат на матеріали	118
4.2.5 Витрати на спеціальне обладнання	118
4.2.6 Інші прямі витрати	122
4.2.7 Розрахунок накладних витрат	123
4.3 Розрахунок економічної ефективності НДР, що мають теоретичний характер	124
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	127
5.1 Аналіз потенційних небезпек	127
5.2 Заходи по забезпеченню безпеки	128
5.3 Заходи щодо виробничої санітарії та гігієни праці	135
5.4 Заходи з пожежної безпеки	137
5.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях	138
ВИСНОВКИ	142

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ	143
Додаток А	144
Додаток Б	147
Додаток В	151
Додаток Г	162

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АЦП	—	аналогово-цифровий перетворювач
ЕОМ	—	електронна обчислювальна машина
ПВП	—	псевдовипадкова послідовність
ПЗ	—	пояснювальна записка
ТЗ	—	технічне завдання
ФНЧ	—	Фільтр нижніх частот
ЦАП	—	Цифро-аналоговий перетворювач
BER (Bit Error Rate)	—	коефіцієнт бітової помилки
BPSK (Binary Phase Shift Keying)	—	двійкова фазова маніпуляція
CDMA (Code Division Multiple Access)	—	множинний доступ з кодовим розділенням каналів
DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum)	—	широкосмугова модуляція з прямим розширенням спектра
FDMA (Frequency Division Multiple Access)	—	множинний доступ з частотним розділенням каналів
FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum)	—	розширення спектра з псевдовипадковою перебудовою частоти
NRZ (Non Return to Zero)	—	без повернення до нуля
PN (Pseudo Noise) code	—	псевдошумовий код
QPSK (Quadrature Phase Shift Keying)	—	квадратурна фазова маніпуляція
SS	—	розширенням спектра
SSMA (Spread Spectrum multiple access)	—	протоколмножинного доступу з розширенням спектра
TDMA (Time Division Multiple Access)	—	множинний доступ з кодовим розділенням каналів

ВСТУП

Системи з розширенням спектра застосовуються у системах зв'язку під час реалізації множинного доступу з метою сумісного використання ресурсу зв'язку великою кількістю користувачів. Одним з методів доступу, який широко використовується у сучасних телекомунікаційних системах є множинний доступ з кодовим розділенням (code-division multiple access - CDMA).

У системах з розширеним спектром кожен сигнал-переносник повідомлень вимагає значно більш широкої смуги радіочастот порівняно зі звичайним модульованим сигналом. Більш широка смуга частот дозволяє отримати деякі корисні властивості і характеристики, які складно досягнути іншими засобами.

На початку свого розвитку (кінець другої світової війни) розширення спектра використовувалося у радіолокації для боротьби з навмисними завадами. Але у подальшому розвиток цієї технології пояснювався намаганням створити завадостійкі системи зв'язку.

Так, однією з особливостей CDMA збереження конфіденційності зв'язку між користувачами, які мають різні сигнали розширеного спектра. Відстежування сеансу зв'язку буде достатньо складною задачею для користувача, що не має доступу до визначеного сигналу.

У процесі досліджень розширеному спектру знайшлося місце для різних напрямів застосування – зниження щільності енергії, високоточна локація, реалізація множинного доступу.

Метою даної магістерської роботи є дослідження системи зв'язку з використанням технології DS-CDMA.

1 СИСТЕМИ ЗВ'ЯЗКУ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ

Термін розширення спектра вперше було застосовано у військових та комерційних системах зв'язку. У системах з розширеним спектром кожен сигнал-переносник інформації вимагає значно більшої смуги радіочастот порівняно зі звичайними модульованими сигналами. Більш широка смуга частот дозволяє отримати ряд корисних властивостей, які досить важко досягнути іншими технічними засобами.

Розширення спектра представляє собою метод формування сигналу з розширеним спектром за допомогою додаткової ступені модуляції, яка забезпечує не тільки розширення спектра, але й послаблення його впливу на інші сигнали. При цьому додаткова модуляція ніяк не пов'язана з повідомленням, що передається.

Але подібне розширення смуги не дозволяє послабити вплив адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ), як це, наприклад, відбувається під час широкосмужової частотної модуляції. Оскільки системам з розширеним спектром не притаманні властивості придушення впливу білого шуму, то необхідно визначити їх потенційні переваги.

До переваг систем з розширеним спектром необхідно віднести такі властивості [1]:

- а) підвищена завадостійкість;
- б) можливість реалізації багатостанційного (множинного) доступу на підставі кодового розділення каналів;
- в) енергетична скритність завдяки низькому рівню спектральної щільності потужності;
- г) висока роздільна здатність під час вимірювання віддалі;
- д) захищеність зв'язку;
- е) можливість протидіяти впливу навмисних завад;
- є) підвищена пропускна здатність і спектральна ефективність у деяких системах стільникового персонального зв'язку;

ж) поступове зниження якості зв'язку під час збільшення кількості користувачів, що одночасно займають один і той же радіоканал;

з) низька коштовність реалізації;

и) наявність сучасної елементної бази.

Множинний доступ із кодовим розділенням (CDMA) відноситься до систем зв'язку, що використовують розширення спектру інформаційного сигналу. Взагалі системи із розширенням спектру відрізняються такими особливостями [2]:

- сигнал займає смугу частот, що значно більша за діапазон частот, притаманний інформаційному сигналу. Це призводить до вище визначених переваг, серед яких можна виділити підвищену завадостійкість до зовнішніх (міжканальних) і внутрішньоканальних завад і, власне, можливість реалізації множинного доступу;

- розширення смуги частот досягається за рахунок адресного коду, який абсолютно не залежить від інформаційного сигналу, що суттєво відрізняється від інших видів цифрової модуляції, для яких розширення спектру відбувається за рахунок модуляції несучого коливання інформаційним сигналом;

- на приймальному боці кожному користувачеві також надається відповідний адресний код, що за умови синхронного прийому надає можливість прийняти корисний сигнал від конкретного абонента в межах спільного частотного діапазону, який використовується одночасно багатьма користувачами.

Для підвищення завадостійкості у стандартах, що використовують метод CDMA, застосовуються псевдовипадкові послідовності (ПВП) або коди. Це означає, що код хоча і виглядає випадковим, але він є детермінованим. Детермінованість коду необхідна для забезпечення можливості у приймачі відтворити саме цей код і здійснити синхронний прийом корисного сигналу. Такий псевдо-випадковий код ще отримав назву псевдошумового коду (англійською pseudo-noise – PN код).

У відповідності з архітектурою і видами модуляції, що використовуються, системи з розширеним спектром можуть бути розділені на такі основні групи:

- системи з прямим розширенням спектра на базі псевдовипадкових послідовностей, включаючи системи множинного доступу з кодовим розділенням каналів;

- системи з перестроюванням частоти (стрибки по частоті), включаючи системи множинного доступу з кодовим розділенням каналів з повільною і швидкою зміною частоти;

- системи множинного доступу з розширеним спектром і контролем несучої;

- системи з перестроюванням часового положення сигналів (стрибки у часі);

- системи з лінійною частотною модуляцією сигналів;

- системи з використанням комбінованих методів розширення спектра.

У системах зв'язку з рухомими об'єктами і безпроводних локальних мережах широке застосування знаходять методи прямого розширення спектра, перестройкою частоти і розширення спектра з контролем несучої.

1.1 Пряме розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей

На рис. 1.1 представлена просторова інтерпретація методу CDMA в координатах код, час, частота [2]. Очевидно, що на відміну від методів множинного доступу з частотним розділенням (FDMA) і часового розділення (TDMA), диференціація сигналів різних користувачів можлива тільки за рахунок адресного коду, оскільки як частотний, так і часовий ресурси системи зв'язку використовуються сумісно (одночасно) теоретично усіма користувачами.

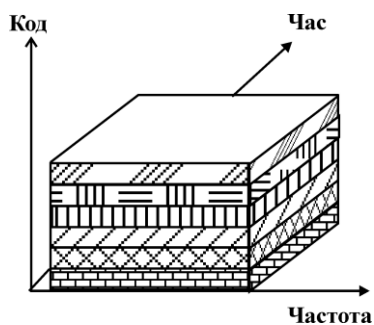


Рисунок 1.1 – Просторова ілюстрація методу CDMA

На рис. 1.2 наведений спрощений алгоритм роботи системи зв'язку з використанням методу прямого розширення спектру. Для простоти (на концептуальному рівні) проілюстрована робота одного каналу в одному напрямку.

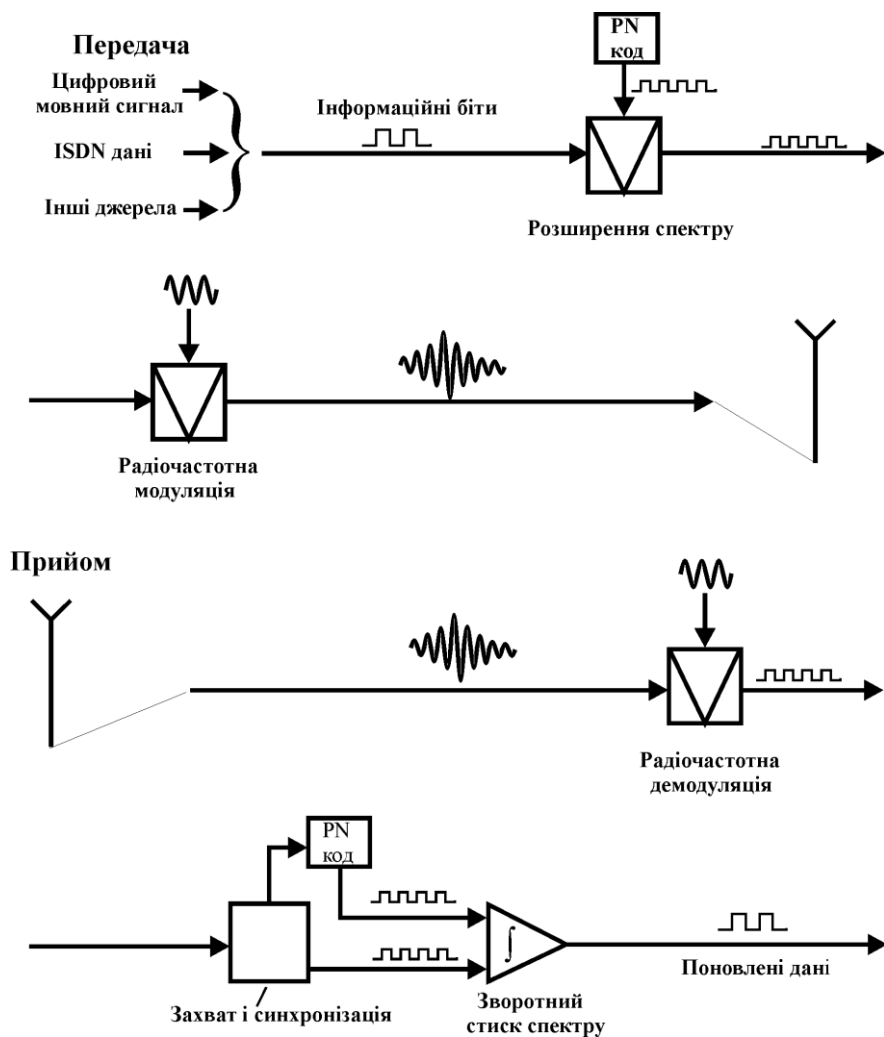


Рисунок 1.2 – Спрощений алгоритм роботи системи зв'язку з прямим розширенням спектру

У процесі передавання сигналу необхідно виконати такі операції [11,12]:

- здійснити генерацію псевдовипадкового коду, окремого для кожного каналу і кожного наступного встановлення зв'язку;
- реалізувати модуляцію інформаційного потоку згенерованим псевдовипадковим кодом, тобто застосувати метод прямого розширення спектру сигналу (DSSS);
- саме цим сформованим сигналом із розширеним спектром здійснити модуляцію несучого коливання з наступним підсиленням і випромінюванням.

На приймальному боці відбувається зворотний процес. Прийнятий сигнал підсилюється і надходить до змішувача, де за допомогою місцевого гетеродину на виході змішувача отримується сигнал із розширеним спектром. Генерується псевдовипадковий код і здійснюється процес синхронізації за фазою прийнятого й згенерованого кодів. За допомогою кореляційних методів прийому відбувається витягнення інформаційного сигналу.

Для окремого каналу базова станція генерує адресний код (псевдовипадкову послідовність - ПВП), що змінюється за наступним підключенням абоненту. Приймач абоненту відповідно генерує узгоджений код і використовує його для прийому призначеної саме для нього інформації.

Для досягнення визначених властивостей псевдо-випадковий код повинен мати наступні характеристики [2]:

- він повинен бути детермінованим, оскільки мобільна станція зобов'язана згенерувати свій незалежний код, який необхідно повністю узгодити із кодом базової станції;
- код повинен виглядати для несанкціонованого користувача випадковим (мати статистичні характеристики дискретизованого білого шуму);
- взаємна кореляція між будь-якими двома кодами має бути незначною;
- код повинен мати достатньо великий період (тобто інтервал часу, за який PN-код почне повторюватися, повинен бути достатньо великим).

У наведеному контексті кореляція розглядається у специфічному математичному сенсі. Взагалі кореляційна функція стосовно кодів має такі властивості: якщо два коди ідентичні, то кореляційна функція дорівнює одиниці і дорівнює нулю у випадку, коли два коди принципово не мають нічого спільного. Проміжні значення кореляційної функції надають інформацію наскільки обидва коди мають спільного у своїй побудові. Чим більше коди мають спільних рис, тим важче для приймача виділити корисний сигнал свого абонента.

У визначеному сенсі розглядаються два види кореляційних функцій:

- взаємна кореляційна функція, що оцінює кореляцію між двома різними кодами, як згадувалося, вона повинна бути якомога меншою;
- автокореляційна функція, яка надає ступень кореляції між двома вибірками одного і того ж коду, рознесеними у часі. Для ефективного ослаблення завад, що виникають в умовах багатопроменевого прийому, автокореляційна функція повинна дорівнювати нулю для усіх значень часової затримки відмінних від нуля.

1.2 Принцип розширення спектра для методу DS-CDMA

Принцип кодування інформаційного сигналу псевдо-випадковою послідовністю продемонстровано на рис.1.3 [2].

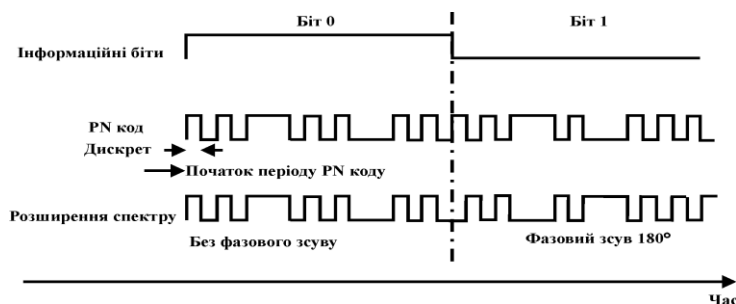


Рисунок 1.3 – Розширення спектру інформаційного сигналу за допомогою PN-коду

Введемо деяку термінологію стосовно псевдо-випадкових кодів:

- оскільки символи ПВП не несуть ніякої інформації, то для них вводиться окрема термінологія – чіп або дискрет [3], тобто під дискретом (чіпом) будемо розуміти молодший розряд псевдо-випадкового коду;
- частота дискретів f_d характеризує швидкість передачі псевдо-випадкового PN-коду;
- частота інформаційного потоку F (f_b) визначає швидкість передачі цифрових даних (бітова швидкість);
- період T_{PN} – інтервал часу за який код починає повторюватися (період коду). Період коду T_{PN} повинен бути більшим за час затримки проходження сигналу у прямому і зворотному напрямках (як правило, ця величина дорівнює декільком секундам).

Оскільки розряди ПВП не переносять інформації, то молодший розряд цієї послідовності прийнято називати дискретом або чіпом і частоту слідування симіолів ПВП у технічній літературі прийнято вимірювати як Мчіп/с.

Відповідно до рис. 1.3 математично процес кодування полягає у проведенні операції додавання за модулем 2 інформаційного сигналу і сигналу ПВП.

На рис. 1.4 представлена графічна інтерпретація процесу розширення спектру у частотній області відповідно до алгоритму прямого розширення спектру (DSSS).

На рисунку наведені частотні інтервали, що займають потік інформаційних даних (1) і псевдо-випадковий код (2). Практично, діапазон частот, притаманний результуючому (кодованому) сигналу може бути апроксимований смугою частот, що займає псевдо-випадковий PN-код [11, 12].

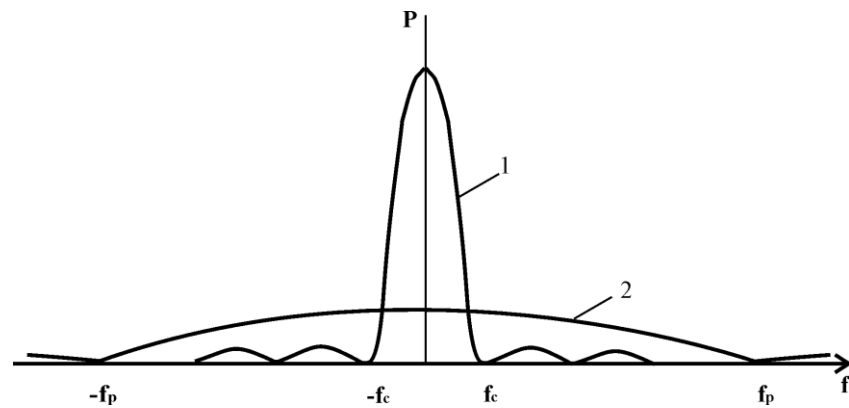


Рисунок 1.4 – Інтерпретація методу прямого розширення спектру у частотній області (1 – початковий спектр інформаційного сигналу, 2 – розширений спектр)

Розглянемо дещо детальніше деякі моменти реалізації CDMA технології.

На рис. 1.5 зображена концептуальна структурна схема передавача системи з прямим розширенням спектра на основі псевдовипадкових послідовностей [1].

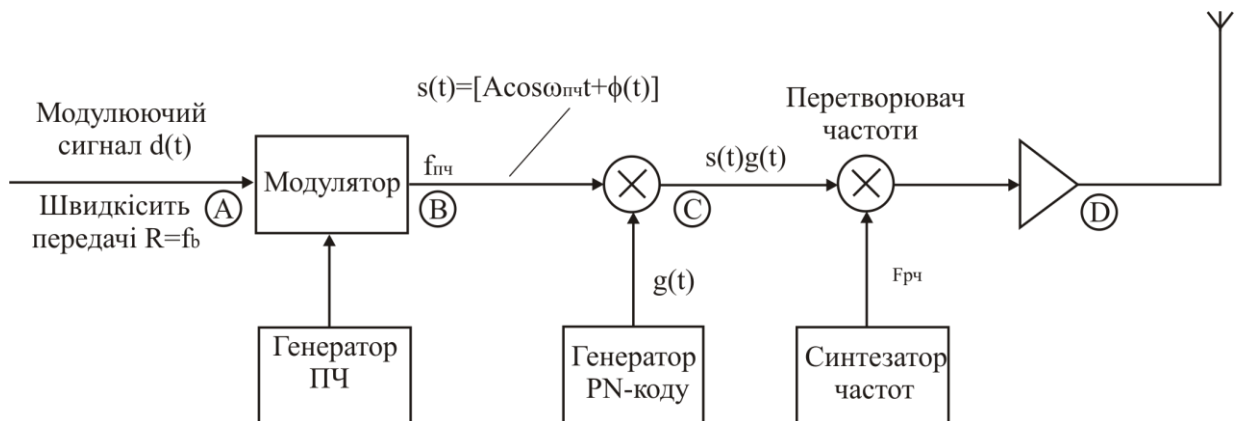


Рисунок 1.5 – Еквівалентна структурна схема передавача з PSK і наступним розширенням спектра

У першому модуляторі здійснюється фазова маніпуляція сигналу проміжної частоти двійковим цифровим сигналом повідомлення, що передається, у форматі без повернення до нуля (NRZ) з частотою повторення символів $f_b=1/T_b$.

Для спрощення припущено, що здійснюється проста фазова маніпуляція без пердмодуляціної фільтрації двійкова PSK з постійною обвідною. PSK сигнал можна подати у такому вигляді [1]:

$$s(t) = \sqrt{2P_c} \cdot d(t) \cos(\omega_{пч} t), \quad (1.1)$$

де $d(t)$ - нефільтрований дворівневий сигнал, що має два значення : +1 і -1,

$\omega_{пч}$ –проміжна частота,

P_c – потужність сигналу.

Як сигнал розширення спектра $g(t)$ використовується псевдовипадкова послідовність з частотою слідкування дискретів (чіпів) $f_d = 1/T_d$. В результаті повторної модуляції формується сигнал з розширеним спектром:

$$s_p(t) = g(t) \cdot s(t) = \sqrt{2P_c} \cdot g(t) \cdot d(t) \cdot \cos(\omega_{пч} t), \quad (1.2)$$

Цей сигнал проміжної частоти переноситься далі на робочу частоту каналу за допомогою синтезатора радіочастот.

У межах одного стільника системи зв'язку з рухомими об'єктами, як правило, є декілька абонентів, що одночасно здійснюють зв'язок, при чому кожен з них використовує одну й ту ж несучу частоту $f_{рч}$ і займає одну й ту ж смугу частот $\Delta f_{рч}$. Як було показано? процес формування сигналів з розширеним спектром у системах з множинним доступом відбувається у два етапи: модуляція і розширення спектра (або вторинна модуляція з використанням ПВП).

Вторинна модуляція реалізується за допомогою ідеальної операції перемноження сигналів $g(t)$ і $s(t)$. При такому перемноженні формується амплітудно-модульований сигнал з придушеною несучою. Перший і другий модулятор можна міняти місцями без зміни потенціальних характеристик

системи, як це зображено рис.1.6. (відзначимо, що саме такий варіант реалізації передавач представлено на концептуальній схемі каналу зв'язку рис. 1.2).

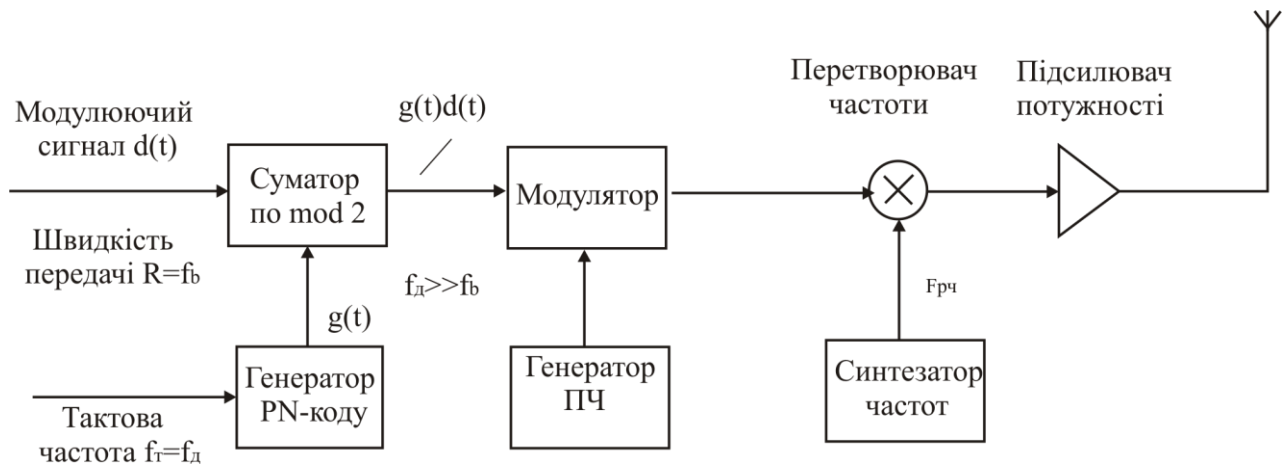


Рисунок 1.6 – Еквівалентна структурна схема передавача для якого розширення спектра реалізується в основній сузі частот

Результуючий сигнал $g(t)s(t)$ з розширеним спектром за допомогою перетворювача частоти (змішувача) переноситься на робочу частоту каналу.

Можна відзначити, що хоча перетворення частоти, як у бік збільшення частоти, так і у бік зменшення радіочастоти, для більшості систем є, як правило, необхідним процесом, але цей етап для даної технології не є визначаючим. Тому подалі можна вважати, що сингал $g(t)s(t)$ передається на проміжній частоті і підсистеми перетворення частоти вилучимо з аналізу.

Тоді можна вважати, що до входу приймача надходить сума M незалежних сигналів з розширеним спектром, які займають одну й ту ж смугу частот [1]:

$$r(t) = \sum_{i=1}^M g(t) \cdot s(t) + I(t) + n(t) = \sqrt{2P_c} \cdot g(t) \cdot d(t) \cdot \cos(\omega_{\text{пч}} t), \quad (1.3)$$

де M – чисельність одночасно активних користувачів,

$g(t)$ – ПВП i -тої пари передавач – приймач,

$s(t)$ – модульований сигнал,

$I(t)$ – завада (навмисна або власна),

$n(t)$ – адитивний білий гаусівський шум (АБГШ)/

Структурна схеми приймача такої системи зображена на рис.1.7.

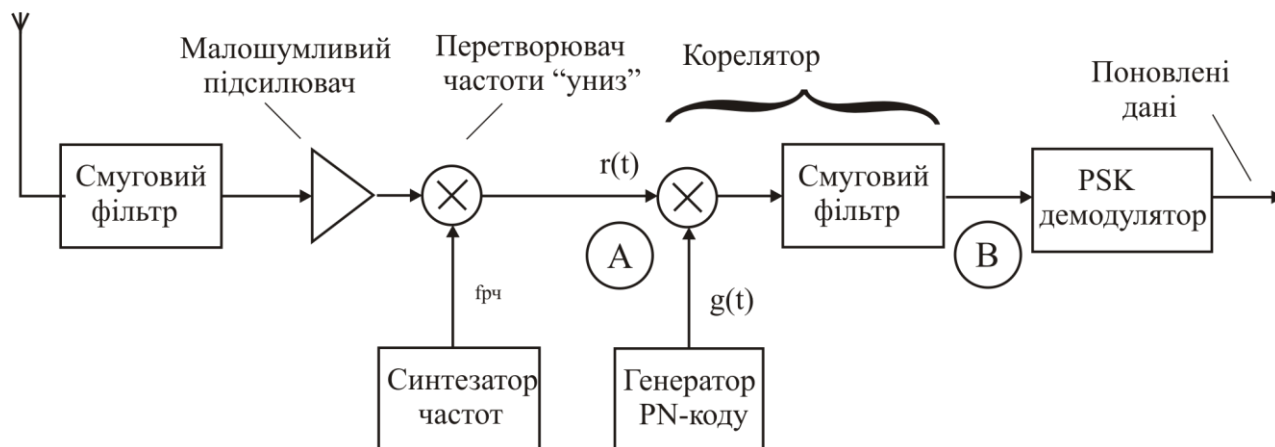


Рисунок 1.7 – Структурна схема приймача системи з прямим розширенням спектра

У приймачі користувача, для якого призначено повідомлення, формується синхронізований у часі псевдовипадковий сигнал $g_1(t)$, який забезпечує зворотну процедуру – стиск спектра і представляє точну копію сигналу ПВП на передавальному боці. Отриманий після стиску спектра вузькосмуговий PSK сигнал демодулюється. На рис.1.7 припущено, що використовується фазова модуляція/демодуляція. На практиці можливе застосування інших видів модуляції, наприклад, QPSK, MSK, GMSK, GFSK і т. ін..

Якщо обрано ансамбль некорельованих сигналів ПВП, то після операції стиску спектра зберігається лише модульований корисний сигнал. Усі інші сигнали, залишаючись некорельованими, зберігають широкосмуговість і мають ширину спектра, що значно перевищує граничну смугу пропускання демодулятора.

На рис.1.8 наведені спрощені часові і спектральні діаграми, що якісно відображають процеси розширення і стиску спектра сигналів. Зокрема, в них відсутній сигнал несучої частоти.

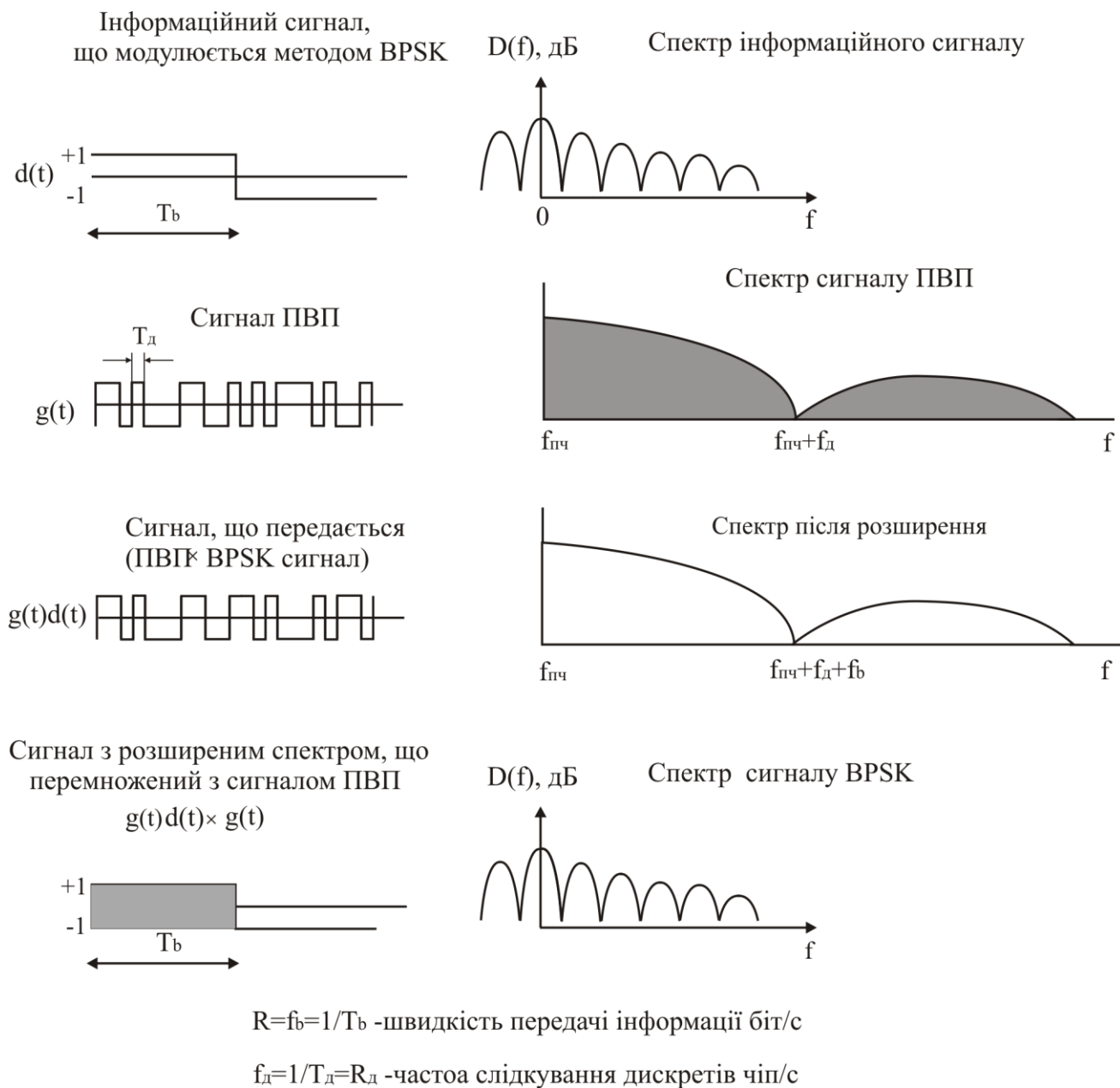


Рисунок 1.8 – Часові і спектральні діаграми, що якісно відображають процеси розширення і стиску спектра сигналів

Важливим поняттям для систем з розширенням спектра є виґраш обробки. Виґраш розглянутої кореляційної обробки або просто виґраш обробки (processing gain) – це коефіцієнт, що показує, у скільки разів відношення сигнал/шум (S/N) або відношення сигнал/ завада (S/I) на виході збільшується порівняно з аналогічними параметрами на вході системи.

Наприклад, якщо $(S/N)_{\text{вх}}$ або $(S/I)_{\text{вх}}$ у точці А на рис.1.7 рівняється 5 дБ, а після стиску спектра корисного сигналу за допомогою узгодженого з ним сигналу опорної ПВП відношення $(S/N)_{\text{вих}}$ у точці В (на виході корелятора) стало рівним 27 дБ, то виграш обробки складе 22 дБ. Тобто виграш обробки може бути визначено як:

$$G = \frac{(S/N)_{\text{вих}}}{(S/N)_{\text{вх}}} \quad (1.4)$$

Досить часто виграш обробки оцінюється і з спектральної точки зору як:

$$G = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{\Delta F} = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{R} = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{f_b}, \quad (1.5)$$

де $\Delta f_{\text{рч}}$ – ширина смуги пропускання для радіочастотного сигналу,

ΔF – ширина смуги модулюючого сигналу.

Оскільки ширина спектра радіочастотного сигналу з розширеним спектром практично визначається спектром ПВП, то згідно з рис.1.4. його можна визначити як відношення частоти слідкування дискретів f_a до частоти $F=f_b$, з якою надходить інформаційна послідовність[1, 2, 6]:

$$G = \frac{f_d}{F}. \quad (1.6)$$

Тобто, виграш обробки можна трактувати, як системний виграш, який відображує ті переваги, які надає розширення спектру сигналу.

Високе значення виграшу обробки приводить до таких позитивних наслідків [2, 8]:

- покращується ослаблення завад, оскільки властивості системи зв'язку стосовно завадостійкості прямо пропорційні значенню G_p ;
- ємність системи зв'язку також прямо пропорційна виграшу обробки.

Тому, збільшення швидкості передачі псевдо-випадкового коду (а значить і більше розширення смуги частот, що займає CDMA сигнал) покращує характеристики системи у цілому.

З поняттям виграша обробки G також пов'язаний ще один параметр, який визначає якісні характеристики системи з розширеним спектром, а саме коефіцієнт завадозахищеності.

Коефіцієнт завадозахищеності M враховує необхідне значення відношення сигнал/шум і можливі енергетичні втрати під час реалізації системи (L_c) і визначається за наступним виразом [6]:

$$M_I = G - [L_c + (S/N)_{\text{вих}}]. \quad (1.7)$$

1.3 Аналіз властивостей DS-CDMA систем

1.3.1 Вплив АБГШ на характеристики системи з розширеним спектром

Якщо повернутися до структурних схем, що зображені на рис.1.5, рис.1.6, то можна відзначити, що розширення спектра сигналу забезпечується у другому (першому) модуляторі за допомогою сингалу розширення спектра $g(t)$ у вигляді ПВП з частотою слідування дискретів $R_d = f_d = 1/T_d$. Сигнал розширення спектра не залежить від інформаційного сигналу, який має частоту слідування бітів $f_b = 1/T_b$.

Розглянемо найпростіший варіант двійкової фазової маніпуляції BPSK без фільтрації, коли зміна сигнальних станів $+1$ і -1 відбувається зі швидкістю $f_b = 1/T_b$. Зміна ж станів сигналу ПВП проходить зі швидкістю $f_d = 1/T_d$. Якщо розглядати систему з розширенням спектра у цілому (передавач- приймач), то можна відзначити, що сигнал повідомлення $d(t)$, що передається, перемножується двічі на сигнал розширення стиску спектра $g(t)$ у вигляді ПВП.

Виходить, що $g^2(t)=1$, оскільки $1^2=1$ і $(-1)^2=1$, і вплив сигналу $g(t)$ ніяк не проявляється у вихідному стиснутому за спектром сигналі приймача.

Тепловий шум або АБГШ за своєю природою є широкопasmовим і має приблизно гаусівську функцію розподілу ймовірності. Шумова смуга малошумливого підсилювача у приймачі і перетворювача частоти униз, як правило, перевищує ширину смуги сигналу з розширеним спектром. У процесі стиску сигналу здійснюється перемноження шуму на псевдовипадковий сигнал в результаті якого відбувається зміна полярності шумової реалізації у номінально випадкові моменти часу, що кратні тривалості $T_d=1/f_d$ символів ПВП. Зміна полярності не впливає на спектральну щільність і функцію розподілу ймовірності АБГШ.

Тобто, можна стверджувати, що операції розширення/стиску спектра не змінюють спектральні і статистичні властивості сигналу і шуму. Тому коефіцієнт бітової помилки P_b для системи з розширеним спектром в умовах дії АБГШ залишається таким же як в системі без розширення спектра при відповідному виборі методів модуляції/демодуляції: $P_b=f(E_b/N_0)$. Наприклад, коефіцієнт бітової помилки для системи з розширеним спектром і когерентною демодуляцією визначається виразом [6]:

$$P_b = 0,5 \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}). \quad (1.8)$$

де $E_b = P T_b$ – удільні енергетичні затрати, середня енергія сигналу, що приймається, на один біт повідомлення;

P – середня потужність сигналу несучої;

N_0 – спектральна щільність шуму – тобто, потужність шуму на 1 Гц смуги;

$T_b = 1/f_b$ – тривалість біта повідомлення;

f_b – швидкість передачі, біт/с. Аналогічні висновки можна зробити відносно еквівалентності характеристик ймовірності помилкового прийому і для інших видів модуляції.

