

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 РТЗ-213М  
спеціальності (напряму підготовки)

172 Телекомунікації та  
(код і назва напряму підготовки, спеціальності)

радіотехніки, ДПТ Радіотехніки

Аваріна Т.А.  
(прізвище та ініціали)

Керівник Жабко В.С.  
(прізвище та ініціали)

Рецензент Касюк М.М.  
(прізвище та ініціали)

м. Запоріжжя  
2018 рік

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

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

**ЗАТВЕРДЖУЮ**

Завідувач кафедри *[Підпис]*  
Морозова С.В., к.т.н., доц.  
 "10" 12 2018 року

**ЗАВДАННЯ**  
 НА МАГІСТЕРСЬКУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Авдигінній Трині Анатоліївни  
(прізвище, ім'я, по батькові)

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

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від "31" 10 2018 року № 303

2. Строк подання студентом роботи 10.12.2018

3. Вихідні дані до роботи Канал зв'язку з використанням технології DS-SSMA. Швидкість передачі інформації 256 кбіт/с, вид розподіленої модуляції - QPSK, порядок передачі бітів 8, розмірною послідовності - M-послідовність, послідовність Голда, ортогональна послідовність Голда. Відношення Е<sub>b</sub>/N<sub>0</sub> = 0,25 дБ

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) Розробка моделі каналу зв'язку з використанням технології DS-SSMA. Обчислювальна структура схем передавача і приймача Генератор псевдовипадкових послідовностей на базі регістра зсуву. Оцінка кореляційних властивостей ПВП. Обчислювальні алгоритми моделювання Отримання залежностей BER від відношення Е<sub>b</sub>/N<sub>0</sub>

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)  
Структурні схеми передавача і приймача, блок-схема алгоритму моделі, Енергосигналів в процесі обробки у модуляторі і демодуляторі, Отримання залежностей BER від Е<sub>b</sub>/N<sub>0</sub> для різних ПВП, різної кількості корисних бітів.



## РЕФЕРАТ

ПЗ: 164 сторінка, 85 рисунків, 16 таблиць, 12 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 методи множинного доступу в цифрових каналах, наведена класифікація CDMA протоколів, 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 модему для каналу зв'язку з використанням технології DS-CDMA. Запропоновані структурні схеми передавального і приймального трактів модему. Розглянуто кореляційні властивості псевдовипадкових послідовностей. Запропонована модель каналу зв'язку у вигляді програмного комплексу.

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, ВИГРАШІ ОБРОБКИ, МАНІПУЛЯЦІЯ,  
ЦИФРОВІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ, ПЕРЕДАВАЧ, ПРИЙМАЧ, КАНАЛ ЗВ'ЯЗКУ,  
КОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ...9	
1.1 Методи множинного доступу.....	9
1.2 Загальні властивості CDMA протоколів.....	12
1.3 Класифікація SSMA або CDMA протоколів.....	21
1.4 Аналіз методів розширення спектру.....	22
1.4.1 Розширення спектра прямою послідовністю.....	22
1.4.2 Метод розширення спектра з використанням стрибків по частоті...30	
1.4.3 Метод розширення спектра за допомогою стрибків у часі.....36	
1.4.4 Розширення спектра методом лінійної частотної модуляції.....39	
1.4.5 Гібридні системи.....	40
2 МОДЕМ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ DSSS.....42	
2.1 Обґрунтування структурної схеми модему каналу зв'язку DS-SSMA....42	
2.2 Реалізація радіочастотної модуляції.....	49
2.2.1 Модулятор QPSK сигналів.....	49
2.2.2 Забезпечення прийому без міжсимвольних спотворень.....55	
2.3 Псевдовипадкові послідовності.....	58
2.3.1 Генерація розширюючих кодів за допомогою регістрів зсуву зі зворотним зв'язком .....	63
2.3.2 М-послідовності.....	65
2.3.2.1 Основні властивості ПВП.....	68
2.3.3 Послідовності Голда.....	69
2.3.4 Ортогональні послідовності Голда.....	71
2.4 Структурна схема модему DS-SSMA.....	72
3 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ DS-SSMA...81	
3.1 Програмна реалізація псевдовипадкових послідовностей .....	81
3.1.1 Генерація М-послідовностей.....	81

3.1.2	Генерація послідовностей Голда.....	86
3.1.3	Програмна оцінка кореляційних властивостей згенерованих ПВП....	90
3.2	Структура головної програми.....	99
3.3	Результати моделювання.....	115
4	ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ.....	123
4.1	Обґрунтування актуальності теми з позиції маркетингу.....	123
4.2	Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи.....	124
4.3	Розрахунок кошторису витрат на практичну реалізацію дипломного проекту.....	127
4.3.1	Розрахунок витрат на матеріали.....	128
4.3.2	Розрахунок основної та додаткової заробітної плати.....	129
4.3.3	Єдиний соціальний внесок.....	130
4.3.4	Витрати на спеціальне устаткування.....	130
4.3.5	Накладні витрати.....	132
4.3.6	Бальна оцінка економічної ефективності проекту.....	133
5	ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	137
5.1	Аналіз потенційних небезпек.....	137
5.2	Заходи щодо забезпечення безпеки.....	138
5.3	Заходи щодо виробничої санітарії та гігієни праці.....	141
5.4	Заходи з пожежної безпеки.....	145
5.5	Організація і проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт .....	147
	ВИСНОВКИ.....	151
	ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	152
	Додаток А.....	154
	Додаток Б.....	156
	Додаток В.....	161

## 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	– розширення спектра
SSMA	– (Spread Spectrum Multiple Access) протокол множинного доступу з розширенням спектра
TDMA	– (Time Division Multiple Access) множинний доступ з кодовим розділенням каналів
THSS	– (Time Hopping Spread Spectrum) розширення спектра за допомогою стрибків у часі

## 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 розширення спектра методом прямої послідовності на базі розробленої моделі каналу зв'язку з використанням такої технології.

# 1 ПРИНЦИПИ ПОБУДОВИ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ З РОЗШИРЕНИМ СПЕКТРОМ

## 1.1 Методи множинного доступу

У телекомунікаційних системах для забезпечення паралельної передачі інформації багатьох користувачів в обох напрямках необхідно встановити правила багатостанційного або множинного доступу до каналів зв'язку. Поняття множинного доступу (англ. Multiple Access) пов'язано саме з організацією сумісного використання обмеженого частотно-часового ресурсу багатьма користувачами.

Існує декілька базових методів доступу (методи ущільнення, мультиплексування), які ґрунтуються на розділі між станціями таких параметрів як простір, час, частота і код. Задача ущільнення – виділення кожному каналу зв'язку простір, час, частоту або код з мінімумом взаємних завад і максимальним використанням характеристик середовища передавання.

Зокрема виділяють п'ять можливих варіантів множинного доступу [1]:

- множинний доступ із просторовим розділенням;
- множинний доступ із частотним розділенням;
- множинний доступ із часовим розділенням;
- множинний доступ із кодовим розділенням;
- множинний доступ із поляризаційним розділенням.

Тобто, задача такого ущільнення або мультиплексування – це виділення кожному каналу простору, часу, частоти і/або коду з мінімумом взаємних завад і максимальним використанням характеристик середовища передачі.

Ущільнення з просторовим розділенням ґрунтується на розділі сигналів у просторі. Тобто кожен безпроводний пристрій може вести передачу даних тільки у межах однієї визначеної території, на якій будь-якому іншому пристрою заборонено передавати свої повідомлення.

Цей метод вважався неефективним до тих пір, поки не отримали розвиток системи, що забезпечують достатньо точну локалізацію зон дії окремих передавачів. З появою апаратури і, відповідно, стандартів, які забезпечують адаптивне перестроювання потужності передавачів абонентських і базових станцій а також систем з використанням секторних антен, цей метод отримав широке розповсюдження. Характерний приклад – системи стільникового зв'язку [2].

В схемах мультиплексування з частотним розділенням, або методі множинного доступу з частотним розділенням (FDMA), кожен пристрій працює на жорстко визначеній частоті і через це декілька пристроїв можуть вести передачу на одній території.

Наочна ілюстрація – функціонування в одному місті декількох радіостанцій, які працюють на різних частотах. Основний недолік – неефективне використання виділеного частотного ресурсу, оскільки вимагає виділення окремої частоти для кожного безпроводного пристрою, а для усунення взаємних завад між каналами необхідно введення захисних інтервалів між робочими частотами каналів.

Більш гнучкою і ефективною є система з часовим розділенням (TDM). Множинний доступ з часовим розділенням (TDMA) передбачає, що розподіл каналів здійснюється у часі, тобто, кожен передавач працює на частоті  $f$  в області  $s$ , але в різні проміжки часу  $t_i$  (які циклічно повторюються) при жорстких вимогах до синхронізації передачі.

Подібна схема достатньо гнучка, оскільки часові інтервали можуть динамічно перерозподілятися між пристроями мережі. Пристроєм з більшим трафіком призначаються більш тривалі інтервали, порівняно з пристроями з меншим трафіком.

Але цей метод не може використовуватися в чисто аналогових мережах, оскільки вимагається оцифрування аналогового сигналу і розбиття його на пакети. Швидкість передачі окремого пакету, як правило, суттєво, перевищує швидкість передачі вхідних оцифрованих даних.

Характерний приклад часового ущільнення – метод магістральної передачі телефонного трафіка за допомогою каналів E1. На вузловій АТС аналоговий телефонний канал перетворюється на потік даних зі швидкістю 64 кбіт/с. Фрагменти по 8 біт з 32 каналів (30 телефонних і два службових) утворюють цикл. Тривалість кожного циклу 125 мкс, відповідно швидкість передачі  $(32 \cdot 8) / 125 \text{ мкс} = 2048 \text{ кбіт/с}$ . Цей потік транслюється по магістральним каналам і поновлюється (відбувається демультимплексування) на приймальному боці [2].

Основний недолік часового ущільнення – це миттєва втрата інформації від час зриву синхронізації в каналі. Але вдалий досвід використання таких знаменитих систем з TDM, як стільникові мережі GSM, свідчить про достатню надійність методу TDM.

Останній тип мультиплексування – метод множинного доступу з кодовим розділенням (CDMA).

Для такої схеми усі передавачі передають сигнали на одній й тій же частоті  $f$  в області  $s$  у час  $t$ , але з різними кодами  $c_i$ . При цьому кожен передавач замінює кожен біт початкового інформаційного потоку даних на CDM символ – кодову послідовність довжиною 11, 16, 32, 64, 128 і т.д. так званих дискретів або чіпів. Кодова послідовність унікальна для кожного передавача, причому їх підбирають так, щоб кореляція двох будь-яких кодів була мінімальною. Приймач знає CDM-код передавача, сигнали якого повинен сприймати. Він постійно приймає усі сигнали, оцифровує їх. Потім в кореляторі проводиться операція згортки вхідного оцифрованого сигналу з відомим CDM кодом. У спрощеному виді це можна трактувати як операцію скалярного перемноження вектора вхідного сигналу і вектора з CDM кодом. При цьому сигнали від інших передавачів приймач сприймає як адитивний шум. Більше того, завдяки великій надлишковості (кожен біт замінюється великою кількістю чіпів) потужність сигналу, що приймається, одного порядку з інтегральною потужністю шуму. Подібності CDM сигналів до гаусівського шуму досягають використанням кодів, які походять від генераторів псевдовипадкових послідовностей. Такі кодові послідовності називають PN-кодами, а модульовані ними сигнали шумоподібними сигналами (ШПС).

Очевидно, що при передачі ШПС спектр початкового коливання суттєво розширюється.

Найбільш сильною стороною CDM є підвищена завадостійкість і захищеність передачі даних – не знаючи коду неможливо отримати сигнал, а в ряді випадків і визначити його наявність. Крім того, кодовий простір є незрівнянно більш значним порівняно зі схемою FDMA, що дозволяє без особливих проблем надавати кожному передавачеві свій індивідуальний код. Основною проблемою кодового ущільнення вважалася складність технічної реалізації приймачів і необхідність точної синхронізації передавача і приймача для отримання пакета [2, 3].

## **1.2 Загальні властивості CDMA протоколів**

CDMA протоколи представляють клас протоколів для яких можливість реалізації множинного доступу досягається в головному за допомогою кодування. Як відзначалося, для методу CDMA кожному користувачеві надається унікальна адресна послідовність за допомогою якої відбувається кодування як корисного, так і завадового сигналу. На приймальному боці користувач, якому відома ця послідовність, здійснює декодування прийнятого сигналу і поновлення початкових даних. Оскільки ширина спектра закодованого сигналу обирається набагато більшою за спектр інформаційного сигналу, то процес кодування призводить до суттєвого розширення спектра порівняно з інформаційним сигналом, і такий метод трактується як модуляція з розширенням спектра (Spread Spectrum). Результуючий сигнал також називають сигналом з розширеним спектром (SS сигнал) і CDMA протоколи часто називають протоколами множинного доступу з розширенням спектра (SS Multiple Access Protocols – SSMA).

Початкове запровадження технологій з розширення спектра достатньо важко визначити, оскільки сучасні технології з розширенням спектра є результатом розвитку техніки у різних напрямках, зокрема, у радарних з високою роздільною

здатністю, у системах визначення напрямку, супроводження, кореляційному прийомі, узгоджених фільтрах, придушення завад, теорії і інформації і побудові захищених систем [4]. Відповідно, перші варіанти застосування систем з розширенням спектра відносяться до військової техніки, зокрема, радарів, але із розвитком сучасних технологій у телекомунікаціях призвели до широкого впровадження цього методу у системах зв'язку з мобільними об'єктами.

Технології, які можуть класифікуватися як системи з широкосмуговою модуляцією повинні задовольняти таким вимогам [5]:

- 1) спектр сигналу, що передається повинен бути набагато більшим порівняно зі спектром інформаційного сигналу;
- 2) результуюча смуга пропускання радіосигналу визначається зовсім іншою функцією, ніж та яка визначає інформаційний сигнал. Це ствердження справедливо незалежно від типу модуляції, що використовується, зокрема з будь-якими різновидами фазової і частотної модуляції.

Таке перетворення інформаційного сигналу на широкосмуговий сигнал, що передається, здійснюється за рахунок кодування інформаційного сигналу кодом, який абсолютно не залежить від інформаційних даних і має набагато більшу ширину спектра, що призводить до суттєвого зменшення спектральної щільності потужності сигналу у широкій смузі частот, що передається.

Відношення смуги частот результуючого кодованого сигналу  $\Delta f$  до ширини спектра модулюючого сигналу  $\Delta F$  називають виграшем обробки (або коефіцієнт розширення) систем з розширенням спектра [1,3]:

$$G_p = \frac{\Delta f}{\Delta F}, \quad (1.1)$$

Приймач генерує свій власний код, який повинен відповідати тому ж коду, що застосовувався на приймальному боці, і за допомогою кореляційних методів прийому витягує інформаційний сигнал з переданого широкосмугового сигналу. Саме через кодування системи з розширенням спектра мають цілий ряд

особливостей , які суттєво відрізняють їх від вузькосмугових систем. Розглянемо дещо детальніше властивості сигналу з розширенням спектра [3, 4, 5].

1. Можливість реалізації множинного доступу. Якщо багато користувачів передають одночасно сигнал з розширеним спектром, то приймач такої системи буде спроможним відрізнити конкретного користувача, який має свій унікальний адресний код і практично некорельований з кодами інших користувачів (мала крос-кореляція).

В результаті кореляційна обробка такого сигналу призведе тільки для цього користувача до зворотного ефекту, порівняно з передавальним трактом, тобто, відбудеться поновлення спектра прийнятого сигналу до початкового спектра інформаційного сигналу.

У той же час для усіх інших користувачів, які мають інший адресний код, широкосмуговий сигнал залишиться без зміни та їх спектр залишається розмазаним у широкій смузі частот значно більшої за спектр інформаційного сигналу. В результаті спектральна щільність потужності для корисного користувача буде набагато більшою порівняно з спектральною щільністю потужності сигналів від інших користувачів, що надає принципову можливість витягнення саме корисного сигналу.

На рисунку 1.1 зображено концептуально процес формування широкосмугових сигналів для двох користувачів, який відбувається на передавальному боці.

Відповідно ці широкосмугові сигнали передаються через канал зв'язку. На рисунку 1.2 зображено результат обробки сигналів на приймальному боці.

На рисунку 1.2 а зображено спектральну щільність потужності для результуючого сигналу на вході приймального тракту, яка утворюється двома широкосмуговими сигналами, а на рисунку 1.2 б – результат кореляційної обробки прийнятих сигналів.

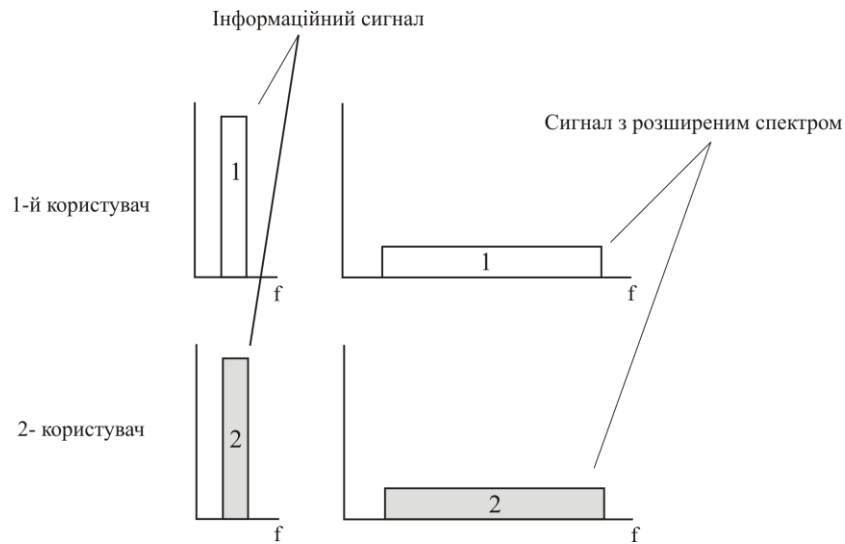


Рисунок 1.1 – Графічна ілюстрація розширення спектра інформаційного сигналу

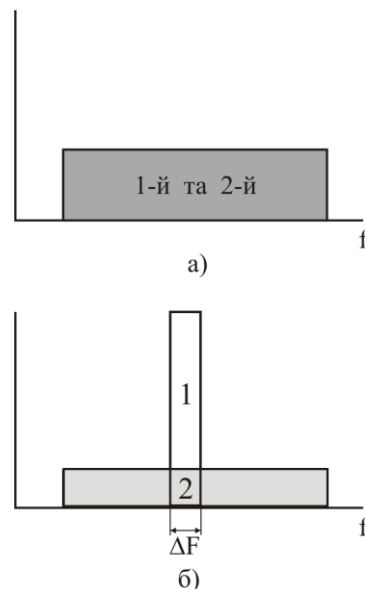


Рисунок 1.2 – Ілюстрація кореляційної обробки для санкціонованого (1) і несанкціонованого користувачів (2)

Очевидно, оскільки поновлення спектра відбулося тільки для першого користувача, а для другого сигналу через інший код скорочення спектра не відбулося, то у вузькій смузі частот, властивій інформаційному сигналу, спектральна щільність потужності для першого користувача виходить набагато більшою порівняно з сигналом другого користувача у тій же смузі, що очевидно надає можливість виділення сигналу тільки першого користувача, тобто, реалізує

власне протокол множинного доступу, який передбачає одночасну роботу багатьох користувачів.

2. Захист від наслідків ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

Як відомо, в радіоканалі існує не єдиний шлях проходження сигналу від передавача до приймача і це призводить до, так званого, ефекту багатопроменевого розповсюдження радіохвиль.

Ефект багатопроменевого розповсюдження пояснюється існуванням різних можливих шляхів надходження одного і того ж сигналу до абоненту через ефекти перевідбиття сигналів від різноманітних фізичних об'єктів, дифракцію та розсіювання.(рис. 1.3) [1].

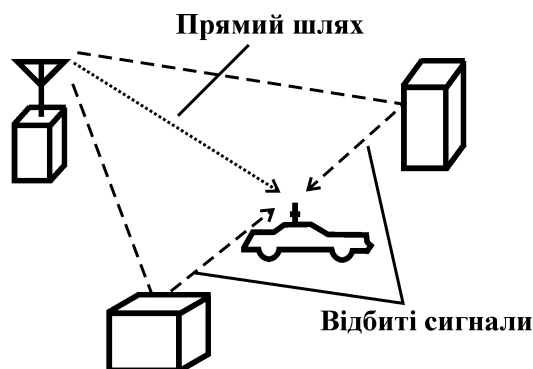


Рисунок 1.3 – Ілюстрація багатопроменевого розповсюдження сигналів

Багатопроменеве розповсюдження призводить до флуктуацій сигналу у точці прийому за амплітудою, фазою і кутом надходження – комплексу явищ, що отримав назву федингу.

Розбіжність у фазових зсувах відбитих сигналів під час їх додавання у точці прийому може приводити як до збільшення результуючого сигналу над середнім рівнем, так і до значного ослаблення результуючого сигналу. Причому ці провали сигналу, або завмирання, що виникають через взаємну компенсацію сигналів у випадку невдалого сполучення фаз і амплітуд, можуть бути значними.

Звичайно завмирання сигналу, що приймається мобільним абонентом, завжди характеризуються двома складовими – великомасштабними завмираннями, які часто спрощено трактують як повільні, і дрібномасштабними завмираннями або швидкими [1, 3] (рис. 1.4).

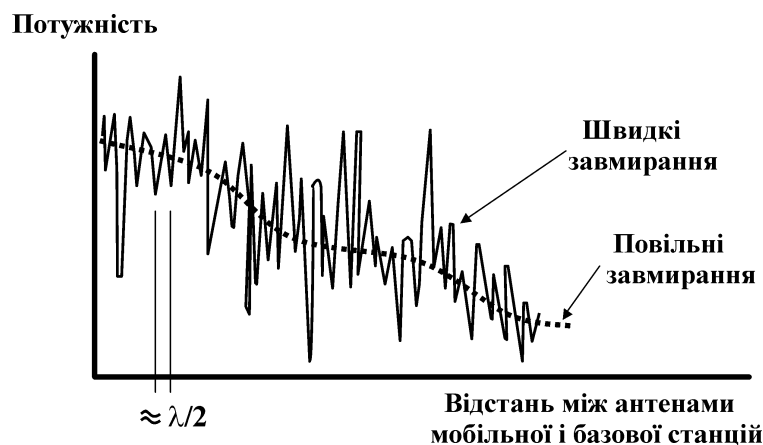


Рисунок 1.4 – Повільні і швидкі завмирання сигналу у точці прийому

Великомасштабні завмирання зумовлені впливом рельєфу місцевості, а саме значних перешкод (гори, ліс, будівлі і т. і.), що розташовані між передавачем і приймачем системи зв'язку. Наявність таких перешкод приводить до зміни умов поширення радіохвиль і у точці прийому може помітно збільшуватися затухання сигналу – цей ефект отримав назву затінення (Shadowing).