1.3.2 Придушення впливу вузькосмугової завади

Припустимо, що потужність АБГШ у смузі пропускання суттєво менша за потужність вузькосмугової завади. У [6, 9] показано, що гармонічна завада є найгіршою з класу вузькосмугових завад. Вхідний сигнал приймача у такому разі можна подати наступним виразом :

$$U_{\text{пр}}(t) = \sqrt{2P_c} d(t) g(t) \cos \omega_0 t + \sqrt{2P_{\text{зав}}} \cos(\omega_0 t + \theta) , \quad (1.9)$$

де $d(t)$ – сигнал повідомлення, що передається на вході передавача і виході приймача;

$g(t)$ – сигнал ПВП з частотою слідкування $f_d = 1/T_d$;

ω_0 – частота несучої або проміжної частоти після перетворення частоти униз;

$P_{\text{зав}}$ – потужність завади на вході приймача; P_c – потужність корисного сигналу на вході примача; θ – випадкова фаза, що рівномірно розподілена на інтервалі $[0, \tau]$. Після стиску спектра вхідний сигнал домножується на синхронний сигнал ПВП $g(t)$. У припущенні, що $g^2(t) = 1$, вхідний сигнал інтегратора можна подати як:

$$U'_{\text{пр}}(t) = \sqrt{2P_c} d(t) + \sqrt{2P_{\text{зав}}} g(t) \cos \theta \quad (1.10)$$

Якщо тривалість біта T_b набагато більша за період несучої частоти $T_0 = 1/f_0 = 2\pi/\omega_0$ і/або вона кратна півперіоду несучої, то на вході інтегратора спектральна щільність демодульованої завади визначиться як [6]:

$$G_{\text{зав}}(f) = \frac{P_{\text{зав}} \overline{\cos^2 \theta}}{2f_d} = \frac{\sin \pi f / f_d}{\pi f / f_d}. \quad (1.10)$$

З виразу (1.10) виходить, що демодульована завада стає широкосмисловою, при цьому перші нулі спектральної щільності мають місце при $f=f_d$. На рис. 1.8 зображена еквівалентна спектральна щільність завади, що розташована в околі частоти $f_{\text{рч}}$. Очевидно, що перші нулі спектра мають місце на частотах $f_{\text{рч}} \pm f_d$. Після інтегруючого фільтра зі скидом, що має еквівалентну смугу пропускання рівну $f_b=1/T_b$, отримаємо:

$$G_{\text{зав}}(f) = \frac{P_{\text{зав}} \overline{\cos^2 \theta}}{2f_d} \quad |f| \leq f_b \quad (1.11)$$

Оскільки фаза відносно вузько смислової завади є випадковою величиною з рівномірним розподілом і незалежною від фази несучої корисного сигналу, то $\overline{\cos^2 \theta} = 0,5$ і спектральна щільність вузько смислової завади на виході демодулятора буде визначатися виразом:

$$G_{\text{зав}}(f) = \frac{P_{\text{зав}}}{4f_d} \quad |f| \leq f_b \quad (1.12)$$

З виразів 1.10 і 1.12 виходить, що гармонічна вузькосмислова завада, що має потужність $P_{\text{зав}}$ на частоті $\omega_0=2\pi f_0=2\pi f_{\text{рч}}$ перетворюється на широкосмисловий сигнал, що має практично рівномірну спектральну згідно з виразом (1.12).

Отримані результати графічно продемонстровані на рис.1.10.

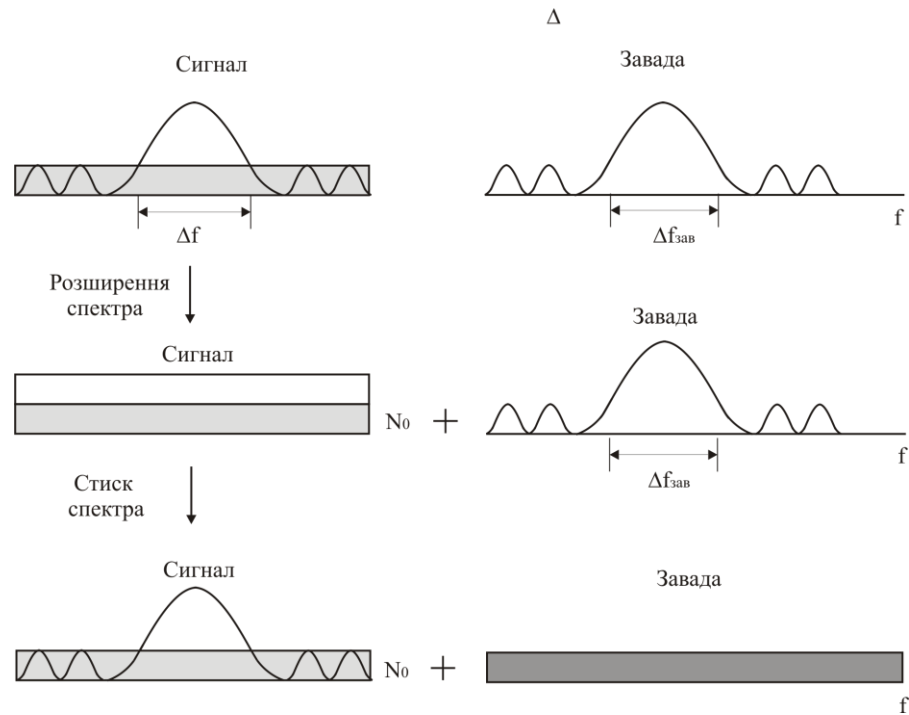


Рисунок 1.10 – Демонстрація впливу системи з розширеним спектром на вузько смугову заваду

Тобто, спектральна щільність завади зворотно пропорційна частоті слідкування символів ПВП. Спектральна щільність завади $G(f)$ визначена для додатних і від'ємних частот $-f_b \leq f \leq f_b$. Практичне значення мають тільки додатні частоти, тому введемо спектральну щільність, яка визначена тільки для додатних значень частот $0 \leq f \leq f_b$:

$$I(f) = 2G(f), \quad 0 \leq f \leq f_b$$

Вираз для ймовірності помилки (1.8) можна використовувати також і у випадку вузькосмугових завад, у припущенні, що демодульована завада Y у смузі модулюючих частот на вході вирішувального пристрою має властивості АБГШ.

У випадку когерентної демодуляції PSK сигналів маємо

$$\begin{aligned}
 P_b &= 0,5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) = 0,5 \operatorname{erfc} \left(\frac{E_b}{I(f)} \right) = 0,5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{2P_{\text{зав}}/4f_d}} \right) = \\
 &= 0,5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{P_c}{P'_{\text{зав}}} \cdot \frac{f_d}{f_b}} \right)
 \end{aligned}
 \tag{1.13}$$

Величину

$$P'_{\text{зав}} = \frac{P_{\text{зав}}}{2f_d/f_b} \tag{1.14}$$

можна розглядати як ефективну потужність завади. Тому відношення потужності сигналу до ефективної потужності завади визначає ймовірність помилки у системі з розширеним спектром.

З (1.14) виходить, що відношення частоти слідкування дискрепів до швидкості передачі визначає степе́нь придушення вузько смугової завади. Тому виграш обробки може бути визначений як

$$G = \frac{f_d}{f_b}.$$

Відповідно виграш обробки формально можна визначити як

$$G = \frac{(P_c/P_{\text{зав}})_{\text{вих}}}{(P_c/P_{\text{зав}})_{\text{вх}}} = \frac{\Delta f_{\text{рч}}}{f_b}, \tag{1.15}$$

де $(P_c/P_{\text{зав}})_{\text{вих}}$. – це відношення сигнал/завада на виході демодулятора;

$(P_c/P_{\text{зав}})_{\text{вх}}$. – відношення сигнал/завада на вході приймача, тобто у виразі (1.15) здійснена заміна спектральної щільності шуму N на величину $P_{\text{зав}}$, яка адекватно характеризує випадок дії вузькосмугової завади.

1.3.3 Придушення широкосмугової завади

Принципово механізм придушення вузькосмугової завади, розглянутий вище, залишається справедливим також і для широкосмугових завадових сигналів. Сумарна потужність широкосмугових завадових сигналів, наприклад, внутрішньосистемної завади, що формується у системі з прямим розширенням спектра і яка має різні псевдовипадкові послідовності $g_1(t)$, $g_2(t)$, $g_3(t)$... $g_M(t)$ зменшується в результаті виконання операції стиску спектра на приймальному боці. При цьому зменшення потужності широкосмугової завади відбувається у стільки ж разів, наскільки зменшується потужність вузькосмугової завади, що розглядалася у параграфі 1.3.2.

Фактично механізм придушення широкосмугової завади в основному схожий до механізму придушення вузько смугової завади. В результаті виконання операції стиску спектра енергія корисного сигналу зосереджується у смузі модулюючих частот.

Стиск спектру має відношення тільки для корисного сигналу, оскільки ПВП, що передавалася, виходить під час перемноження корельованою з аналогічною ПВП приймача. Широкасмугова завада перемножується з некорельованим опорним сигналом (ПВП) $g_L(t)$, тому в результаті перемноження формується такий же широкосмуговий спектр. Під час фільтрації відносно вузькосмуговим фільтром у приймачі тільки незначна частина енергії широкосмугової завади буде проходити до виходу демодулятора.

1.4 Принципи функціонування DS-CDMA систем

Системи з багатостанційним доступом на базі кодового розділення каналів презентують розвиток систем з прямим розширенням спектра з використанням псевдовипадкових послідовностей і систем з розширенням спектра шляхом перестроювання робочої частоти. Вони складають основу для багатостанційного зв'язку.

Як було визначено, у таких системах кожному користувачеві виділена окрема, яка відрізняється від інших, псевдовипадкова послідовність. Якщо ці ПВП є некорельованими, то у межах одного стільника K незалежних абонентів можуть передавати повідомлення одночасно, при цьому займаючи одну й ту ж смугу радіочастот.

У приймачах здійснюється кореляційна обробка сигналів (стиск спектра), в результаті чого здійснюється поновлення повідомлень, що передавалися $d_i(t)$, $i=1, \dots, K$. На рис. 1.11 продемонстровано концепцію сумісного використання спектра в системі CDMA, в якій використовується $K=10$ несучих з з прямим розширенням спектра.

Якщо припустити що усі $K=10$ мобільних передавачів здійснюють передачу одночасно, то на вході приймача базової станції будуть присутні 10 сигналів, що перекриваються як у часі, так і за частотою. Те ж саме можна стверджувати і про приймач мобільної станції. Якщо потужності усіх сигналів, що приймаються вважати рівними P_c і тільки один корисний сигнал інтерферує з іншими CDMA сигналами рівної потужності, то відношення сигнал/завада на радіочастотному вході приймача буде рівнятися $1/9$ або $P_c/P_{\text{зав}} = -9,54$ дБ.

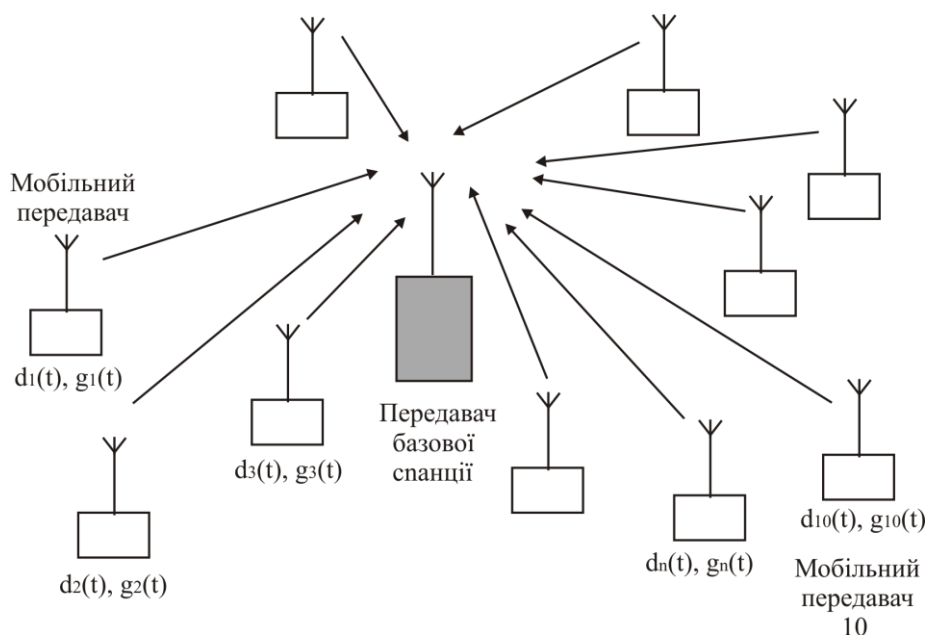


Рисунок 1.11 – Багатостанційний доступ на підставі методу CDMA

Таке від'ємне значення відношення сигнал/завада зумовлене внутрішньо системною (внутрішньоканальною) завадою, що утворюється дев'ятьма іншими несучими з прямим розширенням спектра, які одночасно займають ту ж саму смугу частот. що й корисний сигнал.

В результаті кореляційної обробки (стиску спектра) це від'ємне значення відношення сигнал/завада у широкій смузі радіочастот перетворюється на додатне значення сигнал/завада у вузькій смузі модулюючих частот. Відношення сигнал/завада у смузі модулюючих частот повинно бути достатньо високим, щоб гарантувати досягнення відносно малих значень P_b .

Як правило, значення сигнал/завада у смузі модулюючої частот обирається на декілька децибелів більшим порівняно з відношення сигнал шум.

Впродовж одного й того ж часового інтервалу одночасно K користувачів передають сигнали з прямим розширенням спектра, які займають одну й ту ж смугу радіочастот з центральною частотою f_0 і мають випадкові фази ϕ_i , що є незалежними від фаз інших користувачів.

Кожен мобільний передавач має унікальну ПВП розширення спектра $g_n(t)$. Якщо припустити наявність ідеального адаптивного регулювання потужності, то на вході приймача базової станції присутні K сигналів з рівною потужністю.

Кожен передавач передає повідомлення приблизно з однаковою швидкістю f_b і частота слідування чіпів ПВП підтримується приблизно постійною. На вході приймача базової станції присутній сумарний радіочастотний сигнал, який можна визначити як:

$$U(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_c} d_i(t) g_i(t) \cos(\omega_0 t + \theta_i). \quad (1.16)$$

У приймачі базової станції необхідно виконати операцію стиску сигналу і демодулювати K незалежних сигналів з прямим розширенням спектра. Для цього використовуються K кореляторів (рис. 1.12).

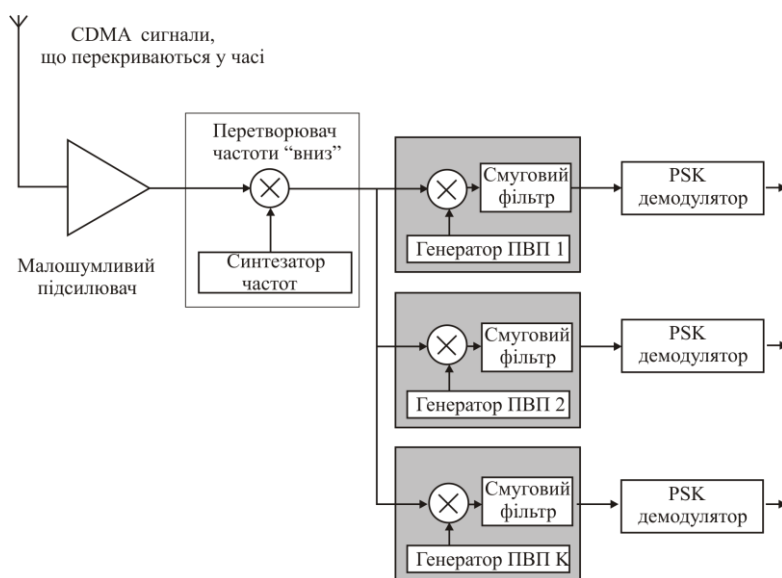


Рисунок 1.12 – Варіант побудови CDMA – приймача з початковим стиском сигналу і наступною демодуляцією

У цьому варіанті схеми розширення спектра відбувається на проміжній частоті. Другий варіант CDMA – приймача зображено на рис. 1.13

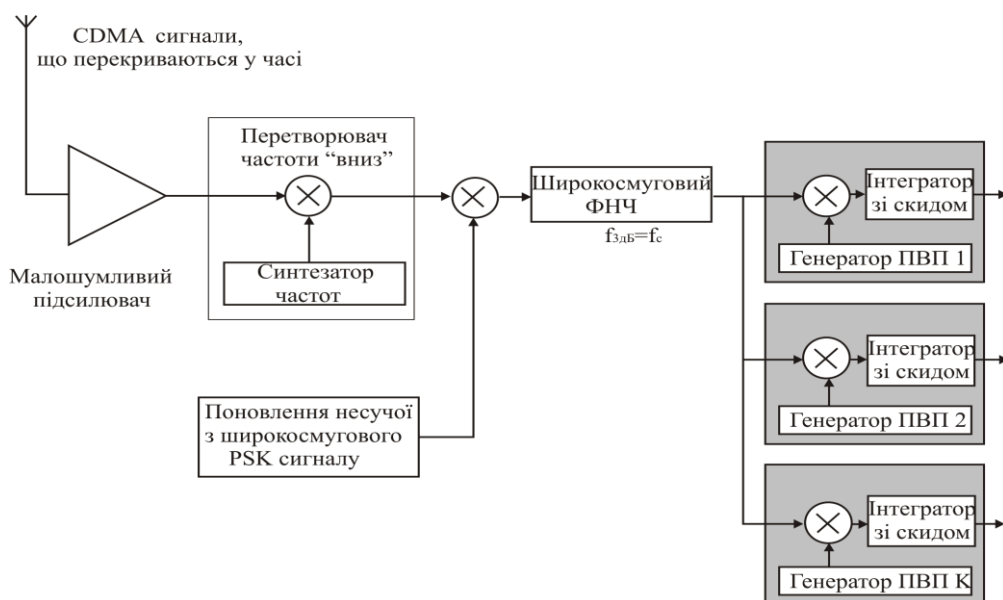


Рисунок 1.13 – Варіант побудови CDMA – приймача з початковою широкопasmовою демодуляцією стиском і наступним стиском сигналу

Сумарний радіочастотний сигнал перетворюється по частоті вниз на зручну проміжну частоту і демодулюється одним спільним когерентним широкосмуговим демодулятором. Смуга пропускання фільтра нижніх частот обирається достатньо широкою і узгодженою з частотою слідкування дискретів фд. Кожен з K окремих кореляторів здійснює обробку сигналів на вихідній стадії обробки у смузі модулюючих частот.

Приведені нижче вирази справедливі для обох варіантів реалізації приймача, які зображені на рис.1.12, рис.1.13

Сигнал на виході демодулятора примача з рис.1.13 з урахуванням ефекту низькочастотної фільтрації інтегратора, якого вбудовано до PSK демодулятора можна подати як:

$$U'(t) = \sum_{i=1}^K \sqrt{2P_c} d_i(t) g_i(t) g_i(t) \cos(\theta_i - \theta_1), \quad (1.17)$$

$$U'(t) = \sqrt{2P_c} d_1(t) + \sum_{i=2}^K \sqrt{2P_c} d_i(t) g_i(t) g_i(t) \cos(\theta_i - \theta_1). \quad (1.18)$$

Ці вирази подібні до виразу (1.16), що визначає сигнал приймача з прямим розширенням спектра у смузі модулюючих частот, за винятком додаткових $K-1$ складових завади. Можна показати, що сумарна спектральна щільність $K-1$ складових завади буде визначатися як:

$$G_{\text{зав}} \approx (K-1) \frac{P_c}{4f_d}, \quad |f| \leq f_b \quad (1.19)$$

Якщо сумарну потужність завади прийняти рівною

$$P_{\text{зав}} = (K-1)P_c,$$

то ймовірність помилки P_b під час дії внутрисистемної завади, яка утворюється $K-1$ сигналами однакової потужності, що приймаються одночасно, визначиться як:

$$P_b = 0.5 \operatorname{erfc} \left(\sqrt{2 \frac{1}{K-1} \cdot \frac{f_d}{f_b}} \right). \quad (1.20)$$

З виразу (1.20) виходить, що для забезпечення заданого значення P_b при фіксованому значенні кількості користувачів K необхідно ретельно узгоджувати значення швидкості передачі f_b і частоти слідкування чіпів ПВП. f_d .

Відносно виразу (1.20) необхідно відзначити, що вираз було отримано з певними припущеннями, а саме:

- сигнали з прямим розширенням спектра, що приймаються, мають рівні потужності і формуються за допомогою некорельованих ПВП. Рівність потужностей передбачає застосування ідеального регулювання потужності;
- враховується тільки вплив внутрішньосистемної завади і не враховується дія теплового шуму.

1.5 Методи модуляції в системах DS-CDMA

У параграфі 1.2 (рис.1.5, 1.6) представлені структурні схеми передавача із застосуванням найбільш простого варіанта цифрової модуляції – двійкової фазової маніпуляції. Як правило, у сучасних телекомунікаційних системах застосовуються більш ефективні багатопозиційні методи - зокрема, у стандарті 2 G IS-95 (cdmaOne) метод BPSK використовувався тільки для передачі низькошвидкісних службових сигналів. Для передачі сигналів трафіка застосована квадратурна фазова модуляція (КФМ-4 або QPSK – quadrature phase shift keying).

Метод КФМ-4 (QPSK) використовує чотири різних фазових стани для кодування кожного символу, що передається, і які відрізняються фазовим

зсувом у 90° . Значення фазових станів за погодженням прийняті рівними 45° , 135° , 225° (-135°) і 315° (-45°). Оскільки використовуються чотири фазових стани для кодування двійкової інформації, то кожен стан репрезентує два біти. Відповідно теоретична спектральна ефективність для QPSK удвічі більша порівняно з BPSK (2 біт/с/Гц порівняно з 1 біт/с/Гц для BPSK).

Квадратурна фазова модуляція, як правило, реалізується за допомогою, так званих, I, Q модуляторів. Принцип роботи I, Q модулятора може бути розглянуто на підставі комплексного представлення модулюючих сигналів або комплексної модуляції.

Дійсно, фазомодульоване коливання може бути зображено у вигляді лінійної комбінації синусоїдного і косинусоїдного коливань із нульовими початковими фазами. Це випливає з тригонометричного рівняння:

$$\begin{aligned} A(t) \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi) &= A(t) \cos \varphi \cdot \cos \omega_0 t - A(t) \sin \varphi \cdot \sin \omega_0 t = \\ &= I(t) \cdot \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t. \end{aligned} \quad (1.21)$$

У випадку дискретного модулюючого сигналу складові сигнали $A(t) \cos \varphi$ і $A(t) \sin \varphi$ на тактовому інтервалі є константами, і, значить, виступають постійними коефіцієнтами під час представлення радіочастотного сигналу (1.2) у вигляді лінійної комбінації сигналів $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$.

Оскільки складові $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$ мають фазовий зсув 90° , то на фазовій діаграмі вони ортогональні (інакше кажучи, знаходяться у квадратурі). Тобто, $\cos \omega_0 t$ і $\sin \omega_0 t$ можна розглядати як базові вектори на двомірній фазовій діаграмі (на площині комплексної змінної).

Відповідно, косинусоїдний сигнал $I(t)$ прийнято називати реальною або синфазною компонентою даних, а синусоїдний $Q(t)$ — уявною, або квадратурною складовою.

Доведемо, що з такого представлення сигналу можна дійсно реалізувати фазо модульоване коливання, яке має чотири визначених фазових стана.

Позначимо значення електричного імпульсу, що відповідає дійсній частині комплексного символу через I . Відповідно, значення електричного імпульсу, що відповідає уявній частині комплексного символу через Q .

Відмітимо, що для цифрових видів модуляції, як правило, символи I і Q подаються у форматі NRZ без постійної складової і, відповідно, можуть приймати значення $+1$ або -1 . Тоді процес модуляції несучого коливання електричними імпульсами I і Q можна характеризувати наступними рівняннями [2]:

$$I \cdot \cos(2\pi f_0 t) = I \cdot \frac{\exp\{j2\pi f_0 t\} + \exp\{-j2\pi f_0 t\}}{2},$$

$$Q \cdot \sin(2\pi f_0 t) = I \cdot \frac{\exp\{j2\pi f_0 t\} - \exp\{-j2\pi f_0 t\}}{2j}.$$

Результуючий радіочастотний сигнал утворюється як сума синфазної та квадратурної компонент:

$$\begin{aligned} s(t) &= I \cdot \cos(2\pi f_0 t) + Q \cdot \sin(2\pi f_0 t) = \\ &= \frac{1}{2} \cdot \{(I - jQ) \cdot \exp[j2\pi f_0 t] + (I + jQ) \cdot \exp[-j2\pi f_0 t]\}. \end{aligned} \quad (1.22)$$

Якщо тепер ввести позначення:

$$I + jQ = \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot e^{j\varphi}, \quad (1.23)$$

$$I - jQ = \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot e^{-j\varphi}, \quad (1.24)$$

$$\varphi = \arctg(Q/I), \quad (1.25)$$

то, остаточно, для результуючого сигналу з (1.22) впливає:

$$s(t) = \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot \left[\frac{\exp(j2\pi f_0 t - \varphi) + \exp(-j2\pi f_0 t + \varphi)}{2} \right] =$$

$$= \sqrt{I^2 + Q^2} \cdot \cos(2\pi f_0 t - \varphi). \quad (1.26)$$

Таким чином, змінюючи значення I і Q можна отримати амплітудну і фазову модуляцію. Так, якщо прийняти, що I і Q можуть приймати значення $+1$ або -1 , то амплітуда такого сигналу буде мати постійне значення і дорівнювати $\sqrt{2}$, а фаза φ прийматиме чотири можливих значення: $+45^\circ$, -45° , $+135^\circ$, -135° .

Отримані результати дозволяють представити комплексну обвідну високочастотного сигналу у випадку КФМ-4 (QPSK) модуляції у наступному вигляді:

$$A(t) = \sqrt{2}A \cdot \exp[j \frac{\pi}{4} (2i+1)], \quad i = 0, 1, 2, 3 \text{ на інтервалі } 0 < t \leq 2T. \quad (1.27)$$

Таким чином, для квадратурних каналів можливо розглядати дві окремих двійкових маніпуляції з їх наступною суперпозицією. У такому представленні процеси модуляції і демодуляції набувають легшої схемотехнічної реалізації. Можливий варіант реалізації I , Q модулятора для методу QPSK зображено на рис. 1.20.

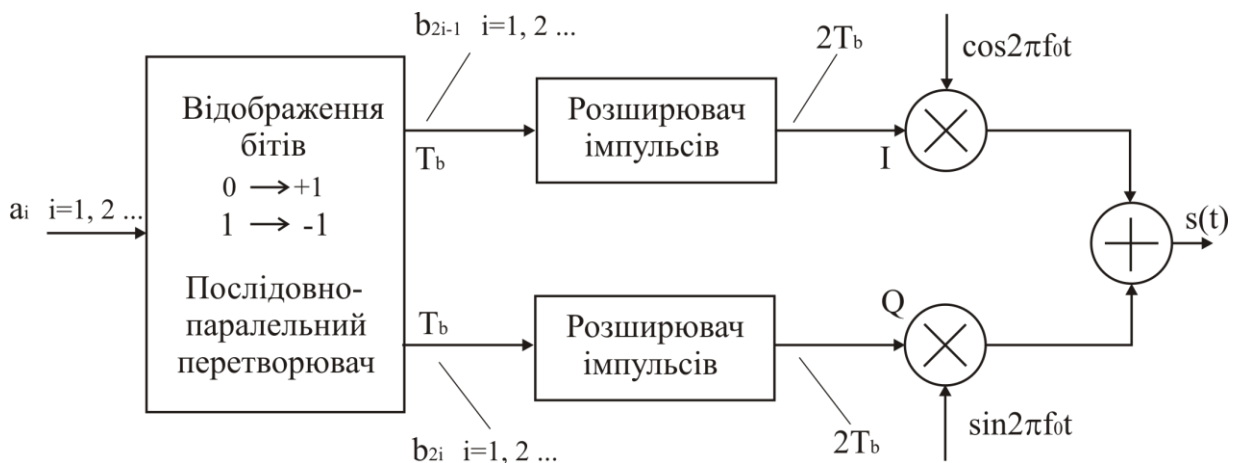


Рисунок 1.20 – Функціональна схема модулятора КФМ-4 (QPSK)

На вхід першого блоку надходять інформаційні біти, які перетворюються у послідовність прямокутних імпульсів додатної і від'ємної полярностей тривалістю T (формат NRZ). Для розподілення потоку даних на дві підпослідовності з непарними і парними бітами використовується послідовно-паралельний перетворювач. Далі тривалість імпульсів в обох підпослідовностях 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.

Для визначення властивостей модульованих сигналів, окрім сигнального сузір'я, досить часто використовують діаграму фазових переходів, яка відтворює графічне зображення траєкторій переміщення сигнальних точок у сигнальному сузір'ї під час переходу від одного канального символу, що передається, до іншого. Введення символу I для дійсної частини комплексного біту і символу Q для уявної частини дозволяє представляти як сигнальне сузір'я, так і діаграму фазових переходів у координатах I, Q . Саме таке зображення фазових переходів у координатах I, Q отримало у літературі назву фазового сузір'я (англійською – phase constellation) [1, 2, 6]. Для сигналу QPSK така діаграма фазових переходів наведена на рис. 1.21.

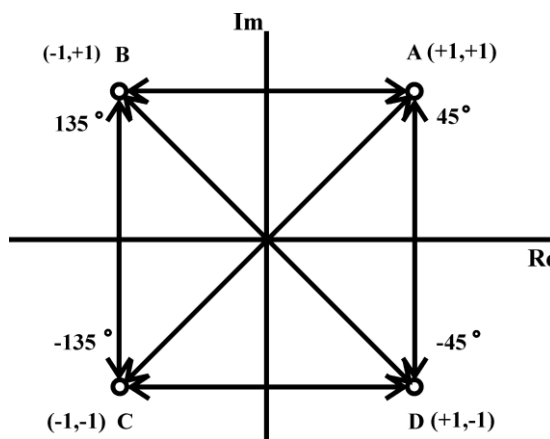


Рисунок 1.21 – Фазове сузір'я (діаграма фазових переходів)
для сигналу КФМ-4 (QPSK)

1.6 Робота із комплексними бітами

Для того щоб повністю реалізувати ефективність цифрової модуляції необхідно провести перетворення інформаційного потоку у комплексні символи до модуляції. Тому, у системі зв'язку із використанням CDMA проводиться генерація комплексних псевдо-випадкових кодів із двох незалежних компонент $PN_I + jPN_Q$. Для розширення спектру інформаційного сигналу проводиться перемноження комплексного PN-коду і комплексних даних (I, Q потоки).

Але, необхідно зауважити, що застосування CDMA передбачає використання багатьох каналів, сигнали від яких об'єднуються і передаються одночасно. Для розуміння роботи багатоканальної системи із використанням CDMA необхідно окремо розглянути основні операції, які потрібно виконати для цифрових потоків, що мають принципово різні швидкості передачі (інформаційний потік, цифровий потік із розширеним спектром, окремі квадратурні I, Q компоненти).

1.6.1 Процеси, що відбуваються зі швидкістю передачі дискретів

На визначеному етапі забезпечується виконання наступних операцій [2, 8, 9]:

- потік інформаційних біт перетворюється на двобітові символи;
- перший біт символу транслюється до I каналу, другий до Q каналу;
- генерується комплексний PN-код. Комплексний PN-код також має дві незалежних I і Q компоненти;
- комплексний інформаційний потік і комплексний PN-код перемножуються.

Додавання сигналів від різних каналів відбувається у цифровому виді зі швидкістю потоку, що визначається частотою проходження дискретів. Необхідно відзначити, що у кожному символі міститься велика кількість дискретів. Для простоти припустимо, що кожен дискрет кодується 8-бітовим словом. (насправді ситуація дещо складніша, але зараз зупинимось на простому прикладі).

Далі для кожної з I, Q компонент виконуються наступні процедури. Окремий дискрет представляється 8-бітовим словом. Оскільки один дискрет може приймати значення або 0, або 1, то 8-бітове слово кодується як -1 і $+1$. Під час одночасної роботи великої кількості каналів, що характерно для методу CDMA, додавання сигналів від різних каналів відбувається на етапі формування одного дискрету. В результаті підсумкове 8-бітове слово виступає вже як сума дискретів від усіх каналів і може вже приймати значення у межах від -128 (-2^7) до $+128$ ($+2^7$). Утворене 8-бітове слово надходить до цифро-аналогового перетворювача, формуючи аналоговий рівень сигналу, пропорційний остаточному підсумковому значенню.

Цим сигналом далі здійснюється модуляція несучого коливання (I компонента модулюється за косинусоїдним законом, Q компонента – за синусоїдальним). Промодульовані несучі додаються у суматорі.

Оскільки компоненти $I(t)$ і $Q(t)$ не обмежені на цьому етапі значеннями 1 або -1 , то фазовий стан не обмежується чотирма фіксованими значеннями, а амплітуда A і фаза φ визначаються за відомими співвідношеннями:

$$A^2 = I^2 + Q^2,$$

$$\text{tg}(\varphi) = Q/I.$$

1.6.2 Процеси, що відбуваються зі швидкістю передачі символів

Оскільки PN-код має статистичні властивості близькі до шумових, то середнє значення такого сигналу за достатньо великий часовий інтервал (наприклад, період символу) близьке до нуля. Отже флуктуації I і Q компонентів, які відбуваються зі швидкістю передачі дискретів, і як наслідок, фазові флуктуації несучого коливання згідно з виразом (1.25), також усереднюються до нуля. Але тоді усереднення за період канальних символів, як раз і приводить до чотирьох можливих фазових станів, характерних для методу QPSK (45° , 135° , 225° , 315°). Саме ці чотири фазових стани власне і визначають який символ передавався. Таким чином, символ виглядає як сигнал характерний для QPSK модуляції і має усі статистичні властивості притаманні методу QPSK, у тому числі і значення коефіцієнту бітової помилки.

1.6.3 Обробка даних на приймальному боці

Відповідно до рис. 1.2, на приймальному боці необхідно виконати наступні кроки для витягнення інформації: демодуляцію радіосигналу, захват коду і синхронізацію за фазою, визначити кореляцію коду із сигналом і провести декодування інформаційного потоку.

Аналогічно як і у передавачі, у демодуляторі приймача формуються два опорних коливання у квадратурі. Подаючи їх на окремі змішувачі можливо отримати I і Q компоненти (тобто побудова демодулятора за I/Q архітектурою тотожна модулятору). Цифро-аналоговий перетворювач поновлює 8-бітові слова, що репрезентують дискрети I і Q каналів.

Як згадувалося раніше, приймач генерує свій власний PN-код, що повинен бути узгодженим із кодом, що генерується передавачем. Однак код приймача необхідно ще синхронізувати по фазі із прийнятими закодованими

даними. Зазначимо, що базова станція і мобільна мають різні підходи до захоплення і синхронізації кодів.

Після захоплення згенерованого PN-коду пілот-сигналом, прийнятий сигнал надсилається до корелятору, де перемножується із комплексним PN-кодом, витягуючи I,Q потоки, призначені саме для цього приймача, і вже подалі відтворюється інформаційний потік даних із I, Q потоків.

2 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ QPSK

Як було визначено у першому розділі, для реалізації каналу зв'язку з використанням методу CDMA застосовуються дві ступені модуляції. Відповідно в процесі моделювання CDMA системи необхідно вирішити дві основні задачі: по-перше, створити модель модулятора і демодулятора QPSK сигналу, а по-друге, реалізувати, власне, процедуру розширення спектра за допомогою ПВП. Відповідні моделі пропонується реалізувати в середовищі Matlab.

Спочатку необхідно визначитися з основними задачами, які виносяться на моделювання і відповідно до них визначити структурні схеми передавального і приймального трактів.

У першому розділі була запропонована функціональна схема модулятора QPSK сигналу. Як випливає з проведеного аналізу, радіосигнал з QPSK модуляцією формується шляхом додавання радіосигналів, які формуються у двох незалежних квадратурних I,Q каналах. В кожному з квадратурних каналів відбувається класична BPSK модуляція. Формування модулюючих каналних I,Q символів для проведення моделювання пропонується реалізувати на базі послідовно-паралельного перетворювача, алгоритм роботи якого продемонстровано на рис. 2.1.

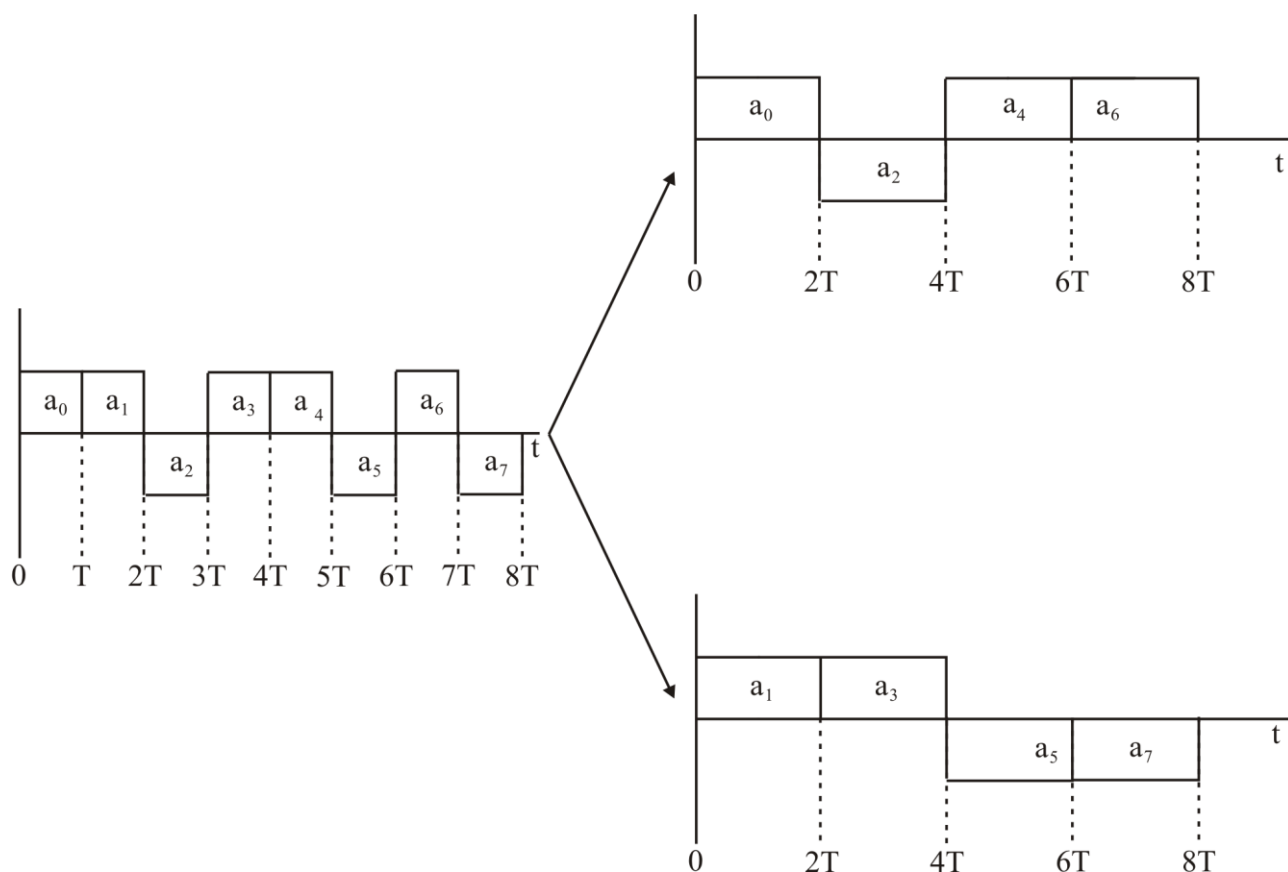


Рисунок 2. 1 – Алгоритм формування каналних символів для методу QPSK

Відповідно до рис. 2.1 з вхідної послідовності даних формуються дві підпослідовності – підпослідовність непарних бітів і підпослідовність парних бітів. Причому згідно з функціональною схемою модулятора тривалість кожного символу стає удвічі більшою за тривалість одного біта.