Урахування статистичних властивостей такого типу завмирань дозволяє адекватно оцінювати втрати розповсюдження, як функцію відстані антени приймача МС від передавача БС. Інтенсивність повільних завмирань не перевищує 5...10 дБ, а їх тривалість під час руху автомобілю визначається декількома секундами.

Математично великомасштабні завмирання описуються логарифмічно нормальним законом розподілу, а практично проявляються як зміна середнього рівню потужності на який накладаються швидкі завмирання.

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

Механізм дії швидких завмирань можна розглядати у двох аспектах: по-перше, це змінна у часі поведінка каналу зв'язку, а по-друге, часове розсіювання (Time Spreading) або часова дисперсія [1, 3].

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

Можна сказати, що швидкість зміни умов розповсюдження зумовлює швидкість зміни завмирань у прийнятому сигналі через фединг. Швидкість зміни рівня сигналу часто характеризують терміном доплерівське розсіювання, яке визначає селективний (змінний) у часі випадковий фазовий шум через випадкову частотну модуляцію.

Доплерівське розсіювання визначається як ширина спектру прийнятого несучого коливання у випадку, коли через канал із багатопроменевим розповсюдженням передається одне єдине несуче коливання на частоті  $f_0$ . Якщо позначити максимальне значення частоти доплерівського зсуву як  $f_d$ , то через доплерівське розсіювання приймається «розмазаний» спектр сигналу зі спектральними компонентами між частотами  $f_0 - f_d$  і  $f_0 + f_d$ .

Наприклад, для швидкості руху мобільної станції 90 км/год смуга пропускання від ефекту Доплера на частоті 900 МГц складає приблизно 150 Гц (це означає зміну характеристик каналу 150 разів за секунду) [1].

Часове розсіювання представляє дещо інший механізм впливу багатопроменевого розповсюдження на якість зв'язку із використанням методу TDMA.

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

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

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

Обвідна результуючого коливання (рис. 1.4) є випадковою величиною і, якщо у прийнятому сигналі за умови великої кількості відбитих сигналів відсутня домінуюча компонента сигналу прямої видимості, характеризується розподілом за законами Релея (релеївські завмирання).

Діапазон зміни рівня сигналу може досягати 40 дБ, з яких приблизно 10 дБ – це перевищення над середнім рівнем, а 30 дБ – провали нижче середнього рівня. Під час переміщення мобільного абоненту періодичність флуктуацій у просторі складає приблизно половину довжини хвилі (рис. 1.4).

У часі період флуктуацій визначається швидкістю переміщення мобільного абоненту. Так, для швидкості 50 км/год період флуктуацій складає приблизно 10 мс, для швидкості 100 км/год – 5 мс. Наприклад, на рисунку 1.5 наведена типова обвідна прийнятого сигналу для швидкості руху автомобілю 120 км/год, з якої можна визначити, що період флуктуацій складає приблизно 4 мс [1].

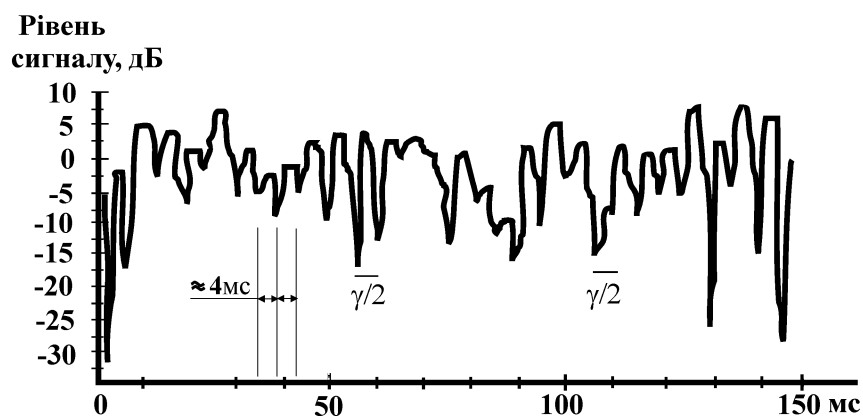


Рисунок 1.5 – Типова обвідна прийнятого сигналу у діапазоні 900 МГц для швидкості мобільного абоненту 120 км/год

Зауважимо, що фединг також може приводити до явища повного фазового компенсування. Коли хвилі прямого і відбитого сигналу відрізняються на  $180^\circ$ , то може відбутися повне придушення результуючого сигналу. Але відзначається, що незважаючи на те, що така ситуація виглядає досить критичною, протягом сеансу зв'язку вона є досить короткочасною.

Іншими словами, цифрові стандарти спроможні підтримувати зв'язок навіть за умови короткочасного фазового компенсування, але з відповідним різким погіршенням якості. Більш серйозною ситуація фазового компенсування виглядає для каналу управління, приводячи до з'явлення у певній області «чорних дірок», де встановлення зв'язку час від часу стає неможливим.

Модуляція з розширенням спектра може суттєво протидіяти наслідкам інтерференції, що виникає через багатопроменеве розповсюдження, але конкретний спосіб реалізації протидії залежить від конкретного типу модуляції радіосигналу.

3. Конфіденційність. Сигнал з розширеним спектром виглядає для несанкціонованого користувача як шумоподібний сигнал, а поновлення інформаційного сигналу можливо тільки для користувача, адресний код якого збігається з кодом передавальної сторони.

4. Придушення завад. Розширення спектра за допомогою кодування дозволяє суттєво підвищити завадостійкість системи зв'язку. Дійсно, модуляція сигналу псевдовипадковою послідовністю на передавальному боці вимагає практично таку ж саму операцію і на приймальному боці.

Приймач генерує свій власний код, що повинен бути узгодженим із кодом, що генерується передавачем. Поновлення початкового вузькосмугового сигналу проводиться у кореляторі за рахунок перемноження згенерованого PN коду і прийнятого сигналу.

Але, для вузькосмугової завади демодулююча послідовність під час прийому виступає аналогічно до модулюючої – спектр завади відповідно до (1.1) розширюється у  $G$  раз, де  $G$  – вигравш обробки (рис. 1.6). Тому, у вузькій смузі

частот, притаманній початковому сигналу, буде знаходитися тільки  $1/G$  частина потужності завади, тобто вузькосмугова завада ослаблюється у  $G$  раз.

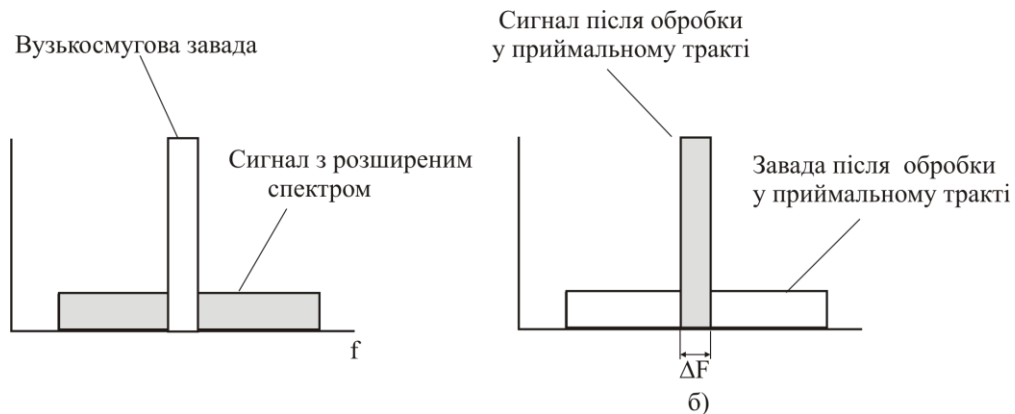


Рисунок 1.6 – Принцип придушення вузькосмугової завади

5. Мала ймовірність перехоплення. Через вкрай низьку спектральну щільність потужності (практично шумоподібний сигнал). SS сигнал важко прийняти несанкціонованому користувачеві.

### 1.3 Класифікація SSMA або CDMA протоколів

Існує декілька модуляційних технологій для генерації SS сигналу. Проведемо аналіз найбільш важливих з них.

Класифікація SSMA або CDMA протоколів може проводитися за двома різними ознаками: по-перше, це, власне, за протоколами, що використовуються, а, по-друге, за типом модуляційної схеми.

Класифікація за першим признаком дає дві групи протоколів – усереднюючі системи і системи із запобіганням [4].

Усереднюючі системи зменшують вплив завад шляхом їх усереднення за достатньо великий інтервал часу. Системи із запобіганням зменшують вплив завад шляхом їх уникнення впродовж достатньо великого інтервалу часу.

Класифікація SSMA або CDMA протоколів за методом модуляції дозволяє виділити п'ять груп протоколів [4, 5]:

– розширення спектру прямою послідовністю (англ. DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum) або пряме розширення спектру за допомогою псевдовипадкової послідовності (PN-коду);

– розширення спектра за допомогою стрибків по частоті. Зокрема, метод розширення спектру за допомогою повільних стрибків по частоті (FHSS) використовується у стандарті GSM для підвищення завадостійкості;

– розширення спектра за допомогою стрибків у часі; сигнал передається у визначених часових інтервалах (вікнах або слотах), які виникають псевдовипадково, а на приймальному боці синхронізується робота приймача саме для конкретних часових вікон;

– лінійна частотна модуляція сигналів (chirp modulation);

– комбіновані методи розширення спектру.

З цих протоколів технологія DSSS відноситься до усереднюючих SS протоколів. Гібридні технології також можуть відноситися до усереднюючих протоколів, якщо як метод DSSS входить як складова до власне гібридної системи. Обидва види класифікації наведені у таблиці 1.1.

Таблиця 1.1 – Класифікація SSMA протоколів

	DS	FH	TH	Лінійна частотна модуляція	Гібридні
З усередненням	*				*
Із запобіганням		*	*	*	*

## 1.4 Аналіз методів розширення спектру

### 1.4.1 Розширення спектра прямою послідовністю

Для DS-CDMA протоколів інформаційний сигнал (сигнал даних) безпосередньо модулюється цифровим кодом. Сигнал даних може бути як аналоговим, так і цифровим. У більшості випадків сигнал даних подається у

цифровому вигляді і у такому випадку він безпосередньо перемножується з кодовим сигналом, а вже отриманий результуючий сигнал модулює широкосмугову несучу. Саме з такого алгоритму роботи – безпосереднього перемноження, цей метод отримав назву DSSS – розширення спектра методом прямої послідовності.

На рисунку 1.7 зображено можливий варіант реалізації структурної схеми передавача для методу DS-CDMA [3].



Рисунок 1.7 – Варіант побудови структурної схеми передавача системи зв'язку з використанням DS-CDMA

Відповідно до структурної схеми можна стверджувати, що у CDMA системі відбувається двохступенева модуляція.

Як впливає з рисунка 1.7, на першому етапі бінарний сигнал даних модулює несуче коливання. В свою чергу модульована даними несуча на другому етапі підлягає широкосмуговій модуляції кодовою послідовністю.

Кодова послідовність складається з великої кількості кодованих символів, які можуть приймати значення +1 або -1. Оскільки ці кодові символи не несуть ніякої інформації, то їх називають дискретами або “чіпами”. Для того, щоб отримати необхідне розширення спектра модульованого сигналу, швидкість повторення чіпів повинна бути набагато більшою за швидкість передачі інформаційного сигналу.

Для реалізації такої технології можуть використовуватися різні способи радіочастотної модуляції, наприклад, різні форми фазової маніпуляції (PSK), зокрема BPSK, або маніпуляції з мінімальним зсувом і т. ін.

Враховуючи, що для цифрових видів модуляції досить часто модулюючий сигнал подається у форматі NRZ без постійної складової, то схему рисунка 1.7 можна спростити за рахунок видалення модулятора даних і подати у вигляді рисунка 1.8.

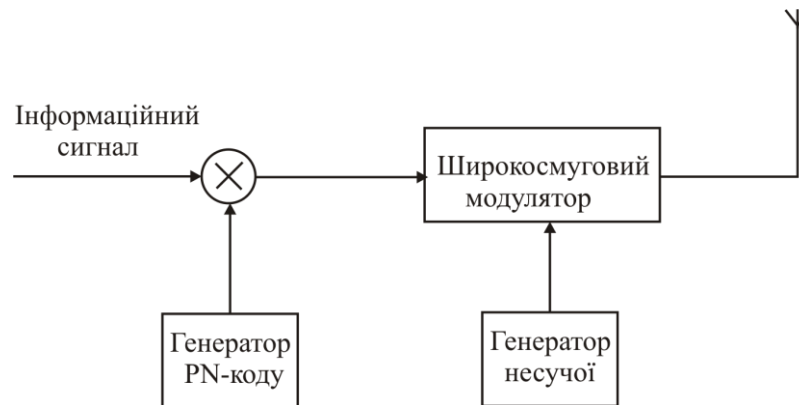


Рисунок 1.8 – Формування кодованого інформаційного сигналу за допомогою перемножувача

Результуючий DSSS сигнал, який формується у передавачі зображено на рисунку 1.9.

З аналізу рисунка 1.9 виходить, що за один інформаційний символ передаються 10 кодових чіпів (швидкість передавання чіпів у 10 разів більша за швидкість передавання інформації і відповідно виграш обробки для даного прикладу рівняється 10). Необхідно відзначити, що для реальних систем з використанням DSSS виграш обробки або коефіцієнт розширення обирається набагато більшим (зокрема, для стандарту 2G cdmaOne значення  $G$  обрано рівним 128) [6].

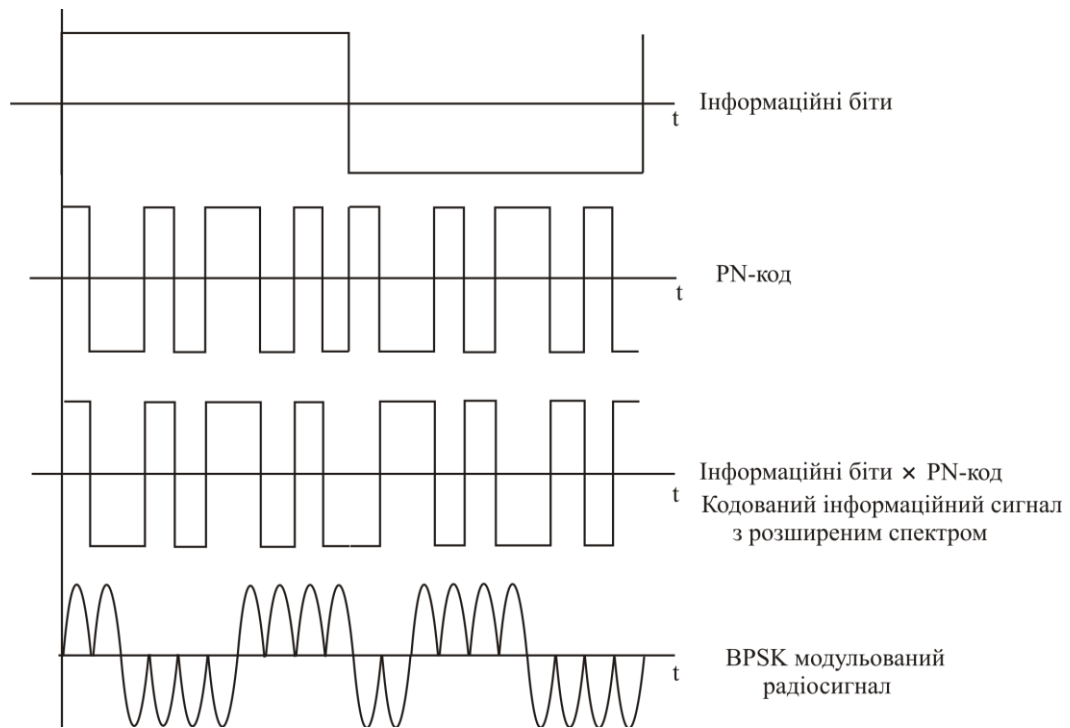


Рисунок 1.9 – Епюри сигналів для системи з розширеним спектром і використанням методу модуляції BPSK

Після передачі такого сигналу через ефір приймач, структурна схема якого зображена на рисунку 1.10, використовує когерентну демодуляцію з метою здійснення операції зворотної до передавального тракту, тобто, поновлення спектра широкосмугового сигналу до початкового спектру інформаційного сигналу.

Для цього застосовується подібний до передавача кодовий сигнал, що генерується у приймачі. Для реалізації можливості провести звуження спектра до початкового спектра інформаційного сигналу, приймач повинен не тільки повністю повторити кодову послідовність, яка використовувалася на приймальному боці, але й бути спроможним здійснити синхронізацію кодів прийнятого сигналу і згенерованого власне приймачем.



Рисунок 1.10 – Структурна схема приймача системи з розширенням спектра

Синхронізація повинна бути встановлена на початку прийому і підтримуватися впродовж прийому повного переданого сигналу. На рисунку 1.10 цю задачу виконує блок синхронізації. За допомогою демодулятора коду відбувається поновлення спектра інформаційного сигналу і вже після демодулятора даних отримується демодульована послідовність інформаційних біт.

З попереднього аналізу було визначені переваги технології SS сигналів. Найбільш важливими властивостями з точки зору CDMA можна вважати такі: можливість реалізації множинного доступу, придушення міжсимвольної інтерференції, придушення вузькосмугових завад і в царині створення захищених засобів комунікацій – низька ймовірність перехоплення (LPI). Розглянемо детальніше ці чотири властивості методу DSSS-CDMA.

1. Реалізація множинного доступу. Якщо багато користувачів використовують одночасно один і той же частотний канал, то відповідно велика кількість DSSS сигналів перекриваються у часі і за частотою. На приймальному боці когерентна демодуляція (кореляційний прийом) застосовується для витягнення саме кодової модуляції.

Така обробка дозволяє сконцентрувати потужність сигналу саме від корисного абонента у вузькій смузі інформаційного сигналу. Якщо крос-кореляція між кодом абонента і іншими завадовими кодами мала, то когерентне детектування дозволяє у смузі пропускання інформаційного сигналу отримати значно меншу потужність від завадових сигналів.

2. Придушення міжсимвольної інтерференції, що виникає через багатопроточне розповсюдження радіохвиль. Якщо кодова послідовність має ідеальну автокореляційну функцію, то значення кореляційної функції рівняється нулю за межами інтервалу  $[-T_d, T_d]$ , де  $T_d$  – тривалість одного дискрета (чіпа). Це означає, що у випадку коли приймаються корисний сигнал та його копія, яка затримана через перевідбиття на інтервал більший за  $2T_d$ , то при когерентній демодуляції затриманий сигнал буде розглядатися як завадовий і тільки незначна частина такого сигналу попаде у вузьку смугу інформаційного сигналу.

3. Придушення вузькосмугової завади. Когерентне детектування у приймачі передбачає перемноження прийнятого сигналу на згенерований у приймачі PN-код. Але, подібно до процесів у передавачі, перемноження вузькосмугового сигналу на широкосмугову кодову послідовність розширює спектр вузькосмугового сигналу і в результаті потужність завади з розширеним спектром у вузькій смузі інформаційного сигналу зменшується у коефіцієнт, який чисельно визначається вираженням обробки (коефіцієнтом розширення)  $G$ .

4. Низька ймовірність перехоплення.

Оскільки DSSS сигнал використовує весь час практично повну широкосмугову ділянку виділеного спектру, то це призводить до дуже малої нормованої за частотою щільності потужності (Вт/Гц). Цей факт суттєво ускладнює детектування такого сигналу і відповідно, малу ймовірність перехоплення.

Окрім вище визначених властивостей DS-CDMA протоколи мають ще низку особливостей, які можна розділити на такі які надають перевагу методу, а також такі, які можна віднести до недоліків.

До переваг методу DS-CDMA можна віднести такі властивості [4]:

– генерація кодованого сигналу відбувається достатньо простими засобами. Зокрема це може бути здійснено простим перемноженням, як показано на рисунку 1.8;

– оскільки необхідно реалізувати тільки одну несучу частоту, реалізація частотного синтезатора (генератор несучої) не представляє проблем;

– можливе застосування когерентної демодуляції SS сигналу;

– ніякої синхронізації між користувачами не потрібно.

До недоліків методу можна віднести такі характеристики:

– встановлення і підтримання синхронізації прийнятого сигналу з кодовим сигналом приймача є достатньо складною задачею. Причому синхронізація повинна підтримуватися на інтервалі одного чіпа;

– для коректного прийому кодова послідовність у приймачі повинна синхронізуватися з прийнятим сигналом впродовж інтервалу, який складає долю тривалості одного чіпа. Враховуючі недоступність великих суміжних частотних діапазонів, цей чинник обмежує границі розширення спектра до 10...20 МГц.

– через те, що взаємна кореляційна функція між двома PN-кодами різних користувачів не точно дорівнює нулю, системам зв'язку із використанням CDMA притаманні проблеми близько/далеко розташованих абонентів.

Вихідний сигнал корелятору може бути представленим у вигляді суми двох компонент: по-перше, це складова, що визначається автокореляційною функцією власного PN-коду із корисним закодованим сигналом; по друге, це сума взаємних кореляційних функцій корисного сигналу із усіма іншими кодованими сигналами.

Тому, якщо у приймачі відбувається декодування корисного k-го сигналу, то математично вихідний сигнал корелятору  $A_\Sigma$  може бути наданий у вигляді [1]:

$$A_\Sigma = A_k + \sum_j A_j \cdot \rho_{jk}, \quad (1.2)$$

де  $A_j$  – амплітуда j-го сигналу;

$\rho_{jk}$  – коефіцієнт кореляції між k j сигналами;

$\Sigma$  – сума по усім  $j$ -м сигналам (за винятком  $k$ -го сигналу).

Оскільки взаємна кореляція між кодами мала (в ідеалі повинна дорівнювати нулю), сума крос-кореляційних складових повинна бути набагато меншою за корисний сигнал. Але, якщо корисний сигнал приходить від абоненту, що розташований на максимальній відстані від базової станції, і одночасно працюють абоненти, що розташовані значно ближче у одній і тій же смузі частот, то корисний сигнал може бути досить малим, для того, щоб перевищувати сумарну складову від взаємних кореляційних функцій. Зауважимо, що ця проблема існує тільки у зворотному каналі (від мобільної станції до базової).

Для ефективної роботи CDMA систем необхідно, щоб сигнали від мобільних абонентів, що надходять до приймача базової станції мали приблизно однаковий рівень. Для досягнення такого балансу у системах із кодовим розділенням сигналів використовують метод динамічного контролю потужності. Повна потужність сигналів від багатьох користувачів у приймачі визначає рівень системних шумів після декореляції. До тих пір, поки потужність сигналів у приймачі базової станції від кожного користувача у межах стільника підтримується приблизно однаковою, то саме сигнал із максимальним рівнем від конкретного мобільного абоненту буде домінувати у демодуляторі базової станції.

Збільшення рівня сигналу від будь-якого абоненту за інші сигнали призводить до збільшення рівня шумів на вході приймача базової станції, тобто наявність сигналів із високим рівнем (набагато більшим за інші) зменшує ймовірність прийому і декореляції сигналу конкретного мобільного абонента. Тому, у системах із кодовим розділенням на кожній базовій станції застосовуються системи регулювання потужності для керування рівнем сигналів, що надходять від мобільних абонентів з метою їх вирівнювання. За таким підходом сигнал від мобільного абонента, який знаходиться поблизу базової станції, не буде заважати сигналу абонента, що знаходиться на значно більшій віддалі.

### 1.4.2 Метод розширення спектра з використанням стрибків по частоті

Для протоколів CDMA, які використовують стрибки по частоті (FH-CDMA), несуча частота модульованого коливання не є константою і періодично змінюється. Тобто, впродовж певного часового інтервалу (часового слоту) частота підтримується постійною, але через деякий часовий інтервал відбувається стрибок частоти до іншого значення несучої. Алгоритм стрибків визначає кодовий сигнал. Набір можливих значень частоти називають частотно-часовою матрицею. Зайнятість виділеного частотного діапазону для FH-SS систем принципово відрізняється від методу DSSS. Системи з прямим розширенням спектра (DSSS) в процесі передачі займають весь виділений на систему частотний діапазон. У той же час для FH-SS систем безпосередньо в процесі передачі займається тільки мала частина виділеного діапазону, але її розташування у часі змінюється.

Припустимо, що FH система здійснює передачу у відносно вузькій смузі частот. На рисунку 1.11 це відображено формуванням сітки частот з виділенням вузької смуги частот для одного каналу. (рис. 1.11 а) У той же час DS-система розширює спектр сигналу, що передається на весь частотний діапазон (рис. 1.11 б) і як результат, потужність, яка випромінюється у повному частотному діапазоні буде набагато менша порівняно з FH системою [4, 7].

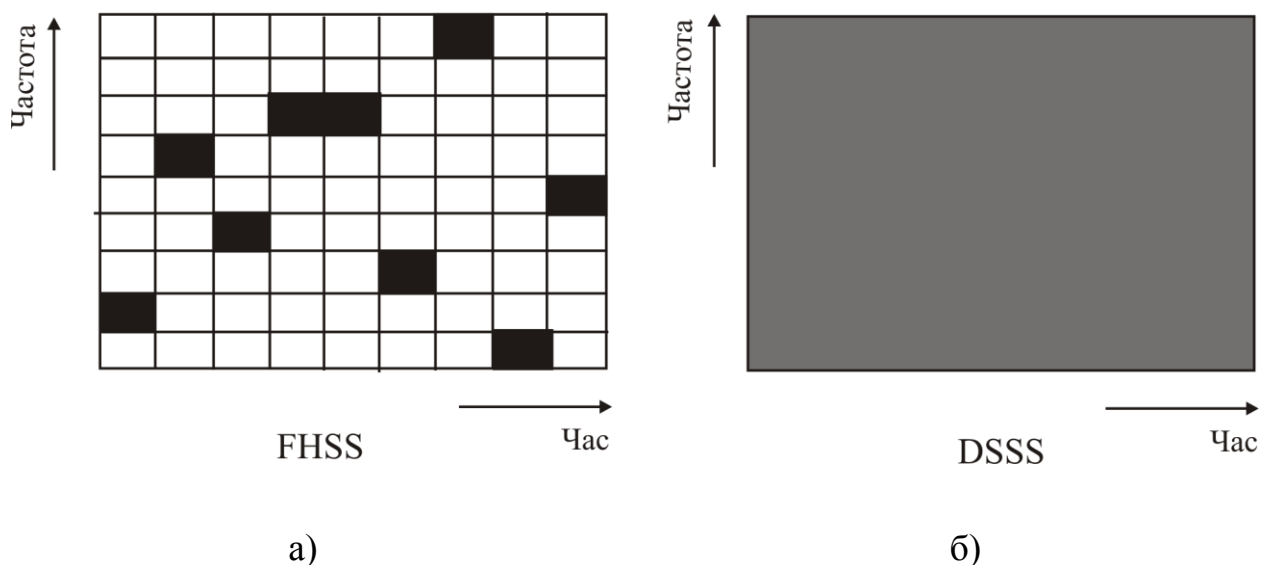


Рисунок 1.11 – Графічна ілюстрація методів FHSS (а) і DSSS (б)

Але, DS-система здійснює передачу впродовж усього часового інтервалу, у той час як FH система використовує частотний канал тільки частину цього часового інтервалу. В середньому, можна вважати, що обидві системи транслюють одну й ту ж потужність у виділеному частотному ресурсі. Ця різниця двох методів і проілюстрована на рисунку 1.11.

На рисунку 1.12 зображено структурні схеми передавача і приймача FHSS системи [7].

Сигнал даних модулюється в основній смузі частот і за допомогою змішувача переноситься на несучу частоту. Для модуляції можуть застосовуватися різні типи модуляції і, в принципі, не має суттєвої різниці, який конкретний тип модуляції застосовуються для технології стрибків по частоті.

Звичайно для аналогових систем застосовується частотна модуляція (FM), а для цифрових систем використовується двійкова частотна маніпуляція (FSK). Застосування високошвидкісного синтезатора, що керується кодовим сигналом (сумісно зі змішувачем) дозволяє реалізувати перенесення сигналу на робочу частоту.

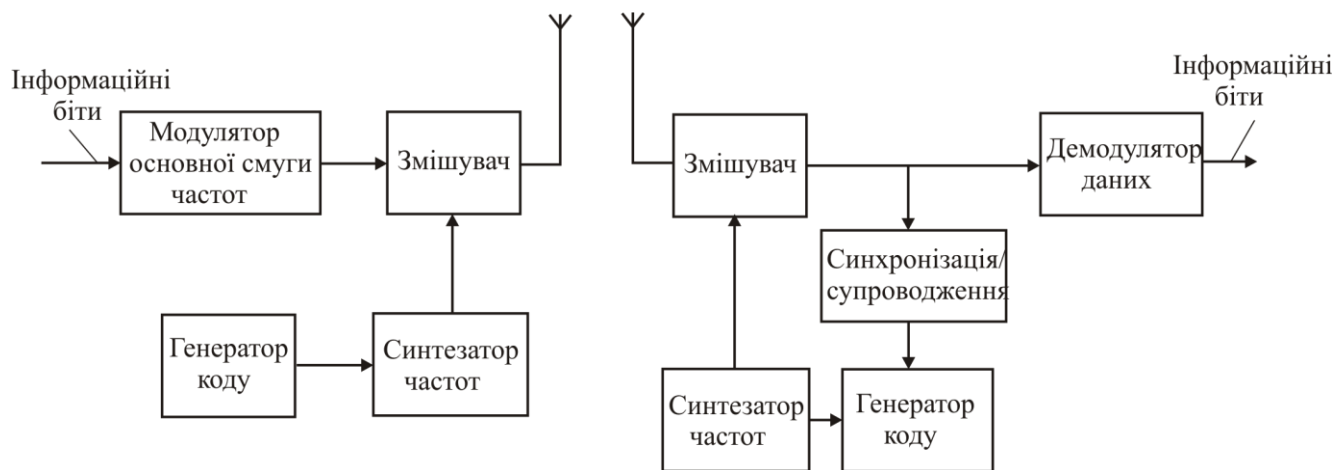


Рисунок 1.12 – Структурні схеми передавача і приймача FHSS системи

На приймальному боці відбувається зворотний процес. За допомогою згенерованої у приймачі послідовності у змішувачі відбувається зворотне перенесення радіосигналу до основної смуги частот. На виході змішувача

отримується промодульований сигнал даних. Після демодуляції формується поновлений потік інформаційних бітів.

Схема синхронізації та супроводження гарантує, що стрибки несучої на передавальному боці повністю синхронізовані з алгоритмом стрибків у приймачі, що і забезпечує коректний механізм розширення спектра.

FH-CDMA системи класифікують за швидкістю стрибків несучої. Якщо кількість стрибків набагато більша за швидкість передавання інформації, то такі системи трактують як FH-CDMA з швидким перестроєнням частоти (fast FH – F-FH). У такому варіанті значення несучої частоти змінюється декілька разів впродовж тривалості одного біта, тобто один інформацій біт передається на декількох частотах. Якщо ж кількість стрибків менша за швидкість передавання інформації, то такі системи трактують як FH-CDMA системи з повільними стрибками по частоті (slow FH – S-FH). Для такого варіанту декілька бітів передаються на одній несучій частоті.

Смуга частот одного частотного каналу (на одній з несучій, значення якої змінюється стрибками) залежить не тільки від смуги інформаційного сигналу, але й від форми сигналу, що задає стрибки по частоті і значення стрибка по частоті. Якщо значення стрибка по частоті набагато менше порівняно з спектром інформаційного сигналу (що відповідає варіанту повільних стрибків S-FH), то ширина спектра інформаційного сигналу виступає основним фактором, що визначає смугу частот.

Якщо ж значення частоти стрибка набагато більше за смугу інформаційного сигналу, то форма імпульсного сигналу, що задає стрибки частоти буде визначати ширину смуги пропускання на одній несучій частоті.

Якщо форма імпульсного сигналу близька до ідеальної прямокутної (що передбачає дуже високу швидкість частотних стрибків), то смуга частот, що займає один частотний канал (одна несуча) буде дуже великою, що принципово обмежує кількість можливих частотних стрибків.

Якщо згладити закон зміни частоти, то смуга пропускання на одній несучій складе  $1/T_c$  разів від смуги пропускання інформаційного сигналу, де  $T_c$  тривалість

стрибка по частоті. Можна реалізувати згладження стрибка по частоті, якщо зменшити потужність, що передається перед стрибком, і знову збільшити її після здійснення стрибка по частоті.

Подібно до систем DS-CDMA розглянемо властивості FH-CDMA з точки зору можливості реалізації множинного доступу, придушення міжсимвольної інтерференції, придушення вузькосмугових завад і відносно ймовірності перехоплення.

1. Можливість забезпечення множинного доступу впливає з наступного. Якщо застосовуються F-FH протокол, то один біт передається на декількох різних частотах. Якщо сигнал від корисного користувача є єдиним, що передається на декількох частотах, то потужність такого сигналу від корисного користувача буде набагато більшою за потужність завадового сигналу і, відповідно, відбудеться коректний прийом саме корисного сигналу.

У варіанті використання S-FH протоколу декілька бітів передаються на одній і тій же частоті. Якщо ймовірність передачі сигналів від інших користувачів на цій же частоті мала, то саме сигнал від корисного користувача буде превалювати більшу частину часу. Для моментів часу, коли завадові сигнали від інших користувачів будуть передаватися на тій же несучій, то застосування кодів з виправленням помилок дозволяє поновити саме сигнал від корисного користувача у цей проміжок часу.

2. Придушення міжсимвольної інтерференції, що виникає через багатопроменеве розповсюдження радіохвиль.

Для F-FH-CDMA протоколів, несуча частота змінюється декілька разів впродовж передачі одного біта. Як відомо міжсимвольна інтерференція призводить до частотно-селективних завмирань. В результаті на деяких частотах сигнал може підсилюватися, а на інших придушуватися. У приймачі відклики на різних несучих, які використовувалися під час стрибків, усереднюються, що призводить до зменшення впливу між символної інтерференції у цілому. Цей ефект не є таким ефективним, як це відбувається у DS-CDMA системах, але все ж таки реально покращує умови передачі.

3. Придушення вузькосмугової завади. Припустимо, що на одній з несучих з набору частот, що передбачені алгоритмом стрибків по частоті, діє вузькосмугова завада. Також прийнемо, що кількість частот, які передбачено алгоритмом стрибків чисельно рівняється виграшу обробки. В результаті корисний користувач буде в середньому використовувати частоту для якої діє вузькосмугова завада тільки  $1/G$  відсотків від тривалості передачі. Це означає, що дія вузько смугової завади зменшується у виграш обробки  $G$  разів.

4. Низька ймовірність перехоплення. Складність перехоплення FH-сигналів полягає не у тому, що потужність сигналу мала, як це спостерігається для DS-сигналів. Під час передачі для цього протоколу реалізується максимальна щільність потужності на один герц, подібно до того як це реалізується в аналогових системах. Але частота на якій передбачається передача сигналу невідома і тривалість передачі на конкретній несучій дуже мала. Тому хоча теоретично FH-сигнал більше підлягає перехопленню порівняно з DS-сигналами все ж таки ця задача виглядає достатньо складною.

Окрім вище визначених властивостей FH-CDMA протоколи подібно до DS-CDMA протоколів мають низку особливостей, які можна розділити на такі які надають перевагу методу, а також такі які можна віднести до недоліків.

До переваг методу можна віднести такі властивості [4, 7]:

- синхронізація для FH-CDMA протоколів досягається значно легше порівняно з DS-CDMA протоколами. Для FH-CDMA систем синхронізація повинна бути встановлена за час, що відповідає частині часу перестроювання частоти;

- оскільки розширення спектра відбувається в, першу чергу, за рахунок великого частотного набору а не збільшення значення стрибка частоти, то час впродовж якого відбувається стрибок частоти є виходить набагато більшим порівняно з тривалістю чіпа для методу DSSS. Тому FH-CDMA системи припускають більші значення помилки синхронізації;

- різні значення несучих, з яких може складатися набір частот для стрибків, не передбачає обов'язково неперервності виділеної частотної смуги. Це

пов'язано з тим, що синтезатор частот достатньо легко може використовувати різні визначені ділянки виділеного частотного спектра. Сумісно з більш легкою синхронізацією це дозволяє використовувати більше розширення спектра порівняно з методом DSSS;

- можливе застосування когерентної демодуляції SS сигналу;
- ніякої синхронізації між користувачами не потрібно.

До недоліків методу можна віднести такі характеристики:

– встановлення і підтримання синхронізації прийнятого сигналу з кодовим сигналом приймача є достатньо складною задачею. Причому синхронізація повинна підтримуватися на інтервалі одного символу;

– для коректного прийому кодова послідовність у приймачі повинна синхронізуватися з прийнятим сигналом впродовж інтервалу, який складає долю тривалості одного символу. Враховуючі недоступність великих суміжних частотних діапазонів, цей чинник обмежує границі розширення спектра до 10...20 МГц;

– проблема близько – далеко розташованих абонентів для FH-CDMA протоколів проявляється набагато менше порівняно з DS-CDMA протоколами. Дійсно, якщо користувач, наприклад, здійснює передачу і знаходиться на межі стільника (далека відстань), то навіть, якщо поблизу базової станції знаходиться низка інших абонентів, то коректний прийом стає можливим, оскільки передача від інших абонентів здійснюється з великою ймовірністю здійснюється на інших частотах;

– через більшу можливу смугу частот, що реалізується в процесі розширення спектра, FH-CDMA системи можуть реалізувати більше придушення вузько смужової завади порівняно з DS-CDMA системами.

До недоліків FH-CDMA систем можна віднести наступне:

- висуваються достатньо високі вимоги до синтезатора частот;
- різка зміна сигналу під час зміни частоти несучої призводить до збільшення повного частотного діапазону, який займає FH-CDMA система. Для

запобігання цього негативного ефекту використовується виключення та включення передавача на момент стрибка;

– суттєво ускладнюється реалізація когерентної демодуляції через необхідність підтримки фазових співвідношень впродовж стрибка.

Цей метод у ряді випадків виходить достатньо ефективним і використовується наприклад в технології Bluetooth.

### 1.4.3 Метод розширення спектра за допомогою стрибків у часі

Для методу стрибків у часі (Time Hopping) TH-CDMA передається у коротких часових слотах, час виникнення яких визначається призначенням користувачу кодом.

Тобто часова вісь розбивається на кадри, а у межах кожного кадру проводиться розділення кадру на  $M$  часових слотів. Впродовж кожного кадру користувач може здійснювати передачу в одному з цих  $M$  слотів. Який саме часовий слот використовується для передачі залежить від кодового сигналу, який присвоюється кожному користувачу. Оскільки користувач використовує тільки один з можливих  $M$  часових слотів, то частотний діапазон необхідний для передачі збільшується в  $M$  разів. Структурна схема TH-CDMA системи зображена на рисунку 1.13 [4].

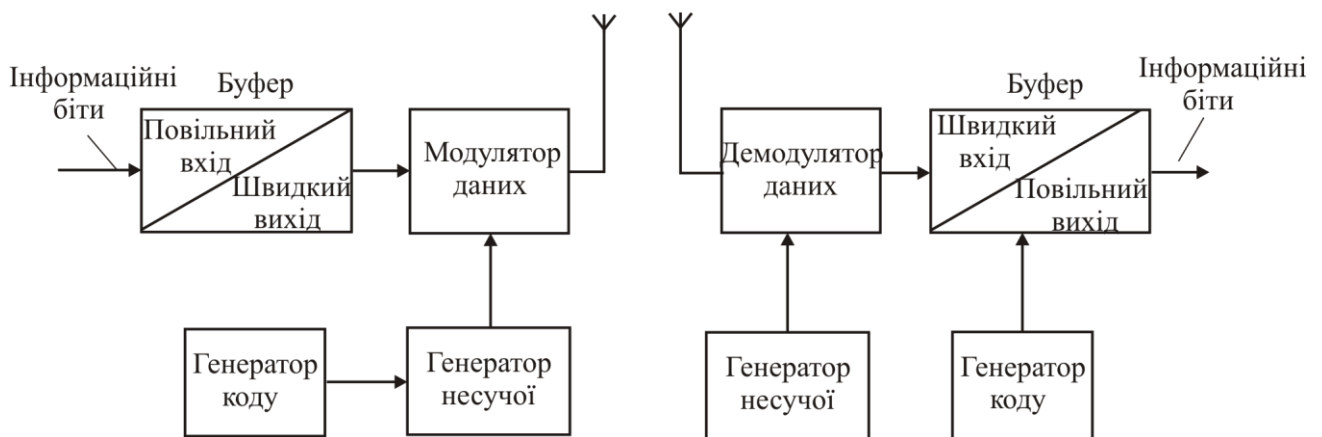


Рисунок 1.13 – Структурні схеми передавача і приймача TH-CDMA системи

На рисунку 1.14 представлена графічна інтерпретація TH-CDMA протоколу в координатах час-частота. Якщо порівняти графіки рисунків 1.14 та 1.11, то можна побачити, що TH-CDMA використовують повний частотний діапазон на короткий інтервал часу замість використання частин виділеного спектра впродовж усього інтервалу часу.

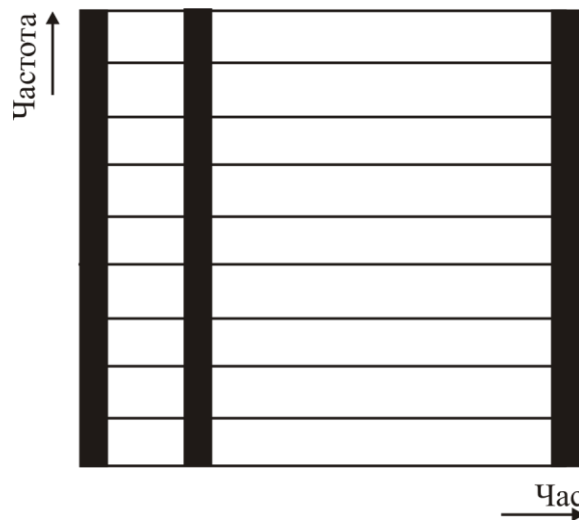


Рисунок 1.14 – Графічна ілюстрація методів TH-CDMA

Можливість реалізації множинного доступу для TH-SS сигналів в принципі подібна до сигналів FH-SS, а саме ймовірність одночасної роботи передавачів різних користувачів у виділеному частотному діапазоні дуже мала. У випадку TH-SS сигналів усі передачі відбуваються в одному й тому ж діапазоні і, відповідно, ймовірність роботи більше одного передавача виходить невисокою. Це також досягається призначенням різних кодів різним користувачам. Якщо ж все ж таки виникає випадок одночасної роботи декількох користувачів, то застосовується кодування з виправленням помилок, що гарантує коректне поновлення даних.

Якщо для усіх користувачів здійснена синхронізація роботи і призначені коди забезпечують умову, що у кожному слоті можлива передача тільки одного користувача, то TH-CDMA протокол практично перетворюється на TDMA

протокол в якому часовий слот, що виділяється кожному користувачу не є фіксованим, а змінює своє положення від кадру до кадру.

Стосовно властивості придушення міжсимвольної інтерференції TH-CDMA відрізняється від раніше розглянутих протоколів DS-CDMA і FH-CDMA. Справа у тому, що TH-сигнал передається впродовж короткого інтервалу часу. В результаті швидкість передачі службових сигналів, зокрема сигналів сигналізації зростає і як, наслідок, це призводить до часової дисперсії і, відповідно, до міжсимвольної інтерференції. Тому ніякого виграшу стосовно придушення міжсимвольної інтерференції цей метод не надає.

З іншого боку, для вузькосмугової інтерференції короткий час передачі проявляється як позитивний ефект. Якщо виграш обробки рівняється  $G$ , то загальне зменшення часу передачі для конкретного користувача пропорційно  $1/G$ . Але тоді для заводового сигналу, якщо він приходить саме на цей момент часу, прийом відбувається тільки у  $1/G$  відсотків від загального часу передачі і відповідно потужність завади зменшується у приймачі у  $G$  разів.

Відносно ймовірності перехоплення цей метод також має достатньо високу ефективність. Дійсно, користувач використовує постійний частотний діапазон, але час передачі невідомий і до того ж він має дуже малу тривалість. Тому у випадку, коли у сеансі зв'язку приймають участь багато користувачів, то для приймача, який намагається зробити перехоплення, вкрай важко визначити початок і кінець передачі і визначити який з сигналів, що передавався, належить якомусь конкретному користувачеві.

Також можна відзначити додаткові переваги протоколу TH-DMA:

- технічне впровадження TH-CDMA реалізується простіше порівняно з FH-CDMA;

- цей метод виглядає дуже корисним для застосувань, коли обмежена середня потужність в процесі передачі, але не обмежене пікове значення потужності. Оскільки безпосередньо передача відбувається впродовж короткого інтервалу часу, то для такого слоту можна реалізувати високі пікові потужності;

– подібно до FH-CDMA систем для цього методу не критична проблема близько – далеко розташованого абонента. Якщо користувач знаходиться далеко від приймача базової станції, то практично більшу частину часу передачі він працює без завадових сигналів від інших користувачів, що знаходять поблизу базової станції (у часі не збігаються завдяки кодовим сигналам кожного користувача).

До недоліків можна віднести складність реалізації синхронізації, оскільки час входження в режим синхронізації повинен бути достатньо малим, а сама кодова синхронізація вимагає достатньо тривалого інтервалу часу. Також, якщо виникає, хоч і малоімовірна, ситуація одночасної роботи багатьох користувачів, то метод вимагає обов'язкового застосування потужного кодування з виправленням помилок і перемішування бітів.

Подібний механізм реалізовано в системах зв'язку з надширокою смугою компанії Time Domain.

#### **1.4.4 Розширення спектра методом лінійної частотної модуляції**

В принципі, можна відзначити, що цей метод розширення спектра безпосередньо для CDMA протоколів не застосовувався. Але, для закінчення аналізу методів розширення спектра наведемо основні особливості цього методу. Виходячи з назви, розширення спектру реалізується за допомогою лінійної частотної модуляції несучого коливання. Ідея методу продемонстрована на рисунку 1.15.