В моделі QPSK модема необхідно врахувати деякі технічні аспекти, які на цей час є обов'язковими складовими сучасних засобів телекомунікацій.

По-перше, в реальних системах реалізуються засоби, які повинні усунути вплив міжсимвольної інтерференції. Умови відсутності міжсимвольних спотворень сформульовані у теоремі Найквіста про забезпечення прийому без міжсимвольних спотворень. Але ця теорема формулює вимоги до каналу зв'язку з ідеальною АЧХ каналу (ідеальна прямокутна форма АЧХ), а для переходу до реальних частотних характеристик каналу необхідно

використовувати теорему Найквіста про часткову симетрію. Фільтр, який задовольняє вимогам цих теорем, отримав у техніці назву фільтр типу “піднесений косинус”. Для цього фільтр визначені аналітичні вирази як для частотної, так і для імпульсної характеристик [6, 10].

По-друге, сучасні телекомунікаційні засоби реалізуються на базі так званої DSPH (digital signal processor hardware) апаратури, яка передбачає застосування цифрових методів обробки сигналів із використанням цифрових сигнальних процесорів.. Відповідно моделювання необхідно провести з урахуванням особливостей цифрової обробки сигналів.

Зокрема, модель повинна передбачати подання вхідних даних у вигляді цифрових відліків, а подальша обробка таких відліків повинна передбачати проведення операції передискретизації, яка застосовується у реальних цифрових системах.

Тому в моделі передавального тракту необхідно виконати такі процедури:

- провести генерацію випадкової послідовності даних з рівною ймовірністю з’явлення нулів і одиниць;
- перетворити цю послідовність до формату NRZ без постійної складової;
- за допомогою послідовно-паралельного перетворювача сформувати два незалежних канали, причому до I – каналу спрямуються усі непарні дані, а до Q – каналу усі парні дані;
- провести у кожному каналі передискретизацію сформованих підпослідовностей;
- для передискретизованих підпослідовностей реалізувати фільтрацію у кожному каналі за допомогою формуючого фільтра Найквіста. Оскільки подібний формуючий фільтр застосовується як на передавальному, так і на приймальному боці, то передавальна функція фільтра передавача і фільтра приймача повинна бути обчислена як корень квадратний з передавальної функції фільтра типу “ піднесений косинус ”. Такий фільтр у технічній літературі позначають як формуючий фільтр $\sqrt{RC}$.

На виходах відповідних фільтрів I, Q каналів формується підпоследовності відфільтрованих цифрових відліків.

Наступна обробка сигналу, а саме, перенесення на робочу частоту каналу реалізуються у сучасних системах аналоговими засобами, тому в кожному каналі необхідно здійснити перетворення цифрового сигналу до аналогової форми за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Вихідний сигнал ЦАП і виступає безпосередньо модулюючим сигналом.

Відповідно до проведеного аналізу структурна схема передавального тракту з реалізацією QPSK модуляції зображена на рис.2.2.

Далі в кожному каналі здійснюється класична BPSK модуляція. Оскільки модулюючі символи подані у форматі NRZ, то на схемі процес BPSK модуляції відображено введенням перемножувачів з відповідними високочастотними квадратурами у кожному з каналів. Сформовані після перемножувачів BPSK сигнали і є вихідними сигналами кожного з квадратурних каналів, які подаються до суматора. Згідно з (1.26), (1.27) сформований після додавання сигнал матиме чотири дискретних фазових стани і постійну амплітуду – тобто, це і є QPSK сигнал.

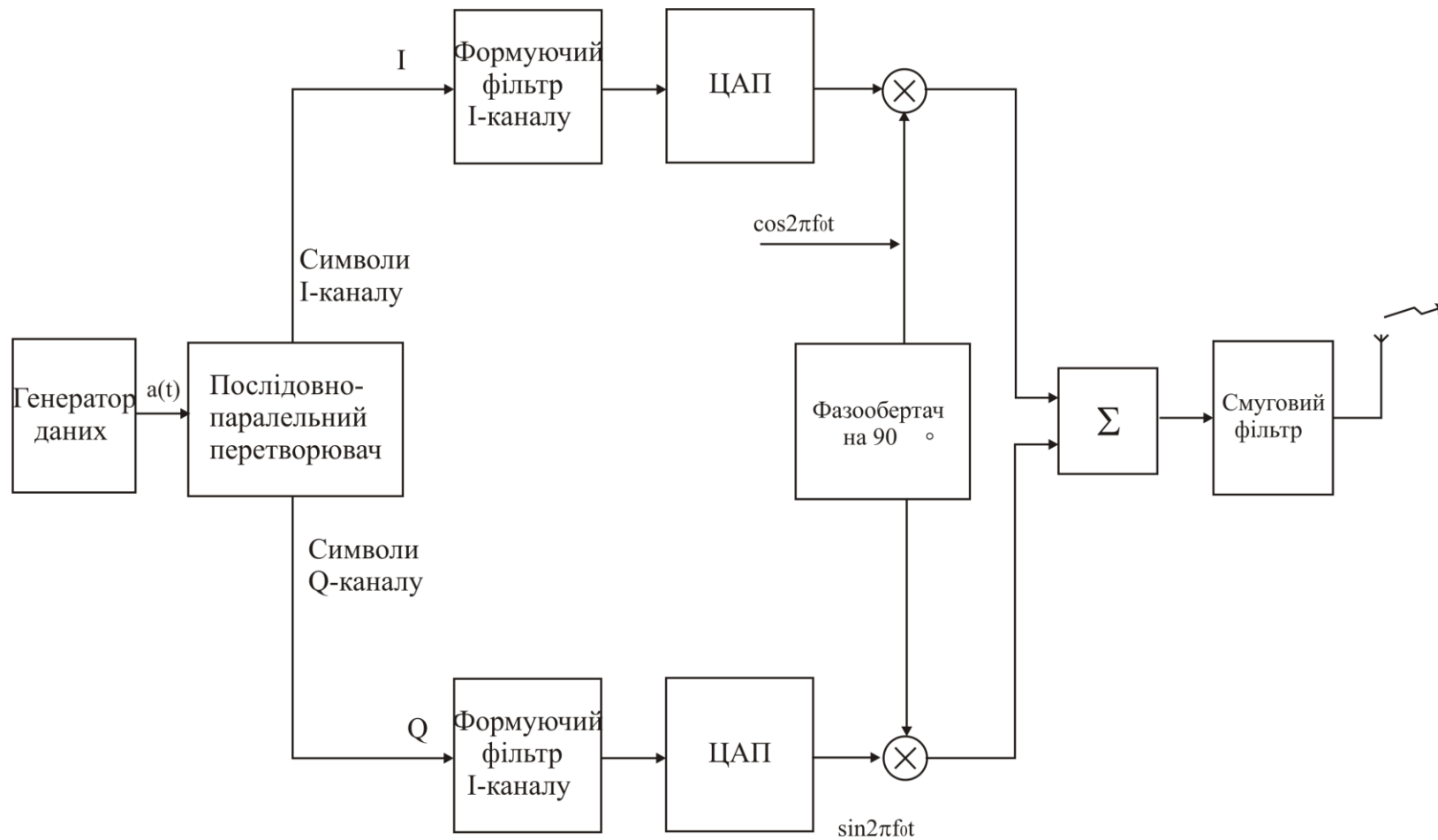


Рисунок 2.2 – Структурна схема передавального тракту каналу зв'язку з використанням методу QPSK

Структурна схема приймального тракту для методу QPSK зображена на рис.2.3. На приймальному боці прийнятий антеною сигнал, по-перше, проходить через смуговий фільтр, який забезпечує придушення усіх позасмугових завадових сигналів. Подальша обробка сигналу здійснюється за допомогою I,Q демодулятора, який як і I,Q модулятор складається з двох квадратурних каналів.

Першим кроком обробки у кожному з каналів виступає перенесення радіосигналу до основної смуги частот і вже на цьому етапі проводиться детектування. Як правило в сучасних системах зв'язку з мобільними об'єктами застосовуються когерентні демодулятори, які в умовах релеївських завмирань, характерних для систем зв'язку з мобільними об'єктами, забезпечують кращі значення коефіцієнта бітової помилки порівняно з автокореляційними демодуляторами [6]. Тому у приймальному тракті пропонується реалізувати модель когерентного демодулятора. Реалізація когерентного прийому передбачає на приймальному боці поновлення несучого коливання з точністю до фази.

Відповідно в моделі приймача для I-каналу таким коливанням виступає $\cos\omega_0 t$, а для квадратурного каналу $\sin\omega_0 t$.

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

Цей етап передбачає цифрову реалізацію приймального тракту і подальша обробка знову проводиться у цифровому вигляді. Для цього в кожному каналі застосовуються аналогово-цифрові перетворювачі, що дозволяє подати прийнятий сигнал у вигляді цифрових вибірок.

Далі у кожному каналі демодулятора застосовується такий же формуючий цифровий фільтр $\sqrt{RC}$, як і на передавальному боці, що дозволяє для наскрізної характеристики передавач/приймач відносно інформаційного сигналу реалізувати передавальну характеристику фільтра типу “піднесений косинус”.

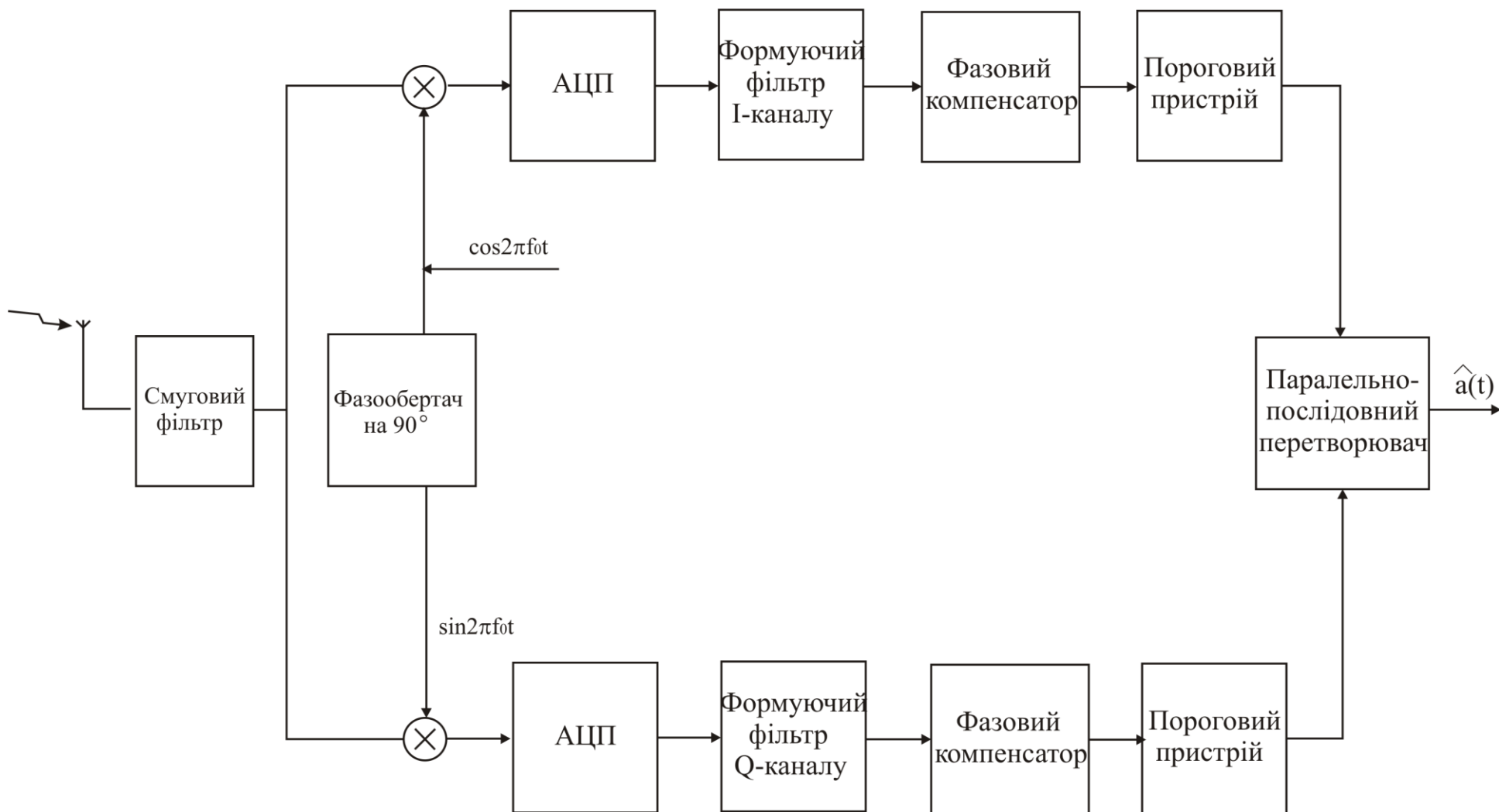


Рисунок 2.3 – Структурна схема приймального тракту каналу зв'язку з використанням методу QPSK

Для відфільтрованого дискретизованого сигналу необхідно обрати точку синхронізації і провести операцію зворотну передискретизації.

Як відзначалося у першому розділі, процес перенесення модулюючого сигналу на радіочастоту з подальшим передаванням через канал зв'язку є обов'язковим етапом будь-якої радіосистеми, але з точки зору основних властивостей модему він не є принциповим. Тому моделювання пропонується проводити в основній смузі частот, без врахування особливостей радіотракту. З цього припущення також виходить, що аспекти поновлення несучого коливання, а також питання тактової синхронізації можуть не враховуватися в процесі моделювання, а розглядатимуться тільки основні методи реалізації модему в основній смузі частот.

Як правило, якісні характеристики цифрової системи зв'язку характеризують залежністю коефіцієнта бітової помилки від відношення енергії, що приходить на один біт до спектральної щільності шуму E_b/N . При цьому розглядаються характеристики як для умовно ідеального каналу – за наявності впливу тільки білого гаусівського шуму (AWGN канал), так і за наявності завмирань у каналі – канал з федингом.

Відповідно модель каналу зв'язку, що пропонується повинна забезпечувати

моделювання як каналу зв'язку за наявності тільки білого шуму без впливу федингу – AWGN каналу, так і каналу зв'язку за наявності федингу.

2.1 Реалізація програмного алгоритму для AWGN каналу з QPSK модуляцією

Блок-схема каналу зв'язку, яка пропонується для моделювання зображена на рис. 2.4. Для створення моделі розроблено головну програму і ряд підпрограм, які реалізують виконання етапів обробки сигналу, що визначені у проведеному аналізі. і окреслені на рис. 2.4.

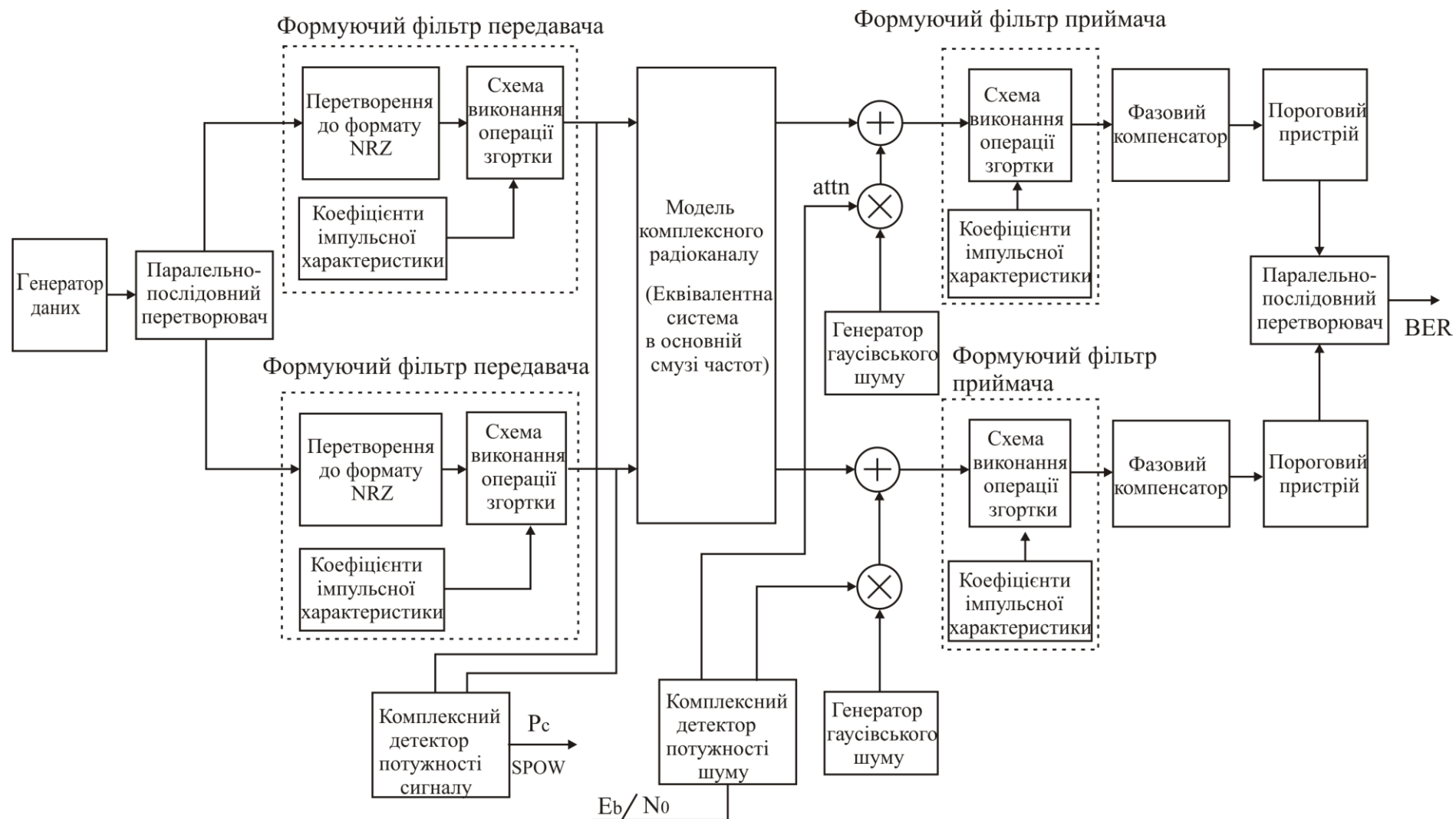


Рисунок 2.4 – Блок-схема каналу зв'язку з використанням QPSK для моделювання в основній смузі частот

Головна програма вирішує наступні задачі:

- ініціалізацію вхідних параметрів на моделювання відповідно до технічного завдання;
- генерацію вхідних даних;
- організацію циклу для визначення ймовірності помилкового прийому (коефіцієнта бітової помилки BER);
- введення до каналу зв'язку параметрів, які визначають як AWGN канал, так і канал за наявності федінга;
- взаємодію усіх видів обробки сигналу відповідно до запропонованої блок-схеми алгоритму за допомогою підпрограм;
- вивід результатів моделювання.

Вихідними даними для моделювання виступає швидкість передавання інформації, бітова швидкість, символна швидкість, відношення енергії, що приходить на один біт до спектральної щільності шуму E_b/N_0 , порядок передискретизації.

Відповідно до технічного завдання швидкість передавання символів (у програмі змінна sr) задана рівною 256000 біт/с, або 256 кбіт/с. Кількість бітів, що переносяться за один радіосимвол позначимо через ml . Оскільки для QPSK один радіо символ переносить два інформаційних біти, то $ml=2$. Відповідно бітова швидкість br визначиться як результат перемноження символної швидкості на введений параметр ml .

Кількість символів, що складають одну реалізацію випадкового вхідного сигналу приймемо $nd=1000$. Початкове значення параметру E_b/N_0 (у програмі змінні $ebn0$) задамо рівним 3 дБ. В процесі розрахунків цей параметр буде змінюватися для демонстрації впливу відношення сигнал/шум на діаграму фазових переходів.

Порядок передискретизації (змінна $IPOINT$) згідно з технічним завданням прийнято рівним 8.

В результаті блок ініціалізації вхідних параметрів головної програми набуває такого вигляду [10, 11]:

```
% qpsk.m
% Simulation program to realize QPSK transmission system
%*****Preparation part*****
sr=256000.0; % Symbol rate
ml=2;          % ml : Number of modulation levels
br=sr.*ml;     % bit rate
nd=1000;       % Number of symbols
ebn0=8;        % Eb/N0
IPOINT=8;      % Number of oversamples
```

Оскільки для отримання ймовірнісних характеристик каналу необхідно провести розрахунки для багатьох реалізацій випадкового вхідного сигналу, то необхідно організувати цикл у межах якого реалізуються усі етапи обробки сигналу для кожної окремої реалізації з наступним усередненням результатів по усьому ансамблю..

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

Відповідний фрагмент програми набуває наступного вигляду:

```
%*****Start calculations*****
nloop=1000;      % Number of simulation loops
poe=0;           % Number of error data
nod=0;           % Number of transmitted data
for iii=1:nloop
....
Тіло циклу
...End
```

Тіло циклу починається з генерації вхідних даних, яка відбувається за допомогою вбудованої функції Matlab `rand`, результатом роботи якої буде

формування вектора випадкових вхідних даних (бітів) `data1` розмірністю `nd*ml`: з однаковою ймовірністю з'явлення нулів і одиниць.

```
%*****Data generation*****
data1=rand(1,nd*ml)>0.5    % rand: built in function
```

Наступним етапом програми згідно блок -схеми рис.2.4 виступає формування I, Q каналних символів квадратурного модулятора QPSK сигналу.. Формування символів I- каналу - вектор `[ich]` та Q-каналу - вектор `[qch]` відбувається згідно з алгоритмом наведеним на рис.2.1. Цей алгоритм реалізовано у підпрограмі за допомогою підпрограми `qpskmod` [10, 11]:

```
% qpskmod.m
% Function to perform QPSK modulation
function [iout,qout]=qpskmod(paradata, para, nd, ml)
```

Змінні підпрограми `qpskmod` такі:

`paradata` – послідовність вхідних даних

`iout` – вихідна послідовність каналних символів I – каналу;

`qout` – вихідна послідовність каналних символів Q – каналу;;

`para` – кількість паралельних каналів;

`nd` – кількість вхідних даних;;

`ml` – кількість бітів, що переносяться за один радіо символ.

Підпрограма `qpskmod` реалізує перетворення вхідних даних до формату NRZ без постійної складової з наступним формуванням двох векторів `isi` та `isq` каналних символів синфазного і квадратурного каналів відповідно..

Повний лістинг підпрограми наведено у додатку Б.

Далі у відповідності до блок-схеми алгоритму (рис.2.4) у кожному квадратурному каналі необхідно здійснити операцію передискретизації цифрових відліків з наступною фільтрацією у формуючому фільтрі Найквіста $\sqrt{RC}$.

Операція передискретизації реалізована у підпрограмі `comproversamp.m`. Передискретизація передбачає введення на часовому інтервалі одного біта додаткових нульових відліків у відповідності з порядком передискретизації.

Тобто, практично відбувається збільшення частоти дискретизації вхідного сигналу.

Вхідними параметрами програми виступають сформовані у підпрограмі `qpskmod.m` вектори каналних символів `ich` і `qch`, довжина сформованих векторів `length` і порядок передискретизації `IPOINT`.

Результатом роботи підпрограми `comproversamp.m` є формування двох векторів у квадратурних каналах `ich1` і `qch1`, які формують комплексну послідовність передискретизованих каналних символів `[ich1,qch1]` з комплексної послідовності `[ich,qch]`.

Наступною операцією у кожному каналі є фільтрація передискретизованих послідовностей за допомогою формуючого фільтра Найквіста. Як відомо, цифрові метод обробки сигналів дозволяють достатньо просто реалізувати операцію фільтрації за допомогою виконання математичної операції згортки двох цифрових послідовностей, де однією з послідовностей виступає вхідний цифровий сигнал, а другою імпульсна характеристика відповідного цифрового фільтра.

Розрахунок коефіцієнтів імпульсної характеристики фільтра $\sqrt{RC}$ наведено у [11]. Обчислення відповідних коефіцієнтів реалізовано у підпрограмі `hrollfcoef.m` [11], параметрами якої виступають кількість ліній затримки `irfn`, порядок передискретизації `IPOINT`, символна швидкість `sr`, коефіцієнт закруглення `alfs`, який фактично визначає смугу пропускання формуючого фільтра. Результатом роботи підпрограми є вектор коефіцієнтів імпульсної характеристики `hh`.

Після формування відліків імпульсної характеристики можна провести операцію згортки з утвореними передискретизованими послідовностями `I` та `Q` каналів. Операція згортки реалізована у підпрограмі `comrconv.m`, з використанням вбудованої функції Matlab – `conv`.. Вхідними параметрами для підпрограми виступають вектори `ich1` і `qch1` і коефіцієнти імпульсної характеристики формуючого фільтра `hh`.

Запропонований набір підпрограм дозволяє реалізувати усі етапи обробки сигналів, що передбачені блок-схемою передавального тракту моделі каналу зв'язку.

В головній програмі взаємозв'язок між розглянутими етапами обробки етапи реалізовано наступними операторами:

```
%*****QPSK Modulation*****
[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,ml);
[ich1,qch1]=compoversamp(ich,qch,length(ich),IPOINT);
[ich2,qch2]=compconv (ich1,qch1,xh);
```

Наступний етап моделювання передбачає вже перехід до аналогової частини передавального тракту, яка реалізує BPSK модуляцію у кожному каналі і власне, перенесення на робочу радіочастоту каналу зв'язку.

Для здійснення безпосередньо модуляції сформовані цифрові послідовності необхідно перетворити до аналогової форми за допомогою цифро-аналогового перетворювача. Тобто, на виходах ЦАП кожного з каналів формуються модулюючі I, Q символи в основній смузі частот.

Оскільки сам процес обробки сигналу на радіочастоті не розглядається, то отримані сигнали на виходах ЦАП можна розглядати як вихідні сигнали передавальної частини моделі каналу зв'язку.

Для ілюстрації роботи розробленої моделі передавального тракту на наступних епюрах продемонстровані результати моделювання усіх етапи обробки, які реалізовані у запропонованій моделі на передавальному боці.

Так, на рис. 2.5 зображена можлива реалізація послідовності згенерованих випадкових даних (data1) у вигляді цифрових відліків, які складаються з ансамблю тільки двох значень - нулів та одиниць.

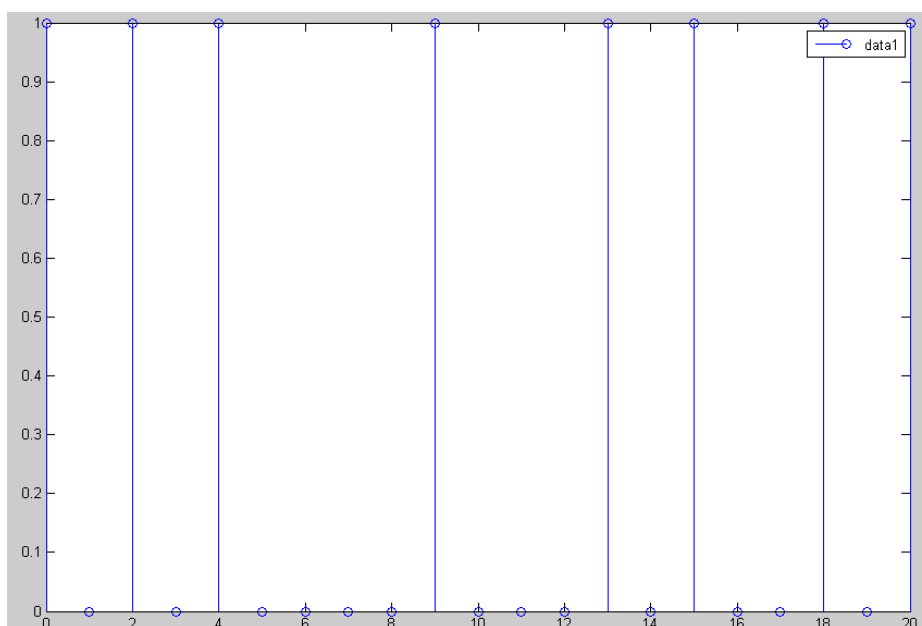


Рисунок 2.5 – Згенерована послідовність цифрових відліків

На рис. 2.6 та рис. 2.7 продемонстровані сформовані в результаті роботи підпрограми `qpskmod.m` підпослідовності парних (`ich`) та непарних (`qch`) відліків у форматі NRZ для I та Q-каналів відповідно.

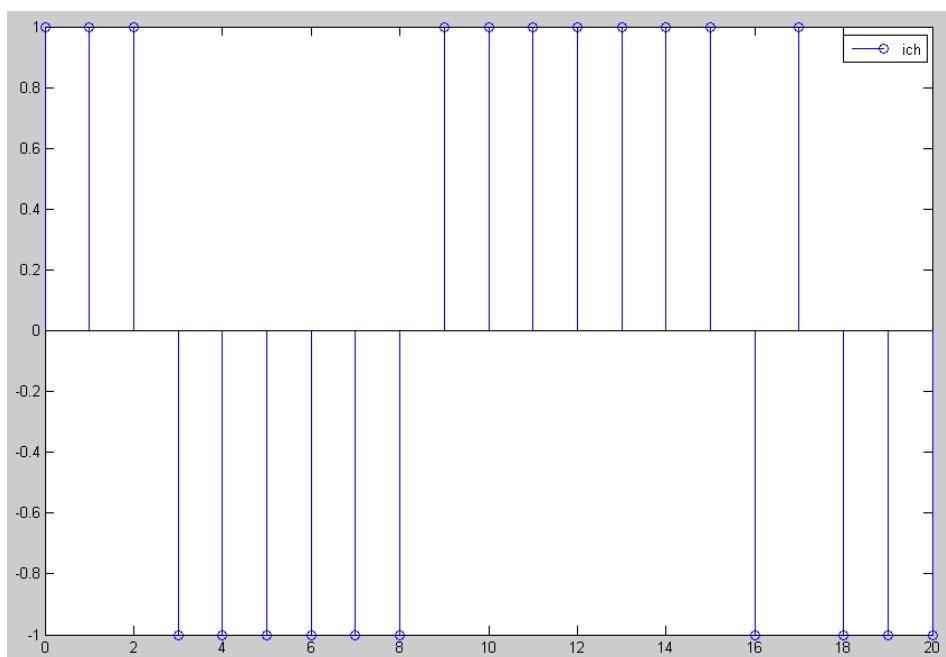


Рисунок 2. 6 – Підпослідовність цифрових відліків I-каналу

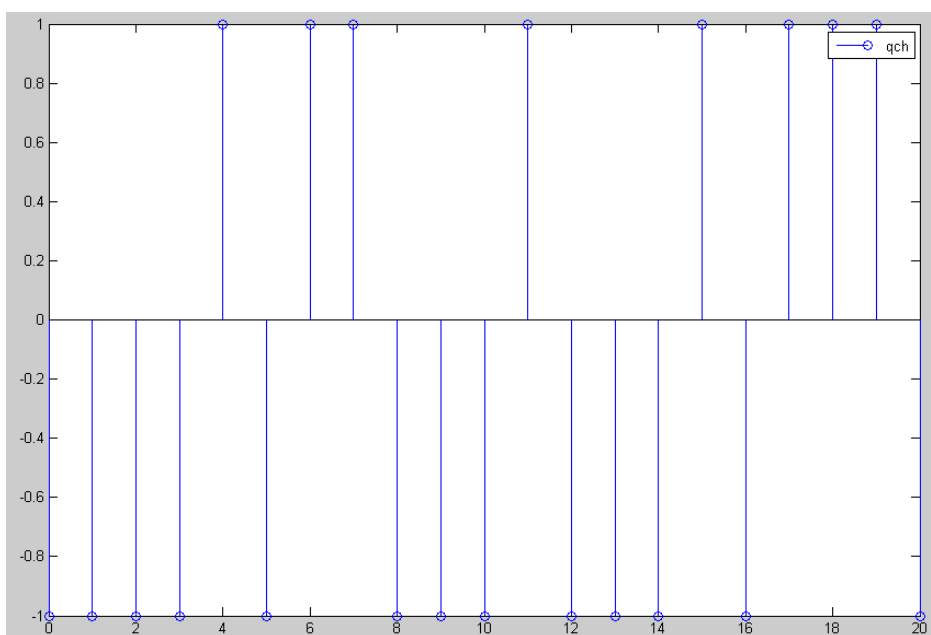


Рисунок 2. 7 – Підпоследовність цифрових відліків Q каналу

Епюри каналних символів, після передискретизації (результат роботи підпрограми `comproversamp.m`) для I (`ich1`) та Q-каналів (`qch1`) зображено на рис.2.8, рис.2.9.

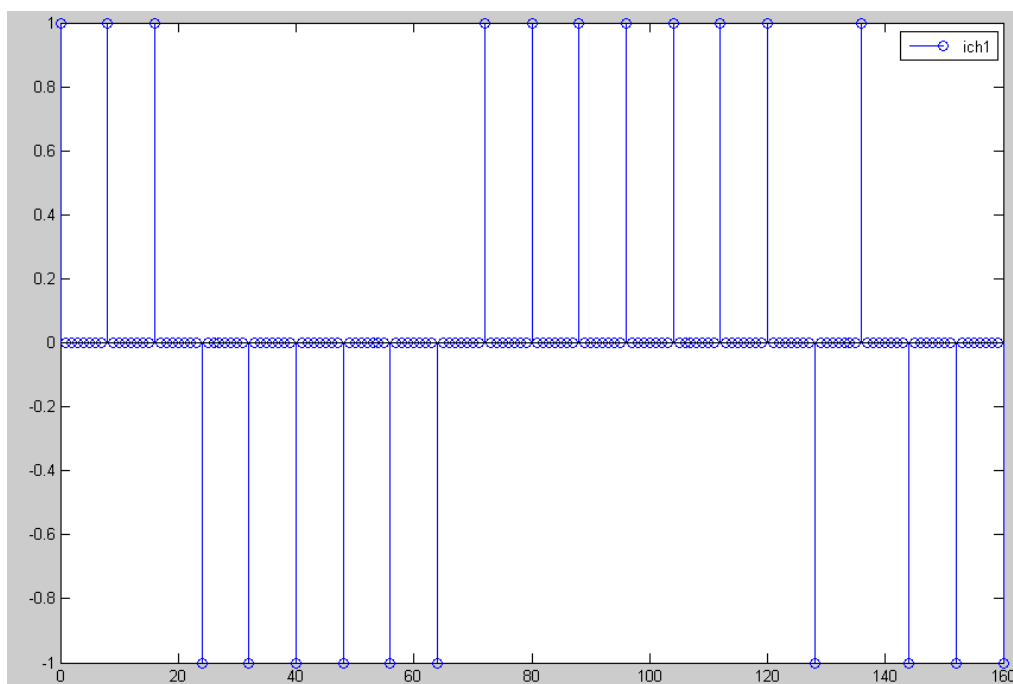


Рисунок 2.8 –Підпоследовність парних цифрових відліків I-каналу після передискретизації

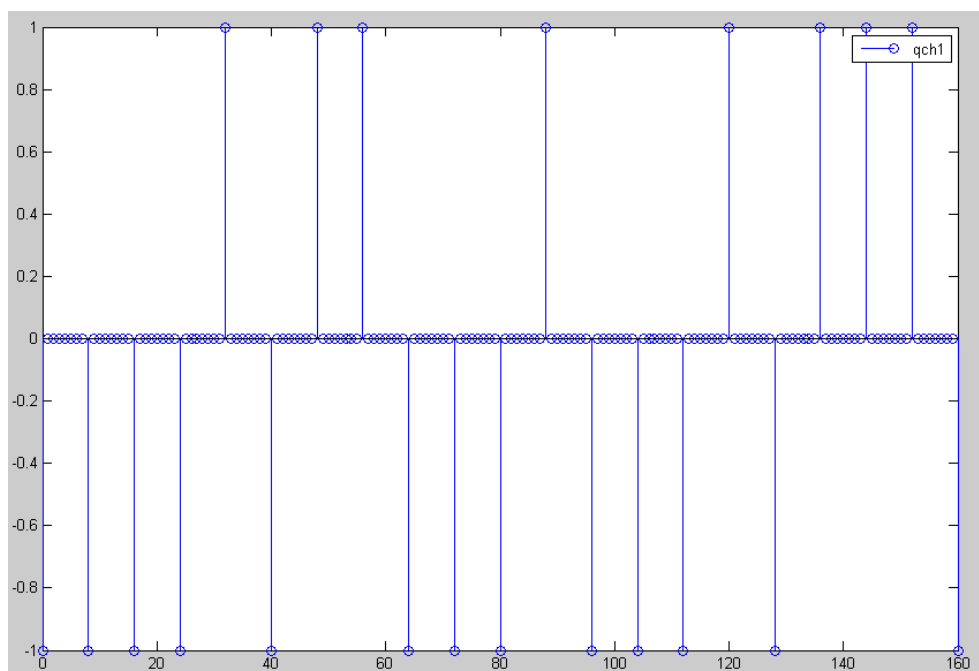


Рисунок 2.9 – Підпоследовність x цифрових відліків Q-каналу після передискретизації

Якщо порівняти епюри після передискретизації (рис.2.8, рис.2.9) з аналогічними епюрами до цієї операції (рис.2.6, рис.2.7), то можна звернути увагу на зміну масштабу, що пояснюється введенням додаткових нулів на кожен символ - 20 відлікам відповідає $20 \cdot 8 = 160$ вибірок. Більш детально операція передискретизації продемонстрована на рис. 2.10, де у збільшеному масштабі показані перші три відліки I каналу з додатковими 7 нулями на кожен біт.

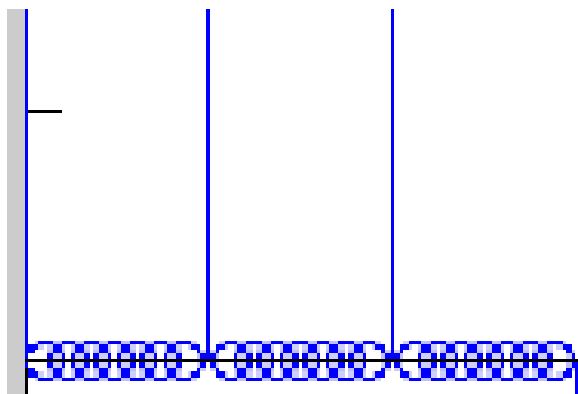


Рисунок 2.10 – Операція передискретизації у збільшеному масштабі

Результат роботи програми `comrsonv.m` - тобто здійснення фільтрації формуючими фільтрами $\sqrt{RC}$ у кожному з каналів продемонстровано на рис.2.11, рис. 2.12.

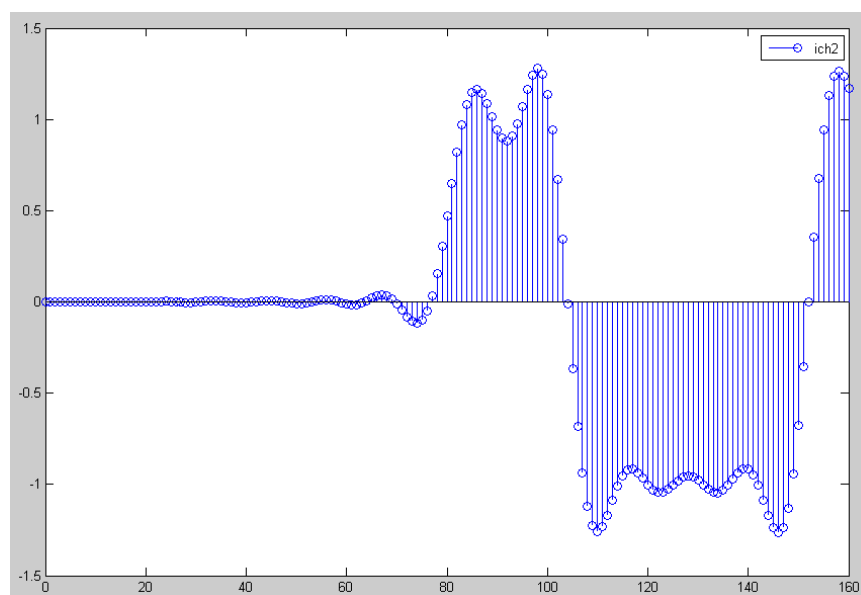


Рисунок 2.11 –Відфільтрована підпоследовність цифрових відліків І-каналу

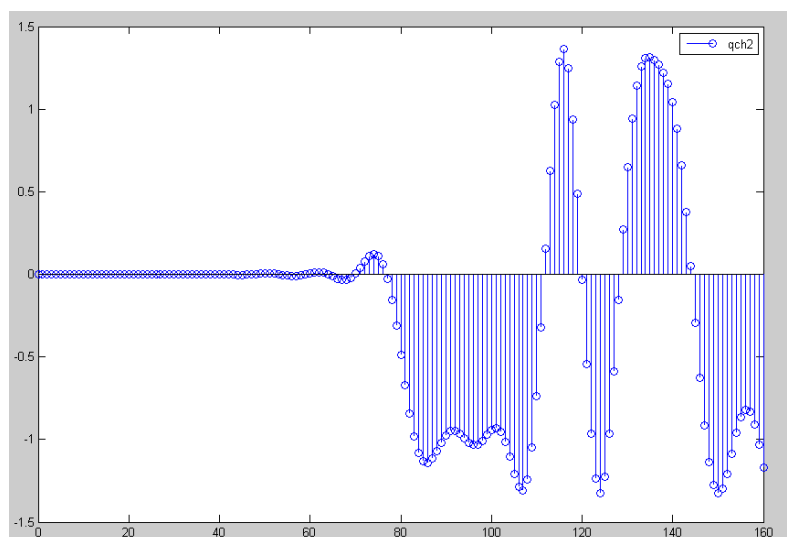


Рисунок 2.12 –Відфільтрована підпоследовність цифрових відліків Q-каналу

Для отриманих відфільтрованих послідовностей в обох каналах необхідно звернути увагу на затримку сигналу після фільтрації. Це пояснюється проведенням фільтрації за допомогою цифрового фільтра до складу якого входять 21 ліній затримки. Цю затримку необхідно буде врахувати під час створення моделі приймального тракту.

Результуючі послідовності каналних символів I та Q-каналів після ЦАП, зображено на рис.2.13, 2.14.

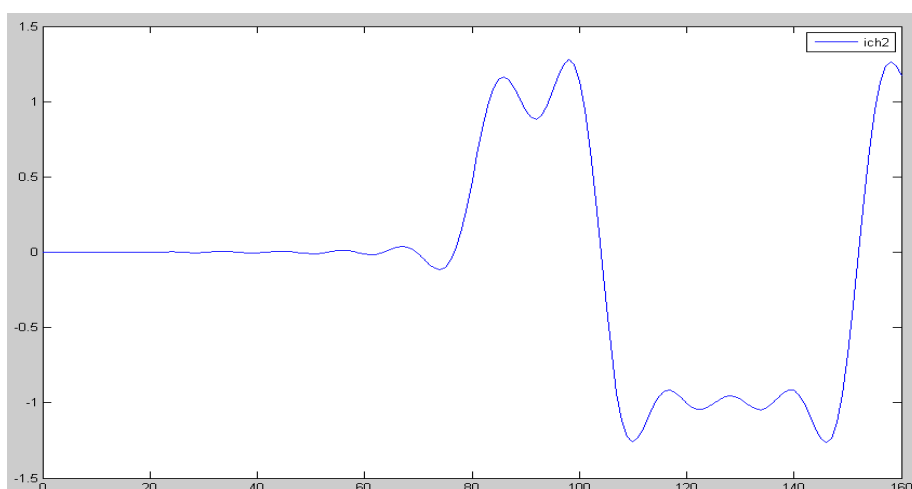


Рисунок 2.13 –Модулюючі каналні символи I-каналу

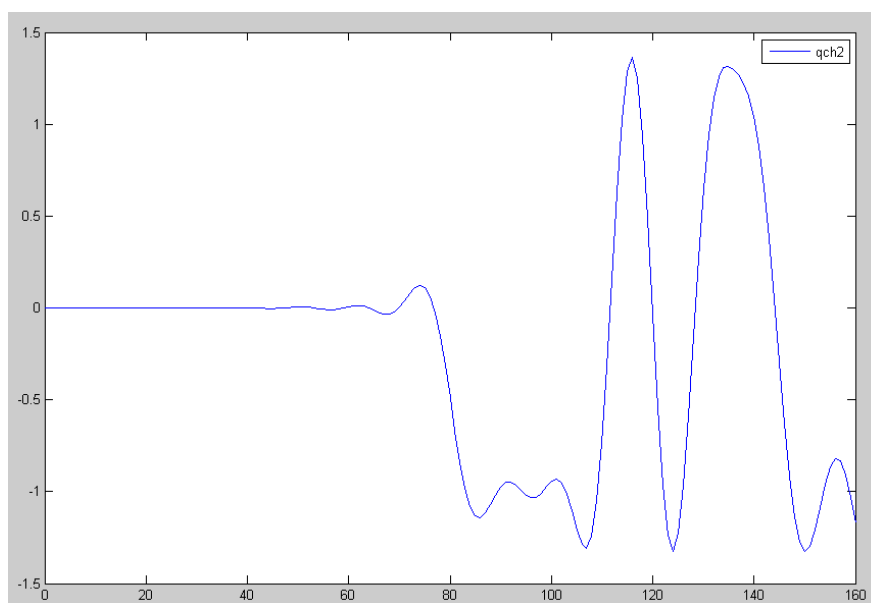


Рисунок 2.14 –Модулюючі каналні символи Q-каналу

Як відзначалося, процеси які відбуваються у каналі на радіочастоті не аналізуються і тому у блок – схемі це відображено умовним комплексним радіоканалом, який забезпечує перенесення сигналу в основній смузі частот до приймального тракту.

Відповідно до блок-схеми (рис.2.4) на приймальному тракті необхідно передбачити блок введення гаусівського шуму до входу демодулятора. Тому в головній програмі обробка сигналів на приймальному боці передбачає визначення відношення сигнал/шум для прийнятого сигналу у припущенні, що розглядається тільки AWGN канал.

Додавання гаусівського шуму до корисного сигналу відповідно до заданого значення E_b/N_0 здійснюється за допомогою підпрограми `comb.m` [10, 11]. В підпрограмі `comb.m` відбувається генерація гаусівського шуму для обох каналів демодулятора з наступним додаванням визначених шумів до корисного сигналу в обох каналах демодулятора: Параметр підпрограми `attn` визначає абсолютну потужність шуму.

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

В результаті комплексний сигнал на вході демодулятора (в основній смузі частот) визначиться як двовірний вектор `[ich3,qch3]`:

```
[ich3,qch3]=comb(ich2,qch2,attn); % add white Gaussian noise
```

Епюри коливань, які формуються на входах I, Q - демодулятора в результаті додавання гаусівського шуму при значенні $E_b/N_0=10$ зображені на рис.2.15, рис.2.16.

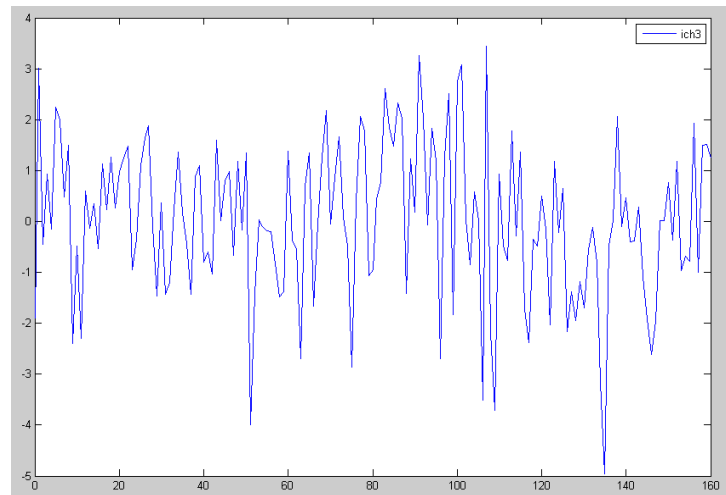


Рисунок 2.15 – Сигнал основної смуги частот на вході I-каналу демодулятора

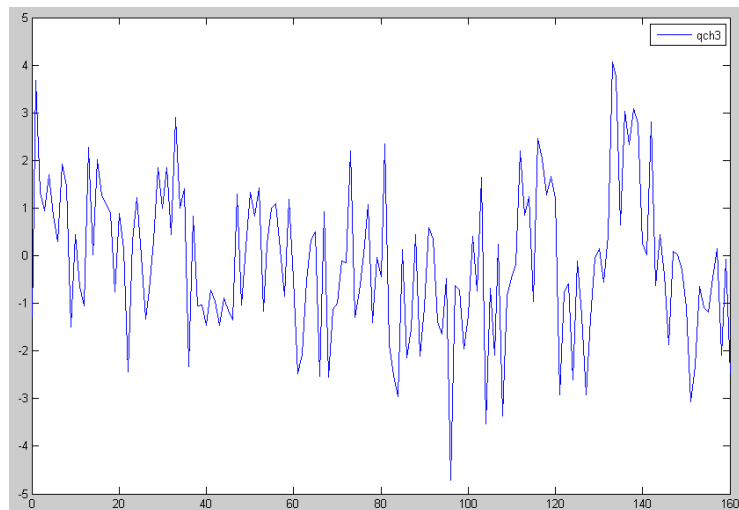


Рисунок 2.16 – Сигнал основної смуги частот на вході Q-каналу демодулятора

Відповідно до блок-схеми далі у кожному каналі встановлено формуючий фільтр $\sqrt{RC}$ повністю тотожний фільтру передавача.. Тоді подальша обробка

здійснюється за допомогою підпрограми `compconv.m`, яка формує з двомірного вектору `[ich3,qch3]` вектор відфільтрованих послідовностей `[ich4,qch4]`.

Як відзначалося, цифровий фільтр вносить затримку у відфільтрований сигнал. Оскільки такий фільтр встановлено як на передавальному боці, так і на приймальному боці, то послідовності на виходах фільтрів I, Q каналів отримують подвійну затримку порівняно з послідовностями на входах фільтрів передавача.

Оскільки передбачається, що фільтр реалізовано за ґратчастою структурою, то подвійна затримка визначиться кількістю ліній затримки фільтра і порядком передискретизації. Програмно врахувати цю затримку у демодуляторі можна зробити вибором точки синхронізації, з якої необхідно починати відлік демодульованих відліків.

Далі на цьому етапі необхідно здійснити операцію зворотну передискретизації, тобто позбавитися від введених нульових відліків. Програмно це також реалізується достатньо просто – вибором кожного восьмого відліку (порядок передискретизації), починаючи з точки синхронізації. На блок-схемі вирішення цих задач покладено на фазові компенсатори кожного з квадратурних каналів. Програмно цей блок головної програми набуває такого вигляду :

```
[ich4,qch4]=compconv(ich3,qch3,xh2);
syncpoint=irfn*IPOINT+1;
ich5=ich4(syncpoint:IPOINT:length(ich4));
qch5=qch4(syncpoint:IPOINT:length(qch4));
```

В результаті на виходах квадратурних каналів демодулятора формуються двополярні послідовності демодульованих каналних символів `ich5` і `qch5` (рис.2.17, рис.2.18).

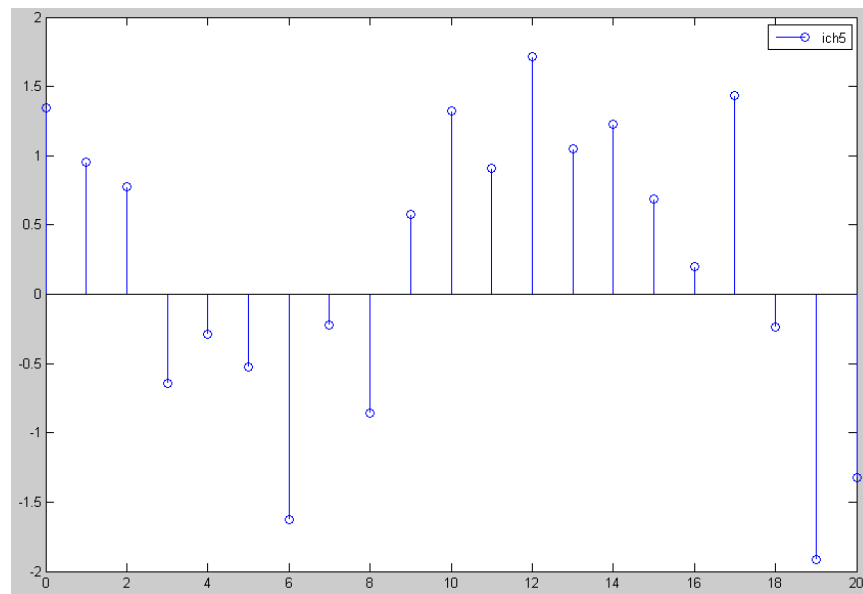


Рисунок 2.17 – Демодульована послідовність відліків I- каналу у форматі NRZ

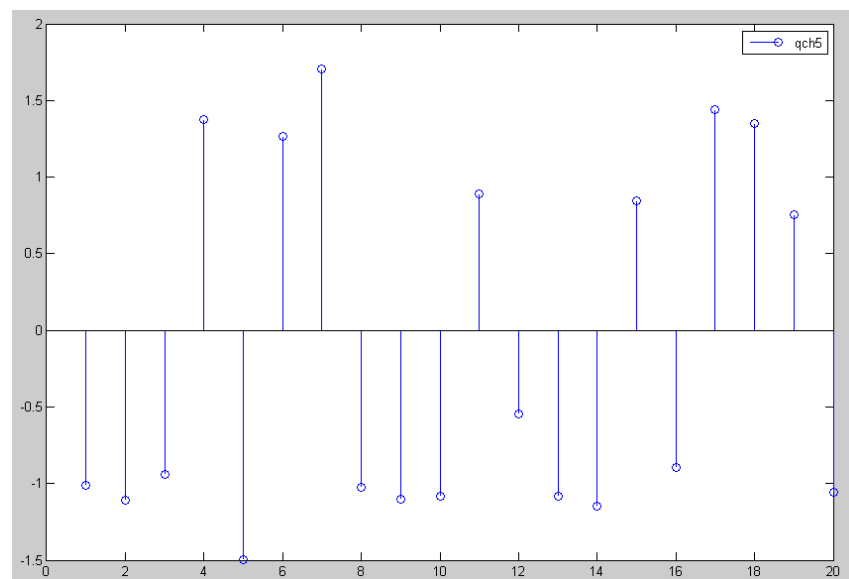


Рисунок 2.18– Демодульована послідовність відліків Q- каналу у форматі NRZ

Для формування демодульованої послідовності однополярних відліків з отриманих символів навиходах квадратурних каналів застосовується підпрограма `qpskdemod.m` [10, 11]:

```
%*****QPSK Demodulation*****
```

```
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,ml);
```

Підпрограма `qpskdemod.m` практично реалізує алгоритм роботи порогових пристроїв в I, Q каналах демодулятора і реалізує функцію паралельно-послідовного перетворювача, тобто виконує зворотну функцію аналогічного блока передавача.

В результаті роботи запропонованого програмного комплексу на виході демодулятора формується де модульована послідовність (рис.2.19).

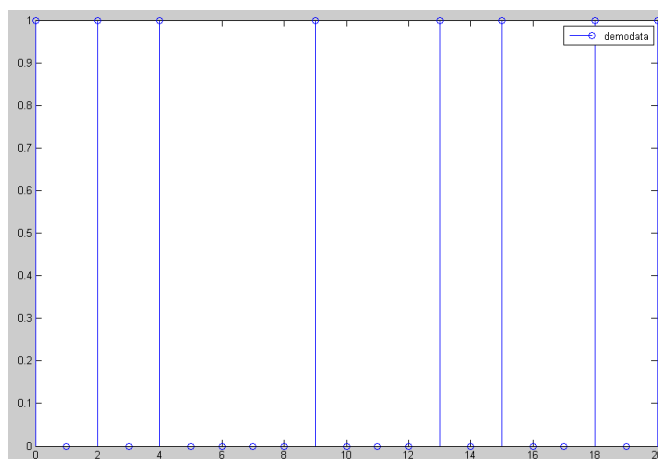


Рисунок 2.19 – Демодульована послідовність даних на виході I,Q модулятора

Також у блоці видодів результатів моделювання передбачено отримання графічного зображення фазового сузір'я або діаграми фазових переходів.

Аналіз графіків сигналу на вході демодулятора з врахуванням дії шумів (рис.2.16, рис.2.17) свідчить, що гаусівський шум на вході приймача суттєво спотворює форму прийнятого сигналу що в результаті призведе і до спотворень у формі фазової діаграми.

Наприклад, на рис.2.20 зображено фазове сузір'я, яке отримано за результатами моделювання для значення $E_b/N_0=10$ дБ.

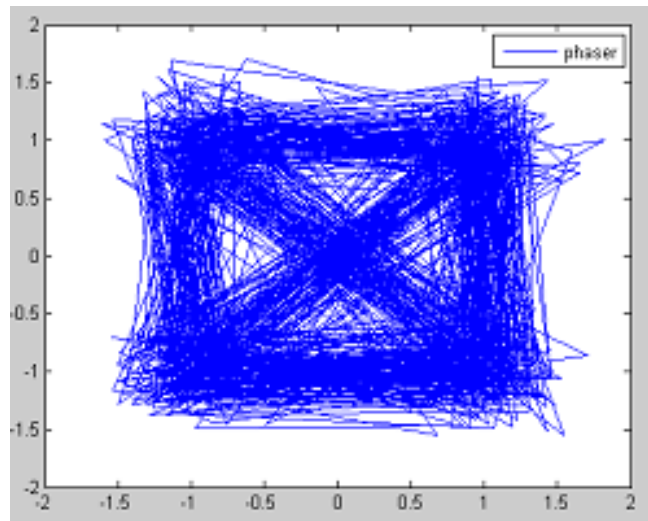


Рисунок 2.20 – Діаграма фазових переходів при значенні $E_b/N_0=10$ дБ

Можна очікувати, що для такого фазового сузір'я значення BER за таких умов буде достатньо великим.

Ймовірність помилкового прийому одного біта (BER) розраховується у головній програмі як відношення кількості помилково прийнятих бітів до загальної кількості переданих бітів.

Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки (BER) для AWGN каналу при умові відносного кодування даних і реалізації когерентного детектування має такий вигляд: [1,6]:

$$BER_{QPSK,AWGN} = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}). \quad (2.1)$$

Головна програма `qpsk.m` передбачає вивід результатів, щодо ймовірності помилкового прийому у вигляді масиву чисел для одного конкретного значення E_b/N_0 для заданої кількості реалізацій випадкового процесу.

Отримання графічної залежності $BER=F(E_b/N_0)$ реалізовано у програмі `qpsk_ber.m` [10]. Практично ця програма в головному повторює `qpsk.m`, але, з метою формування графічної залежності $BER=F(E_b/N_0)$ перед основним циклом (оператор `for iii=1:nloop`) створюється додатковий цикл за параметром E_b/N_0 .

Блок виводу результатів передбачає вивід графічних залежностей, що отримані в результаті моделювання за запропонованим алгоритмом реалізації модему (позначено як 'о') і теоретичним виразом (2.1) (позначено як ' - -').

2.2 Особливості моделювання каналу з релієвськими завмираннями

На трасі від антени базової станції до антени мобільної станції сигнал підлягає впливу різноманітних перешкод, таких як дерева, будівлі, інші відбиваючі поверхні, а всередині будинків до відзначених перешкод додаються елементи внутрішнього інтер'єру. В результаті, через ефекти відбиття радіохвиль, дифракції та розсіювання утворюється багатопроменева картина розповсюдження. Хвиля від антени базової станції розповсюджується у всіх напрямках, і до мобільної станції з різною затримкою надходять окрім основного ще декілька променів.

В результаті їх суперпозиції у точці прийому змінюється амплітуда сигналу, а також його фаза. Флуктуації сигналу за амплітудою, фазою та кутом напрямку у точці прийому призводять до ефекту який отримав назву федінгу. Федінг призводить до з'явлення частотно-селективних та швидких завмирань (релієвські завмирання) які призводять до неприпустимого збільшення ймовірності помилкового прийому або коефіцієнта BER.

Механізм дії релієвських 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].

2.2.1 Часова варіабельність каналу зв'язку

Розглянемо спочатку питання часової варіабельності каналу зв'язку та вплив цього фактору на характеристику каналу зв'язку з мобільними об'єктами.

Дійсно, канали, що використовуються у мобільному зв'язку є нестационарними, оскільки рух передавача і приймача призводить у результаті до зміни шляху розповсюдження. Для переданого неперервного коливання цей ефект проявиться у зміні амплітуди і фази сигналу в приймачі. Якщо усі розсіючі елементи, які складають канал, є стаціонарними, то при зупинці руху амплітуда і фаза отриманого сигналу будуть залишатися постійними, тобто канал стає начебто стаціонарним у часі. Як тільки рух поновиться, поведінка каналу стає знову змінною у часі.

Тобто, для випадку мобільного зв'язку проявляється часова варіабельність каналу, яка визначається або безпосередньо рухом мобільного абоненту відносно передавача базової станції, або відносним рухом навколишнього середовища (наприклад, рух автомобілів відносно непорушного абоненту), що призводить до постійної зміни трас розповсюдження.

Припустимо, що падаюча n -а хвиля (відбита або як результат дифракції на перешкоді) приходить до антени МС під кутом θ_n відносно напрямку руху МС (рис. 2.21).

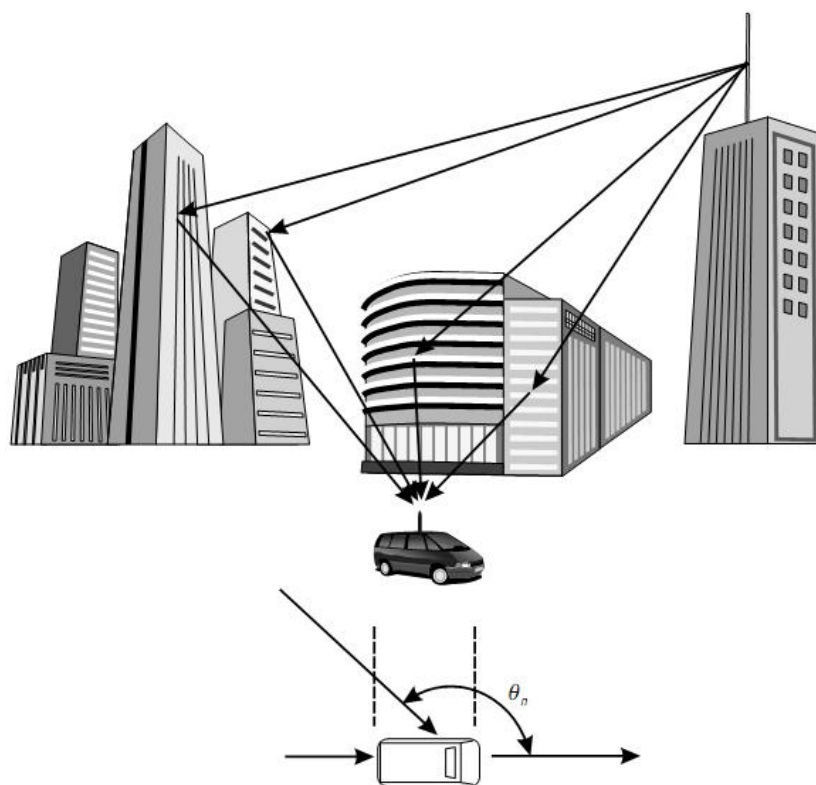


Рисунок 2.21 – Ілюстрація багатопроменевого розповсюдження

Рівняння такої хвилі буде мати вигляд

$$r_n(t) = \text{Re}[e_n(t) \exp j(2\pi f_c t)], \quad (2.2)$$

де $\text{Re}[\cdot]$ означає дійсну частину комплексного числа, яке репрезентує собою комплексну обвідну хвилі, що надходить з відповідного напрямку, f_c - частота сигналу, що передається БС, а $e_n(t)$ визначається таким виразом [11]:

$$e_n(t) = R_n(t) \exp j \left(-\frac{2\pi(L_n - vt \cos \theta_n)}{\lambda} + \phi_n \right) = x_n(t) + jy_n(t), \quad (2.3)$$

де L_n - довжина шляху від БС в метрах, v - швидкість МС в м/с, λ - довжина хвилі в метрах, R_n и ϕ_n - обвідна і фаза падаючої n -ї хвилі, $x_n(t)$ и $y_n(t)$ - синфазна и квадратурна складові $e_n(t)$ відповідно.

Падаюча n -а хвиля зсуває несучу частоту на $v \cos \theta_n / \lambda$ Гц, цей ефект відомий як доплерівський зсув.. Максимальне значення доплерівського зсуву рівняється v / λ , коли напрям падаючої хвилі збігається з напрямом руху МС.

Це відображається у рівнянні (2.4) для прийнятої хвилі $r(t)$, яка є синтезом усіх відзначених падаючих хвиль.

$$\begin{aligned} r(t) &= \sum_{n=1}^N r_n(t) = \text{Re} \left[\left(\sum_{n=1}^N r_n(t) \right) \exp j(2\pi f_c t) \right] = \\ &= \text{Re}[(x(t) + jy(t))(\cos 2\pi f_c t + j \sin 2\pi f_c t)] = , \quad (2.4) \\ &= x(t) \cos 2\pi f_c t - y(t) \sin 2\pi f_c t \end{aligned}$$

де $x(t) = \sum_{n=1}^N x_n(t)$ и $y(t) = \sum_{n=1}^N y_n(t)$ характеризуються нормальним законом розподілу з середнім значенням рівним 0 и дисперсією σ . Функція розподілу щільності ймовірності має вигляд

$$p(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2 + y^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.5)$$

де $x = x(t)$, $y = y(t)$.

Окрім того, та ж сама функція $r(t)$ може бути визначена через значення амплітуди і фази прийнятої хвилі:

$$r(t) = R(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t)), \quad (2.6)$$

де

$$R(t) = R = \sqrt{x^2 + y^2}, \quad (2.7)$$

$$\theta(t) = \theta = \frac{1}{\tan(y/x)}. \quad (2.8)$$

Замінюючи змінні, можна (2.5) перетворити на залежність $p(R, \theta)$:

$$p(R, \theta) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right). \quad (2.9)$$

Інтегруючи (2/9) по θ на проміжку від 0 до 2π і по R на інтервалі від 0 до нескінченності відповідно, отримаємо:

$$p(R) = \frac{R}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{R^2}{2\sigma^2}\right), \quad (2.10)$$

$$p(\theta) = \frac{1}{2\pi}. \quad (2.11)$$

З цих рівнянь виходить, що флуктуації обвідної відбуваються за релеївським розподілом, а фазові флуктуації рівномірні в завмираннях на трасі розповсюдження.

Відповідно до рис. 2.1, МС приймає радіохвилі з кутом надходження θ , що розподілений рівномірно, а N – порядковий номер хвилі, що надходить до МС.

Тоді, флуктуації завмирань можна подати у вигляді [11]:

$$\begin{aligned} r(t) = x(t) + j \cdot y(t) = \\ = \left[\sqrt{\frac{2}{N_1 + 1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\} + \frac{1}{\sqrt{N_1 + 1}} \cos(2\pi f_d t) \right] + \\ + j \sqrt{\frac{2}{N_1}} \sum_{n=1}^{N_1} \sin\left(\frac{\pi n}{N_1}\right) \cos\left\{2\pi f_d \cos\left(\frac{2\pi n}{N_1}\right)t\right\}, \end{aligned} \quad (2.12)$$

де $N_1 = \frac{1}{2}\left(\frac{N}{2} - 1\right)$, f_d - доплерівський зсув.

Алгоритм (2.12) реалізовано підпрограмою fade.m. що приводиться у Додатку Б

2.2.2 Часова дисперсія каналі зв'язку

Інший механізм проявлення релеївських завмирань – це часова дисперсія сигналу. У середовищі з багатопроменевим розповсюдженням на антену

приймача надходить не тільки пряма хвиля, а й хвилі, що надходять із затримкою, як результат відбиття, дифракції і розсіювання.

Численні перевідбиття можуть приводити до такої ситуації, коли один і той же сигнал приходить до приймача у різні моменти часу. Саме це явище і отримало назву часової дисперсії.

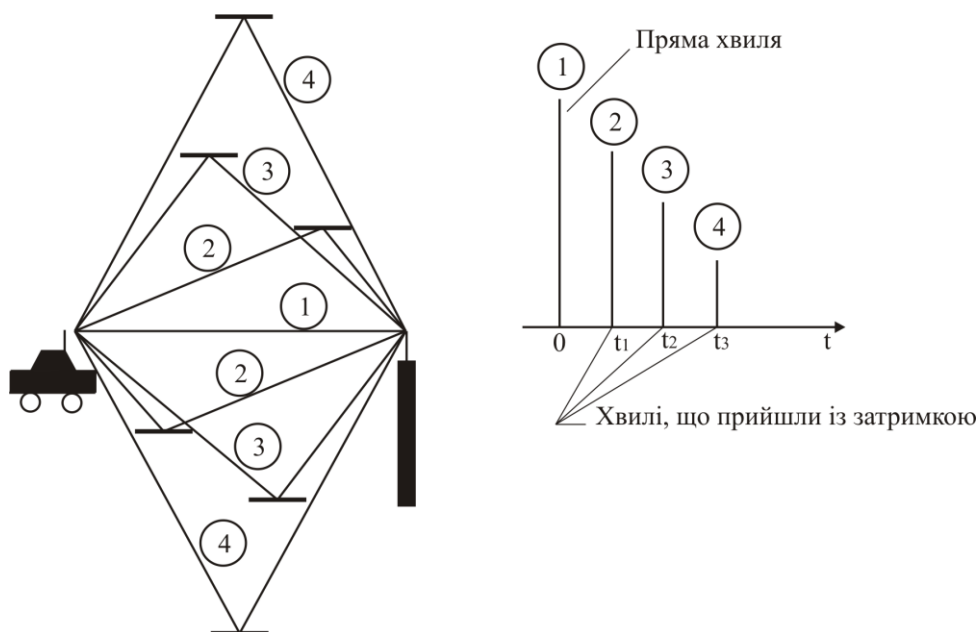


Рисунок 2.22 – Проявлення часової дисперсії сигналу

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.

На рис. 2.23 зображено профіль інтенсивності для такого багатопроменевого розповсюдження (залежність потужності прийнятого сигналу від затримки τ) [1].

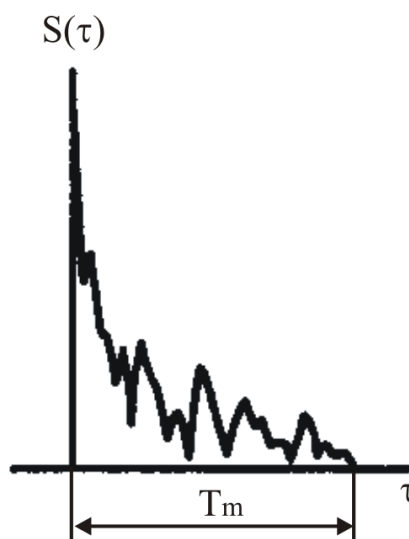


Рисунок 2.23 – Профіль інтенсивності прийнятого сигналу в умовах багатопроменевого розповсюдження

Термін часова затримка використовується для визначення надлишкової затримки розповсюдження сигналу. Практично цей термін визначає затримку даного сигналу, яка перевищує затримку надходження до приймача першого сигналу.

Для типового безпроводного каналу прийнятий сигнал звичайно складається з декількох дискретних багатопроменевих компонентів, які призводять до з'явлення ізольованих піків, які інколи називають “пальцями” або відбитими сигналами (рис.2.23). Для поодинокого переданого імпульсу час T_m між прийомом першого і останнього компонентів представляє максимальну надлишкову затримку розповсюдження, після якої потужність багатопроменевого сигналу спадає нижче визначеного порогового рівня відносно найбільш потужної компоненти [1].

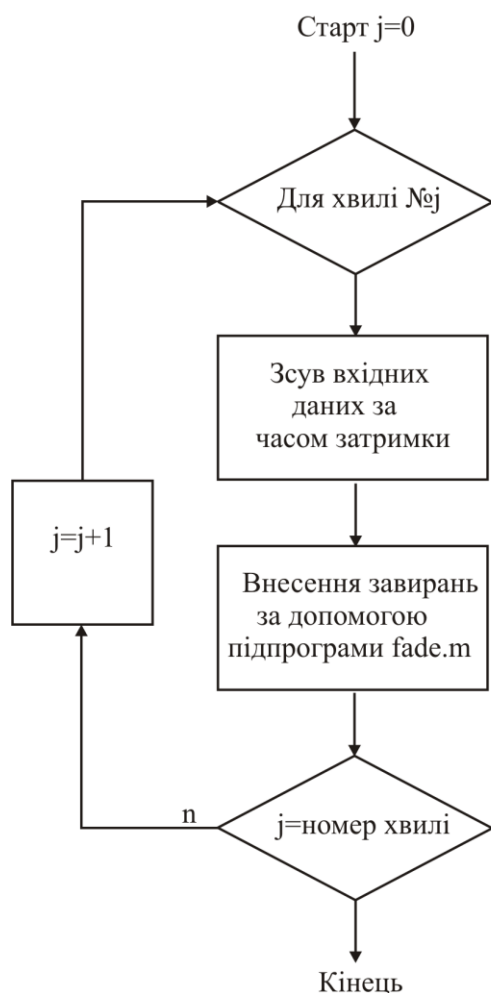
2.2.3 Алгоритм моделювання частотно-селективних завмирань

Для моделювання ефекту часової дисперсії сигналу, яка призводить до міжсимвольної інтерференції, необхідно при моделюванні передбачити

декілька шляхів розповсюдження. Очевидно, що довші шляхи розповсюдження призведуть до з'явлення затриманих хвиль відносно хвилі, яка надходить за найкоротшим шляхом до точки прийому (рис.2.1).

Тоді для моделювання завмирань в умовах багатопроменевого розповсюдження необхідно задати відносні рівні сигналу і відносний час затримки порівняно з прямою хвилею (рис.2.22). Блок-схема такого алгоритму зображена на рис.2.24 [10,11].

Цей алгоритм реалізовано в програмах, текст яких приводиться у додатку Б до лабораторної роботи №2 - програми *sefade.m* і *delay.m* [11].



Вхідні параметри

Вхідні дані I каналу	:idata
Вхідні дані Q каналу	:qdata
Час затримки	:itau
Рівень потужності затриманої хвилі	:dlvl
Мнімальний часовий крок	:tstp
Час моделювання для одного циклу	:nsamp
Лічильник завмирань	:itn

Вихідні дані

Вихідні дані I каналу	:iout
Вихідні дані Q каналу	:qout

Рисунок 2.24 – Алгоритм моделювання каналу з релеївськими завмираннями

Для програми `sefade.m`, вхідними даними є часовий крок, відносні рівні сигналів, відносний час затримки прямої і затриманих хвиль, послідовність модульованого сигналу, що сформована передавачем в основній смузі частот і час моделювання одного циклу.

Базовою програмою для моделювання каналу зв'язку з використанням QPSK за умови наявності завмирань у каналі зв'язку виступає програма `qpsk.m`, яка розглянута у параграфі 2.1.

Зміни у програмі підлягатимуть у наступному.

Після завдання вхідних тотожних даних для моделювання і ініціалізації параметрів формуючого фільтра $\sqrt{RC}$ до головної програми включається блок ініціалізації параметрів федингу [10].

Оскільки цей блок також передбачається використовувати і для моделювання частотно-селективних (швидких) завмирань, то до нього включені параметри, які характеризують як нестаціонарність каналу, так і часову дисперсію.