Виграш обробки для такого методу визначається як здобуток частотного інтервалу перестроювання і тривалості заданої форми сигналу впродовж якої відбувається перестроювання частоти.

$$G=BT$$

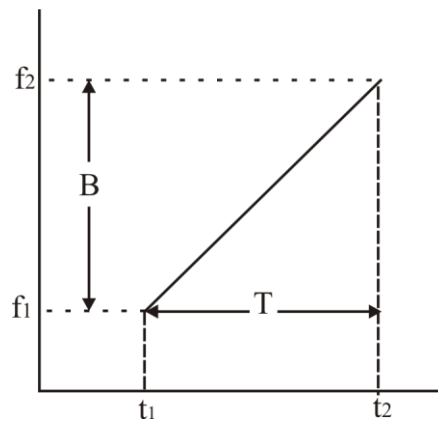


Рисунок 1.15 – Принцип розширення спектра за допомогою лінійної частотної модуляції

### 1.4.5 Гібридні системи

До гібридних систем відносять усі CDMA системи в яких реалізується комбінація двох або більше розглянутих технологій розширення спектра.

Відповідно до розглянутих SS-сигналів можна отримати чотири можливих гібридних технологій: DS/FH, DS/TH, FH/TH і DS/FH/TH. Концепція побудови гібридної системи полягає в тому, щоб скомбінувати ті переваги, які властиві кожному з методів. Якщо, наприклад, розглядати DS/FH систему, то можна обрати властивість боротьби з міжсимвольною інтерференцією DS систем і, яка об'єднується з відсутністю проблеми близько – далеко розташованого абонента, що є характерним для методу FH-SS. Очевидно, що недоліки таких систем в, першу чергу, пов'язані з необхідністю апаратного ускладнення передавача і приймача. На рисунку 1.16 зображена структурна схема передавача гібридної DS/FH CDMA системи.

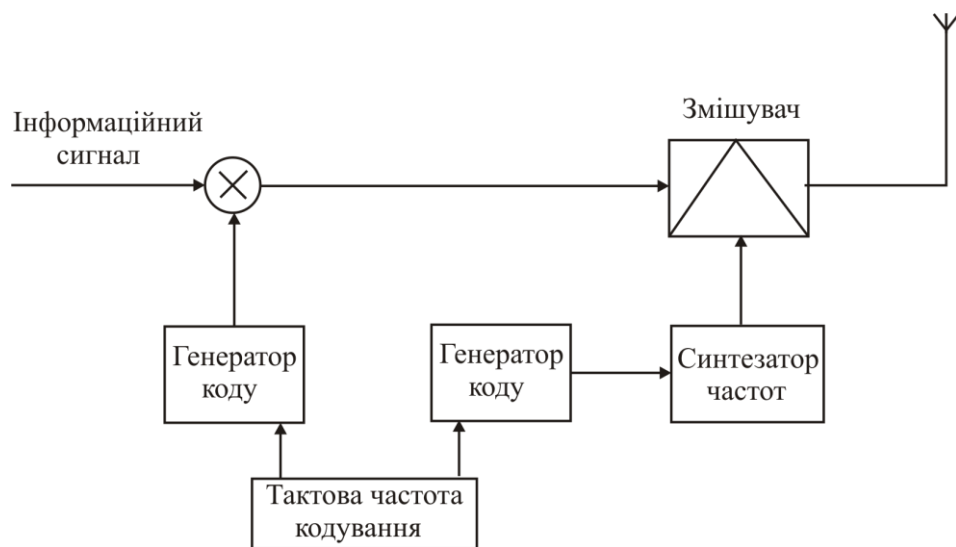


Рисунок 1.16 – Структурна схема передавача гібридної DS/FH CDMA системи

Для інформаційного сигнал спочатку проводиться розширення спектра за допомогою метода DSSS. Потім цей сигнал з розширеним спектром виступає модулюючим для несучої, значення частоти якої стрибками змінюється відповідно до кодової послідовності другого генератора коду – тобто, здійснюється реалізація методу FH. Тактування процесу кодування гарантує фіксоване співвідношення між двома різними кодами.

## 2 МОДЕМ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ DSSS

### 2.1 Обґрунтування структурної схеми модему каналу зв'язку DS-SSDMA

Модель каналу зв'язку з використанням методу DSSS пропонується реалізувати на підставі структурних схем передавача і приймача, які були розглянуті у першому розділі (рис. 1.7, рис. 1.8).

Розглянемо більш детально процеси, які відбуваються у системі з такою технологією. На рисунку 2.1 зображено структурну схему модулятора для методу DS-CDMA.

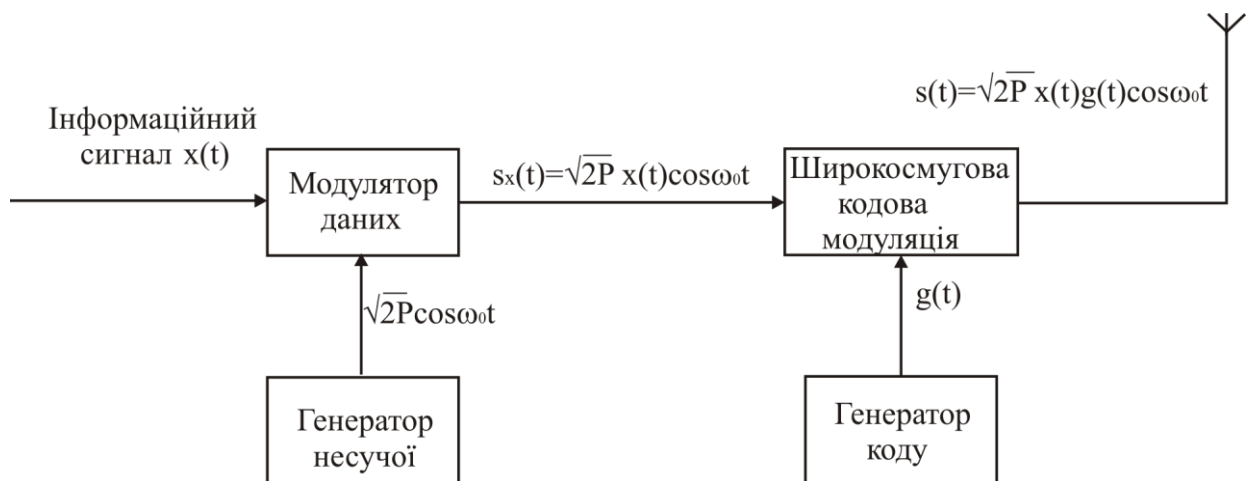


Рисунок 2.1 – Структурна схема передавача системи з розширенням спектра за методом DSSS

Як було визначено, у CDMA системі відбувається двохступенева модуляція. З метою спрощення аналізу обираємо безпосередньо для радіочастотної модуляції найпростіший вид цифрової модуляції – бінарну фазову маніпуляцію (BPSK).

Тоді модульований на першому етапі радіосигнал за методом BPSK, який має потужність  $P$  і постійну обвідну, можна подати у такому вигляді [3]:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_x(t)], \quad (2.1)$$

де  $\theta_x(t)$  – інформаційна модуляція фази.

На другому етапі відбувається, власне, процедура розширення спектра. Після модуляції розширюючим кодом з постійною обвідною результуючий сигнал можна подати як:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} \cos[\omega_0 t + \theta_x(t) + \theta_g(t)], \quad (2.2)$$

де  $\theta_g(t)$  – додатковий фазовий зсув, що виникає в результаті модуляції розширюючим кодом.

Тобто, фаза сигналу, який буде передаватися через канал зв'язку, складається з двох компонент –  $\theta_x(t)$ , яка відповідає модульованим за методом BPSK даними і  $\theta_g(t)$ , що виникає через застосування розширюючого коду.

Як правило, потік інформаційних біт для методу BPSK перетворюється до формату NRZ без постійної складової, тобто подається у вигляді двополярної послідовності імпульсів з рівнями +1 і -1. Тоді сам процес модуляції реалізується шляхом простого перемноження даних у форматі NRZ і сигналу несучого коливання:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} x(t) \cos(\omega_0 t). \quad (2.3)$$

В результаті такої операції відбувається миттєва зміна фази модульованого коливання на  $\pi$  радіан відносно несучого коливання відповідно до інформаційних даних.

Якщо розширююча послідовність також подається у форматі NRZ, то результуючий сигнал можна записати як:

$$s_x(t) = \sqrt{2P} x(t) \cdot g(t) \cos(\omega_0 t). \quad (2.4)$$

Аналіз виразу (2.4) дозволяє зробити висновок, що процес двохступеневої модуляції для DS-CDMA систем може розглядатися як перемноження інформаційного потоку з розширюючою послідовністю і наступною модуляцією несучої отриманим сигналом (рис. 2.2).

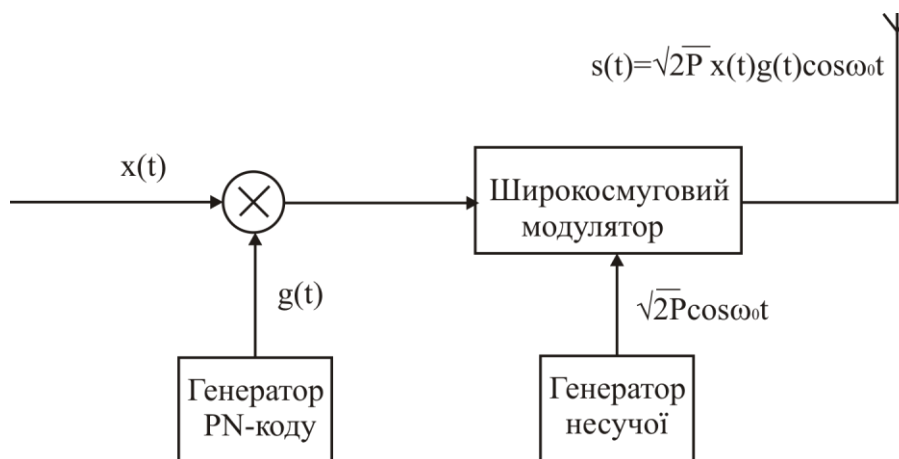


Рисунок 2.2 – Спрощений варіант побудови передавача DS-CDMA системи

Якщо перетворення інформаційних бітів до формату NRZ відбувається за алгоритмом згідно таблиці 2.1, то перший етап DS-BPSK модуляції може розглядатися як результат додавання за модулем 2 двійкової інформаційної послідовності і двійкової розширюючої послідовності. Цей процес продемонстровано на рис. 2.3 [3].

Таблиця 2.1 – Алгоритм відображенні бітів

Двійкове значення інформаційних бітів	Значення електричного імпульсу
0	+1
1	-1

На рисунку 2.3 а показана двійкова інформаційна послідовність та її еквівалент у вигляді біполярного імпульсного сигналу  $x(t)$  (формат NRZ).

Перетворення двійкових даних до формату NRZ відбувається згідно з алгоритмом наведеним у таблиці 2.1.

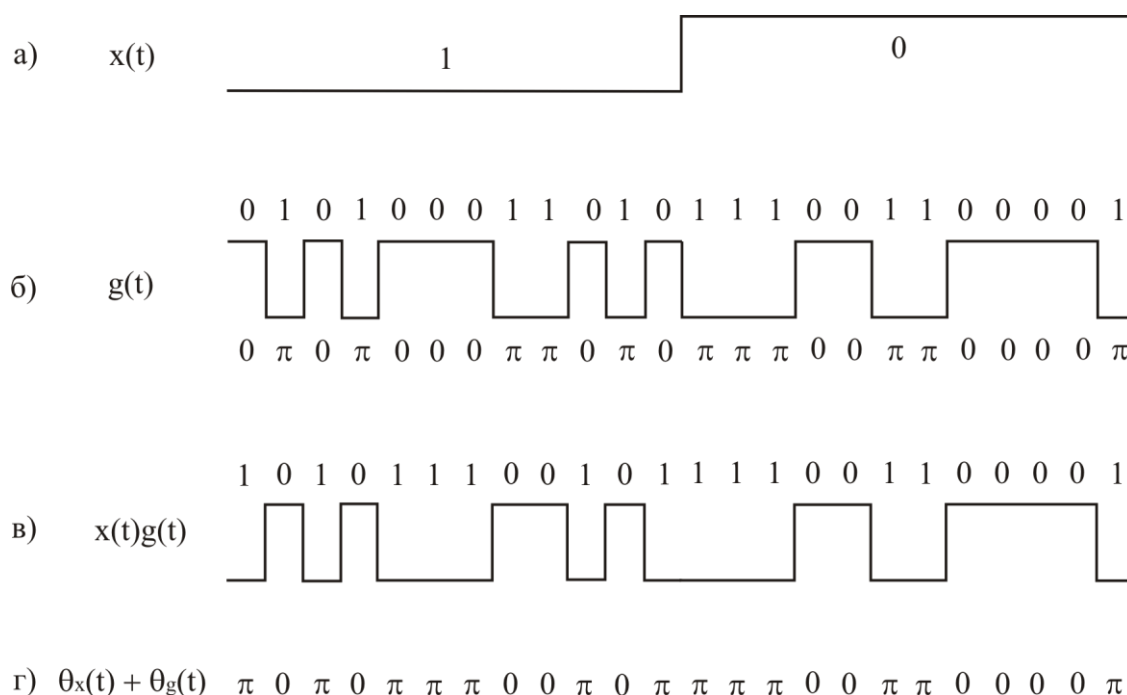


Рисунок 2.3 – Приклад розширення спектра методом прямої послідовності

На рисунку 2.3 б наведено можливий варіант розширюючої послідовності  $g(t)$  у форматі NRZ (біполярний еквівалент). Результуючий сигнал як результат додавання за модулем 2, тобто, у математичному сенсі результат перемноження  $x(t) \cdot g(t)$  зображено на рисунку 2.3 в. Результуюча миттєва фаза вихідного сигналу модулятора представлена на рисунку 2.3 г.

При модуляції BPSK за таким алгоритмом фаза модульованого колювання  $\theta_x(t) + \theta_g(t)$  рівняється  $\pi$ , якщо результат перемноження  $x(t) \cdot g(t)$  рівняється 1 (або сума за модулем 2 інформаційних даних і розширюючої послідовності рівняється логічній одиниці). Відповідна фаза модульованого колювання набуває значення 0, якщо результат перемноження  $x(t) \cdot g(t) = -1$  (або сума за модулем 2 інформаційних даних і розширюючої послідовності рівняється двійковому нулю).

Якщо порівняти епюри сигналів рис. 2.3 б і рис. 2.3 в, то можна зробити висновок про властивість певної “скритності” сигналів з розширеним спектром.

Дійсно сигнал з розширеним спектром практично містить у собі схований інформаційний сигнал даних  $x(t)$ . Але візуально достатньо складно виділити інформаційний сигнал  $x(t)$ , який повільно змінюється у часі, на фоні швидко закодованої послідовності з набагато більшою швидкістю.

Очевидно, що точно так буде складно виділити інформаційний сигнал у приймачі, якщо не буде точно відома послідовність, яка застосовувалася під час розширення спектра.

Демодуляція DS-BPSK сигналу може бути проведена з використанням кореляційної обробки прийнятого сигналу. Цей процес можна трактувати як повторну модуляцію прийнятого сигналу синхронізованою розширюючою послідовністю  $g(t - \hat{T}_c)$  де  $\hat{T}_c$  – оцінка приймачем часу розповсюдження сигналу між передавачем і приймачем.

За відсутністю шумів та інтерференції вихідний сигнал корелятора може бути поданий як:

$$s_{\text{вiд}}(t) = A\sqrt{2P}x(t - T_c) \cdot g(t - T_c)g(t - \hat{T}_c)\cos[\omega_0(t - T_c) + \varphi(t)], \quad (2.5)$$

де  $A$  – постійний коефіцієнт, що визначає коефіцієнт підсилення системи;

$\varphi(t)$  – випадкове значення фазового кута з діапазону  $[0, 2\pi]$ .

Оскільки  $g(t) = \pm 1$ , то, очевидно, що результат перемноження  $g(t - T_c)g(t - \hat{T}_c)$  завжди буде рівнятися 1, якщо  $T_c = \hat{T}_c$ , тобто, ця вимога означає, що у приймачі кодовий сигнал повинен бути точно синхронізованим з кодовою послідовністю передавача.

Але, тоді з аналізу формули 2.5 виходить, що вихідний сигнал корелятора представляє собою вузькосмугове промодульоване інформаційним сигналом несуче коливання (за винятком випадкової фази  $\varphi(t)$  і часу затримки  $T_3$ ). Це означає, що на цьому етапі відбулася операція зворотна до операції розширення спектра на передавальному боці – а саме, відбувся стиск спектра.

Після цього поновлення інформаційних даних відбуваються звичайним демодулятором BPSK.

Тобто, також можна стверджувати, що демодуляція сигналу для DS-CDMA систем відбувається також у два етапи. Перший етап – це стиск спектра прийнятого сигналу, який виконується шляхом визначення кореляції прийнятого сигналу і синхронізованою копією розширюючої послідовності. Другий етап реалізується за допомогою звичайного демодулятора .

Процес демодуляції сигналу з розширеним спектром продемонстровано на рисунку 2.4.

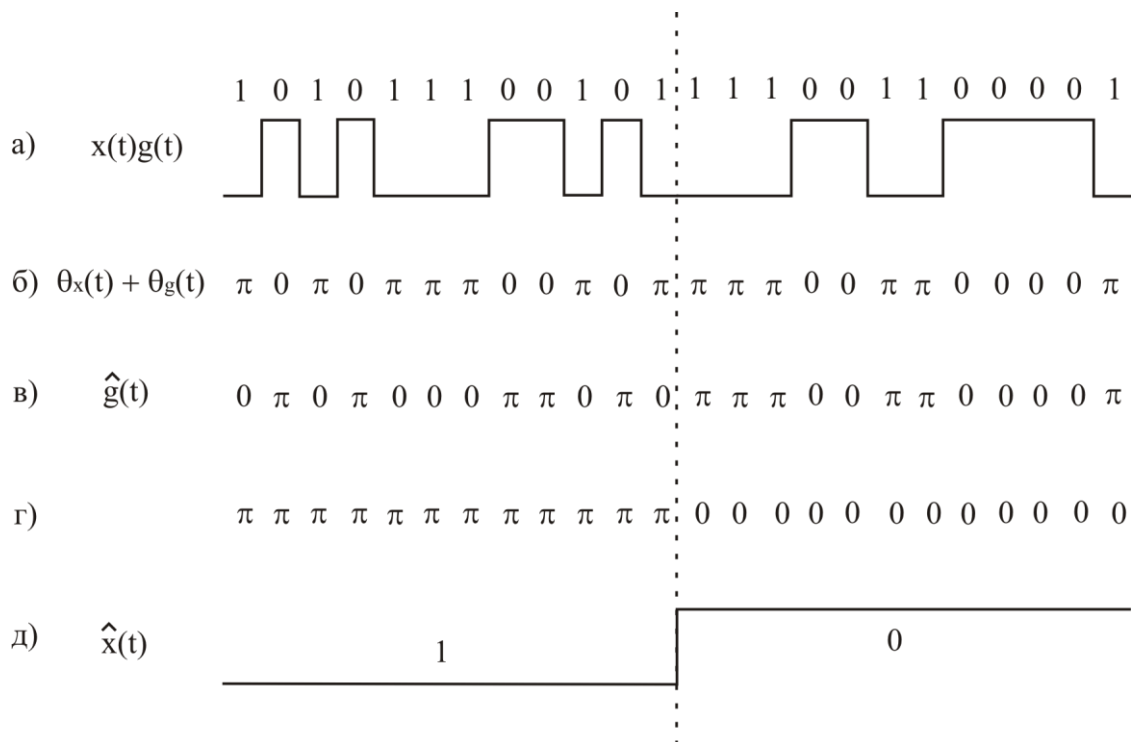


Рисунок 2.4 – Приклад стиску спектра за методом прямої послідовності

Так, на рисунку 2.4 а зображено сигнал з розширеним спектром який було отримано на виході модулятора передавача, а на рисунку 2.4 б миттєва фаза цього сигналу з розширеним спектром.

На рисунку 2.4 в відтворена точна копія кодової послідовності  $\hat{g}(t)$  приймача у вигляді фазового зсуву  $\hat{\theta}_g(t)$  (0 або  $\pi$ ) Б яка повністю ідентична кодовій послідовності передавача (рис. 2.3 б).

На рисунку 2.4 в представлено процес обчислення фази сигналу на виході корелятора  $\hat{\theta}_x(t)$ , як результат додавання  $\hat{\theta}_g(t)$  і  $\theta_x(t) + \theta_g(t)$ .

Аналіз миттєвих значень фази для вихідного сигналу корелятора  $\hat{\theta}_x(t)$  (рис. 2.4 г) дозволяє стверджувати, що дійсно відбувся стиск спектра прийнятого сигналу, оскільки миттєве значення фази впродовж тривалості інформаційного біті залишається незмінним.

Другий етап демодуляції (рис. 2.4 д) передбачає поновлення інформаційних даних з використанням звичайного демодулятора BPSK.

На підставі проведеного аналізу можна запропонувати узагальнену структурну схему моделі CDMA системи, яку необхідно розробити в процесі роботи над магістерською роботою (рис. 2.5).