Для блоку ініціалізації федингу введемо такі позначення:

`tstp` – мінімальний крок моделювання, який визначається швидкістю передачі інформації і порядком дискретизації;

`itau` – час надходження відповідної затриманої хвилі відносно прямої, нормалізований до кроку моделювання;

`dlvl` – середня потужність для відповідної затриманої хвилі, що нормалізована до рівня прямої хвилі;

`th1` – початкова фаза затриманої хвилі;

`n0` – кількість хвиль достатня для проявлення доплерівського розсіювання (мінімальна кількість хвиль при якій проявляється ефект федингу повинна бути не менш 6...7 [3]);

`itnd0` – значення індексу завмирань;

`itnd1` – початкове значення лічильника індексу завмирань;

`powl` – сумарне значення кількості прямої та затриманих хвиль (кількість шляхів розповсюдження);

f_d – частота доплерівського розсіювання;

$flat$ – змінна, яка визначає характер завмирань (якщо $flat=1$ моделюються частотно-неселективні завмирання, якщо $flat=0$ моделюються частотно-селективні завмирання).

Після цього блоку процес моделювання сигналу у модуляторі повністю тотожний до алгоритму запропонованому у програмі `qpsk.m`. Зокрема програмні блоки генерації вхідних даних, перетворення вхідних даних до формату NRZ без постійної складової, виконання операції передискретизації, обробка сигналу у формуючому фільтрі Найквіста не змінюються.

Приведемо приклад визначення параметрів блоку ініціалізації фідінгу. Припустимо, що час моделювання циклу рівний 50 мкс, а мінімальний крок у часі (змінна `tstp` у програмі) рівняється 0,5 мкс. Передбачається, що затримані хвилі мають середні потужності на 10 дБ, 20 дБ и 25 дБ менші порівняно з прямою хвилею, і час їх надходження до антени приймача відносно прямої хвилі складає 1, 1,5 и 2 мкс відповідно. Тоді вхідні змінні матимуть такий вигляд:

`tstp = 0.5.*10.^(-6);`

`itau = [0, floor(1.*10.^(-6)/tstp), floor(1.5.*10.^(-6)/tstp),...`

`floor(2.0.*10.^(-6)/tstp)]=[0, 2, 3, 4];`

`dlvl = [0,10,20,25];`

`nsamp = 50.*10.^(-6)/tstp = 100;,,`

де змінна `itau` визначає відносні затримки затриманих хвиль відносно першої, які нормовані до мінімального часового кроку `tstp`, а змінна `dlvl` визначає зменшення рівня потужностей затриманих хвиль відносно першої, рівень якої прийнятий за 0 дБ.

Початкову фазу для усіх затриманих хвиль приймемо рівною нулю (вектор `th1`). Кількість хвиль для кожного шляху розповсюдження, як згадувалося, не повинна бути меншою 6. Це відобразимо у векторі `no`: `n0 =[6, 7, 6, 7];`

Кількість хвиль , що надійшла до приймача, відображається змінною $nowl = 4$. Доплерівське розсіювання задамо рівним $fd = 200$. Відповідно змінна $flat$ у випадку частотно-селективних завмирань набуває нульового значення.

Остаточно блок ініціалізації параметрів федингу у варіанті моделювання релеївських частотно-селективних завмирань приймає наступний вигляд:

```
%*****Fading initialization*****
tstp = 1/sr/IPOINT;
itau = [0,2,3,4];
dlvl = [0,10,20,25];;
th1 = [0.0, 0.0, 0.0, 0.0];
n0 = [6, 7, 6, 7];
itnd0 = nd*IPOINT*100;
itnd1 = [1000, 2000, 3000, 4000,];
nowl = 4;
fd = 200;
flat = 0;
%*****End of fading initialization*****
```

Введення доплерівського розсіювання і часової дисперсії сигналу реалізується програмою `sefade.m.`, до якої як складові входять підпрограма формування доплерівського розсіювання `fade.m` і підпрограма формування затриманих хвиль `delay.m`. Вхідними даними для програми `sefade.m` виступають вихідний сигнал модулятора і параметри, які введені у блоці ініціалізації федингу). В термінах Matlab це реалізується наступною командою;

```
%*****Fading channel*****
[ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2, itau,...
dlvl,th1,n0,itnd1,nowl,length(data3),tstp,fd,flat);
% Udata fading counter
itnd1=itnd1+itnd0;
```

Останній оператор реалізує оновлення значення лічильника (індексу) завмирань. Введення цього параметру забезпечує різний характер завмирань за релеївським законом для усіх хвиль, які надходять до приймача.

Введення до каналу білого гаусівського шуму, а також визначення відношення сигнал/шум для заданого значення E_b/N_0 реалізується за допомогою підпрограми `comb.m` тотожно до програми `qpsk.m`.

```
%*****Add White Gaussian noise*****
```

```
[ich3,qch3]=comb(iffade,qfade,attn);
```

В результаті такого програмного алгоритму вихідний сигнал передавального тракту (в основній смузі частот) перетворюється на вхідний сигнал демодулятора, у якому проявляються ефекти як часової варіабельності каналу зв'язку, так і часової дисперсії.

Подальша обробка сигналу у квадратурних каналах демодулятора повністю тотожна головній програмі `qpsk.m` для AWGN каналу.

Результати експериментальних досліджень свідчать [2], що за умови релієвських частотно-селективних замирань в каналі зв'язку (проявлення дії міжсимвольної інтерференції) значення BER знаходиться на рівні 0,5 і не може бути зменшено за рахунок навіть нереального збільшення параметру E_b/N_0 . Така ймовірність помилкового прийому свідчить, що достовірна передача інформації у такому каналі принципово неможлива і необхідно застосовувати алгоритмічні та схемотехнічні засоби боротьби з релієвськими замираннями (часовою дисперсією сигналу). Одним із таких алгоритмічних засобів і є застосування технології DS-CDMA.

Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки (BER) для AWGN каналу за наявності частотно-неселективних і повільних замирань для методу QPSK має такий вигляд: [6, 11]:

$$BER_{QPSK-FADING} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b / N_0}}} \right]. \quad (2.13)$$

3 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ DSSS

3.1 Структура головної програми моделі

Як було визначено у першому розділі. для реалізації CDMA технології, зокрема методу DSSS, необхідно реалізувати два етапи модуляції - на одному з них здійснюється, власне, модуляція інформаційного сигналу з використанням одного з видів цифрової модуляції, а на другому за допомогою ПВП реалізується розширення спектру інформаційного сигналу. Причому принципової різниці який з етапів такої подвійної модуляції виступає першим, а інший реалізує другий етап не має.

Результуючий сигнал з розширеним спектром від усіх користувачів одночасно передається до базової станції. Базова станція відокремлює сигнал інформаційний сигнал від кожного користувача шляхом кореляційної оцінки прийнятого сигналу з кодовою послідовністю, що призначається кожному користувачеві

Оскільки у другому розділі була створена модель каналу з використанням методу QPSK, то за базовий алгоритм реалізації DSSS системи пропонується варіант реалізації передавального тракту для якого на першому етапі здійснюється цифрова модуляція інформаційного сигналу, а вже потім відбувається процедура розширення спектру.

Тобто, якщо повернутися до розглянутих у першому розділі структурних схем передавача CDMA системи, то за основу обирається схема рис.1.5, але на відміну від обраного для цього рисунку методу модуляції BPSK, застосування I, Q модулятора передбачає виконання етапів подвійної модуляції у кожному з квадратурних каналів.

Відповідно, концептуальну модель системи зв'язку з використанням методу DSSS, що пропонується для моделювання, можна подати у такому вигляді (рис.3.1)

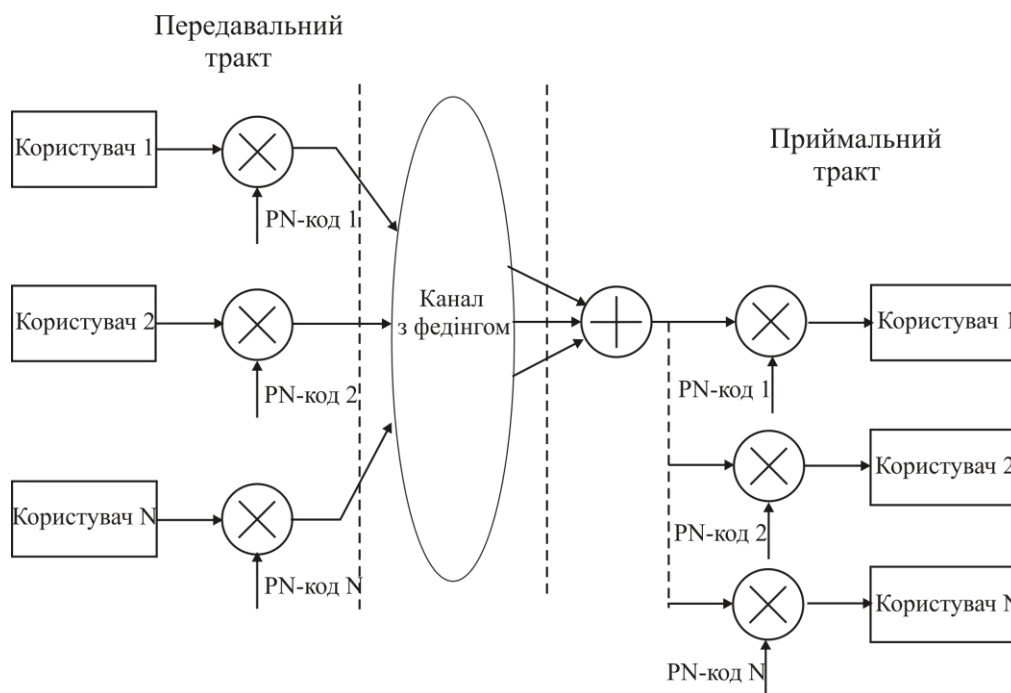


Рисунок 3.1 – Узагальнена синхронна DS-CDMA система

Тобто, для кожного з користувачів на передавальному боці модулятор передавача представляє розроблену у другому розділі модель модулятора QPSK сигналу.

Вторинна модуляція реалізується за допомогою ідеальної операції перемноження промодульованих за методом QPSK сигналів $s(t)$ і сигналів псевдовипадкових послідовностей $g(t)$, які і використовуються як сигнали розширення спектра з частотою слідування дискретів (чипів) $f_d = 1/T_d$.

Відзначимо певні спрощення, які пропонується не розглядати у моделі, що розробляється.

В реальних системах результуючий сигнал $g(t)s(t)$ з розширеним спектром за допомогою перетворювача частоти (змішувача) переноситься на робочу частоту каналу. Але, як відзначалося, процеси на радіочастоті для CDMA технології не є визначаючими і тому в моделі не розглядаються.

Також необхідно відзначити, що у реальних CDMA системах окрім процедури розширення спектра відбувається операція скремблювання (рис.3.2).

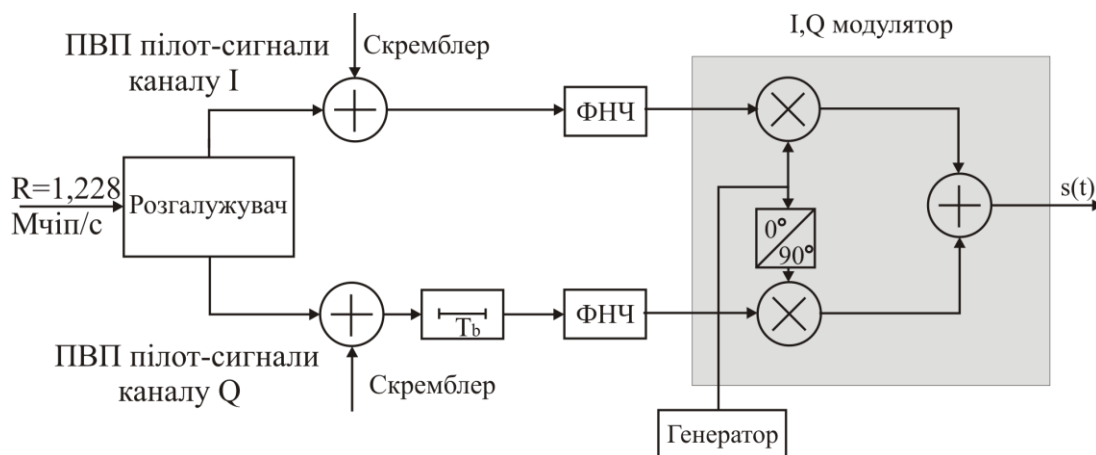


Рисунок 3.2 – Введення операції скремблювання до схеми модулятора

Але, оскільки, можна вважати, що скремблювання накладається поверх операції розширення спектра, то ця процедура не змінює ширину смуги сигналів, а просто дозволяє відокремлювати сигнали від різних джерел одне від одного. Під час скремблювання не буде мати значення, якщо фактичне розширення спектра здійснюється з одним і тим же кодом для декількох передавачів.

Так на рис. 3.3 зображено порядок (послідовність) введення швидкості передачі дискретів (чіпів) у каналі з розширенням спектра і скремблювання для повітряного інтерфейсу UTRA стандарту 3G. [1]

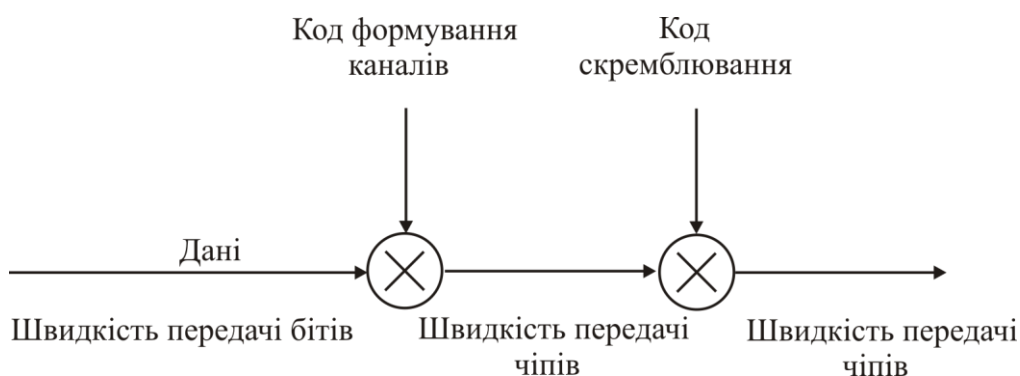


Рисунок 3.3 – Схема введення розширення спектра і скремблювання для інтерфейсу UTRA

Оскільки швидкість передачі чіпів вже досягнута на етапі розширення спектра кодами каналізації, то скремблювання не впливає на швидкість передачі символів.

Тоді для моделі, що пропонується, можна вважати, що сигнали після другого етапу модуляції є вихідними сигналами передавального тракту, які надходять до еквівалентного каналу зв'язку (тобто, в моделі операція скремблювання не розглядається).

Згідно із завданням модель еквівалентного каналу зв'язку повинна відображати вплив на якісні характеристики каналу як впливу білого гаусівського шуму (AWGN канал) так і релеївських завмирань (канал за умови наявності федінгу).

Відповідно до входу приймача надходить сума M незалежних сигналів з розширеним спектром, які займають одну й ту ж смугу частот, які підвернені впливу як білого гаусівського шуму, так і релеївським завмиранням.

У приймачі відповідного користувача, для якого призначено повідомлення, формується синхронізований у часі псевдовипадковий сигнал $g_1(t)$, який забезпечує зворотну процедуру – стиск спектра і представляє точну копію сигналу ПВП на передавальному боці.

Отриманий після стиску спектра вузькосмуговий QPSK сигнал демодулюється.

Аналогічно до розробленої у другому розділі моделі каналу з використанням QPSK модуляції, модель каналу з використанням методу DSSS містить головну програму `dscdma.m` і ряд підпрограм, які забезпечують функціонування головної програми.

Базовою програмою для головної програми `dscdma.m` виступає програма `qpsk.m`, яка детально проаналізована у другому розділі, але для реалізації технології DSSS до неї необхідно ввести певні зміни і доповнення [11].

По-перше, можна відзначити, що усі підпрограми, які були задіяні в програмі `qpsk.m`, а саме:

- підпрограма формування модулюючих символів для методу QPSK `qpskmod.m`;
 - підпрограма, що реалізує операцію передискретизації `comproversamp.m`;
 - підпрограма, що реалізує операцію фільтрації у кожному каналі модулятора `comrconv.m`;
 - підпрограма, що обчислює коефіцієнти імпульсної характеристики формуючого фільтра $\sqrt{R\tilde{N}}$ `hrollcoef.m`;
 - підпрограма, що реалізує операцію демодуляції QPSK сигналу `qpskymod.m`,
- входять як обов'язкові підпрограми до складу головної програми `dscdma.m`.

Також відзначимо, що оскільки параметри каналу зв'язку відповідно до технічного завдання залишаються такими ж, як і для моделі каналу з використанням методу QPSK, то блоки ініціалізації вхідних даних і обчислення коефіцієнтів імпульсної характеристики фільтра $\sqrt{R\tilde{N}}$ повністю тотожні аналогічним програмним блокам моделі QPSK каналу.

В результаті блок ініціалізації вхідних параметрів головної програми набуває такого вигляду:

```
% dscdma.m
% Simulation program to realize CDMA transmission system
%*****Preparation part*****

sr=256000.0;    % Symbol rate
ml=2;          % ml : Number of modulation levels
br=sr.*ml;     % bit rate
nd=100;        % Number of symbols
ebn0=8;        % Eb/N0
IPOINT=8;      % Number of oversamples
%*****Filter function*****
irfn=21;
alfs=0.5;      % Roll-off factor
```

```
[xh]=hrollfcoef(irfn, IPOINT, sr, alfs,1)    % Transmitter filter function
```

```
[xh2]=hrollfcoef(irfn, IPOINT, sr, alfs,0)    % Reciever filter function
```

Оскільки кількість розрахунків через здійснення операції розширення спектра суттєво збільшується порівняно з моделюванням тільки методу QPSK і також передбачається одночасна робота декількох користувачів, то довжина однієї реалізації послідовності вхідних даних зменшена до $nd=100$.

Подалі у головній програмі необхідно внести зміни, які дозволять реалізувати другий етап розширення спектра, а саме реалізувати розширення спектра .

Як було визначено, у DSSS системах повинні засовуватися псевдошумові або псевдовипадкові кодові послідовності. На відміну від повністю випадкової послідовності, яка повністю непередбачена і може бути описана тільки у статистичному сенсі, псевдовипадковий код не є випадковим процесом – це детермінований періодичний сигнал, який відомий як передавачу, так і приймачу. Але він повинен мати усі властивості дискретного білого шуму. Для несанкціонованого користувача такий сигнал повинен виглядати абсолютно випадковим.

Існує три основних властивості будь-якої періодичної двійкової послідовності, які можуть бути використані для перевірки її на випадковість [1,6].

1. Збалансованість. Для кожного інтервалу послідовності кількість двійкових одиниць повинна відрізнятися від кількості двійкових нулів не більше ніж на один елемент.

2. Циклічність. Циклом називають неперервну послідовність однакових двійкових чисел. З'явлення іншої двійкової цифри починає новий цикл. Довжина циклу визначається кількістю цифр у ньому. Бажано, щоб у кожному фрагменті послідовності приблизно половину складали цифри обох типів довжиною 1, приблизно чверть – довжиною 2, приблизно одну восьму – довжиною 3 і так далі.

3. Кореляція. Якщо частина послідовності та її циклічно зсунута копія поелементно порівнюються, то бажано щоб кількість збігів у елементах відрізнялася від кількості неспівпадінь не більше ніж на одиницю.

Розглянемо лінійний регістр зсуву зі зворотним зв'язком, який складається з чотирьох розрядного регістру для зберігання і зсуву, суматора за модулем 2, а також контуру зворотного зв'язку з входом регістра (рисунок 3.4).

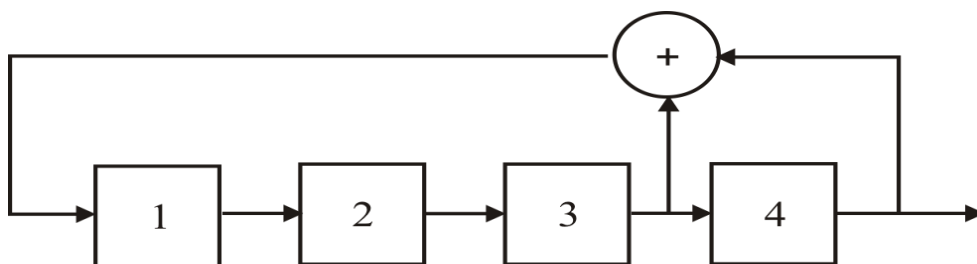


Рисунок 3.4 – Лінійний регістр зсуву зі зворотним зв'язком

Робота регістра керується послідовністю синхронізуючих імпульсів. З кожним таким імпульсом вміст регістрів зсувається на одну позицію вправо, а вміст регістрів X3 і X4 додається за модулем 2. Результат додавання надходить до розряду X1. За визначенням, послідовність, що генерується таким регістром зсуву – це послідовність з виходу останнього регістру (для наведеного прикладу це X4).

Припустимо, що розряд X1 містить 1, а в усіх інших розрядах зберігаються нулі., тобто, початковий стан регістра – 1000. Застосовуючи циклічний зсув на один розряд визначимо наступні стани регістрів:

1000	0100	0010	1001	1100	0110	1011	0101
1010	1101	1110	1111	0111	0011	0001	1000

Оскільки останній стан ідентичний початковому, то, очевидно, що наведена послідовність повторюється через кожні 15 тактів. Вихідна послідовність визначається вмістом останнього розряду на кожному такті:

000100110101111.

Перевіримо отриману послідовність на збалансованість і циклічність.. Послідовність містить 7 нулів і 8 одиниць, що відповідає умові збалансованості. Розглянемо цикли нулів –усього їх 4, причому половина з них має довжину 1, чверть – довжину 2. Таке ж ствердження справедливе і для циклів одиниць. В принципі послідовність надто коротка, щоб продовжити перевірку, але можна стверджувати, що умова циклічності виконується.

Послідовність, яка генерується таким регістром, залежить від кількості регістрів, місця підключення зворотного зв'язку і початкового вмісту регістрів. Послідовності на виході регістру класифікуються як послідовності максимальної і не максимальної довжини.

Період повторення послідовності максимальної довжини, що генерується n -розрядним лінійним регістром зсуву зі зворотним зв'язком визначається як:

$$p = 2^n - 1 \quad (3.1)$$

Можна відзначити, що послідовність, що розглядається у наведеному прикладі відноситься до послідовності максимальної довжини.

Розглянемо кореляційні властивості послідовностей, які отримані таким способом, тобто оцінимо третю ознаку випадковості послідовностей.

Як відомо автокореляційна функція дійсного сигналу $x(t)$ визначається так:

$$R_x(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x(t+\tau)dt \quad \text{для } -\infty < \tau < \infty \quad (3.2)$$

Якщо сигнал $x(t)$ є періодичним з періодом T_0 , то автокореляцій функцію можна подати у вигляді:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{T_0} \int_{-T_0/2}^{T_0/2} x(t)x(t+\tau)dt \quad \text{для } -\infty < \tau < \infty \quad (3.3)$$

Нормована автокореляційна функція ПВП, яка є періодичним імпульсним сигналом і складається з набору чіпів одиничної тривалості і періодом p може бути подана як [1]:

$$R_x(\tau) = \frac{1}{p} \left\{ \begin{array}{l} \text{Число збігів і розбіжностей одного повного} \\ \text{періода послідовності з її модифікацією, що} \\ \text{отримана шляхом циклічного зсуву на } \tau \text{ позицій} \end{array} \right\} \quad (3.4)$$

Графік нормованої автокореляційної функції $R_x(\tau)$ послідовності максимальної довжини зображено на рис. 3.5.

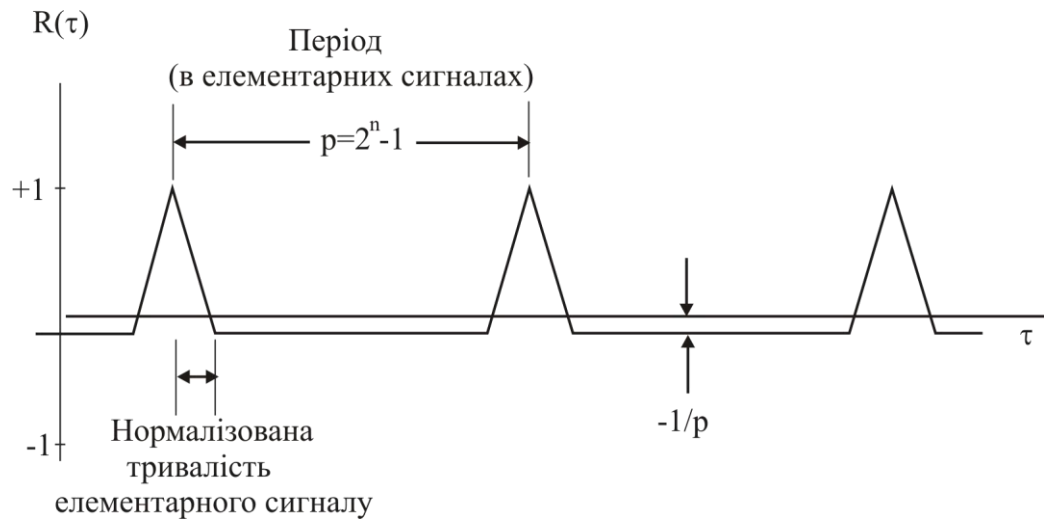


Рисунок 3.5 – Автореляційна функція ПВП максимальної довжини

Очевидно, що для $\tau=0$, тобто, коли сигнал $x(t)$ та його копія ідеально збігаються, $R_x(\tau)=1$. У той же час, для будь-якого циклічного зсуву між $x(t)$ і $x(t+\tau)$ ($1 \leq \tau < p$) автокореляційна функція рівняється $-1/p$.

Тепер можна легко провести перевірку кореляційних властивостей для послідовності з розглянутого прикладу. Запишемо отриману послідовність та її модифікацію, що утворюється циклічним зсувом на один розряд вправо.

0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1	1
<u>1</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>0</u>	<u>1</u>	<u>1</u>	<u>1</u>
p	з	з	p	p	з	p	з	p	p	p	p	з	з	з

У третьому рядку наведено результат порівняння елементів одному й тому ж стовпчику. Елементи які збігаються позначено через – “ з ”, у випадку розбіжності елементів – введено позначення “р”. Згідно з виразом (3.4) значення автокореляційної функції рівняється:

$$R_x(\tau=1) = \frac{1}{p} \{7-8\} = -\frac{1}{15}$$

Можна показати, що будь-який циклічний зсув, який призводить до відхилення від ідеальної синхронізації, дає значення автокореляційної функції - $1/p$. А це й означає, що третя умова стосовно ПВП, що сформульована вище, також виконується.

Найбільш поширеними видами ПВП, які можна побудувати на підставі запропонованого алгоритму, є, так звані, М-послідовності, послідовності Голда і ортогональні послідовності Голда.

Базовою ПВП у програмному комплексі є М-послідовність, оскільки для побудови послідовностей Голда і ортогональних послідовностей Голда необхідно сформувати дві М-послідовності з наступним їх додаванням.

Відповідно до проведеного аналізу для програмної реалізації М-послідовностей необхідно задати кількість розрядів регістра, місце підключення зворотного зв'язку і початковий стан регістрів.

Відповідно блок вхідних даних для генерації ПВП у головній програмі набуває такого вигляду:

```
%*****PN Preparation part *****
user=1;
sec=1;
stage=3;
ptap=[1 3];
ptap=[2 3];
regi1=[1 1 1];
```

```
regi2=[1 1 1];
```

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

З метою скорочення кількості обчислень і часу моделювання один цикл моделювання передбачає кінцеву кількість користувачів, які приймають участь у сеансі зв'язку. Тому для першого циклу моделювання кількість користувачів обрана рівною 1 (змінна $user=1$). Для подальших циклів моделювання кількість користувачів, що одночасно приймають участь у сеансі зв'язку буде збільшуватися.

При цьому необхідно прийняти до уваги, що у синхронних DS-CDMA системах кількість кодів, яка призначається різним користувачам, визначається довжиною ПВП (періодом.). Це означає, що кількість користувачів, які будуть одночасно приймати участь у зв'язку не повинна перебільшувати довжину кодової послідовності. Як видно з наведеного блоку вхідних параметрів для формування М-послідовності кількість розрядів регістру зсуву обрана рівною 3 ($stage=3$). Відповідно максимальна кількість користувачів, яка може аналізуватися для такої послідовності не перевищує 7 (можливості варіації змінної $user$).

Оскільки для формування Голд-послідовності необхідні дві М-послідовності, то блок вхідних даних для генерації PN-коду передбачає застосування двох регістрів з різними точками підключення зворотного зв'язку з виходу регістра (оператори $ptap1$, $ptap2$). Початковий вміст усіх розрядів прийнятий рівним 1 (оператори $regi1$, $regi2$).

Для можливості зміни виду ПВП передбачена змінна sec , яка в залежності від її значення ($sec=1...3$) задає для розширення спектра або М-послідовність ($sec=1$), або Голд-послідовність ($sec=2$), або ортогональну послідовність Голда ($sec=3$).

Для генерації М-послідовності і послідовності Голда розроблені підпрограми $mseq.m$ і $goldsec$ [11], лістинг яких наведено у додатку А.

Ортогональна Голд-послідовність реалізована шляхом додавання нульового біту на початку або кінці звичайної Голд-послідовності.

Розгалуження алгоритму моделювання згідно з обраною ПВП (вибором змінної `sec`) реалізовано у головній програмі за допомогою оператора `switch`:

```
switch seq
case 1          % M-sequence
    code=msec(stage, ptap1, regi1, user);
case 2          % Gold-sequence
    m1=msec(stage, ptap1, regi1);
    m2=msec(stage, ptap2, regi2);
    code=goldsec(m1, m2, user);
case 3          % Orthogonal Gold-sequence
    m1=msec(stage, ptap1, regi1);
    m2=msec(stage, ptap2, regi2);
    code=[goldsec(m1, m2, user),zeros(user,1)];.
```

З наведеного блоку видно, що згенерована послідовність зберігається як вектор у змінній `code`, який складається з ансамблю тільки двох значень $\{1,0\}$. Оскільки для розширення спектра передбачається безпосереднє перемноження модульованого за методом QPSK інформаційних сигналів і дискретів ПВП, то на закінчення формування розширюючої ПВП необхідно подати її у форматі NRZ, аналогічно до того, як це здійснювалося для символів I, Q – модулятора, а оператор `clen` визначає довжину сформованої ПВП:

```
code= code*2-1
clen=length(code)
```

Операцію перемноження вхідних інформаційних даних і дискретів ПВП реалізує підпрограма `spread.m`.

Блок ініціалізації вхідних параметрів для введення до каналу ефекту федінга подібний до розглянутого у програмі `qpsk.m`.

Далі, подібно до програми `qpsk.m`, задається число циклів моделювання і ініціюються нульові значення переданих біт і число помилково прийнятих бітів.

```
nloop=100;
now=0;
nod=0;
```

Наступним блоком головної програми виступає, власне, алгоритми обробки сигналу у передавальному тракті. Після генерації випадкових інформаційних даних відбувається перший етап модуляції з використанням підпрограми `qpskmod.m.`, результатом дії якої є формування векторів `ich`, `qch`. Другий етап модуляції, а саме розширення спектра інформаційного сигналу реалізується підпрограмою `spread.m.`, за допомогою якої утворюються вектори даних з розширеним спектром `ich1`, `qch1`. Потім обробка сигналу у кожному каналі I, Q модулятора відбувається повністю тотожно до програми `qpsk.m.` Спочатку виконується операція передискретизації (формування векторів `ich2`, `qch2`) з наступною фільтрацією за допомогою формуючого фільтра Найквіста (формування векторів `ich3`, `qch3`).

Наступним етапом є формування одночасної роботи декількох користувачів в одній і тій же смузі частот. Для отримання порівняльних результатів для CDMA технології спочатку розглядається робота тільки одного користувача, тобто, сформовані вектори `ich3`, `qch3` і є вихідними сигналами квадратурних каналів модулятора. При наявності декількох користувачів формуються вектори `ich4`, `qch4`, як сума сигналів від усіх користувачів.

Роботу передавача відображує наступний блок програми:

```
data = rand (user, nd*ml)>0.5;
[ich,qch]=qpskmod(data,user,nd,ml); %QPSK modulation
[ich1,qch1]=spread(ich,qch,code); %spreading
[ich2,qch2]=compoversamp2(ich,qch, IPOINT); %oversampling
[ich3,qch3]=compconv2 (ich2,qch2,xh); % filter
if user==1
    ich4= ich3;
    qch4=qch3;
else
```

```

ich4= sum(ich3);
qch4= sum(qch3);
end

```

Продемонструємо роботу моделі каналу відповідними епюрами для варіанту роботи тільки одного користувача.

На рис. 3.6 зображено згенеровану послідовність вхідних даних (перші двадцять відліків), а на рис. 3.7, 3.8 модулюючі символи I і Q каналів відповідно.

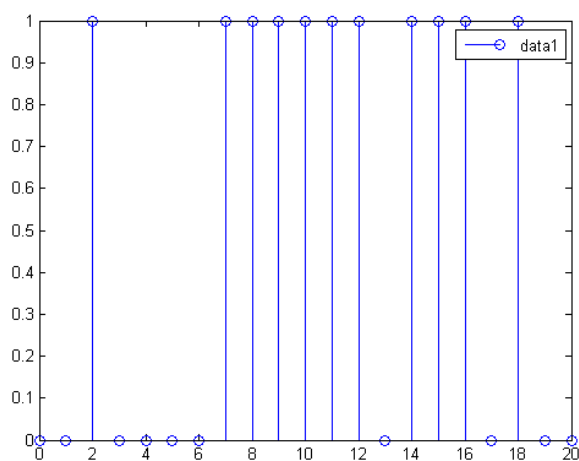


Рисунок 3.6 – Послідовність вхідних даних

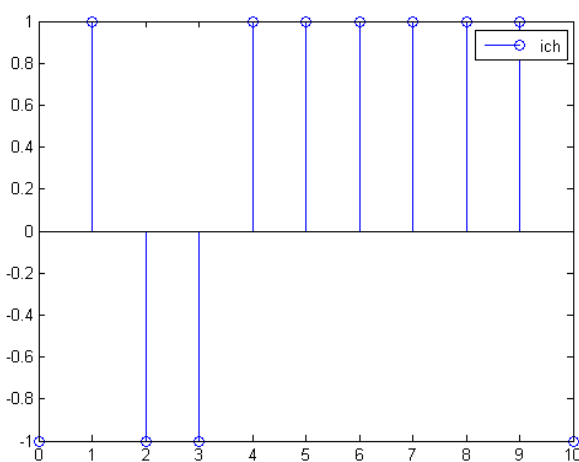


Рисунок 3.7 – Послідовність модулюючих символів I-каналу

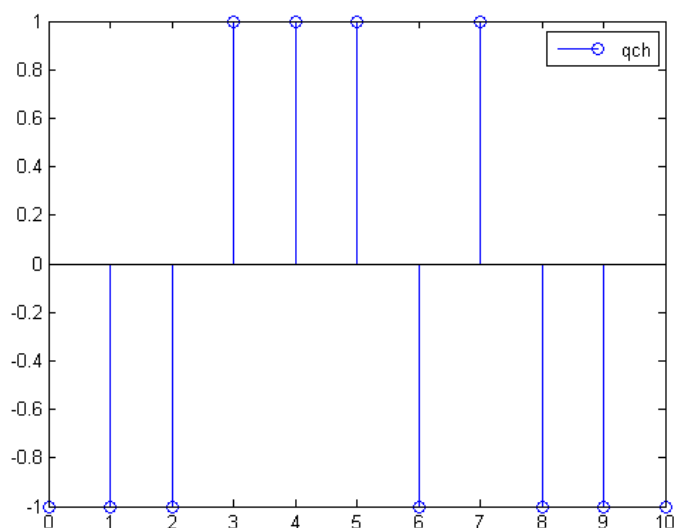


Рисунок 3.8 – Послідовність модулюючих символів Q-каналу

Відзначимо, що на даному етапі процес моделювання повністю тотожний класичному методу QPSK.

Згенерована M-послідовність з семи чіпів (трьохрозрядний регістр зсуву) зображена на рис.3.9.

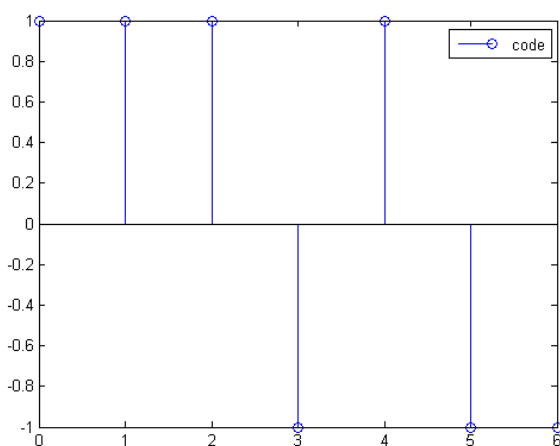


Рисунок 3.9 – M-послідовність максимальної довжини

На цьому етапі в моделі реалізується другий етап модуляції, а саме здійснюється процес розширення спектра. Тобто, відбувається заміна одного модулюючого символу в кожному каналі модулятора на сім закодованих чіпів, які отримуються в результаті перемноження кожного відліку в I і Q каналах на згенеровану M-послідовність (підпрограма `spread.m`). Для більш детальної

ілюстрації цієї операції на рис. 3.10 зображено епюри для перших двох символів І-каналу, які згідно з рис.3.7 рівняються -1 і $+1$ відповідно.

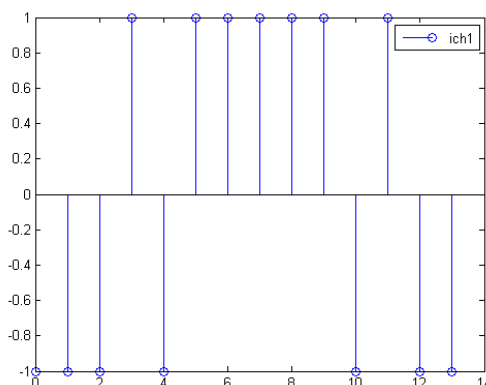


Рисунок 3.10 – Операція розширення спектра для перших двох символів І-каналу

З аналізу рис.3.10 очевидно, що перші сім відліків ($0 \dots 6$) набувають інверсії порівняно з початковою М-последовності, а відліки з 7 по 13 такої інверсії не мають і повторюють початкову М-последовність.

Епюри закодованих коливань з розширеним спектром для перших 10 символів у кожному каналі зображені на рис.3.11, рис.3.12.