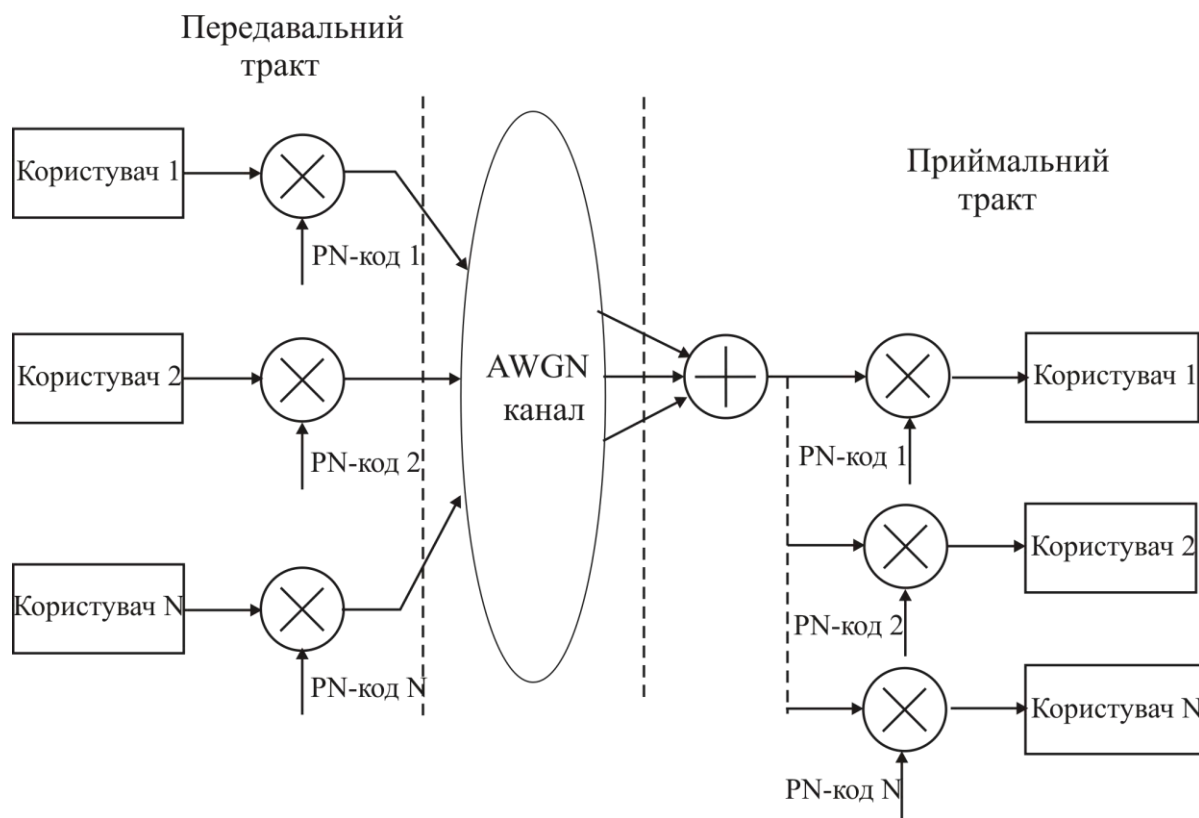


Рисунок 2.5 – Узагальнена синхронна DS-SS CDMA система

Модель пропонується реалізувати у середовищі Matlab у вигляді програмного комплексу. Згідно з рисунком 2.5 для кожного з користувачів на першому етапі необхідно реалізувати радіочастотну модуляцію, а вже на другому етапі відтворити процес розширення спектра. Далі, сформований в основній смузі частот сигнал передається через еквівалентний канал зв'язку. Моделювання

будемо проводити для каналу за наявності білого гаусівського шуму – AWGN канал. На приймальному боці відбувається додавання сигналів від усіх користувачів і реалізується обробка сигналу зворотна до процесів, які відбувалися у передавачі – стиск спектра (для корисного користувача) і наступна демодуляція вузькосмугового сигналу.

## 2.2 Реалізація радіочастотної модуляції

Власне перед створенням програмного алгоритму визначимося з основними задачами, які виносяться на моделювання.

По-перше, необхідно відзначити, що у сучасних телекомунікаційних системах застосовуються більш спектрально ефективні методи радіочастотної модуляції порівняно з розглянутим у першому розділі і попередньому параграфі методом BPSK.

Відповідно до технічного завдання у моделі DS-CDMA каналу необхідно реалізувати метод квадратурно-фазової модуляції КФМ-4 (або QPSK). Метод QPSK відноситься вже до багатопозиційних методів модуляції, які є ефективнішими з точки зору спектральної ефективності.

### 2.2.1 Модулятор QPSK сигналів

На відміну від двійкової фазової маніпуляції, де один каналний символ переносить один інформаційний символ, квадратурна фазова маніпуляція дозволяє реалізувати передачу одним каналним символом двох інформаційних бітів.

Очевидно, що пари бітів, які слідує один за одним, можуть приймати значення з наступного ансамблю:  $\{0\ 0\}$ ,  $\{0\ 1\}$ ,  $\{1\ 0\}$ ,  $\{1\ 1\}$ . Якщо для передачі кожної пари використовувати тільки один каналний символ, то буде потрібно реалізувати чотири каналних символи  $\{s_0(t), s_1(t), s_2(t), s_3(t)\}$ . За цього швидкість передачі символів у канал зв'язку стає у два рази меншою у порівнянні зі

швидкістю надходження інформаційних бітів до входу модулятора  $i$ , відповідно, один каналний символ тепер займає часовий інтервал тривалістю  $2T$ .

Оскільки для КФМ-4 (QPSK) на один символ, що передається, приходиться два біти інформації, то КФМ-4 є більш ефективним методом модуляції у порівнянні з BPSK, для якої передається тільки один біт інформації на символ.

Якщо для BPSK радіосигналу теоретична спектральна ефективність складає 1 біт/с/Гц, то для QPSK це значення зростає до 2 біт/с/Гц.

QPSK модуляція, як і багато інших видів багатопозиційної модуляції, реалізується за допомогою так званих I, Q модуляторів. Функціональна схема I, Q модулятора QPSK сигналу наведена на рисунку 2.6 [1, 5, 6].

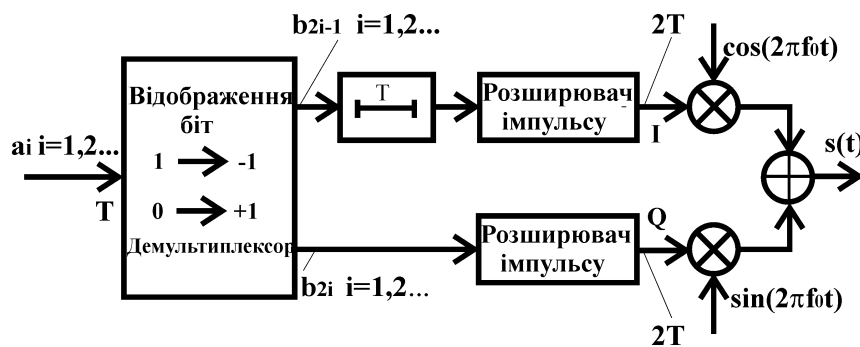


Рисунок 2.6 – Функціональна схема модулятора КФМ-4 (QPSK)

Функціональна схема реалізована на підставі квадратурного подання фазоманіпульованого сигналу:

$$A(t) \cdot \cos\{\omega_0 t + \varphi[u(t)]\} = A(t) \cos \varphi[u(t)] \cdot \cos \omega_0 t - A(t) \sin \varphi[u(t)] \cdot \sin \omega_0 t, \quad (2.6)$$

де  $u(t)$  – модулюючий сигнал.

Враховуючи, що модулюючий сигнал  $u(t)$  для цифрових видів модуляції, як правило, подається у форматі NRZ – тобто, послідовності біполярних прямокутних імпульсів, то складові  $A(t) \cos \varphi[u(t)]$  і  $A(t) \sin \varphi[u(t)]$  на тактовому інтервалі є константами, і, значить, виступають коефіцієнтами під час

представлення радіочастотного сигналу (2.6) у вигляді лінійної комбінації сигналів  $\cos \omega_0 t$  і  $\sin \omega_0 t$ . Якщо ввести позначення  $A(t) \cos \varphi[u(t)] = I(t)$ ,  $-A(t) \sin \varphi[u(t)] = Q(t)$ , то вираз (2.6) можна записати як:

$$A(t) \cdot \cos\{\omega_0 t + \varphi[u(t)]\} = I(t) \cdot \cos \omega_0 t + Q(t) \sin \omega_0 t, \quad (2.7)$$

Відповідно, складову  $I(t)$  прийнято називати реальною або синфазною компонентою даних (inphase), а  $Q(t)$  – уявною, або квадратурною складовою (quadrature). Оскільки складові  $\cos \omega_0 t$  і  $\sin \omega_0 t$  мають фазовий зсув  $90^\circ$ , 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.

Алгоритм (2.7) може бути реалізовано наступним шляхом. Потік даних, що надходить з бітовою швидкістю  $1/T$  (біт/с) до входу модулятора необхідно розділити на два потоки даних. Наприклад, потік інформаційних біт  $a_i$ , що надходить до модулятора (табл. 2.2) розподіляється на дві підпоследовності  $b_{2i-1}$  і  $b_{2i}$ , до першої з яких входять усі непарні біти (табл. 2.3), а до другої усі парні біти (табл. 2.4).

Таблиця 2.2 – Вхідна послідовність інформаційних біт

a0	a1	a2	a3	a4	a5	a6	a7	a8	a9	a10	a11	a12	a13	a14
0	1	1	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	0	1

Таблиця 2.3 – Підпоследовність непарних бітів

b0=a0	b2=a2	b4=a4	b6=a6	b8=a8	b10= a10	b12= a12	b14= a14
0	1	1	0	1	0	1	1

Таблиця 2.4 – Підпоследовність парних бітів

$b_1=a_1$	$b_3=a_3$	$b_5=a_5$	$b_7=a_7$	$b_9=a_9$	$b_{11}=a_{11}$	$b_{13}=a_{13}$
1	0	1	0	1	1	0

Біти, що займають однакові позиційні номери у таблицях 2.2, 2.3  $\{b_0, b_1\}$ ,  $\{b_2, b_3\}$ ,  $\{b_4, b_5\}$ ...  $\{b_{12}, b_{13}\}$  утворюють пари, які можна розглядати як комплексні біти. Дійсна частина такого комплексного біту є біт непарної підпоследовності (синфазна або I компонента), а уявна частина – біт парної підпоследовності (квадратурна або Q компонента). Отримані таким чином комплексні біти перетворюється у комплексну последовність електричних імпульсів тривалістю  $2T$  зі значеннями  $+1$  або  $-1$  дійсної та уявної частин (оскільки передача двох бітів здійснюється за інтервал часу  $2T$ ). Отримані імпульси, які трактують як каналні символи, і використовуються саме для модуляції несучого коливання  $\exp\{j2\pi f_0 t\}$ .

Графічна інтерпретація такого алгоритму представлена на рисунку 2.7.

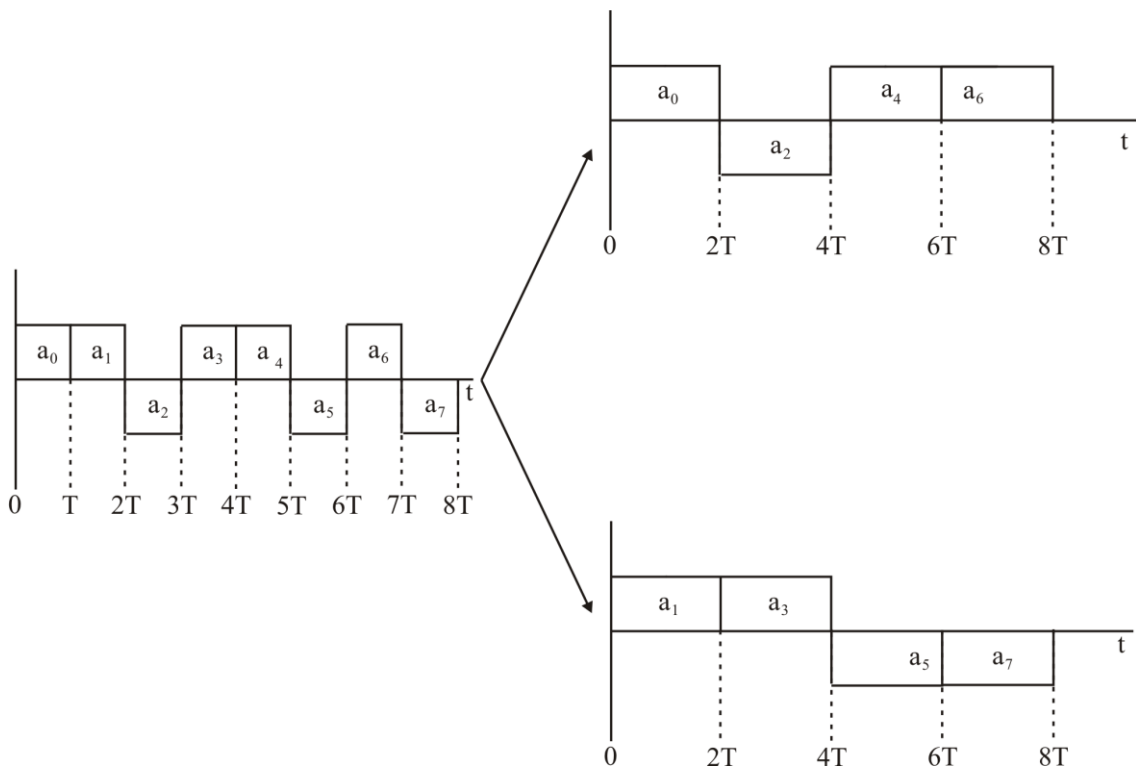


Рисунок 2.7 – Формування каналних символів для методу QPSK

Операція розділення вхідного потоку даних реалізується на функціональній схемі (рис. 2.7) демультимплексором, який і створює дві підпоследовності парних і непарних бітів. Для того, щоб парні і непарні біти були синхронізовані у часі підпоследовність з непарними бітами після демультимплексору затримується на інтервал рівний тривалості інформаційного біту.

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

За допомогою виразів (2.6), (2.7) на підставі комплексного подання квадратур легко довести, що у випадку, коли I і Q можуть приймати значення +1 або -1 (формат NRZ), то амплітуда такого сигналу буде мати постійне значення і дорівнювати  $\sqrt{2}$ , а фаза  $\varphi[u(t)]$  прийматиме чотири можливих значення:  $+45^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $+135^\circ$ ,  $-135^\circ$  [1].

Тоді на виході модулятора QPSK утворюються такі радіосигнали:

$$s_i(t) = s[t, \varphi_i(t)] = A \cdot \cos[2\pi f_0 t + \varphi_i(t)] = \\ = \operatorname{Re}\{A \cdot \exp[j\varphi_i(t)] \cdot \exp[j2\pi f_0 t]\}, \quad 0 \leq t \leq 2T, \quad (2.8)$$

де  $\varphi_i(t) \equiv \frac{\pi}{4}(2i+1)$  – відхилення фази радіосигналу з номером  $i$  від фази немодульованого несучого коливання;

$\dot{A} = A \cdot \exp[j\varphi_i(t)]$  – комплексна обвідна цього сигналу на інтервалі часу  $[0, 2T]$  для  $i = 0, 1, 2, 3$ .

Але замість або чотирьох радіосигналів, можна розглядати один радіосигнал, комплексна амплітуда якого може приймати чотири значення, які представлені на сигнальному сузір'ї сигналу QPSK (рис. 2.8).

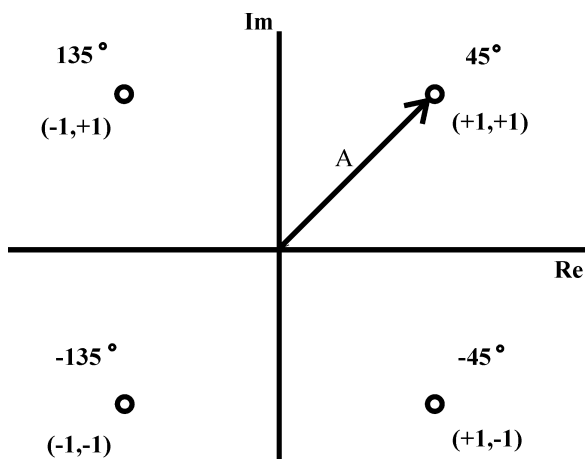


Рисунок 2.8 – Сигнальне сузір'я сигналу QPSK

Для визначення властивостей модульованих сигналів, окрім сигнального сузір'я, використовують також 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 символів I для дійсної частини комплексного символу і Q для уявної частини дозволяє діаграму фазових переходів у координатах I, Q. Саме таке зображення фазових переходів у координатах I, Q отримало у літературі назву фазового сузір'я (англ. Phase Constellation) [1, 3, 5]. Фазове сузір'я для сигналу QPSK за умови відсутності шумів зображено на рисунку 2.9.

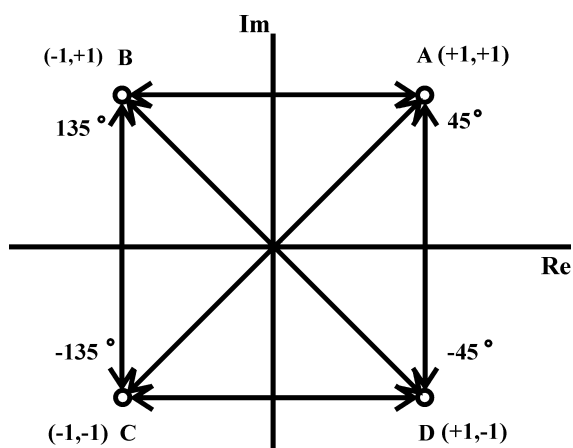


Рисунок 2.9 – Фазове сузір'я (діаграма фазових переходів)  
для сигналу КФМ-4 (QPSK)

Як було визначено, чотири можливих стани на фазовому сузір'ї це  $+45^\circ$ ,  $+135^\circ$ ,  $-45^\circ$ ,  $-135^\circ$ .

Відзначимо, що фаза несучого коливання може змінюватися тільки один раз на інтервалі  $2T$ , оскільки на цьому інтервалі значення фазового куту може відповідати тільки одному із чотирьох можливих фазових станів. Якщо для наступного інтервалу у кожному з потоків не відбувається зміни знаку каналних імпульсів, то фаза несучого коливання не змінюється. Зміна фази одного з потоків приводить до фазового зсуву носія на  $90^\circ$ , а зміна фази одночасно у обох каналах до фазового зсуву на  $180^\circ$ .

Аналіз функціональної схеми свідчить, що у кожному каналі практично здійснюється бінарна фазова маніпуляція (BPSK). Але, це означає, що усі алгоритми реалізації систем з розширенням спектра, які були розглянуті у параграфі 2.1 під час застосування методу BPSK, можна застосувати до кожного з квадратурних каналів і реалізувати модель передавального тракту DS-CDMA системи.

### 2.2.2 Забезпечення прийому без міжсимвольних спотворень

Як відомо мінімальне значення смуги пропускання для виконання умови відсутності міжсимвольних спотворень надає теорема Найквіста: якщо короткі синхронні імпульси передаються з частотою повторення  $f_s$ , символів в секунду через канал, який має ідеальну прямокутну частотну характеристику з частотою зрізу  $f_N=f_s/2$ , то відклики на ці імпульси можна спостерігати незалежно, тобто без міжсимвольних спотворень.

Для синтезу каналу з прямокутною частотною характеристикою і нескінченним затуханням за межами смуги пропускання необхідно у фільтрі застосувати нескінченну кількість ланок. До того ж спад бічних пелюсток імпульсної характеристики для такого фільтра стає дуже повільним, що призводило б до неприпустимого зростання міжсимвольних спотворень (значення

$P_b$  наближається до 0,5) при будь-яких неточностях у фільтрації та символній синхронізації.

Тому на практиці застосовують фільтри, які задовольняють теоремі Найквіста про часткову симетрію. Частотна характеристика таких фільтрів симетрична відносно частоти Найквіста, що сумісно з лінійною фазочастотною характеристикою забезпечує передачу без міжсимвольних спотворень.

Однією з функцій, що задовольняє теоремі Найквіста про часткову симетрію і найчастіше використовується при апроксимації частотної характеристики каналу є функція піднесеного косинусу. Амплітудно-частотна характеристика такого каналу визначається таким виразом [5]:

$$|H_N(j\omega)| = \begin{cases} 1 & 0 \leq \omega \leq \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \\ \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[ \omega - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\}, & \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \leq \omega \leq \frac{\pi(1+\alpha)}{T_s} \\ 0 & \omega > \frac{\pi(1+\alpha)}{T_s} \end{cases} \quad (2.9)$$

де  $T_s$  – тривалість символу;

$\alpha$  – канальний коефіцієнт закруглення.

При  $\alpha=0$  формується фільтр з прямокутною ідеальною частотною характеристикою з мінімальною смугою пропускання  $f_N=1/(2T_s)$ , тобто фільтр, який неможливо реалізувати. При  $\alpha=0,5$  відбувається розширення смуги пропускання на 50%, у той час як при  $\alpha=1$  ширина смуги пропускання у два рази більша за мінімальну теоретичну смугу.

Теоретично на частоті  $f=(1+\alpha)f_N$  затухання фільтра нескінченно велике. На практиці затухання, як правило, задається на рівні 20...50 дБ в залежності від рівня завад від сусіднього каналу.

Продемонструємо перевагу підходу еквівалентної НЧ фільтрації для систем з відносно низькою швидкістю передавання бітів.

Припустимо, що необхідно спроектувати лінійний двійковий модулятор для швидкості передачі  $f_s=1/T_s=10$  кбіт/с. Модулюючий сигнал подається у форматі NRZ без постійної складової, частота несучого коливання 2000 МГц допустиме 30% розширення смуги частот (частота із затуханням рівним 30 дБ.).

Модулятор реалізовано за допомогою змішувача (перемножувача) з передмодуляційним ФНЧ у першому варіанті і післямодуляційним смуговим фільтром у другому варіанті. Значення коефіцієнта закруглення рівняється 0,3, оскільки допускається 30% розширення смуги частот.

На рис. 2.10 а, 2.10 б зображені частотні характеристики ФНЧ і смугового фільтра, які задовольняють теоремі Найквіста.

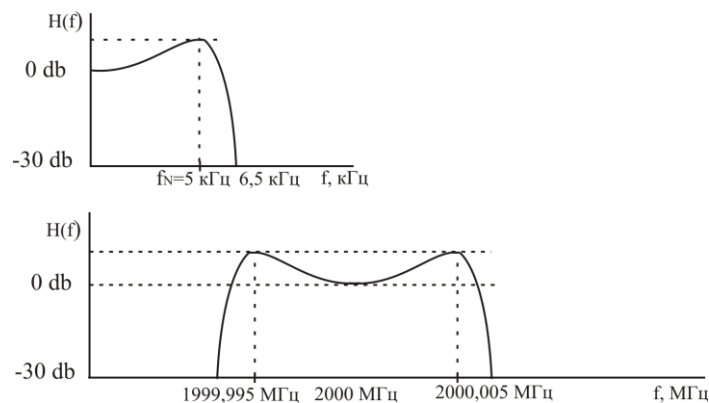


Рисунок 2.10 – АЧХ формуючих ФНЧ та смугового фільтрів, що задовольняють умові передачі без міжсимвольних спотворень

Значення смуги пропускання за рівнем -30 дБ для ФНЧ (рис. 1.6 а) рівняється:

$$f = (1 + \alpha)f_N = (1 + \alpha)/2T_s = (1 + 0,3) \cdot 5 = 6,5 [\text{кГц}].$$

Для смугового фільтра АЧХ відповідно до проведеного аналізу віддзеркалюється відносно частоти носія 2000 МГц (рис. 2.10 б). На АЧХ фільтрів також відображено дію амплітудного коректора типу  $x/\sin x$ .

Для передачі без міжсимвольних спотворень необхідно забезпечити лінійність фазочастотної характеристики фільтрів. Але, для наведеного смугового

фільтра практично неможливо реалізувати лінійну фазочастотну характеристику. Крім того, будь-яке зміщення центральної частоти фільтра (2000 МГц) призводить до неприпустимої асиметрії. А еквівалентний ФНЧ може бути реалізовано відносно простими засобами як аналогової так і цифрової обробки сигналів.

Тому до кожного каналу модулятора QPSK пропонується ввести передмодуляційну фільтрацію за допомогою еквівалентного ФНЧ Найквіста.

### 2.3 Псевдовипадкові послідовності

У першому розділі було визначено, що у цифрових або персональних системах радіозв'язку, що використовують метод CDMA і метод розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей вирішуються такі основні задачі:

- розширення спектра модульованого сигналу з метою збільшення ширини смуги частот під час передачі;
- розділення сигналів різних користувачів, які використовують одну й ту ж смугу частот в режимі багатостанційного доступу.

Для вирішення визначених задач псевдовипадкові послідовності повинні мати спеціальні кореляційні властивості.

Автокореляційна функція у загальному випадку визначається інтегралом [1]:

$$R_{xx}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} X(t) \cdot X(t - \tau) d\tau \quad (2.10)$$

Вона виступає мірою відповідності між сигналом  $f(t)$  і його копією, що зсунуті у часі на інтервал  $\tau$ .

Взаємна кореляційна функція  $R_{xy}(t)$  є мірою відповідності двох різних сигналів  $f(t)$  і  $g(t)$ , що зсунуті у часі на інтервал  $\tau$  і визначається наступним інтегралом:

$$R_{xy}(t) = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) \cdot Y(t - \tau) d\tau \quad (2.11)$$

У відомих системах радіозв'язку як сигнали розширення спектра використовуються двійкові псевдовипадкові послідовності.

Для розширення спектра і рівномірного завантаження смуги передачі спектральна щільність послідовності повинна бути рівномірною подібною до адитивного білого гаусівського шуму (АБГШ). Така послідовність може бути отримана за допомогою схеми, що зображена на рисунку 2.11, де шумоподібна структура цифрової послідовності формується шляхом обмеження аналогового сигналу у поєднанні з операцією вибірка-зберігання [5].

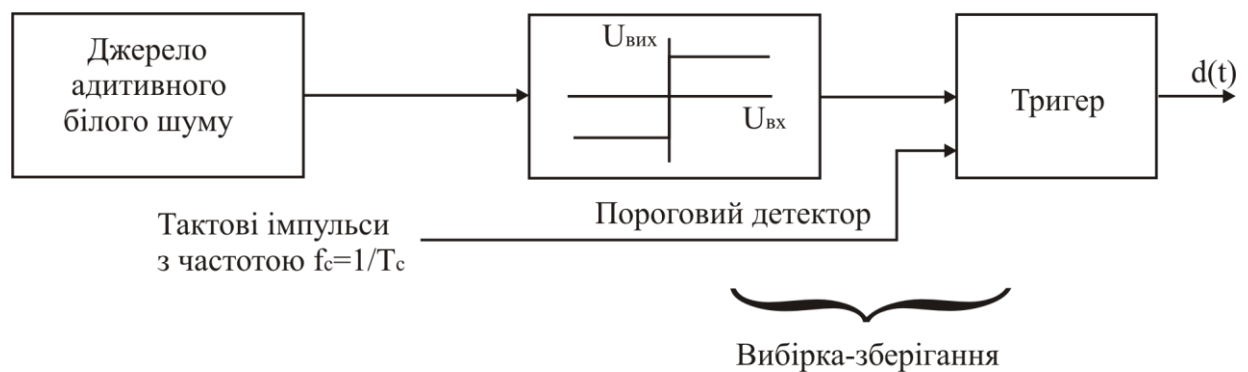


Рисунок 2.11 – Схема генерації повністю випадкової послідовності

Частота вибірок (частота дискретизації) рівняється частоті слідкування символів.

$$f_0 = 1/T_c.$$

Етюра сигналу на виході такої схеми зображена на рисунку 2.12, а на рисунку 2.13 наведена автокореляційна функція такої випадкової послідовності.

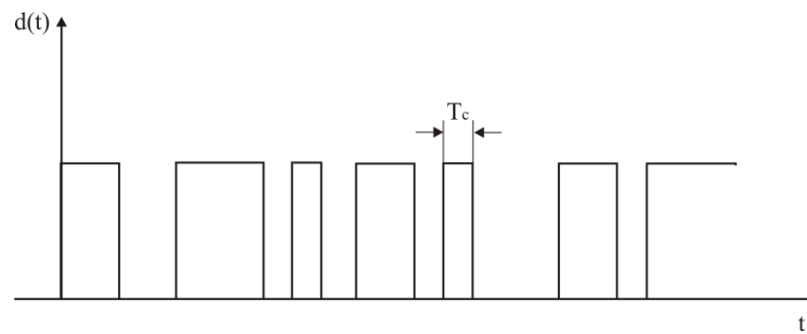


Рисунок 2.12 – Епюри повністю випадкового двійкового сигналу

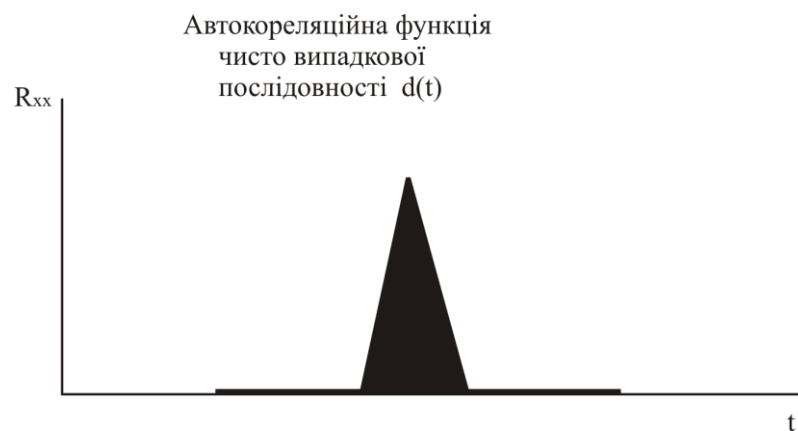


Рисунок 2.13 – Автокореляційна функція повністю випадкової двійкової послідовності

Наявність єдиного вузького викиду автокореляційної функції для  $\tau=0$  є дуже важливою властивістю і суттєво спрощує синхронізацію приймача.

На відміну від повністю випадкового сигналу, автокореляційна функція для псевдовипадкових послідовностей має періодичний характер (рис. 2.14).

Другою і найбільш складною задачею, яка вирішується за допомогою псевдовипадкових послідовностей у системах з використанням CDMA з багатьма користувачами є розділення сигналів різних користувачів, що використовують одну й ту ж смугу частот. Сигнал ПВП виконує функцію “ключа” для кожного користувача і дозволяє у приймачі виділити призначений саме йому сигнал.

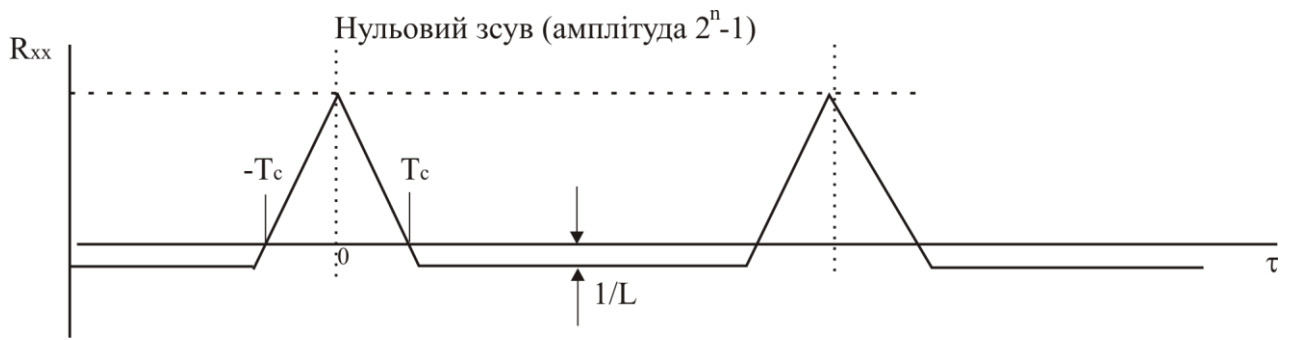


Рисунок 2.14 – Автокореляційна функція псевдовипадкової послідовності

Тому повний ансамбль ПВП повинен бути обраним таким, щоб взаємна кореляція між будь-якою парою послідовностей була достатньо малою. Теоретично нульове значення взаємної кореляції мають ансамблі ортогональних сигналів розширення спектра (наприклад, базові функції рядів Фур'є і функції Уолша).

Але, у реальних системах радіозв'язку вимагається, як правило, забезпечення максимальної простоти когерентного формування ПВП як на передавальному, так і на приймальному боці. До найбільш відомих і добре вивчених відносяться послідовності максимальної довжини (M-послідовності). Вони представляють інтерес для систем зв'язку з розширеним спектром, які зорієнтовані на одного користувача і широко застосовувалися у застосуваннях військового призначення.

З точки зору вимог до кроскореляційних властивостей, які вимагаються від CDMA систем стільникового або персонального зв'язку, більш цікавими виглядають послідовності Голда, Касамі і Уолша. В деяких випадках вони комбінуються з M-послідовностями.

Алгоритм обчислення автокореляційної і взаємної кореляційної функції для послідовностей достатньо простий і полягає у реалізації дискретних зсувів, кратних тривалості символу. Далі відбувається по символне (побітове) порівняння зсунутої і початкової послідовностей з обчисленням кількості збігів  $A$  (рис. 2.15) і кількості розбіжностей  $(D)$  у символах, що порівнюються. Значення кореляційної функції для дискретних моментів зсуву визначається як [1, 5]:

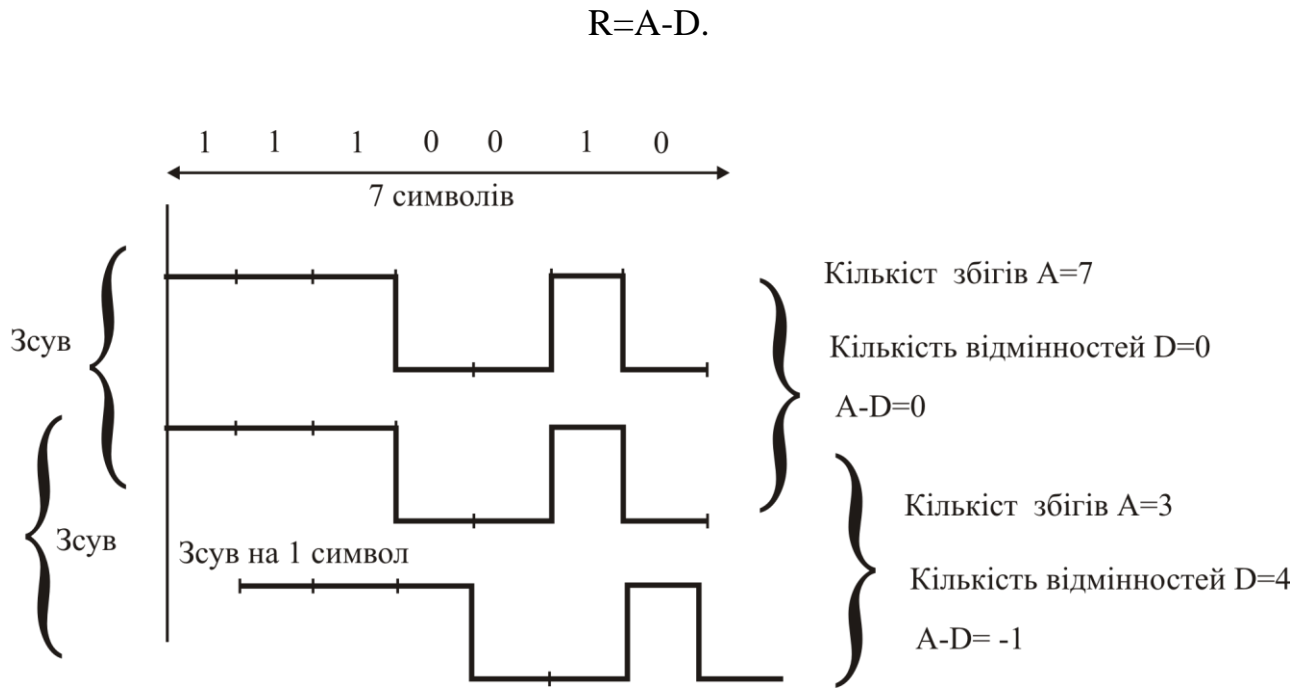


Рисунок 2.15 – Алгоритм визначення крос кореляційних характеристик

В результаті обчислення кількості збігів і відмінностей автокореляційна функція набуває такого вигляду (рис. 2.16) [5].

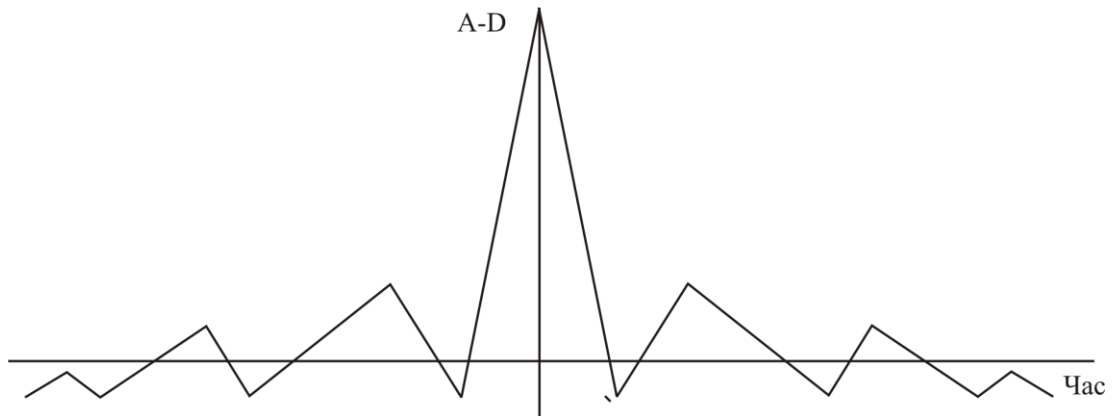


Рисунок 2.16 – Автокореляційна функція сигналу ПВП, яка обчислена як різниця між кількістю збігів і відмінностей

### 2.3.1 Генерація розширюючих кодів за допомогою регістрів зсуву зі зворотним зв'язком

Для розглянутих у першому розділі CDMA протоколів вибір кодової послідовності є дуже важливим як з точки зору реалізації множинного доступу, так і боротьби з міжсимвольною інтерференцією.

До кодів висувається декілька важливих вимог:

- кожна кодова послідовність, яка генерується за допомогою набору кодогенеруючих функцій, повинна бути періодичною і мати постійну довжину;
- кожна кодова послідовність, яка генерується за допомогою набору кодогенеруючих функцій повинна бути легко відокремлена від її зсунутої у часі копії;
- кожна кодова послідовність, яка генерується за допомогою набору кодогенеруючих функцій повинна бути легко відокремлена від інших кодових послідовностей.

Перші дві вимоги особливо важливі з точки зору боротьби з наслідками ефекту багатопроменевого розповсюдження, який проявляються як у зовнішньому середовищі, так і в середині приміщень. Третя вимога є важливою саме з точки зору ефективної реалізації множинного доступу.

Для визначення відмінностей у кодових послідовностях відповідно до першої і другої вимог коди необхідна оцінка автокореляційної та взаємної кореляційної функцій.

Існує декілька можливих варіантів генерації кодових послідовностей. Один з найбільш розповсюджених методів є генерація кодової послідовності за допомогою регістрів зсуву зі зворотним зв'язком і саме цей метод застосовується у CDMA системах. Регістр зсуву представляє собою набір комірок (які нумеруються від 1 до  $r$ ) і кожна комірка містить інформацію, яка під дією тактового імпульсу зсуває свій вміст до виходу в процесі зчитування нового контенту на вході регістру. У стандартній конфігурації регістра зсуву зі зворотним зв'язком вхід комірки  $m$  буде функцією комірки  $m-1$ , а вихід комірки  $r$  (остання комірка регістру зсуву) формує бажану кодову послідовність.

Функція, що зв'язує виходи комірки  $m-1$  і комірки  $r$  з входом комірки може бути як лінійною так і нелінійною (рис. 2.17).

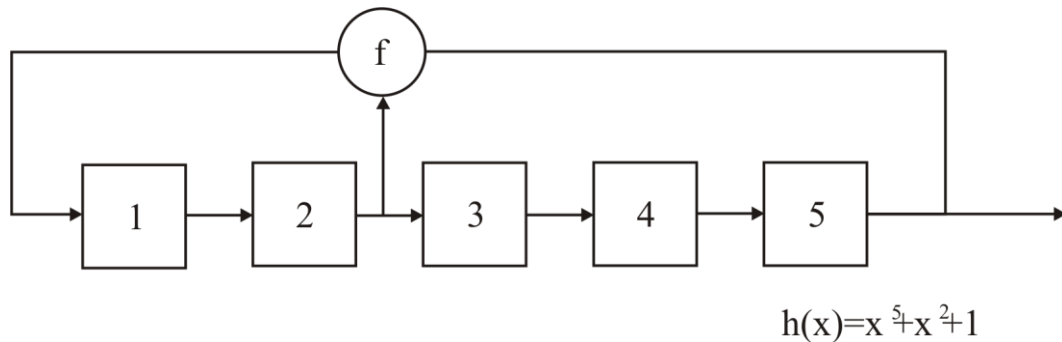


Рисунок 2.17 – Узагальнена структурна схема генерації псевдовипадкових послідовностей

В результаті можливі варіанти реалізації регістрів зсуву як з лінійним зворотним зв'язком, та і з нелінійним. У даній магістерській роботі розглядаються кодові послідовності на базі регістру зсуву з лінійним зворотним зв'язком.

У загальному випадку конфігурація лінійного бінарного регістру зсуву з  $n$  комірок описується генеруючим поліномом степені  $n$ .

$$h(x) = h_n x^n + h_{n-1} x^{n-1} + \dots + h_1 x^1 + h_0 x^0 + 1 \quad (h_i \in \{0,1\}) \quad (2.12)$$

Число  $n$  визначає кількість комірок у регістрі зсуву. Наприклад, на рисунку 2.17 зображено лінійний двійковий регістр зсуву який може генерувати послідовність на підставі генеруючого поліному:

$$h(x) = h_5 x^5 + h_2 x^2 + 1 .$$

Можна відзначити, що із застосуванням таких регістрів зсуву відбувається генерація більшості розширюючих кодових послідовностей.

### 2.3.2 М-последовательности

Важливу роль у цифрових системах, системах з розширенням спектра і системах вимірювання віддалі відіграють лінійні коди максимальної довжини або послідовності з максимальною довжиною реєстр зсуву – М-последовательності.

М-последовательності генеруються окремим лінійним реєстром зсуву. Зокрема, послідовність з максимальною довжиною періоду ( $N=2^n-1$ ) генерується п-каскадним реєстром зсуву з лінійним зворотним зв'язком. Для генерації М-последовательності степінь генеруючого поліному повинна рівнятися п.

На рис. 2.18 наведена апаратна реалізація генератора М-последовательності [5].

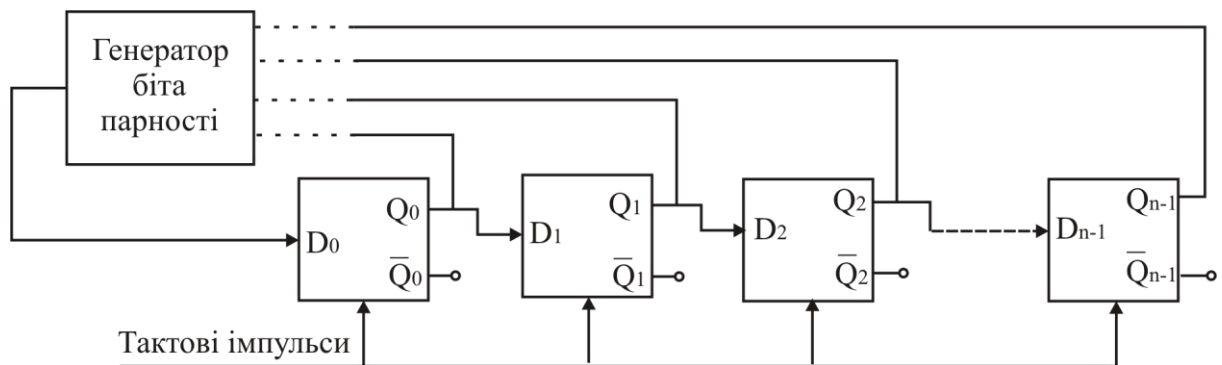


Рисунок 2.18 – Узагальнена принципова схема генератора М-последовательності

Генератор складається з лінійки послідовно включених D-тригерів, виходи Q яких з'єднані з входами наступних тригерів, за виключенням входу D<sub>0</sub> першого тригера. Деякі з виходів Q тригерів не з'єднані з генератором біта парності, що відзначено на рисунку 2.18 пунктирною лінією. Загальна кількість тригерів п і кількість тригерів, що підключені до генератора біта парності визначають відповідно довжину і властивості PN-коду, що формується.

На виході генератора біта парності формується логічний нуль за наявності парної кількості логічних нулів на входах і логічна одиниця за наявності непарних логічних 1 на входах. Генератор біта парності представляє собою суматор за модулем 2.

Узагальнена структурна схема корелятора приймача, алгоритм роботи якої відповідає рис. 2.15, зображена на рис. 2.19.

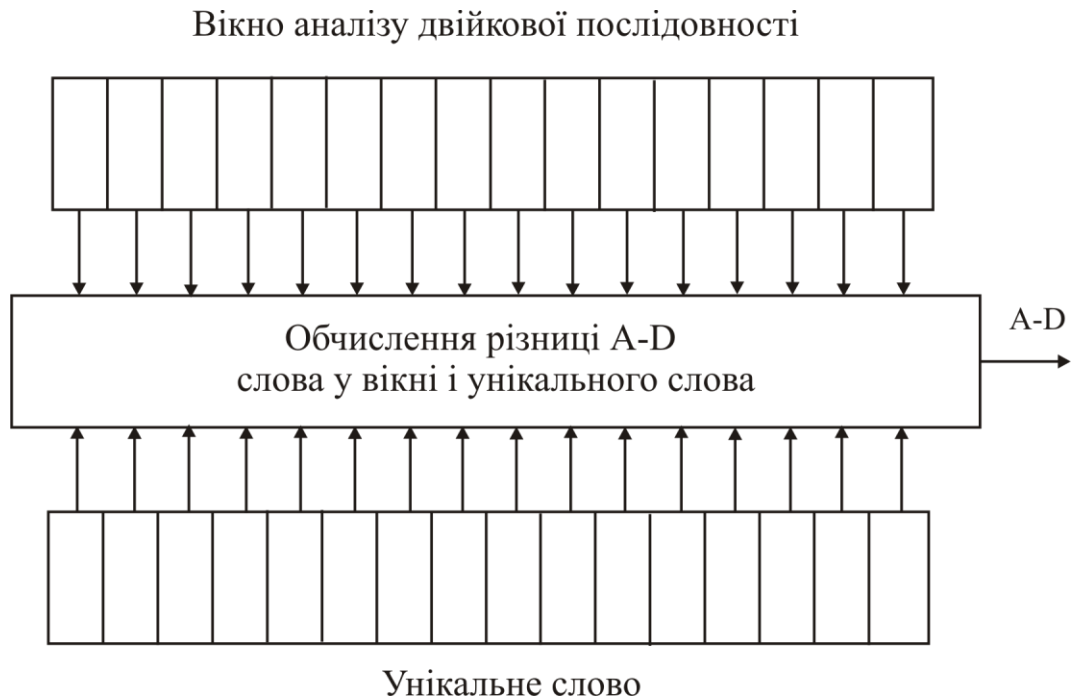


Рисунок 2.19 – Алгоритм реалізації корелятора

Важливою характеристикою для псевдовипадкових послідовностей є її довжина. Для лінійних кодів максимальної довжини завжди можна знайти такий порядок підключення виходів тригерів до генератора біта парності для якого формується послідовність максимальної довжини з періодом

$$L = 2^n - 1, \quad (2.13)$$

символів, де  $n$  – кількість тригерів.