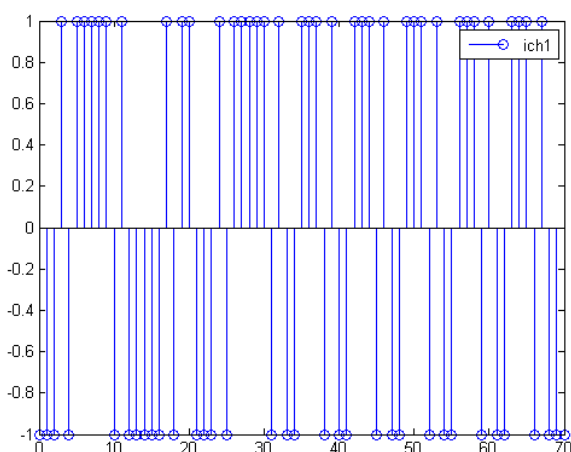


Рисунок 3.11 – Закодована послідовність символів І-каналу (процес розширення спектра)

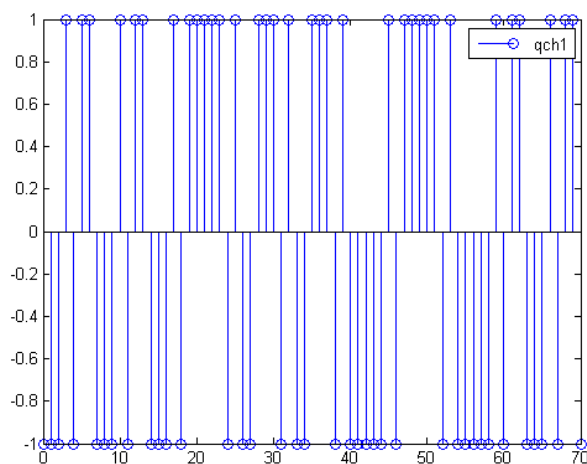


Рисунок 3.12 – Закодована послідовність символів Q -каналу (процес розширення спектра)

Подальша обробка сигналу у модуляторі відбувається повністю тотожно до розглянутого у другому розділі методу QPSK, а саме реалізуються операції передискретизації і фільтрації у формуючому фільтрі Найквіста.

На рис.3.13 зображено епюру після передискретизації для першого закодованого символу I-каналу, а на рис.3.14 епюра сигналу для перших 10 модулюючих символів I-каналу.

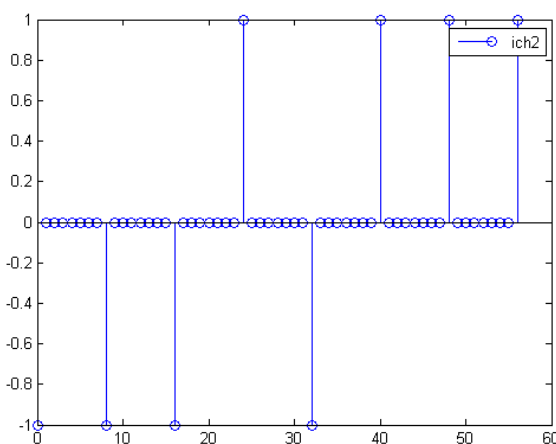


Рисунок 3.13 – Епюра першого закодованого символу I-каналу після передискретизації

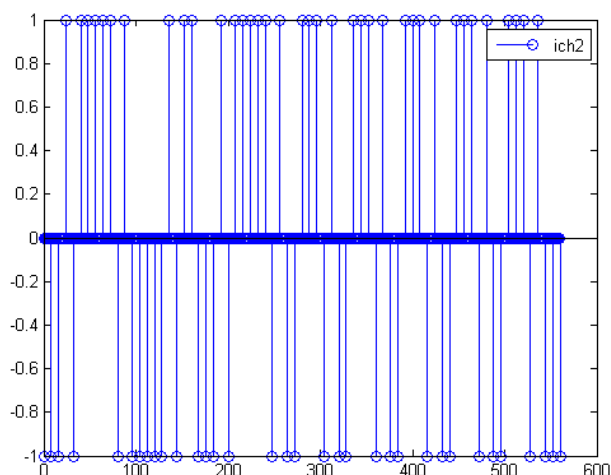


Рисунок 3.14 – Епюра перших десяти модулюючих символів І-каналу після передискретизації

Результат фільтрації у формуючому фільтрі Найквіста у вигляді цифрових вибірок, а також форма сигналу після ЦАП у квадратурних каналах модулятора продемонстровано на рис.3.15, рис.3.16, рис.3.17, рис.3.18 відповідно.

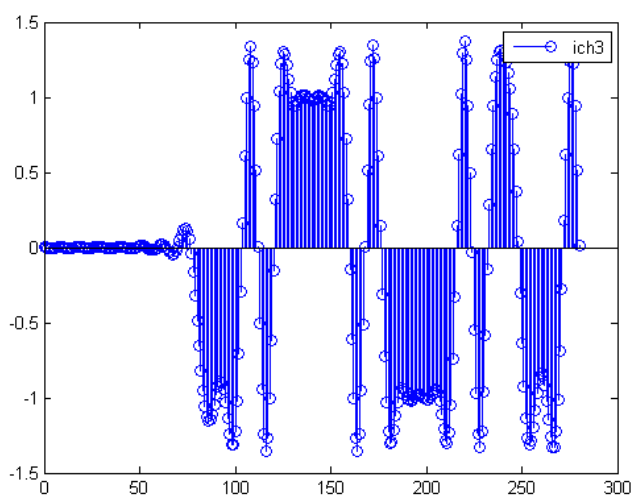


Рисунок 3.15 – Результат цифрової фільтрації в І-каналі

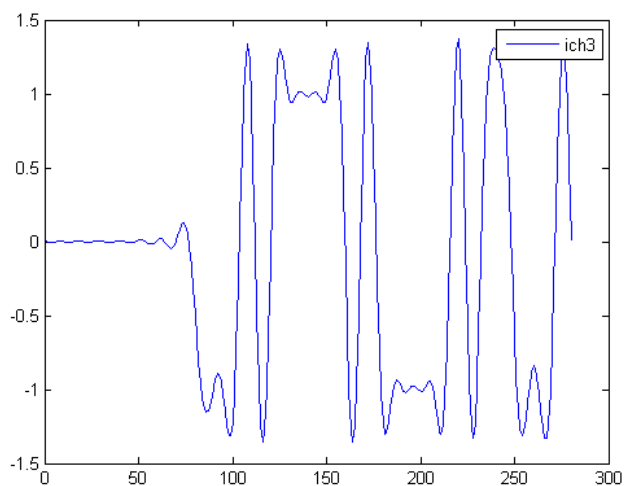


Рисунок 3.16 – Форма модулюючого сигналу після ЦАП на виході I-каналу

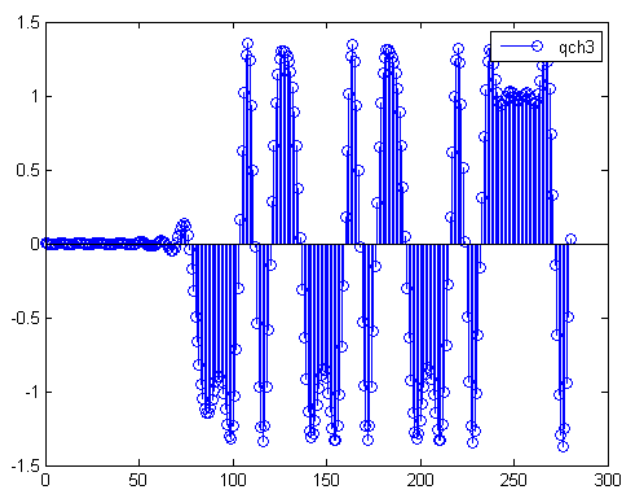


Рисунок 3.17 – Результат цифрової фільтрації в Q-каналі

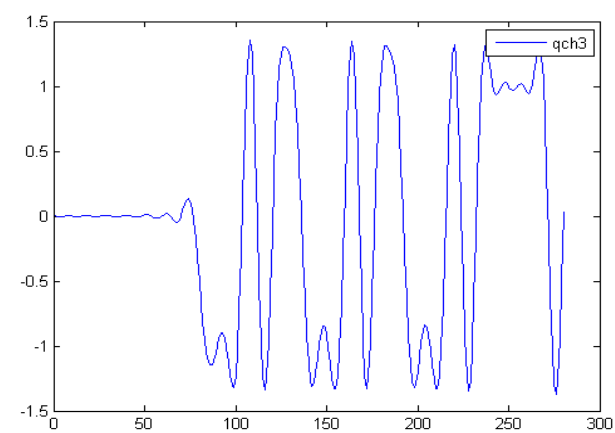


Рисунок 3.18 – Форма модулюючого сигналу після ЦАП на виході Q-каналу

Алгоритм обробки сигналу у приймальному тракті подібний до розглянутого у другому розділі каналу зв'язку з використанням методу QPSK. По-перше, до еквівалентного каналу зв'язку додаються ефекти, які визначаються багатопроменевим розповсюдженням (підпрограми *sefade*, *fade*, *delay*), а також білий гаусівський шум відповідно до заданого значення E_b/N_0 (підпрограма *comb2*).

Для першого варіанту розрахунку будемо розглядати вплив тільки гаусівського шуму на канал.

Епюри сигналів у цифровій формі на вході демодулятора в обох каналах при значенні параметру $E_b/N_0=10$ дБ наведені на рис.3.19, рис.3.20.

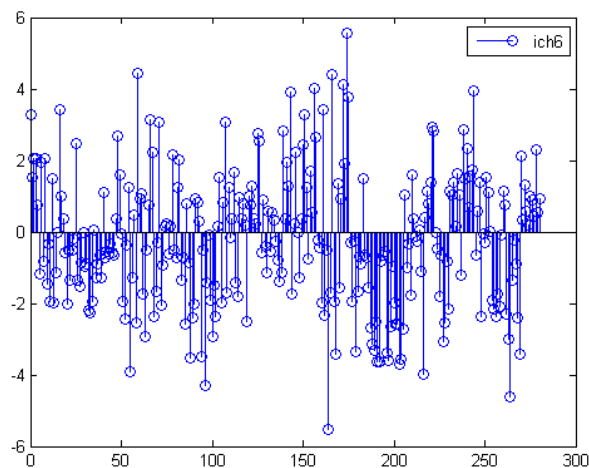


Рисунок 3.19 – Форма сигналу на вході демодулятора I- каналу

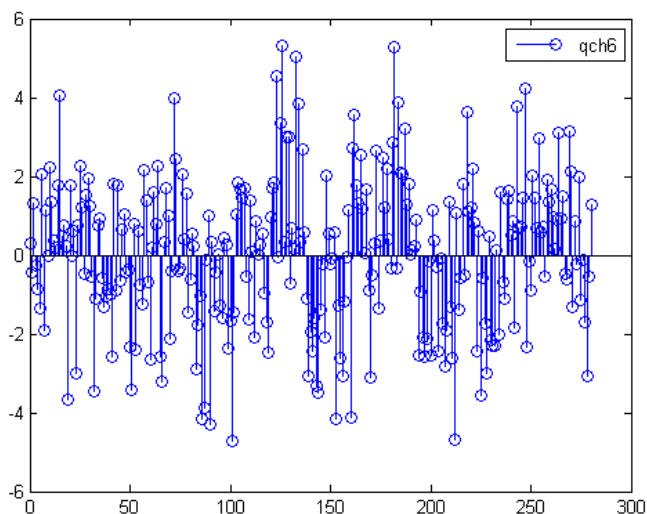


Рисунок 3.20 – Форма сигналу на вході демодулятора Q- каналу

Далі у кожному каналі відбувається фільтрація за допомогою формуючого фільтра повністю тотожного фільтру передавального тракту. На рис. 3.21 і рис. 3.22 зображені епюри коливань у кожному каналі демодулятора після фільтрації.

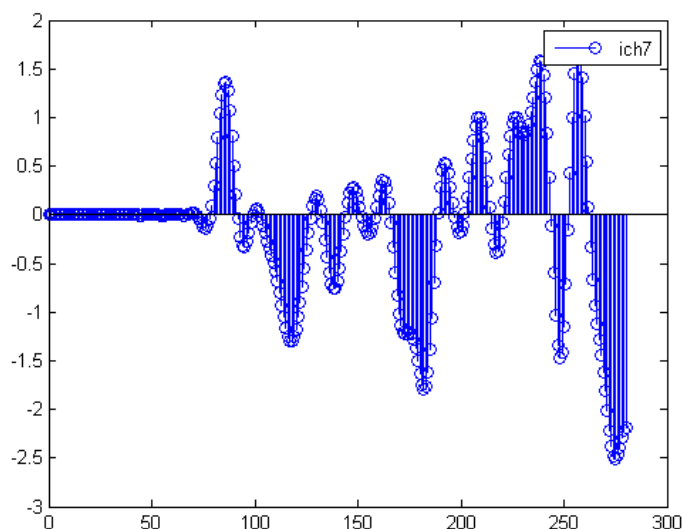


Рисунок 3.20 – Форма сигналу на виході формуючого фільтра І- каналу

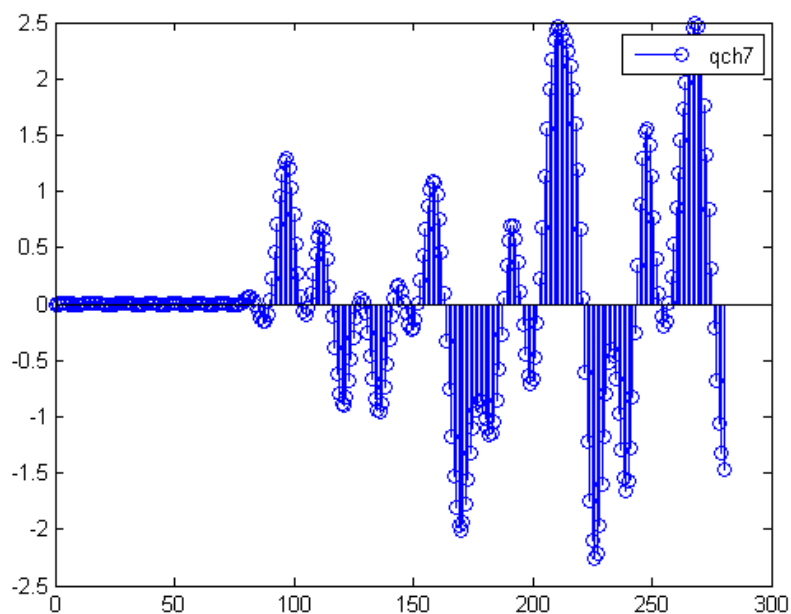


Рисунок 3.21 – Форма сигналу на виході формуючого фільтра Q- каналу

Позбавлення від наслідків передискретизації не має відмінностей від аналогічного блоку моделі приймача для каналу з QPSK..

На цьому етапі в моделі сформовано послідовність даних з розширеним спектром, які були передані через канал зв'язку, але які спотворені через вплив шумів. Так, на рис. 3.22 приведено послідовність перших дев'яти закодованих символів Q-каналу, для яких необхідно провести операцію стиску спектра.

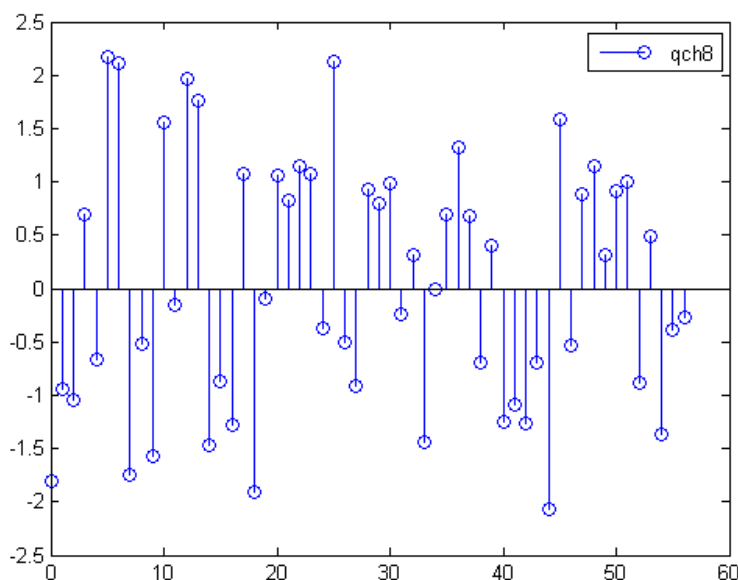


Рисунок 3.22 – Форма сигналу де модульованого сигналу перд процедурою стиску спектра в Q- каналі

Тепер отримані дані необхідно підвергнути операції стиску спектра для поновлення послідовності модульованих за методом QPSK даних. Зворотна процедура стиску спектра реалізується за допомогою підпрограми `despreading.m`.

Поновлені вихідні дані I- і Q- каналів демодулятора, які підверглися дії вхідних шумів зображені на рис. 3.23, рис. 3.24 відповідно.

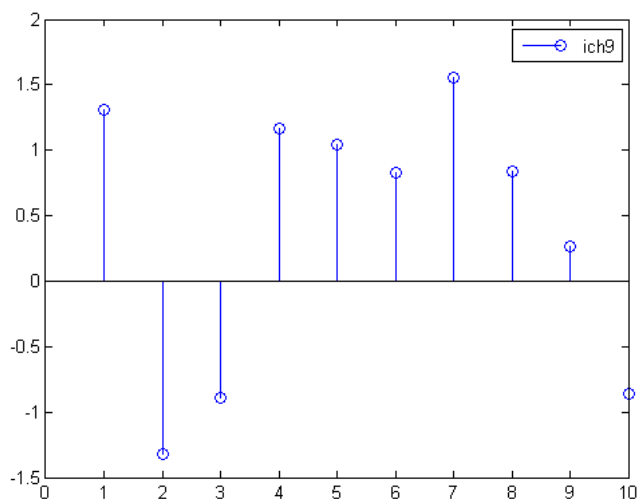


Рисунок 3.23 – Поновлені вихідні дані I-каналу демодулятора

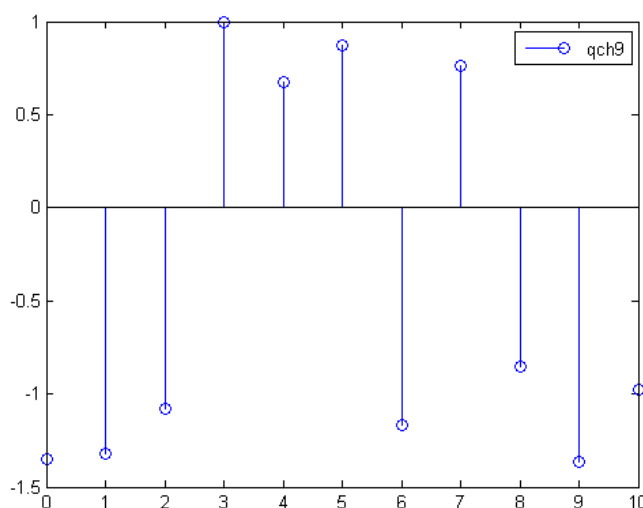


Рисунок 3.24 – Поновлені вихідні дані Q-каналу демодулятора

Після стиску спектра формуються модульовані за методом QPSK вектори даних у кожному квадратурному каналі подібно до чистого методу QPSK.

На рис.3.25 продемонстровано отриману діаграму фазових переходів при відношенні $E_b/N_0=10$ дБ. На фазовому сузір'ї наявно проявляється вплив шумів, які змінюють його форму порівняно з ідеальним каналом без шумів.

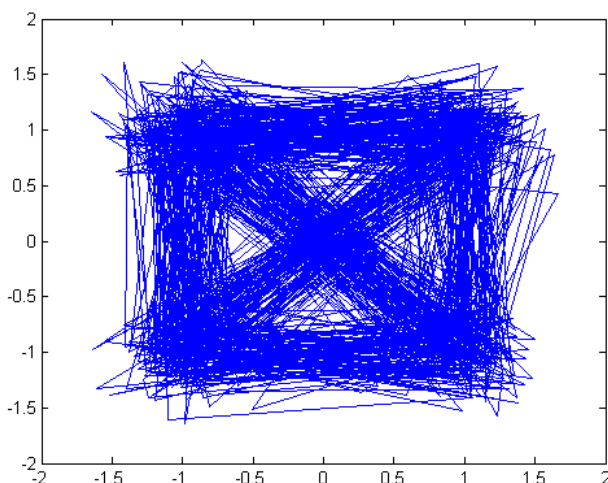


Рисунок 3.25 –Фазове сузір'я DS-CDMA каналу при значенні $E_b/N_0=10$ дБ

Для порівняння на рис. 3.26 приведено фазове сузір'я при значенні $E_b/N_0=30$ дБ.

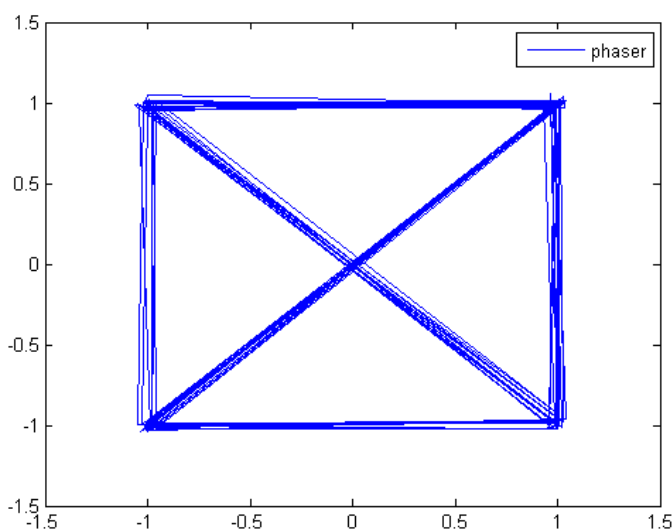


Рисунок 3.27 - Рисунок 3.25 –Фазове сузір'я DS-CDMA каналу при значенні $E_b/N_0=30$ дБ

Отримання залежності BER від відношення E_b/N_0 не має відмінностей від алгоритму запропонованому у другому розділі. Повний лістинг головної програми і необхідних для моделювання методу DSSS підпрограм наведено у додатку Б.

3.2 Вплив релієвських завмирань на характеристики каналу

3.2.1 Вплив частотно-неселективних завмирань на фазове сузір'я

Оскільки швидкість передачі інформації згідно з технічним завданням набагато більша за доплерівське розширення, то часова варіабельність каналу зв'язку буде проявлятися у вигляді повільних частотно-неселективних завмирань. Тому, задавши у головній програмі параметр **rfade=1**, введемо до каналу частотно-неселективні завмирання.

З метою оцінки впливу саме доплерівського розширення спектра, перший варіант моделювання проведемо для одного користувача і з мінімальним впливом шумів, задавши значення $E_b/N_0=30$ дБ. Фазове сузір'я, яке отримано в процесі моделювання зображено на рис. 3.28.

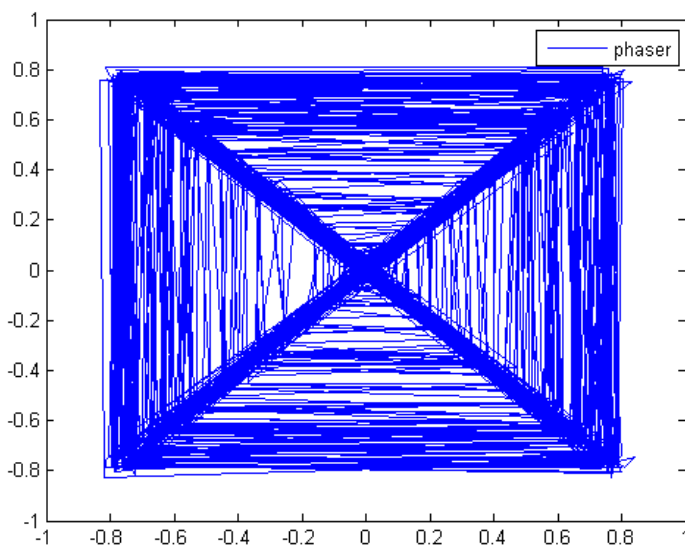


Рисунок 3.28 – Фазове сузір'я DS-CDMA каналу при значенні $E_b/N_0=30$ дБ і наявності частотно-неселективних завмирань у каналі, кількість користувачів -1

З аналізу рис.3.28 можна зробити висновок, що хоча за формою фазове сузір'я близьке до класичного фазового сузір'я методу QPSK, але буде

вібуватися зменшення відношення сигнал/шум у каналі з відповідним погіршенням BER.

Якщо збільшити рівень шумів у каналі, то, наприклад, при значенні $E_b/N_0=10$ дБ, фазове сузір'я набуває наступного вигляду (рис. 3.29.)

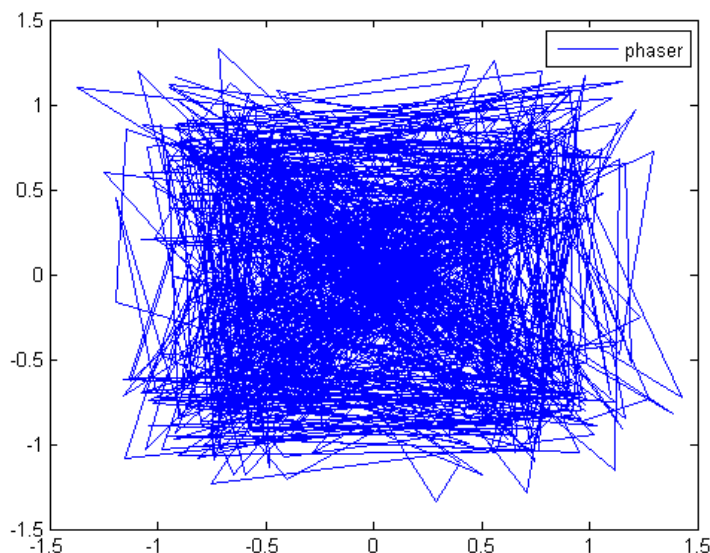


Рисунок 3.29 – Фазове сузір'я DS-CDMA каналу при значенні $E_b/N_0=10$ дБ і наявності частотно-неселективних завмирань у каналі, кількість користувачів -1.

3.2.2 Вплив кількості користувачів на якісні характеристики каналу

Під час збільшення кількості користувачів, що одночасно використовують канал, для конкретного користувача усі сигнали від несанкціонованих користувачів сприймаються як широкопasmовою завада. Як визначалося, кореляційна обробка сигналу у приймачі завдяки адресному кодуванню дозволяє витягнути з цієї суми широкопasmових сигналів сигнал, який призначено саме для цього абонента.

Наприклад, на рис.3.30 , рис. 3.31 наведені епюри сигналів на виході формуючого фільтра кожного каналу демодулятора для варіанту роботи двох користувачів.

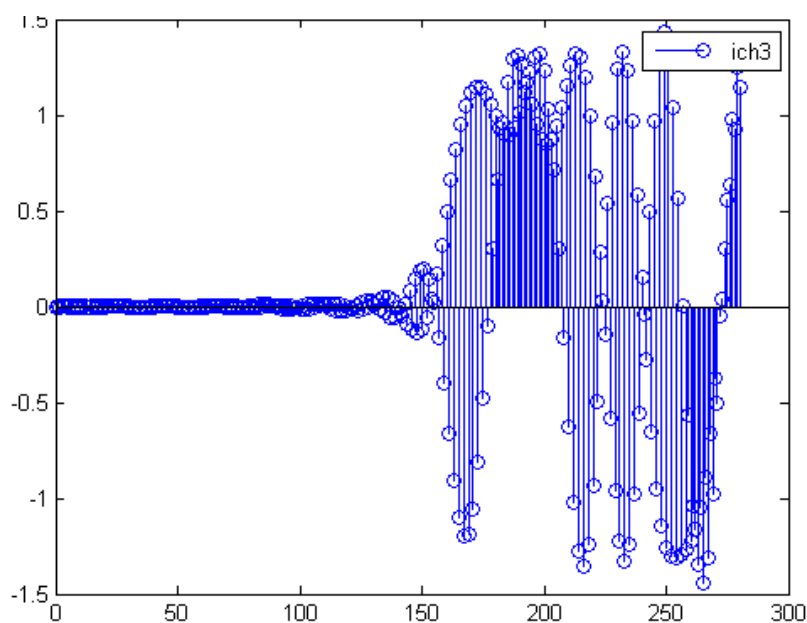


Рисунок 3.30 – Епюри сигналів на виході формуючого фільтра І-каналу,
кількість користувачів -2

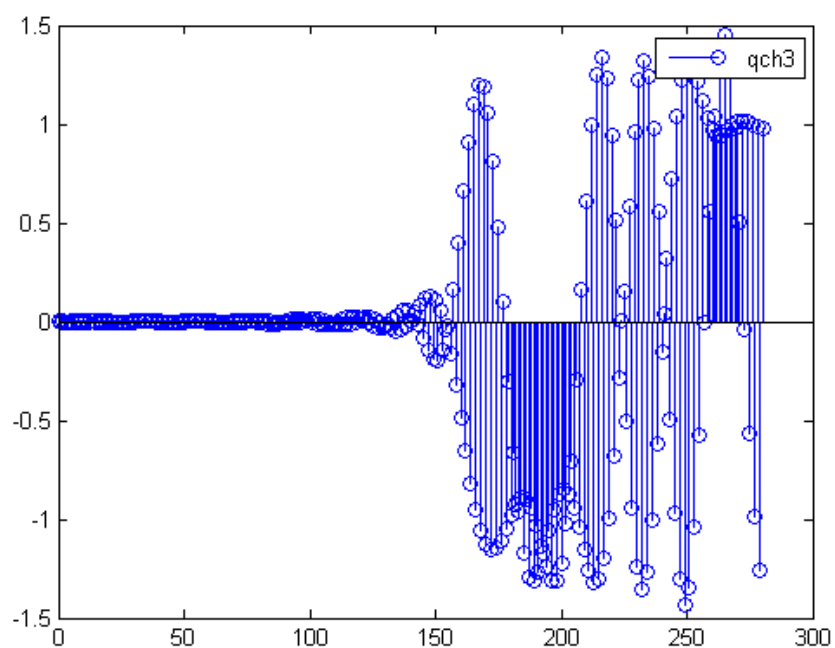


Рисунок 3.31 – Епюри сигналів на виході формуючого фільтра Q-каналу,
кількість користувачів -2

Аналогічні епюри у випадку 4 користувачів наведені на рис. 3.32, рис. 3.33.

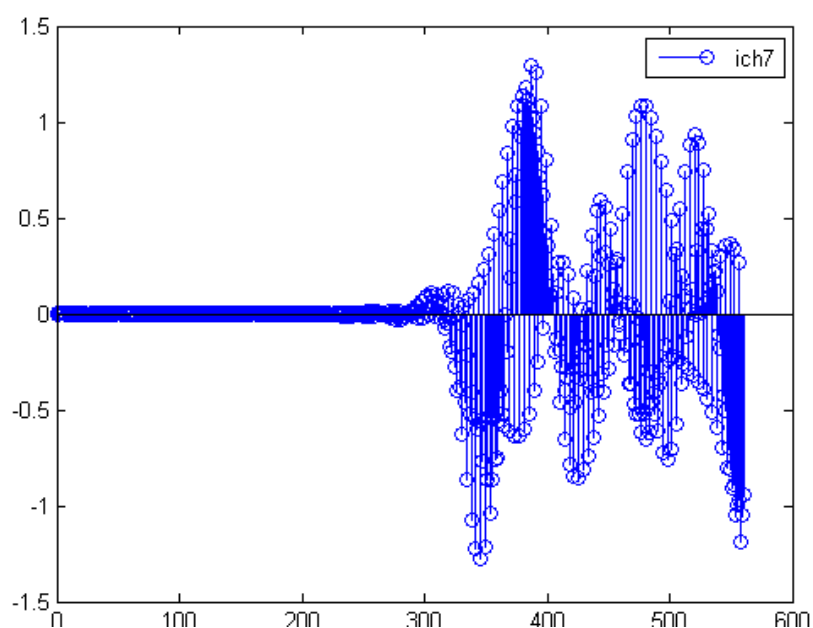


Рисунок 3.32 – Епюри сигналів на виході формуючого фільтра І-каналу, кількість користувачів -4

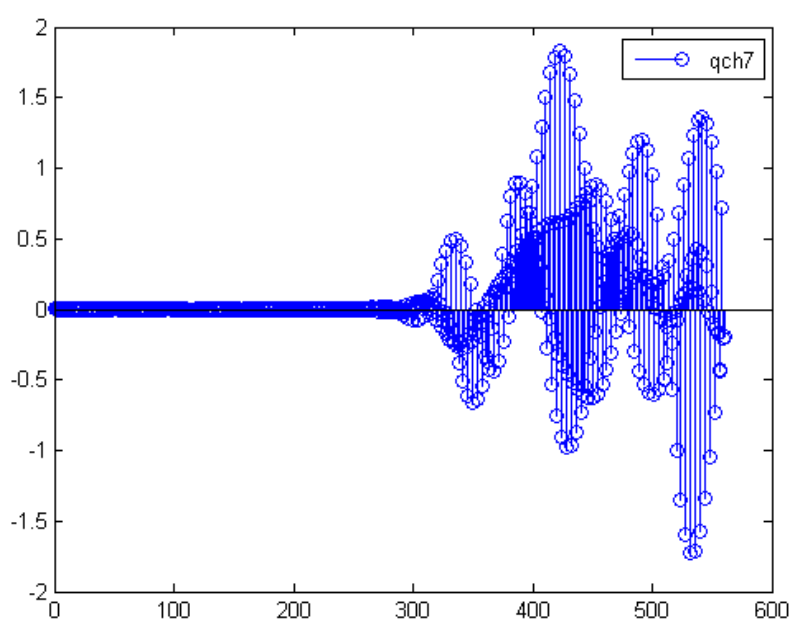


Рисунок 3.33 – Епюри сигналів на виході формуючого фільтра Q-каналу, кількість користувачів -4

З аналізу отриманих епюр очевидно, що у кожному каналі демодулятора у випадку одночасної роботи декількох користувачів сигнал подається у вигляді суми широкосмугових сигналів. Задачею приймача є виділення з великої кількості сигналів саме корисного сигнал – тобто, реалізувати

множинний доступ. Сигнали від інших абонентів будуть сприйматися як широкополосна завада і відповідно, формуватимуть рівень системного шуму.

Як було відзначено у другому розділі, програмний комплекс дозволяє оцінювати залежність BER від відношення E_b/N_0 .

Як перший варіант розширюючої ПВП методу DS-CDMA обираємо М-послідовність, яка реалізована на підставі трьохрозрядного регістру зсуву.

На графік також виведемо теоретичну залежність BER для чистого методу QPSK за наявності частотно-неселективних завмирань, яка подається у такому вигляді [11]:

$$BER_{QPSKFADING} = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{E_b/N_0}}} \right]. \quad (3.5)$$

Результати моделювання у випадку застосування М-послідовності і роботі тільки одного користувача наведені на рис.3.34.

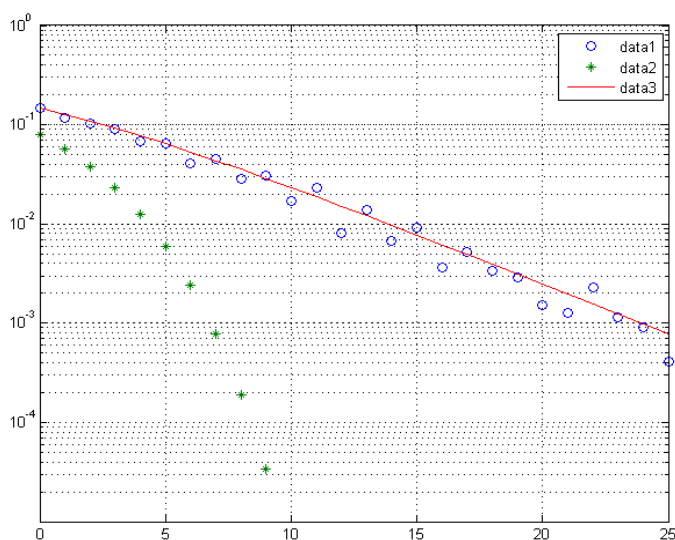


Рисунок 3.34 –Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – М-послідовність, кількість користувачів -1

На рис. 3.34 відображені теоретичні залежності для AWGN каналу у випадку застосування чистого методу QPSK (позначено як “*”), каналу з частотно-неселективними завмираннями згідно з (3.1) (суцільна лінія) і

результати моделювання для DS-CDMA каналу і використанням QPSK як радіочастотної модуляції.

Результати моделювання свідчать, що експериментальні дані асимптотично наближуються до теоретичної кривої чистого методу QPSK. Для отримання більш точної статистичної оцінки необхідно збільшувати кількість циклів моделювання, але це призводить до суттєвого збільшення часу моделювання.

На рис. 3.35 наведені аналогічні залежності у варіанті одночасної роботи чотирьох користувачів.

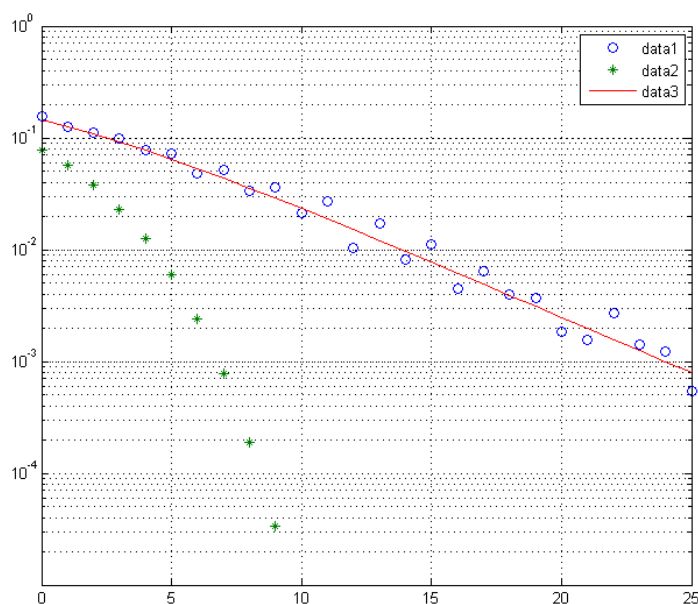


Рисунок 3.35 –Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – М-послідовність, кількість користувачів - 4

З аналізу експериментальних даних можна зробити висновок, що запропонована модель дійсно відображує можливість DS-CDMA технології реалізувати множинний доступ, але можна відзначити деяке погіршення залежності BER порівняно з випадком тільки одного користувача.