Кількість різних можливих  $M$ -послідовностей визначається кількістю розрядів і місцем підключення зворотного зв'язку.

У таблиці 2.5 наведена логіка підключення виходів тригерів до входів генератора парності для схеми рисунка 2.18 для значень  $n$  від 3 до 15. Довжина  $M$ -послідовностей, що формуються при такому алгоритму може бути від 7 до 32767 бітів.

Таблиця 2.5 – Логіка підключення виходів тригерів до генератора парності

Кількість розрядів (тригерів) n	Довжина послідовності, $L=2^n-1$	Кількість M-послідовностей S	$D_0$ для $L=2^n-1$
3	7	2	$Q_1 \oplus Q_2$
4	15	2	$Q_2 \oplus Q_3$
5	31	6	$Q_3 \oplus Q_4$
6	63	6	$Q_4 \oplus Q_5$
7	127	18	$Q_5 \oplus Q_6$
8	255	16	$Q_1 \oplus Q_2 \oplus Q_3 \oplus Q_7$
9	511	48	$Q_4 \oplus Q_8$
10	1023	60	$Q_6 \oplus Q_9$
11	2047	176	$Q_8 \oplus Q_{10}$
12	4095	144	$Q_1 \oplus Q_9 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11}$
13	8191	630	$Q_0 \oplus Q_{10} \oplus Q_{11} \oplus Q_{12}$
14	16383	756	$Q_1 \oplus Q_{11} \oplus Q_{12} \oplus Q_{13}$
15	32767	1800	$Q_{13} \oplus Q_{14}$

Можна відзначити, що у таблиці 2.5 приведено один з можливих варіантів з'єднання виходів тригерів регістра зсуву з генератором біта парності. Існують також інші варіанти які призводять до різних M-послідовностей з малим рівнем взаємної кореляції. Верхня межа для кількості різних M-послідовностей визначається виразом

$$S \leq (L-1)/n \quad (2.14)$$

Значення S приведені у таблиці 2.5.

### 2.3.2.1 Основні властивості ПВП

Серед основних властивостей ПВП необхідно відзначити наступні [1, 5]:

– властивість балансу. В одному періоді  $M$ -послідовності міститься  $2^{(n-1)}$ -1 нулів і  $2^{(n-1)}$  одиниць;

– властивість зсуву під час додавання. Сума за  $\text{mod} 2$   $M$ -послідовності та її довільного циклічного зсуву представляє собою інший циклічний зсув початкової  $M$ -послідовності.

– властивість періодичності автокореляційної функції. Якщо у початковій  $M$ -послідовності, яка складається з символів  $(0,1)$  провести заміну символів  $0$  на  $+1$  і  $1$  на  $-1$  і отримати послідовність з ансамблю  $(-1,1)$ , то періодична автокореляційна функція визначиться виразом:

$$R_{xx}(r) = \begin{cases} 2^n - 1 & r = 0 \\ -1 & r \neq 0. \end{cases} \quad (2.15)$$

Така послідовність є найкращою у тому сенсі, що не існує будь-якої іншої послідовності з мінімальним значенням автокореляційної функції для  $r \neq 0$ . Ця властивість має важливе значення під час їх використання як синхропреамбул для забезпечення символної і циклової синхронізації.

Можливе також подання автокореляційної функції ПВП у нормованому вигляді. Періодична нормована автокореляційна функція  $M$ -послідовності визначається як:

$$R_{xx}(t) = \begin{cases} 1 & t = 0 \text{ mod } N \\ -1/L & t \neq 0 \text{ mod } N \end{cases} \quad (2.16)$$

Якщо  $n \neq 0 \text{ mod } 4$ , то існують пари послідовностей максимальної довжини з трьома значеннями крос-кореляційної функції [4]. При цьому два значення визначаються як  $\{-t(n), t(n)-2\}$ , де:

$$t(n) = \begin{cases} 1 + 2^{(n+1)/2} & n : \text{íàìàðíá} \\ 1 + 2^{(n+2)/2} & n : \text{ìàðíá} \end{cases} ; \quad (2.17)$$

– властивість випадковості. Оскільки М-послідовність є періодичною послідовністю, то вона не може вважатися повністю випадковою. Але для неї все ж таки можуть бути визначені статистичні властивості серій одиниць і нулів. Дійсно, у кожному періоді половина серій має довжину 1, чверть серій – довжину 2, восьма частина – довжину 3 і т. ін.

Максимальне значення автокореляційної функції прийнято називати максимальним викидом автокореляційної функції. Цей викид використовується для кодової або циклової синхронізації. Для проміжних значень часового зсуву, які знаходяться між 0 і +1 або -1, автокореляційна функція є лінійно падаючою. Тому автокореляційна функція М-послідовності має трикутну форму, як це показано на рисунку 2.16.

Два або більше незалежних сигнали можуть бути передані в одній і тій же смузі частот і потім успішно виділені, якщо їх кодові послідовності представляють собою циклічні зсуви М-послідовностей більше ніж на один символ. У системах вимірювання віддалі може бути забезпечена точність вимірювання у межах тривалості одного символу, якщо як маркер використовувати максимальний викид автокореляційної функції.

### 2.3.3 Послідовності Голда

М-послідовності мають гарні автокореляційні характеристики. Але, на практиці у телекомунікаційних системах з розширенням спектра М-послідовності застосовуються дуже мало. Це пояснюється тим фактом, що кількість М-послідовностей з однією й тою ж довжиною і однаковими кореляційними властивостями обмежена.

Для CDMA систем, де необхідно реалізувати взаємодію багатьох користувачів необхідно мати послідовності які реалізують велику кількість різних кодів з однаковими кореляційними властивостями.

Для цих систем необхідно використовувати значно більшу кількість послідовностей з гарними крос-кореляційними властивостями між ними. Метод побудови таких послідовностей було запропоновано Голдом [8].

Порівняно зі звичайними М-послідовностями послідовності Голда є більш привабливими для використання у CDMA системах з багатьма користувачами [3, 4, 5].

Послідовності Голда утворюються шляхом застосування логічної операції АБО (OR) (виключне АБО – EXOR) з двома М-послідовностями ,які обираються з умови вибору найкращої пари.

Схема генерації послідовностей Голда з використанням трьохкаскадного регістру зсуву зображена на рисунку 2.20.

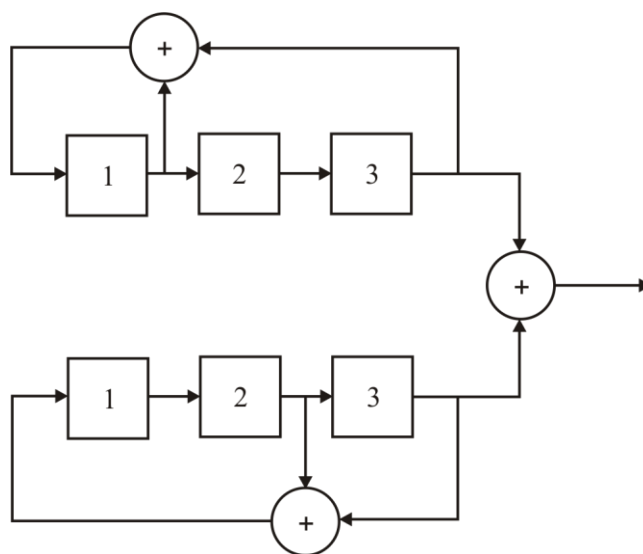


Рисунок 2.20 – Структурна схема реалізації послідовності Голда

Кількість послідовностей Голда, що генеруються за такою схемою рівняється  $2^n - 1$  [1, 4]. Вони отримуються шляхом зміни початкового значення регістру і додаванням двох М-послідовностей при використанні n-каскадного регістру зсуву. Для послідовності Голда, що генерується за схемою р

використанням кращої пари  $M$ -последовностей, значення вектора крос-кореляційної функції визначаються трьома значеннями, а саме:  $[-1, -t(n), t(n)-2]$ , де  $t(n)$  визначається за (2.17).

Як видно з рисунка 2.20, метод реалізовано на підставі додавання за модулем 2 двох різних  $M$ -последовностей, які тактуються єдиним тактовим генератором. Найбільш суттєвий момент під час формування последовності Голда з “гарними” кореляційними властивостями є у тому, що можуть бути застосовані тільки особливі пари  $M$ -последовностей, які називають “кращими”. Ці кращі пари  $M$ -последовностей перелічені у таблицях, що наведені, наприклад, у [9].

Оскільки, обидві  $M$ -последовності мають одну й ту ж довжину  $L$  і тактуються одним генератором, то последовність Голда, що формується, також має довжину  $L$ , але не є последовністю максимальної довжини.

Якщо  $n$  – кількість розрядів регістра зсуву у генераторі  $M$ -последовностей, то довжина последовності Голда  $L=2^n-1$ .

Підрахуємо чисельність різних последовностей Голда, що формуються за допомогою двох генераторів  $M$ -последовностей при різних початкових умовах. Необхідно відзначити, що за будь-якого нового циклічного зсуву початкових умов генераторів  $M$ -последовностей формується нова последовність Голда. Оскільки кожна  $M$ -последовність має довжину  $L$ , то кількість різних зсувів між ними також рівняється  $L$ . Тому генератор последовностей Голда на базі двох різних  $M$ -последовностей може формувати  $L=2^n-1$  последовностей Голда. При виборі відповідної пари  $M$ -последовностей можна отримати ансамбль последовностей Голда з гарними кореляційними властивостями.

#### **2.3.4 Ортогональні последовності Голда**

За допомогою последовності Голда можна сформувати набагато більше різних кодів порівняно з  $M$ -последовностями. Але існує декілька проблем під час застосування Голд-последовностей. Серед основних можна відзначити такі:

- співвідношення між 0 і 1 не завжди збалансоване;

- взаємна кореляційна функція Голд послідовності не рівняється 0 в околі точки синхронізації;
- довжина коду Голд-послідовності є завжди непарним числом. Це вимагає застосування спеціальної схеми тактування для генерації Голд-послідовності.

Для вирішення цих проблемо один чіп додається до Голд-послідовності, щоб збалансувати пропорцію між 0 та 1. Такі послідовності називаються ортогональними Голд-послідовностями. Взаємна кореляційна функція для ортогональних Голд-послідовностей рівняється 0 у точці синхронізації. З усіх інших питань характеристики ортогональних Голд-послідовностей подібні до класичної Голд-послідовності.

## **2.4 Структурна схема модему DS-CDMA**

На підставі проведеного аналізу визначимо структурні схеми передавального і приймального трактів моделі модему DS-CDMA системи зв'язку.

По-перше, відзначимо, що оскільки моделювання передбачається проводити максимально наближено до так званої DSPH (Digital Signal Processor Hardware) апаратури, яка передбачає застосування цифрових методів обробки сигналів із використанням цифрових сигнальних процесорів, то модель буде створюватися у середовищі Matlab, відзначається [4], що мова програмування Matlab алгоритмічно близька до програмних алгоритмів, які реалізуються у цифрових сигнальних процесорах.

Відповідно усі етапи модуляції і види цифрової обробки будуть реалізовані шляхом створення відповідних програмних модулів складених за розглянутими алгоритмами.

Як було визначено, радіосигнал за методом DSSS формується за допомогою двохступеневої модуляції. Для моделі модему приймемо, що на

першому етапі відбувається модуляція за методом QPSK а на другому – розширення спектра за допомогою псевдовипадкової послідовності.

Відповідно до висновків параграфу 2.2 радіосигнал з QPSK модуляцією формується шляхом додавання радіосигналів, які формуються у двох незалежних квадратурних I,Q каналах. Формування модулюючих каналних I,Q символів для проведення моделювання пропонується реалізувати на підставі послідовно-паралельного перетворювача, алгоритм роботи якого продемонстровано на рисунку 2.7.

Очевидно, що формування каналних I, Q символів за таким алгоритмом практично зводиться до реалізації у кожному з каналів класичної BPSK модуляції.

Відповідно для кожного з каналів модулятора QPSK необхідно передбачити генерацію вхідних цифрових даних, перетворення їх до формату NRZ і формування каналних I, Q символів за визначеним алгоритмом. Процедура формування каналних символів для QPSK модуляції реалізована у підпрограмі `qpskmod.m`.

Як правило, цифрові методи обробки сигналів передбачають застосування операції передискретизації оцифрованих даних, оскільки це спрощує реалізацію відповідних фільтрів для виділення саме інформаційної складової спектра дискретизованого сигналу.

Тому, після отримання цифрових вибірок каналних I, Q символів наступною операцією у кожному з каналів виступає операція передискретизації. Згідно з технічним завданням порядок передискретизації задано рівним 8. Це означає, що після кожної вибірки модулюючої послідовності необхідно додатково вставити 7 нулів. Процедуру передискретизації у моделі реалізовано у підпрограмі `comproversamp2.m`.

Для забезпечення передачі інформації без міжсимвольної інтерференції необхідно для модулюючих I, Q символів застосувати формуючий фільтр Найквіста. Тому подальша обробка модулюючого сигналу передбачає фільтрацію у формуючому фільтрі з передавальною функцією  $H(f) = \sqrt{H_N(f)}$ , де  $H_N(f)$ - передавальна функція, що визначається виразом (2.9).

Як відомо, операцію фільтрації з математичної точки зору можна розглядати як проведення математичної операції згортки вхідної послідовності з імпульсною характеристикою фільтра. Відповідно для реалізації фільтрації у моделі необхідно спочатку визначити коефіцієнти імпульсної характеристики формуючого фільтра, а потім застосувати операцію згортки до послідовності пердискретизованих модулюючих символів з коефіцієнтами імпульсної характеристики. Розрахунок коефіцієнтів імпульсної характеристики формуючого фільтра реалізовано у підпрограмі `hrollcoef.m`, а операція згортки реалізується за допомогою вбудованої функції Matlab `conv`. Оскільки фільтрацію необхідно проводити у кожному з квадратурних каналів, то у моделі така процедура реалізована у підпрограмі `comrconv2.m`.

Якщо розглядати безпосередньо тільки модулятор QPSK, то для реалізації безпосередньо BPSK в кожному з каналів, необхідно перетворити сигнал до аналогової форми за допомогою цифро-аналогового перетворювача (ЦАП). Результуючий сигнал після перемножувачів і буде вихідним сигналом кожного з каналів, які подаються до суматора, вихід якого і формуватиме, власне, вихідний сигнал модулятора.

Але, для методу DSSS розглянуті процедури реалізують тільки перший етап двохступеневої модуляції.

Тому, можна відзначити, що для реалізації першого етапу модуляції в моделі модему DS-CDMA, а саме – формування моделі модулятора QPSK сигналу в основній смузі частот необхідним є набір таких програмних модулів: `qpskmod.m`, `comroversamp2.m`, `hrollcoef.m`, `comrconv2.m`, повний лістинг яких наведено у додатку А.

На другому етапі модуляції необхідно реалізувати операцію розширення спектра. Для цього необхідно для кожного користувача згенерувати свій власний PN-код і перемножити чіпи псевдовипадкової послідовності з отриманими I, Q символами модулятора QPSK сигналів. Оскільки операції передискретизації і фільтрації необхідно вже проводити для символів послідовності з розширеним

спектром, то відповідні блоки моделі розташовуються після відповідних перемножувачів.

Відповідна структурна схема моделі передавального тракту DS-CDMA системи з використанням методу QPSK зображена на рисунку 2.21.

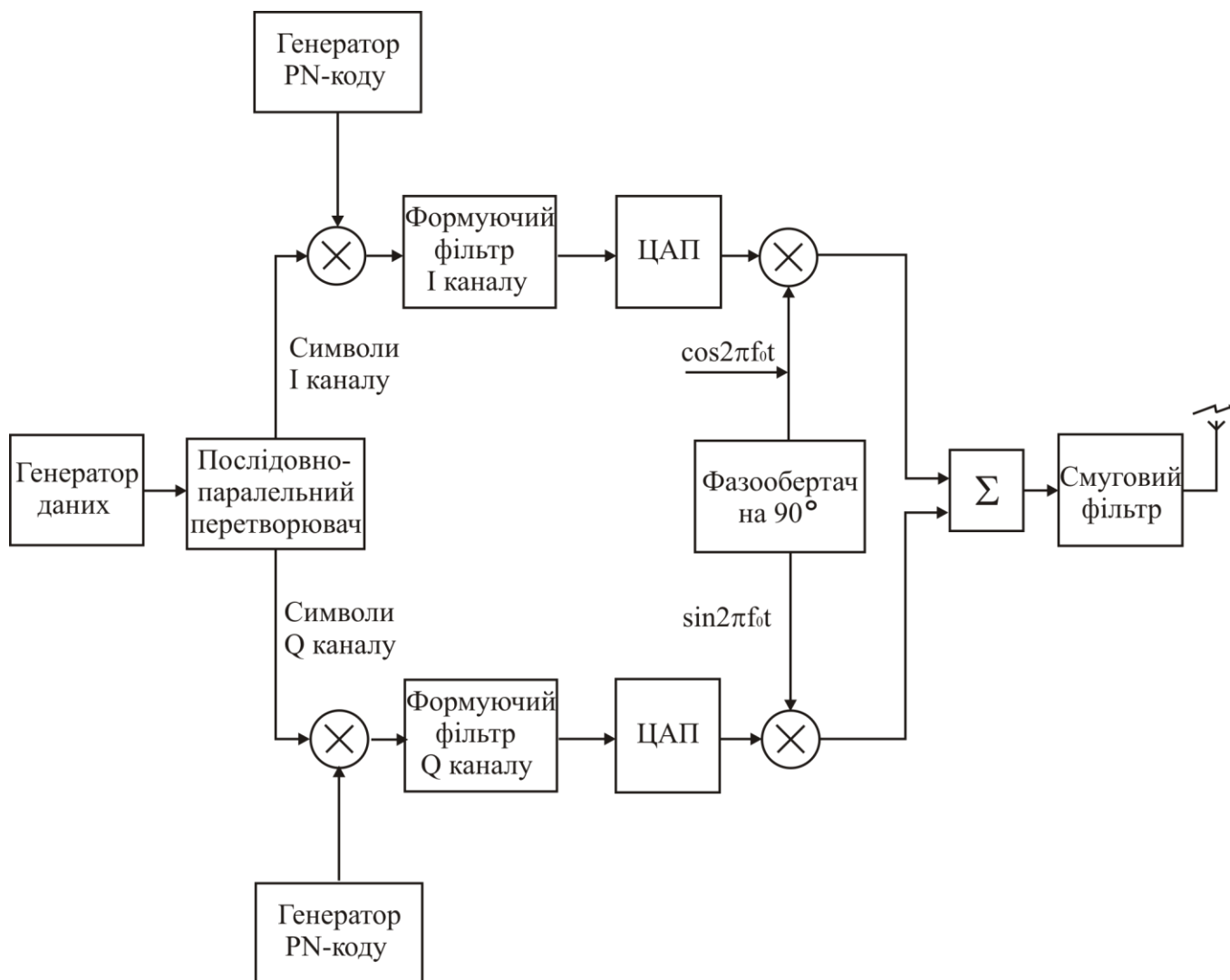


Рисунок 2. 21 – Структурна схема передавального тракту DS-CDMA системи з використанням методу QPSK

Структурна схема приймального тракту для методу QPSK зображена на рисунку 2.22.

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 когерентного I,Q демодулятора, який як і I,Q модулятор складається з двох квадратурних каналів.

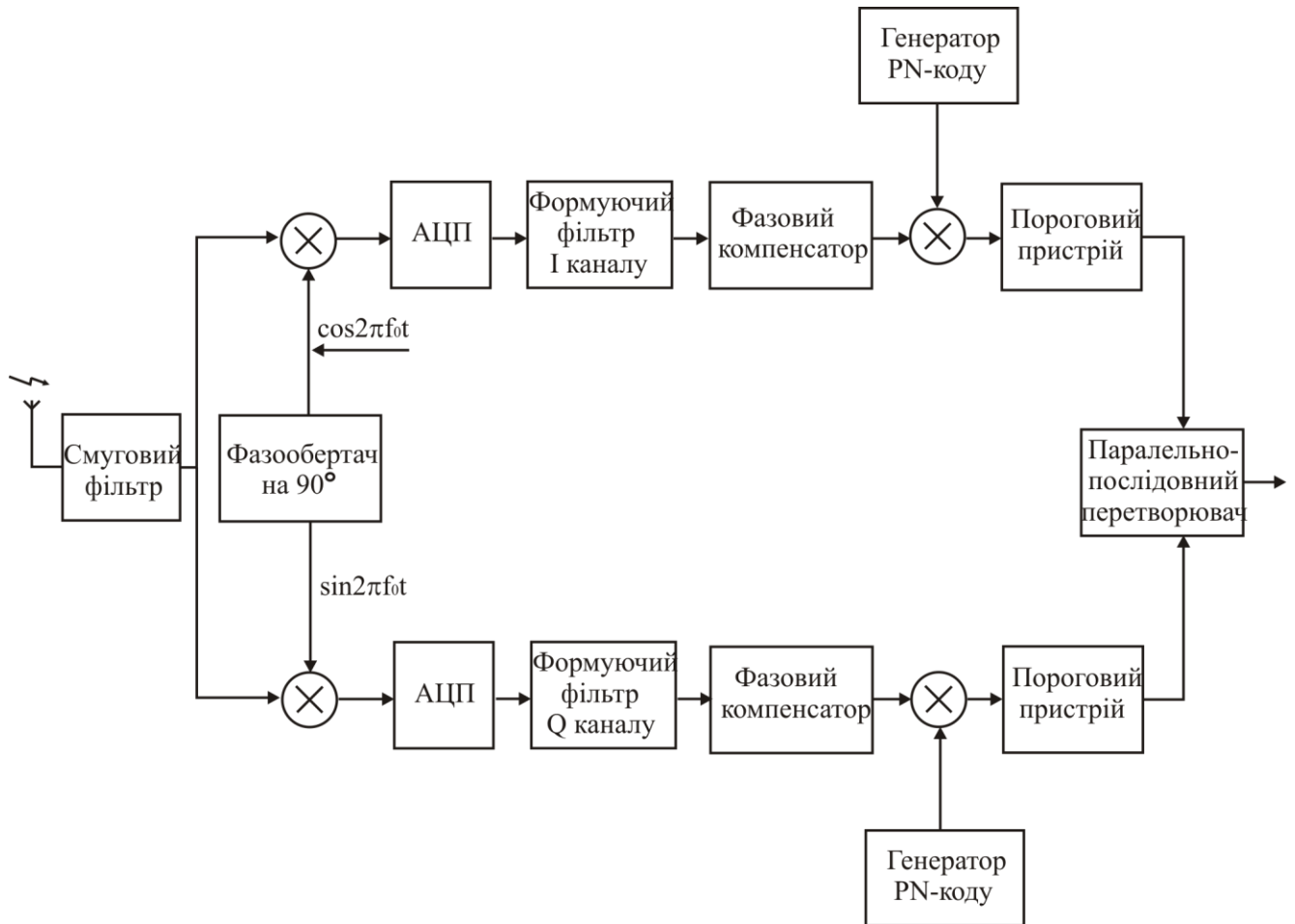


Рисунок 2. 22 – Структурна схема приймального тракту DS-SS системи з використанням методу QPSK

Першим кроком обробки у кожному з каналів виступає перенесення радіосигналу до основної смуги частот. Далі в моделі реалізується схема когерентного прийому. Для цього на приймальному боці формується поновлене несуче коливання. Відповідно 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.