На рис.3.36 відображено залежність у випадку одночасної роботи семи користувачів, де ця тенденція проявляється більш наочно.

Так, якщо порівняти отримані експериментальні дані при значенні параметру $E_b/N_0 = 25\text{дБ}$, то у випадку одного користувача $BER=4 \cdot 10^{-4}$, для чотирьох користувачів $BER \approx 5,5 \cdot 10^{-4}$, а у випадку семи користувачів $BER=10^{-3}$.

Тобто, у варіанті застосування М-послідовностей проявляється поступове погіршення якості зв'язку під час збільшення кількості користувачів.

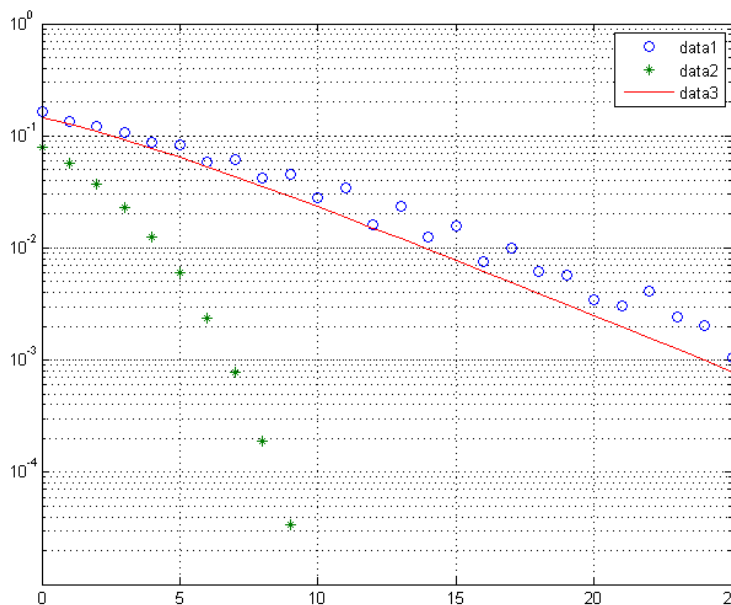


Рисунок 3.36 – Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – М-послідовність, кількість користувачів -7

Для другого варіанту моделювання DS-CDMA системи, як розширюючу послідовність обрано Голд-послідовність на підставі двох трьохкаскадних М-послідовностей.

Результати моделювання у випадку одного і семи користувачів наведені на рис. 3.37 і рис. 3.38.7

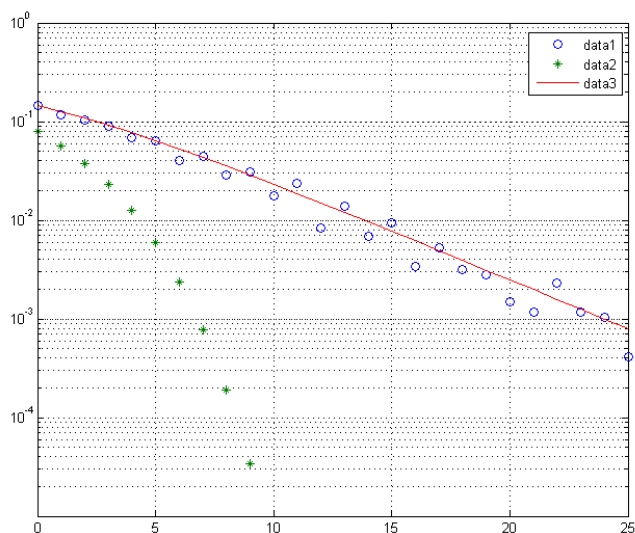


Рисунок 3.37 – Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – Голд-послідовність, кількість користувачів -1

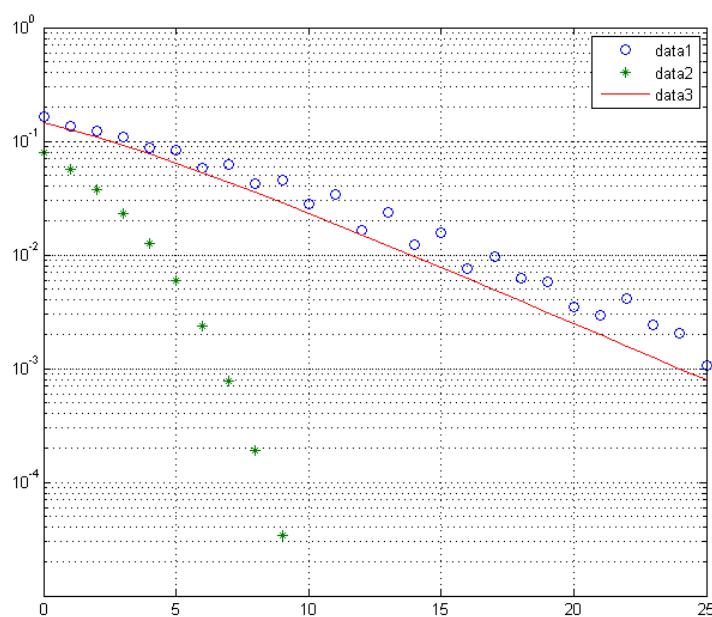


Рисунок 3.38 – Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – Голд-послідовність, кількість користувачів -7

Аналіз отриманих результатів свідчить, що застосування Голд-послідовностей дозволяє отримати практично такі ж результати, як і у випадку застосування М-послідовностей (експериментальні значення практично збігаються).

Для третього варіанту моделювання засовуються ортогональні Голд-послідовності. Результати моделювання у випадку одного і семи користувачів наведені на рис.3.39 і рис.3.40

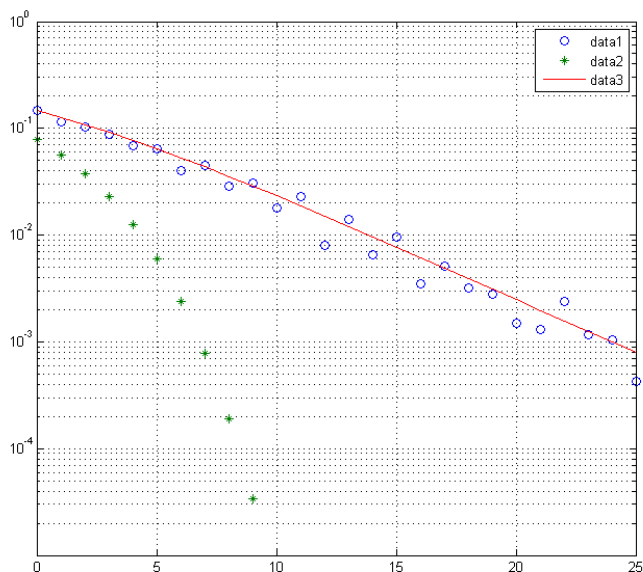


Рисунок 3.39 –Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – ортогональна Голд-послідовність, кількість користувачів -1

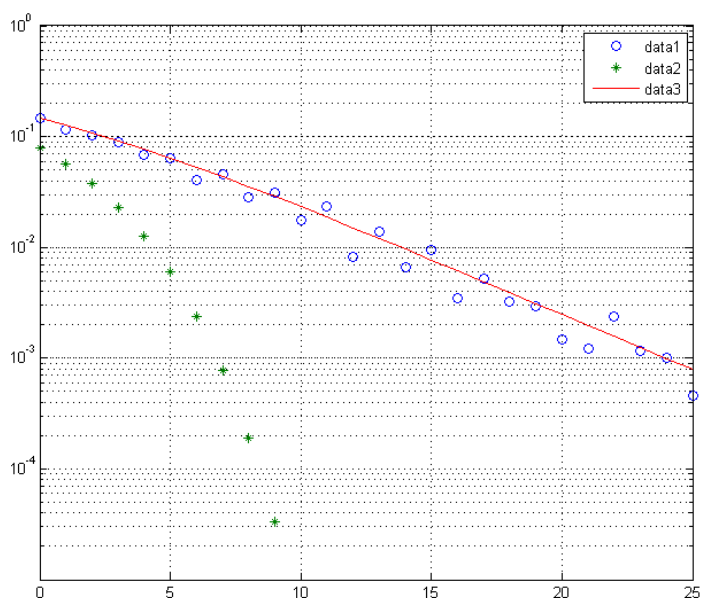


Рисунок 3.40 –Залежність коефіцієнта BER від відношення E_b/N_0 , розширююча ПВП – ортогональна Голд-послідовність, кількість користувачів – 7

Порівняння експериментальних залежностей, які отримані за запропонованою моделлю, дозволяють зробити висновок, що для ортогональних послідовностей Голда графічна залежність BER у варіанті одночасної роботи семи користувачів практично повторює аналогічну залежність у варіанті застосування одного користувача. Це означає, що для ортогональних послідовностей Голда погіршення якості зв'язку під час збільшення кількості користувачів практично не спостерігається. Цей факт можна пояснити кращими кореляційними властивостями ортогональних послідовностей Голда.

На рис. 3.41 зображено фазове сузір'я для варіанту застосування ортогональної послідовності і одночасної роботи семи користувачів. Якщо провести порівняння з фазовим сузір'ям у випадку одного користувача (рис.3.28) , то практично кількість користувачів на форму не впливає і на діаграмі фазових переходів відображено тільки вплив доплерівського розсіювання.

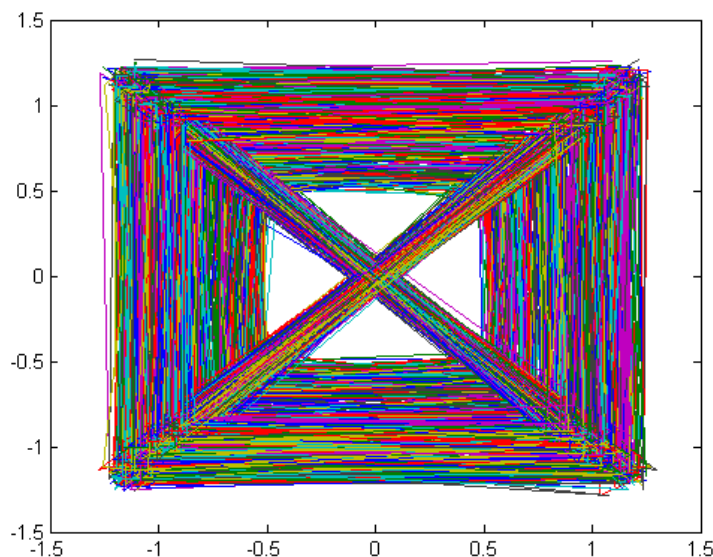


Рисунок 3.41 –Фазове сузір'я для варіанту застосування ортогональної послідовності і одночасної роботи семи користувачів

4 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ

Проект, що розробляється: «Модель каналу зв'язку з використанням методу DSSS». Системи з багатостанційним доступом на базі кодового розділення каналів презентують розвиток систем з прямим розширенням спектра з використанням псевдовипадкових послідовностей і систем з розширенням спектра шляхом перестроювання робочої частоти. Вони складають основу для багатостанційного зв'язку.

Для комерційного телекомунікаційного оператора важливим є набір послуг, за які абонент буде платити гроші. Головним достатком мереж CDMA є дуже висока якість передачі даних, а це - головна послуга всіх телефонних мереж.

4.1 Планування розробки теми

Весь комплекс розробки теми можна розділити на етапи. Для кожного етапу вказуються: трудомісткість, кількість виконавців, тривалість робіт. У розробці беруть участь інженер-дослідник, протягом 3 місяців, і консультант протягом 0,25 місяця. Розробка ПО починається в вересні і повинна бути виконана до грудня 2018 року. Тривалість робіт визначають за формулою 4.1:

$$T_{ц} = \frac{Q}{R} , \quad (4.1)$$

де $T_{ц}$ - тривалість циклу, днів;

Q – трудомісткість, людино-днів;

R – кількість виконавців, чол.

Отримана інформація зведена в таблицю 4.1.

Таблиця 4.1 – Завдання та обов'язки по розробці програми

Назва роботи	трудомісткість		виконавці	Тривалість, днів
	чол.- дні	%до підсумку		
1. Аналіз предметної області (ПО)	10	12,5	інженер-дослідник консультант	5
2.Визначення вимог до програмного продукту	10	12,5	інженер-дослідник консультант	5
3. Проектування структури програми	21	25	інженер-дослідник консультант	14
4. Розробка схеми функціонування програми	10	12,5	інженер-дослідник консультант	14
5. Створення програмного коду	10	12,5	інженер-дослідник консультант	14
6. Тестування та налагодження програмного продукту	10	12,5	інженер-дослідник консультант	7
7. Складання програмної документації	10	12,5	інженер-дослідник	7
всього	71	100		66

За даними таблиці 1 складається зведений стрічковий графік планування розробки програмного продукту, який представляє собою таблицю, в першому стовпці якої розміщені в порядку збільшення термінів початку виконання всі види роботи, а навпаки - календарний період їх виконання. Даний графік наведено в рисунок 4.1.

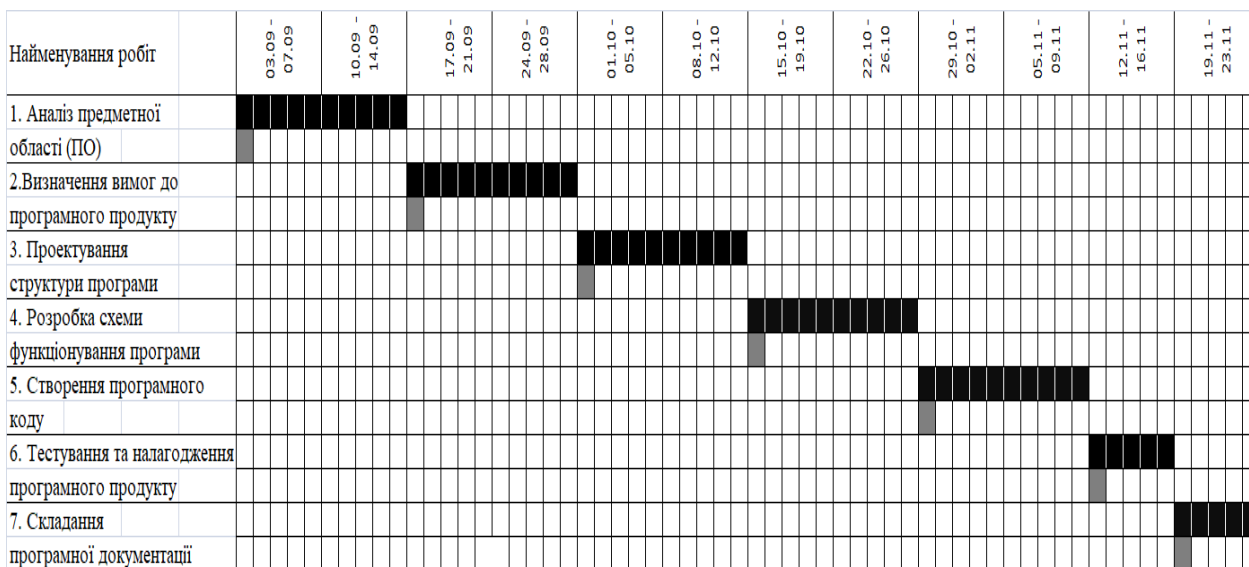


Рисунок 4.1 – Зведений стрічковий графік планування розробки теми

■ – інженер-дослідник ■ – консультант

4.2 Визначення витрат на розробку теми

Для визначення витрат на розробку теми складається калькуляція кошторисної вартості робіт, яка включає наступні статті:

- основна заробітна плата;
- додаткова заробітна плата;
- єдиний соціальний внесок;
- витрати на спеціальне обладнання;
- матеріали і комплектуючі вироби;
- накладні витрати;
- податки.

4.2.1 Розрахунок основної заробітної плати

Витрати за цією статтею складаються з планового фонду зарплати всіх категорій працівників, зайнятих в розробці програми. Розрахунок зарплати ведеться на підставі даних про трудомісткості, представлених в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2 – Розрахунок основної заробітної плати

Посада виконавця	Чисельність, чол.	Місячний оклад, грн.	Кількість місяців роботи.	Сума ЗП, грн.
інженер-дослідник	1	9650	3	28950
консультант	1	9000	0.25	2250
всього	2			31200

4.2.2 Розрахунок додаткової заробітної плати

Додаткову заробітну плату приймають рівною 10% від основної заробітної плати працівників і розраховують за формулою:

$$ЗП_{\text{доп}} = ЗП_{\text{осн}} \cdot 0.1 \quad (4.2)$$

Підставивши величину основної заробітної плати в дану формулу, отримуємо:

$$ЗП_{\text{доп}} = 31200 \cdot 0,1 = 3120 \text{ грн}$$

4.2.3 Єдиний соціальний внесок

$$ОТ = (ЗП_{\text{осн}} + ЗП_{\text{доп}}) \cdot 0.22 \quad (4.3)$$

$$ОТ = (31200 + 3120) \cdot 0,22 = 7550,4 \text{ грн.}$$

4.2.4 Визначення витрат на матеріали

Використовується 3 найменування матеріалів: диск CD-R - 3 грн.; картридж - 350 грн. і папір 60 грн. (1 упаковка).

Витрати на матеріали розраховують за формулою 4.4:

$$M = \sum_{i=1}^n \left(C_i \cdot N_i \cdot (1 + K_{m.з}) - C_{io} \cdot N_{io} \right) \quad (4.4)$$

де M – витрати на матеріали, покупні напівфабрикати і комплектуючі вироби, грн.;

$K_{т.з}$ – коефіцієнт, що враховує транспортно-заготівельні витрати;

C_i – ціна i -го найменування матеріалу, напівфабрикату і комплектуючого, грн.;

N_i – потреба в i -му матеріалі, напівфабрикаті і комплектуючому;

C_{io} – вартість зворотних відходів i -го найменування матеріалу, грн;

N_{io} – кількість зворотних відходів i -го найменування;

n – кількість найменувань матеріалів, напівфабрикатів і комплектуючих.

$$C_{io} = 0; N_{io} = 0; K_{т.з} = 0,05;$$

$$M = (1 + 0,05) \cdot (3 + 350 + 60) = 433,65 \text{ грн.}$$

Разом, витрати на матеріали становлять 433,65 грн.

4.2.5 Витрати на спеціальне обладнання

У цю статтю входять витрати на придбання, транспортування, монтаж і налагодження нестандартного обладнання.

Практично, в даному випадку, в цій статті враховуються витрати на оплату машинного часу ЕОМ для написання і налагодження даної програми. Для чого необхідно скласти кошторис «витрат на утримання та експлуатацію обладнання» виходячи з якої визначається вартість однієї машино-години роботи ПК, після множення якої на машинний час пішло на написання і налагодження програми отримаємо витрати на оплату машинного часу.

Амортизаційні відрахування визначають за формулою 4.6:

$$A = \Phi_6 \cdot \frac{H_a}{100} \quad (4.6)$$

де Φ_6 - балансова вартість обчислювальної техніки, грн .;

H_a – норма амортизаційних відрахувань на повне відновлення обчислювальної техніки, %.

Балансова вартість обчислювальної техніки становить 3000 грн.

Отримуємо:

$$A = 3000 \cdot 0,25 = 750 \text{ грн.}$$

Статтю «Експлуатація обладнання» розраховують підсумовуванням витрат на електроенергію і допоміжні матеріали.

$$C_9 = N_H \cdot \Phi_{\text{эф}} \cdot K_{\text{зв}} \cdot K_{\text{зм}} \cdot \Pi_9, \quad (4.7)$$

де N^H - номінальна потужність ЕОМ, кВт;

$\Phi_{\text{эф}}$ - річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ, машино-год;

$K_{\text{зв}}$ - середній коефіцієнт завантаження за часом;

$K_{\text{зм}}$ - коефіцієнт завантаження по потужності;

Π_9 - ціна одного кВт · год електроенергії, грн ./ (кВт · год).

Номінальна потужність ЕОМ - 0,2 кВт. Річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ становить 1800 годин. Середні коефіцієнти завантаження за часом і за потужністю рівні відповідно 0,9 і 0,6. Ціна однієї кіловат-години електроенергії становить 2,11 грн.

Отримуємо:

$$C_9 = 0,2 \cdot 1800 \cdot 0,9 \cdot 0,6 \cdot 2,11 = 410,184 \text{ грн.}$$

Зарплата обслуговуючого персоналу розраховується за формулою 4.8:

$$ЗП_{\text{обс}} = \Phi ЗП_{\text{Г}} \cdot \left(1 + K_{\text{отч}} \right) \cdot \frac{t_{\text{обсл}}}{\Phi_{\text{сф.обсл}}} \quad (4.8)$$

де $\Phi ЗП_{\text{Г}}$ – річний фонд заробітної плати (основної і додаткової) обслуговуючих робітників, грн .;

$K_{отч}$ - коефіцієнт, що враховує відрахування на соціальне страхування і в інші фонди;

обсл t – час протягом року, необхідне на технічне обслуговування ЕОМ, ч / рік;

$\Phi_{\text{эф.обсл}}$ – річний ефективний фонд часу обслуговуючого персоналу, ч / рік.

Місячна заробітна плата обслуговуючого персоналу становить 3724 грн., А річний фонд заробітної плати відповідно дорівнює 44688 грн. Річний ефективний фонд робочого часу обслуговуючого ПК працівника дорівнює 1750 год / рік. На обслуговування одного ПК витрачається по 1 годині на місяць, що в рік становить 12 годин.

Отримуємо:

$$ЗП_{\text{обсл}} = 44688 * (1 + 0,22) * 12 / 1750 = 373,84 \text{ грн.}$$

Стаття «Поточний ремонт обладнання» приймається рівною 3% від балансової вартості обладнання і складає 90 грн.

Стаття «Інші витрати» приймається рівною п'яти відсоткам від суми всіх попередніх статей витрат на утримання і експлуатацію обладнання. Сума всіх попередніх статей дорівнює 1624,024 грн., 5% від суми складають 81,2 грн.

Розраховані статті витрат на утримання і експлуатацію устаткування внесені в таблицю 4.3.

Таблиця 4.3 – Кошторис витрат на утримання і експлуатацію устаткування

Найменування статей витрат	Сумма, грн.
Амортизація обладнання	750 грн
Експлуатація обладнання (крім витрат на поточний ремонт)	410,184 грн.

Продовження таблиці 4.3

Найменування статей витрат	Сумма, грн.
Найменування статей витрат	Сумма, грн.
Заробітна плата основна і додаткова обслуговуючих робітників з відрахуваннями на соціальні заходи	373,84 грн
Поточний ремонт обладнання	90,00
Інші витрати	81,2
Всього	1705,224

Витрати на оплату машинного часу ЕОМ для написання і налагодження програмних засобів визначаються за формулою 4.9:

$$C_{\text{мо}} = P_{\text{екс}} * t_{\text{мо}}, \quad (4.9)$$

де $C_{\text{мо}}$ – витрати на оплату машинного часу, грн .;

$P_{\text{екс}}$ – експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу цієї цифрової ЕОМ, грн. / Машино-год .;

$t_{\text{мо}}$ – машинний час цифрової ЕОМ для написання і налагодження даного програмного продукту, машино-год.

Експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу використовуваної ЕОМ розраховують діленням суми витрат за кошторисом «Витрати на утримання та експлуатацію обладнання (ЕОМ)» (приклад 2 табл. 4) на річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ. Річний ефективний фонд часу роботи ЕОМ дорівнює 1800 годин. В результаті експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу рівні:

$$P_{\text{екс}} = 1705,224 / 1800 = 0.947 \text{ грн./машино-час.}$$

ЕОМ експлуатується 66 днів в одну зміну, що становить в сумі 528 годин. Таким чином, витрати на оплату машинного часу складуть:

$$C_{\text{мо}} = 0,947 \cdot 528 = 500,016 \text{ грн.}$$

4.2.6 Інші прямі витрати

В інші прямі витрати включаються витрати на яке використовується при розробці системи комерційне програмне забезпечення:

- ПО, що використовується постійно при роботі ПК (Windows 7 Home basic) - 670 грн. без НДС;
- цільове ПО, що купується для даного конкретного завдання (Microsoft Visual Studio 2010 Professional) - 4345 грн. без НДС.

$$S_{\text{дол.ПО}} = \frac{C_{\text{ПОWindows}} \cdot T_{\text{КТС}}}{\Phi_{\text{эф.КТС}} \cdot T_{\text{с.ПО}}} \quad (4.10)$$

$$S_{\text{цел.ПО}} = C_{\text{повс}} \quad (4.11)$$

де $S_{\text{дол.ПО}}$ – витрати на дольова ПО при написанні розробляється в розрахунку ПО, грн .;

$S_{\text{цел.ПО}}$ – витрати на цільове ПО, що купується виключно для написання розробляється в розрахунку ПО, грн .;

$C_{\text{по Windows}}$ – ціна ПО Windows (без ПДВ), грн;

$C_{\text{повс}}$ – ціна ПО Microsoft Visual Studio 2010 Professional (без ПДВ), грн;

$T_{\text{ктс}}$ – машинний час КТС, необхідне користувачеві для розробки системи, машино-год / рік;

$\Phi_{\text{эф.ктс}}$ – річний ефективний фонд часу роботи КТС, машино-год / рік;

$T_{\text{с.по}}$ – термін служби пайової ПО, років.

$$S_{\text{дол.ПО}} = \frac{670 \cdot 1040}{1800 \cdot 5} = 77.42 \text{ грн}$$

$$S_{\text{цел.ПО}} = 4345 \text{ грн.}$$

$$S\Sigma = 77.42 + 4345 = 4451.42 \text{ грн.}$$

4.2.7 Розрахунок накладних витрат

До накладних витрат відносяться витрати на загальне управління і загальногосподарські потреби (заробітна плата апарату управління, канцелярські витрати і т.д.), утримання та експлуатацію будівель. Накладні витрати включаються до вартості розробки програми непрямым шляхом - у відсотках до основної заробітної плати розробників. В даному випадку накладні витрати становлять 40% до основної заробітної плати розробників, що складає 12480 грн.

Результати визначення витрат на розробку програми у вигляді калькуляції кошторисної вартості робіт наведені в таблиці 4.4.

Таблиця 4.4 – Калькуляція кошторисної вартості робіт з розробки програми

№	Найменування статей витрат	Сума, грн.	Питома вага до підсумку, %
1	Основна заробітна плата	31200	52.230
2	Додаткова заробітна плата	3120	5.223
3	Єдиний соціальний внесок	7550,4	12.639
4	Матеріали і комплектуючі	433,65	0.725
5	Затраты на спец. оборудование	500,016	0.837

Продовження таблиці 4.4

№	Найменування статей витрат	Сума, грн.	Питома вага до підсумку, %
6	Інші прямі витрати	4451.22	7.451
7	Накладні витрати	12480	20.892
8	Разом (Срп)	59735,28	52.230
9	ПДВ	11947,056	20
10	Разом	131444,622	100

4.3 Розрахунок економічної ефективності НДР, що мають теоретичний характер

Ефективність прикладних НДР визначається, як зіставлення річного економічного ефекту від застосування результатів досліджень в умовах виробництва та використаних капіталовкладень для здійснення досліджень (по кошторису витрат на НДР) та втілення їх у виробництво. Капіталовкладення

$$E_{\text{фак}} = \text{Економ.ефект} / \text{Капіталовкладення}$$

Зіставляючи фактичну економічну ефективність ($E_{\text{фак}}$) із нормативною ($E_n = 0,10 \dots 0,15$), робиться висновок про доцільність досліджень. Якщо $E_{\text{фак}} >$ або $= E_n$, то дослідження визнаються економічно ефективними. У зворотному випадку дослідження недоцільно виконувати, тому що економічний зиск від таких досліджень малий.

Економічну ефективність досліджень можливо оцінити по строку окупності витрат на їхнє проведення та втілення.

$$T_{\text{фак}} = \text{Капіталовкладення} / \text{Економ.ефект}$$

Фактичний строк окупності капіталовкладень зіставляється з нормативним строком окупності капіталовкладень, прийнятий для

промисловості (приблизно 6 років), і на основі порівняння робиться висновок про доцільність досліджень. Природне, що фактичний строк окупності капіталовкладень повинен бути якомога коротший.

Для теоретичних досліджень у більшості випадків важко чи навіть неможливо розрахувати економічний ефект, тому доцільно визначити їхню техніко-економічну ефективність з урахуванням наступних показників:

- важливості дослідження для народного господарства;
- складності розробки;
- результативності й можливості використання.
- складності розробки;
- результативності й можливості використання.

Важливість теоретичного дослідження оцінюють по його призначенню:

- рішення проблемних питань;
- задоволення вимог спеціальної техніки;
- пошук принципово нових конструктивних і технологічних рішень і т.п.

Складність виконання роботи визначають порівнянням отриманих результатів даного дослідження з результатами відомих аналогічних досліджень з обліком грошових і трудових витрат на їхнє проведення.

Результативність НДР можна визначити по повноті рішень поставленого завдання: отриманий результат відповідає плановому, задовільний (часткове рішення) чи негативний.

Аналіз залежності між цими показниками й витратами на їхнє досягнення дає можливість кількісної оцінки техніко-економічної ефективності теоретичних НДР по формулі:

$$K_{\text{НДР}} = \frac{J^n \cdot R \cdot T}{B_{\text{НДР}} \cdot t_{\text{НДР}}} \quad (4.12)$$

де $K_{\text{НДР}}$ – рівень ефективності дослідження (коефіцієнт техніко економічної ефективності НДР);

J_p – важливість роботи;

R – результативність роботи;

T – технічна складність виконання НДР;

$V_{НДР}$ – витрати на проведення НДР, років;

n – показник використання результатів НДР:

$n=0$ – результати НДР не використовуються;

$n=1$ – результати НДР використовуються частково;

$n=2$ – результати НДР використовуються в дослідно конструкторських роботах (ДКР);

$n=3$ – результати НДР можуть бути використані без проведення ДКР.

При значенні $K_{НДР} \geq 1$ дослідницька робота вважається ефективною.

Вибрані параметри наведені в таблиці 4.5.

$$K_{НДР} = (2^3 \cdot 1 \cdot 3) / (59,735 \cdot 0,264) = 1.52$$

Таблиця 4.5 – Значення оцінних факторів

Оцінні фактори	J	R	T	n
Припустимі значення	2..5	1..4	1..3	1..8
Прийняті значення	2	1	3	3

Після розрахунку отримуємо рівень ефективності дослідження $K_{ндр}=1.52$. Це більше 1, тому робимо висновок, що дослідницька робота є ефективною.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Оскільки тема магістерської роботи – “Моделювання каналу зв’язку з використанням методу DS-CDMA”, передбачає проведення досліджень та розрахунків у приміщенні дослідницького центру обладнаному персональними комп’ютерами (далі ПК) з візуальними дисплейними терміналами (далі ВДТ), тому нижче розглянемо заходи по забезпеченню безпеки, виробничої санітарії, гігієни праці і пожежної безпеки для приміщення дослідницького центру (лабораторії, офісу, тощо) обладнаного ПК з ВДТ, а також заходи з цивільного захисту, у відповідності з методичними вказівками.

5.1 Аналіз потенційних небезпек

На основі аналізу роботи існуючого обладнання і дій персоналу у приміщенні дослідницького центру (лабораторії, офісу, тощо) обладнаному ПК з ВДТ, згідно ГОСТ 12.0.003-74 (1999) «ССБТ.Опасные и вредные производственные факторы. Классификация», виявлені наступні небезпечні та шкідливі виробничі фактори, здатні привести до травм або ушкодження здоров’я працівників:

- небезпека ураження електричним струмом, внаслідок недотримання правил електробезпеки або виходу з ладу електроприладів;
- порушення роботи кістково-м’язового апарату внаслідок тривалих статичних навантажень при роботі з ПК.
- нервово-психічні перевантаження внаслідок постійного контакту з клієнтами, колегами по роботі, керівництвом при вирішенні робочих питань, які можуть носити конфліктний характер і призвести до емоційного дискомфорту, внутрішнього роздратування, емоційної нестабільності та захворювань нервової системи;

- незадовільні ергономічні характеристики робочого місця внаслідок нерационального планування робочого місця, що може призвести до механічних травм, уражень електричним струмом та порушень кістковом'язового апарату;
- негативний вплив недостатнього освітлення робочої зони на зір та продуктивність роботи працюючого, внаслідок несправності освітлювальних приладів або неправильного проектування освітлювальної системи;
- негативний вплив незадовільних параметрів повітряного середовища робочої зони на здоров'я працюючого, внаслідок неправильного проектування системи вентиляції або несправності її несправності;
- негативний вплив підвищеного рівня шуму на психоемоційний стан працюючого, який пов'язаний з використанням застарілої периферійної техніки, кондиціонерів, копіювальної техніки, освітлювальних приладів;
- небезпека загоряння у зв'язку із несправністю електричного обладнання, недотримання, або порушення правил протипожежної безпеки обслуговуючим персоналом, що може призвести до пожежі.
- неправильні дії персоналу у надзвичайних ситуаціях.

5.2 Заходи щодо забезпечення безпеки

Приміщення офісу, в яких перебувають співробітники галузі управління персоналом, відносяться до приміщень без підвищеної небезпеки ураження електричним струмом

Обладнання, що використовується в цих приміщеннях є споживачем електроенергії, що живиться від змінного струму 220 В від мережі з заземленою нейтраллю, та відноситься до електроустановок до 1000В закритого виконання. За способом захисту людини від ураження електричним струмом відповідає згідно з ГОСТ 12.2.007.0-75* (2001) «ССБТ. Изделия электротехнические. Общие требования безопасности» І (стаціонарні комп'ютери,) та ІІ (освітлювальні прилади, кондиціонери, опалювальні пристрої, ноутбуки, сканери) класу захисту.

Згідно «Правилам улаштування електроустановок» (далі «ПУЕ») виконані такі групи заходів з електробезпеки:

Конструктивні заходи забезпечують захист від випадкового дотику до струмопровідних частин за допомогою їх ізоляції та захисних оболонок.

Згідно з ГОСТ 12.1.009-76 (1999) «ССБТ. Электробезопасность. Термины и определения» у приладах II класу захисту використовується подвійна ізоляція - електрична ізоляція, що складається з робочої і додаткової ізоляції

Так як згідно з НПАОП 40.1-1.32-01 «Правила устройства электроустановок. Электрооборудование специальных установок» офісні приміщення у більшості своїй відносяться до класу пожежебезпечної зони П-Па (приміщення, в яких містяться тверді горючі речовини), тому передбачений ступінь захисту ізоляції обладнання IP44.

Схемно-конструктивні заходи.

Призначені для забезпечення захисту від ураження електричним струмом при дотику до металевих оболонок, які можуть опинитися під напругою в результаті аварій.

Згідно з ГОСТ 12.1.030-81 (2001) «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление» у приміщеннях галузі управління персоналом влаштовується занулення.

Організаційні заходи.

Експлуатація електроустановок і електроустаткування проводиться відповідно до НПАОП 40.1-1.01-97 «Правила безпечної експлуатації електроустановок» (далі «ПБЕЕ») та НПАОП 40.1-1.21-98 «Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів» (далі «ПБЕЕС»).

Для запобігання статистичного навантаження при користуванні ПК рекомендовано використовувати перерви в роботі 10 хв. через кожні дві години. Синдром зап'ястного каналу, або тунельний синдром зап'ястя, який може бути наслідком хронічної травми, трапляється у людей внаслідок тривалої роботи з мишею: постійні напруга і здавлювання приводить до мікротравм,

здавлювання нерва прилеглими оточуючими тканинами, через що виникає набряк.

Щоб тунельний синдром вас не турбував, потрібно дотримуватися кількох правил організації робочого місця:

- оптимальна висота клавіатури від підлоги – 65-75 см;
- наявність ергономічних і зручних особисто для вас миші і клавіатури;
- можливість регулювання висоти і нахилу клавіатури (відстань від поверхні стола до середини клавіатури – не більше 30 мм, кут підйому клавіатури – від 2° до 15°);
- наявність у клавіатури підставки для рук;
- наявність килимка для миші з захистом від тунельного синдрому (спеціальний виступ забезпечує правильне положення кисті);
- наявність стільця або крісла з підлокітниками;

Під час роботи з мишкою і клавіатурою також слід дотримуватися певних правил. Коли ви набираєте текст, рука повинна бути зігнута в лікті під прямим кутом (90°), а при роботі з мишкою стежте, щоб кисть була прямою і лежала на столі якнайдалі від краю. До речі, час роботи з комп'ютером слід обмежити до дійсно необхідного.

Щоб попередити тунельний синдром потрібно робити спеціальні вправи для кистей – чим частіше, тим краще. Ці вправи допоможуть поліпшити кровообігу в м'язах і розтягнути їх. Комплекс вправ потрібно повторювати приблизно кожні 45 хвилин, тривалість однієї вправи – 1-2 хв.

Нервові напруження впливає на серцево-судинну систему, збільшуючи артеріальний тиск і частоту пульсу, а також на терморегуляцію організму та емоційні стани працівника. Особливу роль у запобіганні втоми працівників відіграють професійний відбір, організація робочого місця, правильне робоче положення, ритм роботи, раціоналізація трудового процесу, використання емоційних стимулів, впровадження раціональних режимів праці і відпочинку тощо. Боротьба зі втомою, в першу чергу, зводиться до покращення санітарно-

гігієнічних умов виробничого середовища (ліквідація забруднення повітря, шуму, вібрації, нормалізація мікроклімату, раціональне освітлення тощо).

Крім того, для профілактики втоми працівників застосовуються специфічні методи, до яких можна віднести засоби відновлення функціонального стану зорового та опорно-рухового апарату, зменшення гіподинамії, підсилення мозкового кровообігу, оптимізацію розумової діяльності.

Загальні ергономічні вимоги встановлено ДСТУ ISO 9241-1:2003 «Ергономічні вимоги до роботи з відеотерміналами в офісі. Частина 1. Загальні положення». Організація робочого місця передбачає: правильне розміщення робочого місця у виробничому приміщенні; вибір ергономічно обґрунтованого робочого положення, виробничих меблів з урахуванням антропометричних характеристик людини; раціональне компонування обладнання на робочих місцях; врахування характеру та особливостей трудової діяльності.

В результаті технічного переоснащення, що базується на впровадженні інформаційних технологій у приміщенні, що знаходиться на другому поверсі виробничого корпусу заплановано встановити комп'ютери. Визначити скільки комп'ютеризованих робочих місць, оснащених відеодисплейними терміналами (ВДТ) можна встановити у даному приміщенні і як їх розташувати відповідно до встановлених норм та правил з охорони праці. Розміри приміщення: довжина $a = 7\text{м}$, ширина $b = 4,5\text{м}$, висота $h = 3,5\text{м}$.

Перш за все необхідно проаналізувати чи підходить дане приміщення для того, щоб розмістити в ньому комп'ютеризовані робочі місця.

Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин» є неприпустимим розташування приміщень, призначених для роботи з ВДТ у підвалах та цокольних поверхах. Також забороняється розташування вибухонебезпечних приміщень категорії А і Б (НАПББ.03.002-2007 «Нормы определения категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной безопасности») та виробництв з мокрими технологічними процесами поряд з

приміщенням, де розташовуються ЕОМ (ПЕОМ), а також над такими приміщеннями, або під ними. Окрім того, виробничі приміщення для роботи з ВДТ не повинні межувати з приміщеннями, у яких рівень шуму і вібрації перевищує допустимі значення.

Вибране приміщення відповідає вищезазначеним вимогам, тому переходимо до наступного етапу, а саме, до визначення кількості комп'ютеризованих робочих місць, що можна розмістити в даному приміщенні. Оскільки площа приміщення становить $S_{пр} = 31,5 м^2$, а площа, на якій розташовується одне робоче місце з ВДТ, згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» повинна становити не менше $6,0 м^2$, то в даному приміщенні можна розмістити щонайбільше п'ять комп'ютеризованих робочих місць. Такої кількості достатньо для технічного переоснащення виробництва.

Перевіримо, чи відповідає це число нормативу щодо мінімального об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ, згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» ($V_{р.м.мін} = 20 м^3$). Об'єм приміщення становить $110,25 м^3$, а об'єм, що припадає на одне комп'ютеризоване робоче місце - $V_{р.м.} = 22,05 м^3$. Таким чином норматив щодо об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ виконується.

Планування розміщення комп'ютеризованих робочих місць у приміщенні проводимо із врахуванням наступних вимог:

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

Необхідно також врахувати розміри меблів на комп'ютеризованих робочих місцях, зокрема робочого столу. Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин» рекомендовані розміри столу для робочого місця з ВДТ становлять: висота – 725мм, ширина – 600-1400мм, глибина – 800-1000мм. Приймаємо, що робочий стіл має такі розміри: ширина – 1200мм, глибина – 800мм.

Найкраще розмістити комп'ютеризовані робочі місця рядами вздовж стіни з вікнами. Це дасть змогу унеможливити дзеркальне відбиття на екрані ВДТ джерел природного світла (вікон) та потрапляння останніх у поле зору операторів, що погіршує умови їх зорової роботи.

Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин» є неприпустимим розташування приміщень, призначених для роботи з ВДТ у підвалах та цокольних поверхах. Також забороняється розташування вибухонебезпечних приміщень категорії А і Б (НАПББ.03.002-2007 «Нормы определения категорий помещений, зданий и наружных установок по взрывопожарной и пожарной безопасности») та виробництв з мокрими технологічними процесами поряд з приміщенням, де розташовуються ЕОМ (ПЕОМ), а також над такими приміщеннями, або під ними. Окрім того, виробничі приміщення для роботи з ВДТ не повинні межувати з приміщеннями, у яких рівень шуму і вібрації перевищує допустимі значення.

Вибране приміщення відповідає вищезазначеним вимогам, тому переходимо до наступного етапу, а саме, до визначення кількості комп'ютеризованих робочих місць, що можна розмістити в даному приміщенні. Оскільки площа приміщення становить $S_{пр} = 31,5 м^2$, а площа, на якій розташовується одне робоче місце з ВДТ, згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» повинна становити не менше $6,0 м^2$, то в даному приміщенні можна розмістити щонайбільше п'ять

комп'ютеризованих робочих місць. Такої кількості достатньо для технічного переоснащення виробництва.

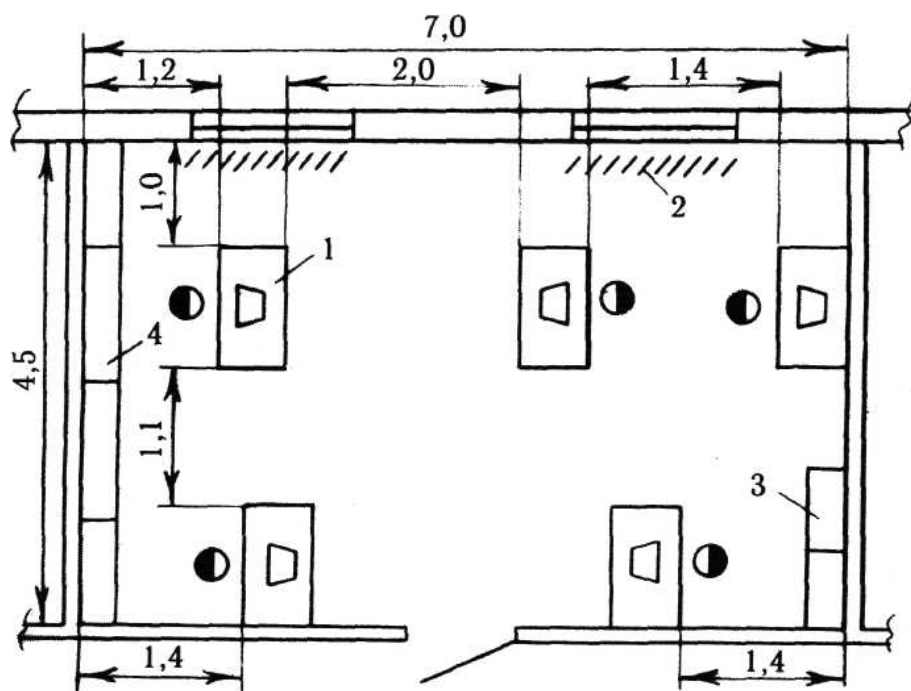
Перевіримо, чи відповідає це число нормативу щодо мінімального об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ, згідно з ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» ($V_{P.M.Min} = 20m^3$). Об'єм приміщення становить $110,25m^3$, а об'єм, що припадає на одне комп'ютеризоване робоче місце - $V_{P.M.} = 22,05m^3$. Таким чином норматив щодо об'єму приміщення на одне робоче місце з ВДТ виконується.

Планування розміщення комп'ютеризованих робочих місць у приміщенні проводимо із врахуванням наступних вимог:

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

Необхідно також врахувати розміри меблів на комп'ютеризованих робочих місцях, зокрема робочого столу. Відповідно до НПАОП 0.00-1.28-10 «Правила охорони праці під час експлуатації електронно-обчислювальних машин» рекомендовані розміри столу для робочого місця з ВДТ становлять: висота – 725мм, ширина – 600-1400мм, глибина – 800-1000мм. Приймаємо, що робочий стіл має такі розміри: ширина – 1200мм, глибина – 800мм.

Найкраще розмістити комп'ютеризовані робочі місця рядами вздовж стіни з вікнами. Це дасть змогу унеможливити дзеркальне відбиття на екрані ВДТ джерел природного світла (вікон) та потрапляння останніх у поле зору операторів, що погіршує умови їх зорової роботи.



1 - комп'ютеризоване робоче місце з ВДТ; 2 - сонцезахисні жалюзі; 3 - шафи для зберігання дискет та програмного забезпечення; 4 - шафи для зберігання документації та фахової літератури.

Рисунок 6.1 – План приміщення з комп'ютеризованими робочими місцями

5.3 Заходи щодо виробничої санітарії та гігієни праці

Згідно ДБН В.2.5-28-2006 «Інженерне обладнання будинків і споруд. Природне і штучне освітлення» в офісних приміщеннях використовується природне та штучне освітлення. Природне освітлення здійснено через світлові прорізи, які забезпечують коефіцієнт природної освітленості (КПО) не нижче 1,5%. Для захисту від прямих сонячних променів, які створюють прямі та відбиті відблиски на поверхні екранів і клавіатури, використовуються сонцезахисні пристрої, на вікнах встановлені жалюзі або штори. Штучне освітлення в приміщенні здійснено системою загального рівномірного освітлення. Значення освітленості на поверхні робочого столу в зоні розміщення документів становить 300-500 лк. Як джерела штучного освітлення в приміщенні застосовуються люмінесцентні лампи типу ЛБ.

Показники мікроклімату в офісних приміщеннях відповідають встановленим санітарно-гігієнічним вимогам ДСН 3.3.6-042-99 «Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень», ГОСТ 12.1.005-88 (1991) «ССБТ. Общие санитарно-гигиенические требования к воздуху рабочей зоны» і ГН 2152-80 «Санітарно-гігієнічні норми допустимих рівнів іонізації повітря виробничих та громадських приміщень».

Роботи в приміщеннях обслуговування туристів, належать до категорії Іб – легка робота, тому встановлені наступні оптимальні значення параметрів мікроклімату:

- у холодний період року: температура 21-23С; відносна вологість: 40-60%; швидкість переміщення повітря: 0,1 м/с;
- у теплий період року: температура 22-24С; відносна вологість: 40-60%; швидкість переміщення повітря: 0,2 м/с.

Оптимальні рівні позитивних (n+) і негативних (n-) іонів у повітрі приміщення з ПК нормовані згідно ГН 2152-80 «Санітарно-гігієнічні норми допустимих рівнів іонізації повітря виробничих та громадських приміщень» і становлять: $n^+ = 1500-30000$ (шт. на 1см^3); $n^- = 3000-5000$ (шт. на 1см^3). Підтримка оптимального рівня легких позитивних і негативних аероіонів у повітрі на робочих місцях забезпечено за допомогою біполярних коронних аеройонізаторів.

Дотримання вимог цих документів досягається оснащенням приміщень і транспортних засобів пристроями кондиціонування і вентиляції, дезодорації повітря, опалення згідно вимог ДБН В.2.5-67:2013 «Опалення, вентиляція та кондиціонування».

Рівні звукового тиску в октавних смугах частот, рівні звуку та еквівалентні рівні звуку на робочих місцях у приміщення нормуються згідно ДСанПіН 3.3.2.007-98 «Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин» та ДСН 3.3.6.037-99 «Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку».

Зниження рівня шуму в приміщенні здійснено за допомогою:

- використання більш сучасного обладнання;
- розташування принтерів та різноманітного устаткування колективного користування на значній відстані від більшості робочих місць працівників; - переведення жорсткого диска в режим сну (Standby), якщо комп'ютер не працює протягом визначеного часу;
- використання блоків живлення ПК з вентиляторами на гумових підвісках.

5.4 Заходи з пожежної безпеки

Закон України «Про пожежну безпеку» визначає загальні правові, економічні та соціальні основи забезпечення пожежної безпеки на території України, регулює відносини державних органів, юридичних і фізичних осіб у цій галузі незалежно від виду їх діяльності та форм власності.

Пожежна безпека – стан об'єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей.

Для забезпечення пожежної безпеки в установах проводять пожежну профілактику, яка включає в себе комплекс організаційних і технічних заходів, спрямованих на забезпечення безпеки людей, на запобігання пожежі, обмеження її поширення, а також на створення умов для успішного гасіння пожежі.

Для ліквідації пожежі у початковій стадії її розвитку силами персоналу об'єктів застосовуються первинні засоби пожежогасіння. До них відносяться: вогнегасники, пожежний інвентар (покривала з негорючого теплоізоляційного полотна, ящики з піском, пожежні відра, совкові лопати, ломы, сокири тощо), системи автоматичного пожежогасіння.

Первинні засоби пожежогасіння, в залежності від категорії приміщень, можуть розташовуватись як окремо, так і в складі пожежних щитів.

Залежно від агрегатного стану й особливостей горіння різних горючих речовин і матеріалів пожежі за ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва» поділяються на відповідні класи.

В офісному приміщенні знаходиться дерев'яна мебель, електронна апаратура, бумажні носії інформації.

Клас пожежі у офісному приміщенні (згідно із ДБН В.1.1.7-2002 «Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва») – пожежі твердих речовин, переважно органічного походження, горіння яких супроводжується тлінням (деревина, пластмаси, папір) визначається як клас А. Категорія приміщення (згідно із НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою») – визначається як категорії Д.

Визначення типу та розрахунок кількості первинних засобів пожежогасіння (згідно із ДБН В.1.1.7-2002 «Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва») – для адміністративного приміщення площею 20,91 м² слід застосовувати два порошкових вогнегасниками типу ВП–5 (НАПБ Б.03.002-2007 «Норми визначення категорій приміщень, будинків та зовнішніх установок за вибухопожежною та пожежною небезпекою»). ДБН В.1.1.7-2002 «Пожежна безпека об'єктів будівництва»). Крім цього адміністративні приміщення повинні бути обладнані автоматичними пожежними сповісниками, що реагують на підвищення температури, дим, полум'я. Наприклад, сповісники моделей ДТЛ, ІТМ.

5.5 Заходи безпеки у надзвичайних ситуаціях

Ударною хвилею називається область різкого стиску середовища, що поширюється у вигляді сферичного шару від місця вибуху з надзвуковою швидкістю. Ударні хвилі класифікуються в залежності від середовища

поширення. Ударна хвиля в повітрі виникає за рахунок передачі стиснення і розширення шарів повітря. Зі збільшенням відстані від місця вибуху хвиля слабшає і перетворюється на звичайну акустичну. Хвиля при проходженні через дану точку простору викликає зміни в тиску, що характеризуються наявністю двох фаз: стиснення та розширення. Період стиснення настає відразу і триває порівняно невеликий час в порівнянні з періодом розширення. Руйнівна дія ударної хвилі характеризують надлишковий тиск у її фронті (передній межі), тиск швидкісного напору, тривалість фази стиснення.

Ударна хвиля у воді відрізняється від повітряної значеннями своїх характеристик (великим надмірним тиском і меншим часом впливу). Ударна хвиля в ґрунті при видаленні від місця вибуху стає подібна сейсмічній хвилі. Вплив ударної хвилі на людей і тварин може призвести до отримання безпосередніх чи непрямих поразок. Воно характеризується легкими, середніми, важкими і вкрай важкими ушкодженнями та травмами.

Вражаюче дія ударної хвилі характеризується величиною надлишкового тиску. Надмірний тиск – це різниця між максимальним тиском у фронті ударної хвилі і нормальним атмосферним тиском перед ним.

При надлишковому тиску 20-40 кПа незахищені люди можуть одержати легкі поразки (легкі забиті місця і контузії). Вплив ударної хвилі з надлишковим тиском 40-60 кПа призводить до поразок середньої важкості: втраті свідомості, ушкодженню органів слуху, сильним вивихів кінцівок, кровотечі з носа і вух. Важкі травми виникають при надлишковому тиску понад 60 кПа. Вкрай важкі поразки спостерігаються при надлишковому тиску понад 100 кПа.

Ударна хвиля ядерного вибуху може на значній відстані від центра вибуху завдавати поразки людям, руйнувати споруди і ушкоджувати бойову техніку. Ударна хвиля являє собою область сильного стиснення повітря, що розповсюджується з великою швидкістю у всі сторони від центра вибуху. Швидкість поширення її залежить від тиску повітря у фронті ударної хвилі;

поблизу центра вибуху вона в декілька разів перевищує швидкість звуку, але із збільшенням відстані від місця вибуху різко падає.

Вражаюча дія ударної хвилі на людей і руйнуючу дію на бойову техніку, інженерні споруди і матеріальні кошти передусім визначаються надмірним тиском і швидкістю рушення повітря в її фронті. Незахищені люди можуть, крім того поранитися осколками скла, що летять з величезною швидкістю і обломками будівель, що руйнуються, падаючими деревами, а також частинами бойової техніки, що розкидаються, камінням і іншими предметами, що приводяться в рушення швидкісним натиском ударної хвилі. Найбільші непрямі поразки будуть спостерігатися в населених пунктах і в лісі; в цих випадках втрати військ можуть виявитися більшими, ніж від безпосередньої дії ударної хвилі. Ударна хвиля здатна завдавати поразки і в закритих приміщеннях, проникаючи туди через щілини і отвори. Поразки, що наносяться ударною хвилею, поділяються на легкі, середні, важкі і надто важкі. Легкі поразки характеризуються тимчасовим пошкодженням органів слуху, загальною легкою контузією, ударами і вивихами кінцівок. Важкі поразки характеризуються сильною контузією всього організму; при цьому можуть спостерігатися пошкодження головного мозку і органів черевної порожнини, сильна кровотеча з носа і вух, важкі переломи і вивихи кінцівок. Міра поразки ударною хвилею залежить передусім від потужності і вигляду ядерного вибуху.

Механічне вплив ударної хвилі оцінюється за ступенем руйнувань, викликаних дією хвилі (виділяються слабке, середнє, сильне і повне руйнування). Енергетичне, промислове і комунальне обладнання в результаті дії ударної хвилі може отримати пошкодження, також оцінюються за їх тяжкості (слабкі, середні і сильні). Вплив ударної хвилі може призвести також до пошкоджень транспортних засобів, гідровузлів, лісових масивів. Як правило, шкода, яка завдається впливом ударної хвилі, дуже великий, він наноситься як здоров'ю людей, так і різним спорудам, устаткуванню і т.д.

Середнє руйнування проявляється в руйнуванні дахів і вбудованих елементів-внутрішніх перегородок, вікон, а також у виникненні тріщини у

стінах, обвалення окремих ділянок горищних перекриттів і стін верхніх поверхів. Підвали зберігаються. Після розчистки і ремонту може бути використана частина приміщень нижніх поверхів. Відновлення будівель можливо при проведенні капітального ремонту.

Сильне руйнування характеризується руйнуванням несучих конструкцій і перекриттів верхніх поверхів, утворенням тріщин у стінах і деформацією перекриття нижніх поверхів. Використання приміщень стає неможливим, а ремонт і відновлення найчастіше недоцільним.

Повне руйнування. Руйнуються всі основні елементи будівлі, включаючи і несучі конструкції. Використовувати будівлі неможливо. Підвальні приміщення при сильних та повних руйнування можуть зберігатися і після розбору завалів частково використовуватися.

Ударною хвилею називається область різкого стиску середовища, що поширюється у вигляді сферичного шару від місця вибуху з надзвуковою швидкістю.

ВИСНОВКИ

В процесі роботи над магістерською дисертацією була розроблена модель каналу зв'язку з використанням технології DS-CDMA.

Як еквівалентний канал зв'язку розглядався канал з проявленням наслідків багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

Результати досліджень дозволяють зробити такі висновки:

- використання методу DSSS дозволяє реалізувати множинний доступ до каналу;
- за наявності частотно-неселективних завмирань перехід до кривої залежності характерної для AWGN каналу можливий із застосуванням методів рознесеного прийому;
- в умовах частотно-неселективних завмирань при використанні як розширюючої ПБП М-послідовностей або Голд послідовностей відбувається поступове погіршення якості зв'язку, але це погіршення проявляється у меншій степені порівняно з AWGN каналом;
- для ортогональних послідовностей Голда залежність BER від кількості користувачів в умовах поставленої задачі практично не проявляється.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст] / Б. Скляр; Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
2. Кабак В.С., Уваров Р.В. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв’язку: Навчальний посібник. [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров– Запоріжжя, 2007. – 375 с
3. 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.
4. Pickholtz R.L., Schilling D.L., Milstein, L.B. «Theory of Spread-Spectrum Communications–A Tutorial». IEEE Trans. Commun., vol. COM30, No. 5, May 1982, P. 855–884.
5. Viterbi, A. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication.– Addison-Wesley: Wireless Communications Series, 1995.
6. Феер К. Беспроводная цифровая связь. [Текст] / К. Феер; Пер. с англ. ; -М. : Радио и связь, 2000. – 519 с.
7. Ратынский М.В. Основы сотовой связи. [Текст] / М.В. Ратінський. Под ред. Д. Б. Зимина.– М.: Радио и связь, 2000.– 248 с.
8. Viterbi, A. CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication.– Addison-Wesley: Wireless Communications Series, 1995.
9. Cooper G.R.: Modern communications and spread Spectrum [Текст]/ G.R.Cooper, C.D. McGillem, McGraw – Hill, New-York, 1986. – 422 p.
10. Методичні вказівки до лабораторних робіт з дисципліни “Широко смугові технології в телекомунікаційних системах” для студентів спеціальності 172 “Телекомунікації та радіотехніка” всіх форм навчання. Частина III [Текст] / Укл. В.С. Кабак, Вішник Г.Ф. – Запоріжжя:ЗНТУ,2018.–64 с.
11. Harada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications [Текст] / H. Harada, R. Prasad; - Artech House, 2003. – 465 p.

Додаток А

Лістинги підпрограм, що забезпечують моделювання методу 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 *****

% compoversamp2.m
% function to sample "sample" time
function [iout, qout]=compoversamp2(iin, qin, sample)
%*****
% iin      : input ich sequence
% qdata    : input qch sequence
% iout     : ich output data sequence
% qout     : qch output data sequence
% sample   : number of oversamples
```

```

%*****
[h,v]=size(iin)
iout=zeros(h,v*sample);
    qout=zeros(h,v*sample);
iout(:, 1:sample:sample*(v-1)) =iin;
qout(:, 1:sample:sample*(v-1)) =qin;

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

% compconv2.m
%
% function to perform convolution between signal and filter
function [iout, qout]=compconv2(idata, qdata, filter)
%*****
% idata      : ich data sequence
% qdata      : qch data sequence
% iout       : ich output data sequence
% qout       : qch output data sequence
%*****
iout=conv2(idata,filter);
qout=conv2(qdata,filter);
%*****end of file*****

% comb2.m
%
% function to add white Gaussian noise
function [iout, qout]=comb2(idata, qdata, attn)
%*****
% idata      : input ich data
% qdata      : input qch data
% iout       : output ich data
% qout       : output qch data
% attn       : attenuation level
%*****
v=length(idata);
h=length(attn);
iout=zeros(h,v);
qout=zeros(h,v);
for ii=1:h
    iout(ii,:)=idata+randn(1,v)*attn(ii);
    qout(ii,:)=qdata+randn(1,v)*attn(ii);
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 *****

```

Додаток Б

Лістинги підпрограм, що забезпечують введення ефекту федінга до каналу зв'язку

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

function[iout,qout,ramp,rcos,rsin]=sefade(idata,qdata,itaу,dlvl,th,n0,itn,n1,nsamp,...
tstp,fd,flat)
%***** variables *****
% idata input Ich data
% qdata input Qch data
% iout output Ich data
% qout output Qch data
% ramp : Amplitude contaminated by fading
% rcos : Cosine value contaminated by fading
% rsin : Cosine value contaminated by fading
%General Definition of Simulation Tools $# % itau : Delay time for each multipath
fading
% dlvl : Attenuation level for each multipath fading
% th : Initialized phase for each multipath fading
% n0 : Number of waves in order to generate each
% multipath fading
% itn : Fading counter for each multipath fading
% n1 : Number of summation for direct and delayed
% waves
% nsamp : Total number of symbols
% tstp : Minimum time resolution
% fd : Maximum doppler frequency
% flat flat fading or not
% (1-flat (only amplitude is fluctuated),0-normal(phase
% and amplitude are fluctuated))
%*****
iout = zeros(1,nsamp);
qout = zeros(1,nsamp);
total_attn = sum(10.^(-1.0.* dlvl./ 10.0));
for k=1:n1
atts = 10.^(-0.05.* dlvl(k));
if dlvl(k) == 40.0
atts = 0.0;
end
theta = th(k).* pi./180.0;
[itmp,qtmp] = delay (idata,qdata,nsamp,itaу(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 *****

```

```

% 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 *****

```

```

% 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 *****
```

Додаток В

Лістинги програм, що забезпечують генерацію ПВП, оцінку кореляційних властивостей і операції розширення і стиску спектра.

```
% mseq.m
```

```
%
```

```
% The generation function of M-sequence
```

```
%
```

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

```
% stg      : Number of stages
```

```
% taps     : Position of register feedback
```

```
% inidata  : Initial sequence
```

```
% n        : Number of output sequence
```

```
% mout     : output M-sequence
```

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

```
if margin <4
```

```
    n=1;
```

```
end
```

```
mout=zeros (n, 2*stg-1);
```

```
fpos=zeros(stg,1);
```

```
fpos(taps) =1 ;
```

```
for ii=1:2^stg-1
```

```
    mout(1, ii)= inidata(stg);           % storage of the output data
```

```
    num=mod(inidata*tpos,2);             % calculation of the feedback data
```

```
    inidata (2 : stg)= inidata (1: stg-1) % one shifts the register
```

```
    inidata (2) = num;                   % return feedback data
```

```
end
```

```
if n>1
```

```
    for ii=1:2^stg-1
```

```

        mout(ii, :)=shift(mout(ii-1, :),1,0);
    end
end

% *****End of file*****
% goldseq.m
%
% The generation function of Gold sequence
%

function (gout)=goldseq(m1, m2, n)

% *****
% m1: M-sequence1
% m2: M-sequence2

% n: number of output sequences
% gout: output Gold sequence

% *****
if margin < 3
    n=1;
end
gout=zeros(n, length(n));
    for ii=1:n
        gout(ii,:)=xor(m1, m2);
        m2= shift(m2, 1, 0);
    end

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

% shift.m
%
% shift the contents of the register
%
```

```

function (outregi)=shift(inregi, shiftr, shiftu)

% *****

%inregi      :Vector or matrix
%shiftr      : The account of shift to the right
%shiftu      : The account of shift to the top
%outregi     : Register output

% *****

[h,v]=size(inregi);
outregi=inregi;

shiftr=rem(shiftr,v);
shiftu=rem(shiftu,h);

if shiftr>0
    outregi (:, 1:shiftr)=inregi(:, v-shiftr+1: v);
    outregi (:, 1+shiftr:v)=inregi(:, 1: v-shiftr);
else if shiftr<0
    outregi (:, 1: v+shiftr)=inregi(:, 1-shiftr : v);
    outregi (:,v+shiftr+1 :v)=inregi(:, 1 :-shiftr);
end
inregi-outregi;

if shiftu>0
    outregi (1:shiftu, :)=inregi(1+shiftu : h, : );
    outregi (h – shiftu +1 : h, :) = inregi(1 :shiftu, : );
else if shiftu<0
    outregi (1: -shiftu, :)=inregi(h+shiftu+1 : h, : );
    outregi (1 –shiftu : h, :)=inregi (1 : h+shiftu, : );
end

```

```

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

%autucorr.m
%
% Autocorrelation function of a sequence
function (out) = autocorr (indata, tn)
%*****

% indata      : input sequence
% tn          : number of period
% out         : autocorrelation data
%*****

if margin<2
    tn=1;
end

ln=length(indata);
out=zeros(1, ln*tn);

for ii=0:ln*tn-1
    out (ii+1) = sum(indata.*shift(indata, ii ,0));
end

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

%crosscor.m
%
% Crosscorrelation function of sequence
%
function [out] = crosscorr (indata1, indata2, tn)

```

```

%*****

% indata1      : input sequence 1
% indata2      : input sequence 2
% tn           : number of period
% out          : crosscorrelation data
%*****

if margin<3
    tn=1;
end

ln=length(indata1);
out=zeros(1, ln*tn);
for ii=0:ln*tn-1
    out (ii+1) = sum(indata1.*shift(indata2, ii ,0));
end

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

% spread.m
% Data spread function
%
function [iout, qout]=spread(idata, qdata, code1)
%*****

% idata      : ich data sequence
% qdata      :qch data sequence
% iout       : ich output data sequence
% qout       : qch output data sequence

```

```

% code1      : spread code sequence
%*****

switch margin
case(0,1)
error ('lack of input argument');
case 2
    code1=qdata;
    qdata=idata;
end
[hn,vn] =size(idata);
[hc,vc] =size(code1);
if hn>hc
    error ('lack of spread code sequences');
end
iout=zeros(hn, vn*vc);
qout=zeros(hn, vn*vc);
for ii=1:hn
    iout(ii,:)=reshape(rot90(code1(ii,:).3)*idata(ii,:,1,vn*vc);
    qout(ii,:)=reshape(rot90(code1(ii,:).3)*qdata(ii,:,1,vn*vc);
end
%*****end of file*****

% despread.m
%
% Data despread function
%
function [iout, qout]=despread(idata, qdata, code1)
%*****

% idata      : ich data sequence
% qdata      :qch data sequence
% iout       : ich output data sequence

```

```

% qout      : qch output data sequence
% code1     : spread code sequence
%*****

switch margin
case {0,1}
error ('lack of input argument');
case 2
    code1=qdata;
    qdata=idata;
end
[hn,vn] =size(idata);
[hc,vc] =size(code1);

vn=fix(vn/vc);
iout=zeros(hc, vn);
qout=zeros(hc, vn);

for ii=1:hc
    iout(ii,:)= rot90(flipud(rot90(reshape( idata...
(ii,:),vc,vn))) *rot90(code1(ii,:),3)));
    qout(ii,:)= rot90(flipud(rot90(reshape( qdata...
(ii,:),vc,vn))) *rot90(code1(ii,:),3)));

end

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

%
% spread.m
%
```

```

% Data spread function
%
function [iout, qout]=spread(idata, qdata, code1)
%*****

% idata      : ich data sequence
% qdata      : qch data sequence
% iout       : ich output data sequence
% qout       : qch output data sequence
% code1      : spread code sequence
%*****

switch margin
case(0,1)
error ('lack of input argument');
case 2
    code1=qdata;
    qdata=idata;
end

[hn,vn] =size(idata);
[hc,vc] =size(code1);
if hn>hc
    error ('lack of spread code sequences');
end

iout=zeros(hn, vn*vc);
qout=zeros(hn, vn*vc);
for ii=1:hn
    iout(ii,:)=reshape(rot90(code1(ii,:).3)*idata(ii,:,1,vn*vc);
    qout(ii,:)=reshape(rot90(code1(ii,:).3)*qdata(ii,:,1,vn*vc);

```

end

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

transmission system

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

```
sr=256000.0;    % Symbol rate
ml=2;          % ml : Number of modulation levels
br=sr.*ml;      % bit rate
nd=1000;        % Number of symbols
ebn0=10;        % Eb/N0
IPOINT=8;       % Number of oversamples
```

%*****Filter initialization*****

```
irfn=21;  % Number of taps
alfs=0.5; % Rolloff factor
[xh]=hrollfcoef(irfn,IPOINT,sr,alfs,1);
    % Tranamitter filter coefficients
[xh2]=hrollfcoef(irfn,IPOINT,sr,alfs,0);
    % Receiver filter coefficients
```

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

```
% time resolution
tstp=1/sr/IPOINT;
% set three delayed waves
itau=[0,2,3,4];
dlvl=[0,10,20,25];
    % number of waves
n0=[6,7,6,7];
    % initial phase of delayed waves
th1=[0.0,0.0,0.0,0.0];
    % number of fading counter to skip
itnd0=nd*IPOINT*100;
    % four fading counter is needed
itnd1=[1000,2000,3000,4000];
% number of direct waves+ number of delayed waves
nowl=4;
    % maximum Doppler frequency
fd=200;
    % flat fading
flat=0;
```

%*****Start calculations*****

```

nloop=200; % Number of simulation loops
noe=0;    % Number of error data
nod=0;    %Number of transmitted data

ebn0_array=0:1:35;
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

%*****Data generation*****
data1=rand(1,nd*ml)>0.5; % rand: built in function
%*****QPSK Modulation*****

[ich,qch]=qpskmod(data1,1,nd,ml);
[ich1,qch1]=compoversamp(ich,qch,length(ich),IPOINT);
[ich2,qch2]=compconv (ich1,qch1,xh);

%*****Attenuation Calculation*****
spow=sum(ich2.*ich2+qch2.*qch2)/nd;
    % sum: built in function
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn); % sqrt: built in function

%*****Fading Channel*****
% Generated data are fed into a fading simulator
[ifade,qfade]=sefade(ich2,qch2,itaу,dлvl,th1,n0,...
itnd1,nowl,length(ich2),tstp,fd,flat);

% Updating fading counter
itnd1=itnd1+itnd0;

%*****Add White GaussianNoise (AWGN)*****
[ich3,qch3]=comb(ifade,qfade,attn); % add white Gaussian noise
[ich4,qch4]=compconv(ich3,qch3,xh2);
syncpoint=irfn*IPOINT+1;
ich5=ich4(syncpoint:IPOINT:length(ich4));
qch5=qch4(syncpoint:IPOINT:length(qch4));
%*****QPSK Demodulation*****
[demodata]=qpskdemod(ich5,qch5,1,nd,ml);

```

```

%*****Bit Error Rate (BER)*****
noe2=sum(abs(data1-demodata));
    % sum: built in function
nod2=length(data1); % length: built in function
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2); % fprintf: built in function

end % for iii=1:nloop

%*****Output result *****
ber=noe/nod;
noe=0;
nod=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

fprintf('%d\t%d\t%d\t%e\n',ebn0,noe,nod,noe/nod);
fid=fopen('BERqpsk.dat','a');
fprintf(fid,'%d\t%e\t%f\t%f\n',ebn0,noe/nod,noe,nod);
fclose(fid);
figure; plot(ich5,qch5,'DisplayName','phaser');

figure;
h=semilogy(ebn0_array,ber_array,'o',ebn0_array,ber_array_theory,...
'--', ber_array_theory1,'*');
set(h,{'DisplayName'},{'Experiment','Theory'})
legend show

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

```

Додаток Г

Лістинг головної програми моделі каналу зв'язку з використанням методу DS-CDMA

```
% Simulation program to realize DS-CDMA system
%dscdma.m
%
% Simulation program to realize DS-CDMA system

% *****Preparation part*****
sr=256000.0;    % Symbol rate
ml=2;          % ml : Number of modulation levels
br=sr.*ml;     % bit rate
nd=100;        % Number of symbols
ebn0=10;       % Eb/N0
IPOINT=8;      % Number of oversamples

%*****Filter initialization*****
irfn=21;  % Number of taps
alfs=0.5; % Rolloff factor
[xh]=hrollfcoef(irfn,IPOINT,sr,alfs,1);
    % Tranamitter filter coefficients
[xh2]=hrollfcoef(irfn,IPOINT,sr,alfs,0);
    % Receiver filter coefficients

%*****Spreading code initialization*****

%user_array=1:7;
%for user_loop=1:length(user_array)
%user=user_array(user_loop);
% number of users
user = 7;    % number of users
seq =2;      % 1: M-sequence  2: Gold  3:Orthogonal Gold

stage=3;     % number of stages
ptap1 =[1,3]; %position of taps for 1st
ptap2 =[2,3]; %position of taps for 2nd
regi1 =[1,1,1]; % initial value of register for 1st

regi2=[1,1,1];
```

```

%*****Generation of the spreading
code*****
switch seq
case 1
    code = msec(stage, ptap1, regi1,user);

case 2
    m1 = msec(stage, ptap1, regi1);

    m2 = msec(stage, ptap2, regi2);

    code = [goldseq(m1, m2, user)];
case 3
    m1 = msec(stage, ptap1, regi1);
    m2 = msec(stage, ptap2, regi2);
    code = [goldseq(m1, m2, user),zeros(user, 1)];
end
code=code*2-1;
clen=length(code);
fprintf('%d',code)

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

rfade=0;    % Rayleigh fading  0: nothing  1: consider
itau=[0, 8];
dlvll=[0.0,40.0];    % attenuation level
n0=[6,7]; % number of waves to generate fading
th1=[0.0,0.0]; % initial phase of delayed waves
itnd1=[3001, 4004]; % set fading counter
nowl=2;    % number of direct waves+ number of delayed waves

tstp=1/sr/IPOINT/clen; % time resolution

fd=160; % maximum Doppler frequency

flat=1; % flat fading

itnde1=nd*IPOINT*clen*30; % number of fading counter to skip

%*****Start calculations*****

nloop=1000; % Number of simulation loops

```

```

noe=0;    % Number of error data
nod=0;    %Number of transmitted data

ebn0_array=0:1:25;
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*****
data1=rand(user,nd*ml)>0.5; % rand: built in function
%*****QPSK Modulation*****

[ich,qch]=qpskmod(data1,user,nd,ml);

%*****Spreading*****

[ich1,qch1]=spread(ich,qch,code); % spreading

%*****Oversampling*****

[ich2,qch2]=compoversamp2(ich1,qch1, IPOINT);

%*****Convolution*****

[ich3,qch3]=compconv2(ich2,qch2,xh); % filter

        if user==1 %transmission
            ich4=ich3;
            qch4=qch3;
        else
            ich4=sum(ich3);
            qch4=sum(qch3);
        end

%*****Fading channel*****

        if rfade==0 %transmission

```

```

        ich5=ich4;
        qch5=qch4;
    else
[ich5,qch5]=...
sefade (ich4,qch4, itau, dlvl,th1,n0,itnd1,...
nowl, length(ich4), tstp, fd, flat);
        itnd1=itnd1+itnde1;
    end

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

%*****Attenuation Calculation*****
spow=sum(rot90(ich3.^2+qch3.^2))/(nd);
    % sum: built in function
attn=0.5*spow*sr/br*10.^(-ebn0/10);
attn=sqrt(attn);    % sqrt: built in function

%*****Add White GaussianNoise (AWGN)*****
[ich6,qch6]=comb2(ich5,qch5,attn);    % add white Gaussian noise
[ich7,qch7]=compconv2(ich6,qch6,xh2);

sampl=irfn*IPOINT+1;
ich8=ich7(:, sampl:IPOINT:IPOINT*nd*clen+sampl-1);
qch8=qch7(:, sampl:IPOINT:IPOINT*nd*clen+sampl-1);

%*****Despreading*****

[ich9,qch9]=despread(ich8, qch8,code);

%*****QPSK Demodulation*****
[demodata]=qpskdemod(ich9,qch9,user,nd,ml);

%*****Bit Error Rate (BER)*****
noe2=sum(sum(abs(data1-demodata)));
    % sum: built in function
nod2=user*nd*ml; %
noe=noe+noe2;
nod=nod+nod2;
fprintf('%d\t%e\n',iii,noe2/nod2);    % fprintf: built in function

end    % for iii=1:nloop

%*****Output result *****

```

```

ber=noe/nod;
noe=0;
    nod=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
fprintf('%d\t%d\t%d\t%e\n',ebn0,noe,nod,noe/nod);
fid=fopen('BERqpsk,dat','a');
fprintf(fid,'%d\t%e\t%f\t%f\n',ebn0,noe/nod,noe,nod);
fclose(fid);
%figure; plot(ich9,qch9,'DisplayName','phaser');

    figure;
h=semilogy(ebn0_array,ber_array,'o',ebn0_array,ber_array_theory);
set(h,{'DisplayName', 'Display name'},{'Experiment','Theory'})
legend show

figure; plot(ich9,qch9,'DisplayName','phaser');
%*****End of file *****

```