Оскільки радіочастотна демодуляція реалізується аналоговими засобами, а подальша обробка реалізується, як правило, за допомогою цифрових сигнальних процесорів, то необхідно знову перейти до цифрового представлення прийнятого сигналу.

Відповідно сигнал знову необхідно подати у вигляді цифрових вибірок, для чого використовується аналогово-цифровий перетворювач (АЦП). Подібно до модулятора у кожному каналі демодулятора застосовується такий же формуючий цифровий фільтр, як і на передавальному боці.

Для відфільтрованого дискретизованого сигналу необхідно обрати точку синхронізації і провести операцію зворотну передискретизації. Цю задачу вирішує фазовий компенсатор.

Відповідно на виході фазового компенсатора отримуємо закодований потік зі швидкістю передачі, яка визначається швидкістю слідкування чіпів ПВП.

Тепер у кожному каналі необхідно провести операцію стиску спектра прийнятого сигналу. Як було визначено, це можливо реалізувати шляхом перемноження прийнятого закодованого потоку з PN-кодом приймача, який для корисного користувача повинен точно повторювати PN-код передавача.

В результаті на виході перемножувача формується потік, спектр якого відповідає спектру інформаційного повідомлення.

Останнім кроком є застосування порогових пристроїв, які приймають рішення за простим алгоритмом: якщо значення вибірки більше 0, то приймається рішення про прийом логічної “одиниці”, якщо ж значення вибірки менше 0, то приймається рішення про прийом логічного “нуля”.

Паралельно-послідовний перетворювач виконує функцію зворотну до функції послідовно-паралельного перетворювача (рис. 2.7). У підсумку на виході паралельно-послідовного перетворювача формується демодульований переданий інформаційний потік. Цей алгоритм реалізовано у програмному модулі `qpskdemod.m`, лістинг якого наведено у додатку А.

Відзначимо, що в моделі аспекти поновлення несучого коливання, а також питання тактової синхронізації не розглядаються, а вирішуються основні методи реалізації модему в основній смузі частот.

Оскільки за технічним завданням необхідно дослідити як DS-CDMA системи поведуть себе в умовах дії гаусівських шумів, тобто, середа передачі представляє канал з адитивним гаусівським шумом (AWGN канал), то необхідно в моделі передбачити можливість зміни відношення сигнал/шум у приймальному тракті.

Як відомо, для цифрових систем зв'язку показником якості виступає залежність коефіцієнта бітової помилки від відношення  $E_b/N_0$ , де  $E_b$ -енергія, що приходить на один біт,  $N_0$ - спектральна щільність шуму.

Визначимо алгоритм формування залежності коефіцієнта бітової помилки від відношення  $E_b/N_0$ . Енергія, що приходить на один біт визначається з співвідношення [3, 4]:

$$E_b = P_c T_b = \frac{P_c}{F} \quad (2.18)$$

де  $P_c$  – потужність сигналу,

$F = 1/T_b$  – бітова швидкість

Спектральна щільність шуму визначиться через потужність шуму  $P_\phi$  і ширину смуги частот  $R$ :

$$N_0 = \frac{P_\phi}{R} \quad (2.19)$$

Тоді поєднуючи (1.15), (1.16) можна отримати:

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

або

$$P_{\phi} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{E_b/N_0} \quad (2.20)$$

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

$$P_{\phi} = \frac{P_c}{F} \cdot \frac{R}{10^{\frac{E_b/N_0}{10}}} \quad (2.21)$$

При моделюванні передбачається, що амплітуда послідовності даних вимірюється у вольтях, тому шумовий сигнал також повинен мати розмірність вольт. Враховуючи, що для загального варіанту застосування I, Q модуляторів, шум однаково розподілений в I та Q каналах модулятора, остаточно введемо шумову напругу  $attn$ , яка вводиться у кожен канал демодулятора:

$$attn = \sqrt{\frac{1}{2} \cdot P_{\phi}} \quad (2.22)$$

На підставі проведеного аналізу можна запропонувати блок-схему моделі каналу зв'язку з використанням технології DS-CDMA (рис. 2.23).

Введення гаусівського шуму до моделі реалізовано такими функціональними модулями: комплексний детектор потужності сигналу, комплексний детектор шуму і генератори гаусівського шуму. Програмна генерація білого шуму і його додавання до вхідного сигналу обох каналів демодулятора забезпечується програмним модулем `comb2.m`, лістинг якого наведено у додатку А.

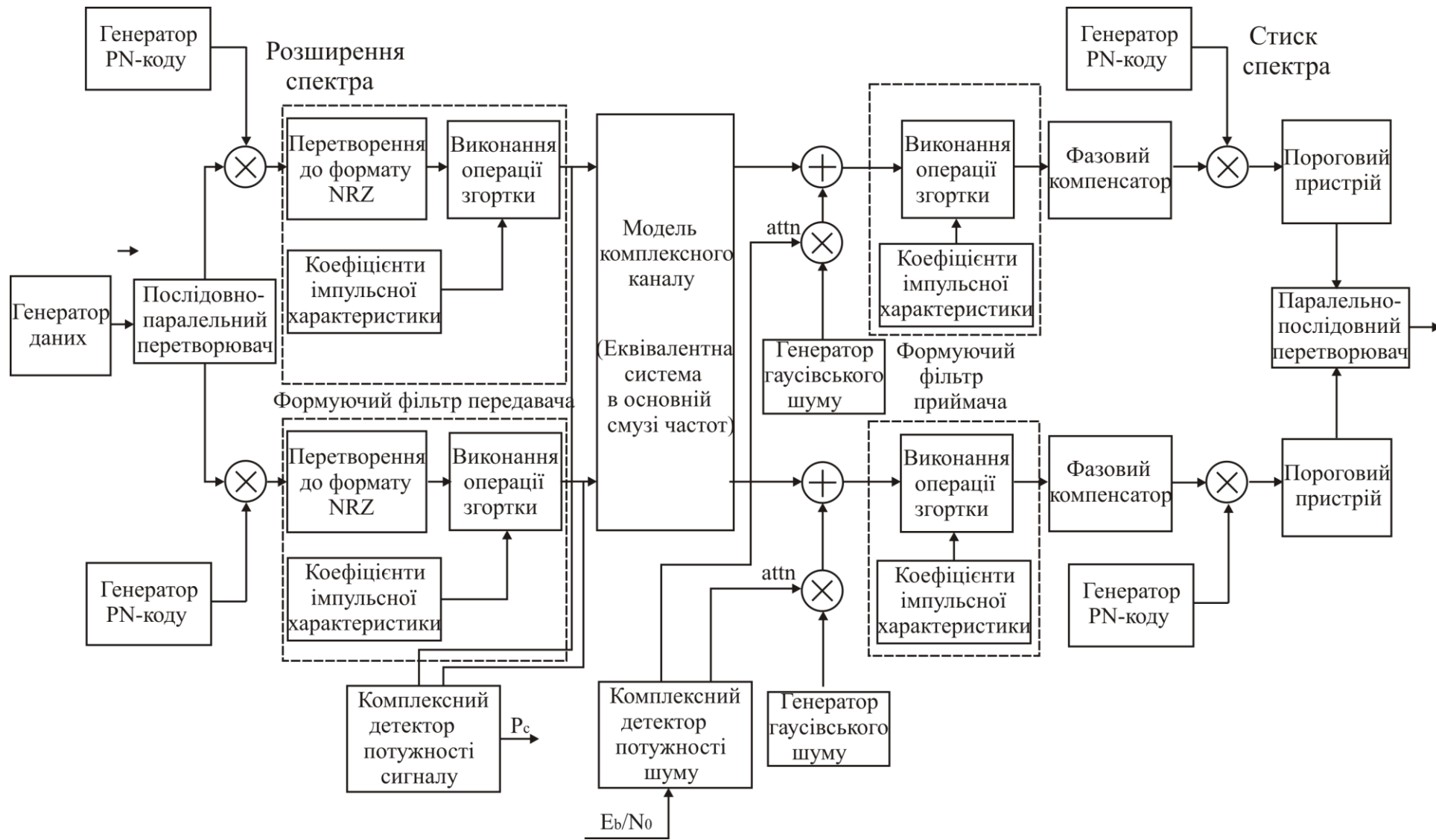


Рисунок 2.23 – Блок-схема каналу зв'язку з використанням DS-SS технології

## **3 МОДЕЛЬ КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ МЕТОДУ DS-CDMA**

У синхронних – DS-CDMA системах кожен з користувачів використовує свій власний адресний код для розширення спектру інформаційного сигналу. У кожному з терміналів користувачів інформаційні дані спочатку підлягають одному з видів цифрової модуляції (наприклад, BPSK або QPSK). Потім модульовані біти підлягають процедурі розширення спектра кодовою послідовністю, зокрема M-послідовністю або послідовністю Голда. 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.

В програмному комплексі як радіочастотну модуляцію пропонується використовувати метод QPSK.

Власне сама модель подається у вигляді програмного комплексу, який складається з головної програми і ряду підпрограм, які забезпечують функціонування головної програми. За основу програмного комплексу покладені алгоритми і програми, які на наведені в [4].

Набір підпрограм для реалізації модуляції QPSK визначено у другому розділі. У третьому розділі розглянемо необхідний набір підпрограм для генерації ПВП і виконання операцій розширення і стиску спектра, а також структуру головної програми.

### **3.1 Програмна реалізація псевдовипадкових послідовностей**

#### **3.1.1 Генерація M-послідовностей**

Як було визначено у другому розділі M-послідовності генеруються окремим лінійним регістром зсуву. Для утворення послідовності максимальної

довжини ( $N=2^n-1$ ) необхідне застосування  $n$ -каскадного регістру зсуву з лінійним зворотним зв'язком. Відповідно степінь генеруючого полінома рівняється  $n$ .

В моделі каналу зв'язку генерація  $M$ -послідовностей реалізується у підпрограмі `msec.m`. Параметрами підпрограми виступають кількість розрядів регістру зсуву `stg`, місце підключення зворотного зв'язку (виходи відповідних регістрів) `taps`, початковий вміст розрядів регістра `inidata`, кількість можливих послідовностей `n`. Згенерована підпрограмою  $M$ -послідовність зберігається у змінній `mout`.

Роботу підпрограми продемонструємо на такому прикладі. Припустимо, що необхідно сформувати  $M$ -послідовність на підставі генеруючого поліному  $h(x) = x^3 + x + 1$ . Виходячи з виду поліному зворотний зв'язок вводиться між виходом регістра зсуву і виходом першого розряду. Тобто, схема регістру зсуву набуває вигляду рис. 3.1.

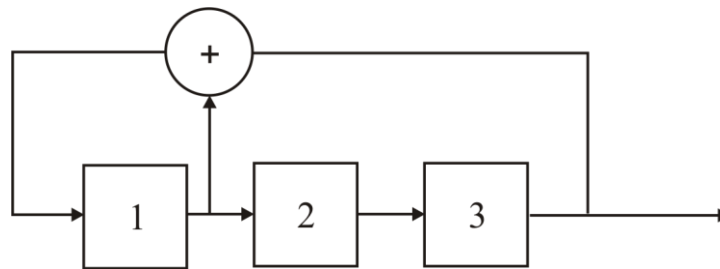


Рисунок 3.1 – Трьохрозрядний регістр зсуву зі зворотним зв'язком

Припустимо, що початковому стану регістра зсуву відповідають одиниці в усіх розрядах. Тоді в процесі тактування регістру і організацією зсуву на один розряд отримаємо наступні комбінації:

111 011 101 010 001 100 110 111

Очевидно, що восьма комбінація, повторює першу комбінацію, тобто, довжина послідовності або її період рівняється 7.

Виходом  $M$ -послідовності є вихід останнього розряду, відповідно для даного варіанту  $M$ -послідовність має такий вид:

1110100

Згідно з умовою балансу для ПВП кількість одиниць і нулів не повинна відрізнятися більше ніж на одиницю. Тобто, умова балансу для цієї послідовності виконується.

Друга умова випадковості послідовності є умова циклічності, де під циклом розуміють неперервну послідовність однакових двійкових символів. Бажано, щоб у кожному фрагменті послідовності приблизно половину складала цифри обох типів довжиною 1, приблизно чверть – довжиною 2, приблизно одну восьму – довжиною 3 і так далі. Для наведеної послідовності кількість циклів одиниць і нулів рівняється 2, половина з яких як для нулів і одиниць має довжину 1 і по одному циклу одиниць довжиною 3 і нулів довжиною 2. Очевидно, що через коротку довжину послідовності подальшу перевірку циклічності провести неможливо, оскільки отримати чверть і одну восьму для такої кількості просто неможливо.

Щоб наочно продемонструвати циклічність ПВП, яка реалізується за таким алгоритмом збільшимо кількість регістрів до 4 (рис. 3.2). Для початкового стану регістра також приймемо одиниці в усіх розрядах.

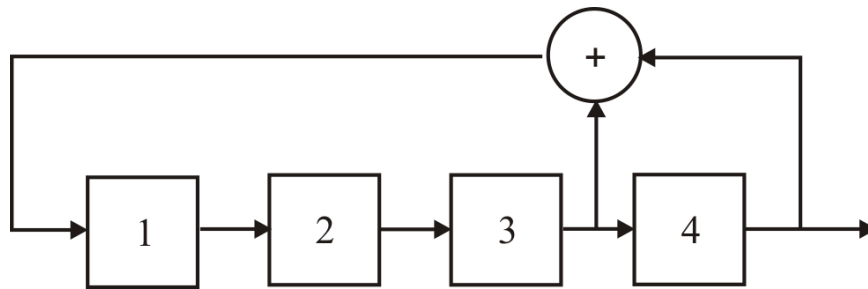


Рисунок 3.2 – Формування М-послідовності за допомогою 4-розрядного регістру зсуву

Відповідно отримаємо наступні стани регістру зсуву:

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

Очевидно, що у даному випадку довжина послідовності  $L=24-1=15$ , а сама М-послідовність має такий вид:

$$1\ 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0,$$

з якого видно, що вона містить 8 одиниць і 7 нулів.

Для такої послідовності маємо чотири циклів нулів і одиниць. З чотирьох циклів нулів отримали половину циклів довжиною 1, чверть циклів довжиною 2. Подібна ж картина спостерігається і для циклів одиниць.

Тому, можна відзначити, що послідовності, які генеруються за таким алгоритмом відносяться до послідовностей максимальної довжини і задовольняють умовам збалансованості і циклічності.

Саме такий алгоритм роботи реалізовано у підпрограмі `mseq.m`. Для генерації М-послідовності, для розглянутого у першому прикладі трьохрозрядного регістру зсуву, необхідно у головній програмі задати команду:

$$m1=mseq(3, (1,3), (1, 1, 1)); ,$$

де задано кількість розрядів  $stg=3$ , місце підключення зворотного зв'язку  $taps=[1,3]$ , початковий стан регістра  $inidata=[1,1,1]$ .

Як результат виконання програми `mseq.m` генерується М-послідовність у вигляді вектора  $[1,1,1,0,1,0,0]$ . На рисунку 3.3 зображено епюру сформованої послідовності у вигляді цифрових відліків.

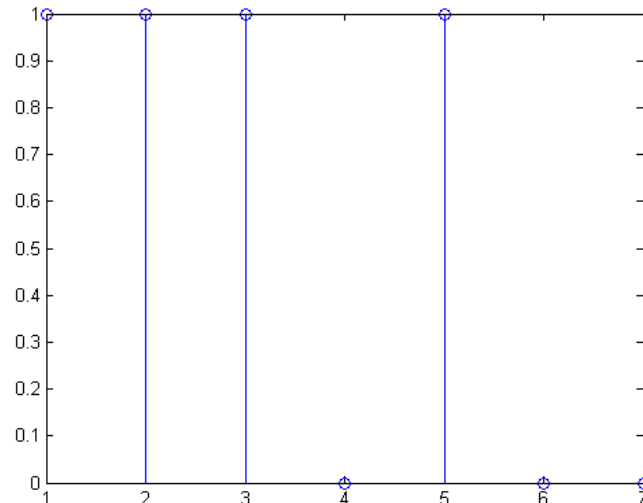


Рисунок 3.3 – Сформована М-послідовність

У підпрограмі `mseq.m` передбачено використання четвертого аргументу, який визначає кількість виходів схеми. Якщо кількість виходів  $N$  задається у підпрограмі, то можна отримати  $N$  М-послідовностей, які зсунуті між собою на один символ. Наприклад, інші М-послідовності може бути згенеровано за допомогою команди:

```
m2=mseq(3, (1,3), (1, 1, 1), 3);
```

По закінченні виконання програми отримаємо як результат три М-послідовності зсунуті на один чіп

```
ans =
```

```
1,1,1,0,0,1,0
```

```
0,1,1,1,0,0,1
```

```
1,0,1,1,1,0,0.
```

Для реалізації зсуву у підпрограмі `mseq.m` у свою чергу використовується підпрограма `shift.m`, яка задає зсув заданої кількості бітів для вектору або матриці, що задається користувачем.

### 3.1.2 Генерація послідовностей Голда

Схема генерації послідовностей Голда з використанням трьохкаскадного регістру зсуву зображена на рисунку 3.4.

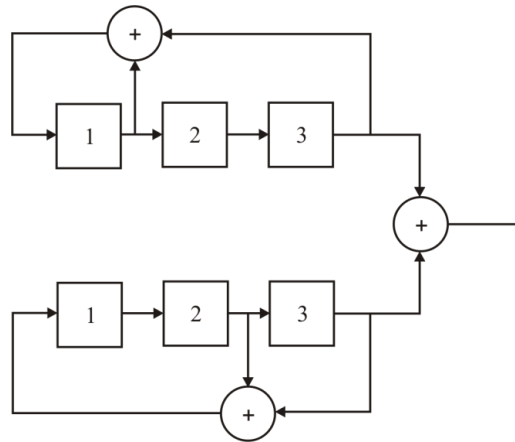


Рисунок 3.4 – Апаратна реалізація послідовності Голда

Кількість послідовностей Голда, що генеруються за такою схемою рівняється  $2^n - 1$  [3,4]. Вони отримуються шляхом зміни початкового значення регістру і додаванням двох  $M$ -послідовностей при використанні  $n$ -каскадного регістру зсуву.

Для послідовності Голда, що генерується за схемою з використанням кращої пари  $M$ -послідовностей, значення вектора крос-кореляційної функції визначаються трьома значеннями, а саме:  $[-1, -t(n), t(n)-2]$ , де  $t(n)$  визначається за (2.17).

Як було визначено у параграфі 2.3 для генерації послідовності Голда необхідно сформулювати дві  $M$ -послідовності з наступним їх додаванням за модулем 2. Відповідно апаратна частина повинна містити два лінійних регістри зсуву зі зворотним зв'язком. Алгоритм формування послідовності Голда продемонструємо на прикладі схеми з рисунку 3.4.

Як перший регістр зсуву використано результати прикладу з параграфу 3.1.1. Тобто на виході першого регістра зсуву отримаємо послідовність  $[1,1,1,0,1,0,0]$ .

Для другого регістру зсуву змінимо місце підключення зворотного зв'язку (між другим і третім розрядом). Початкові значення регістрів приймемо також рівними 1.

У такому разі стани розрядів при циклічному зсуві у другому регістрі матимуть такий вигляд:

111 011 001 100 010 101 110 111 ...,

Відповідно сама М-послідовність на виході другого регістру приймає такий вид: 1 1 1 0 0 1 0 (рис.3.5).

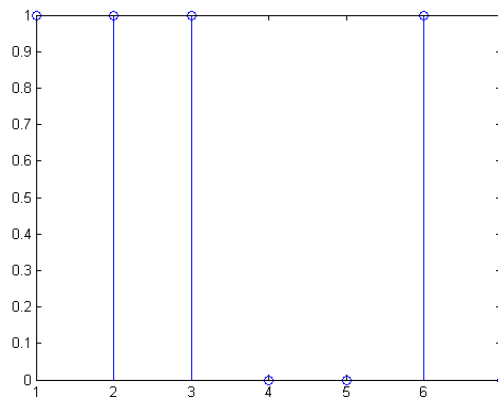


Рисунок 3.5 – Сформована М-послідовність на виході другого регістру зсуву

Результат додавання цих послідовностей за модулем 2 утворює Голд-послідовність:

$$\begin{array}{r}
 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\
 \oplus \\
 1\ 1\ 1\ 0\ 0\ 1\ 0 \\
 \hline
 0\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 0.
 \end{array}$$

Генерація послідовності Голда за наведеним алгоритмом реалізована у підпрограмі goldseq.m. Аргументами функції виступають дві М-послідовності, що

обираються як краща пара. Наприклад, для генерації трьохкаскадної Голд послідовності для розглянутого прикладу необхідно виконати такі команди:

```
m1=mseq(3, (1,3), (1, 1, 1));
m2=mseq(3, (2,3), (1, 1, 1));
g1=goldseq (m1, m2); .
```

В результаті обчислень отримуємо трьохкаскадну послідовність Голда у вигляді вектора [0, 0, 0, 0, 1, 1, 0] з довжиною 7.

Відповідна епюра сформованої послідовності Голда зображена на рис. 3.6.

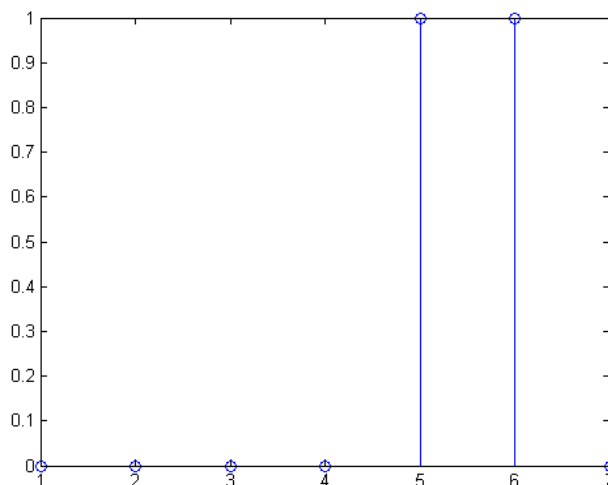


Рисунок 3.6 – Послідовність Голда, що реалізована за схемою рисунка 3.4

Змінюючи початковий вміст регістрів можна отримати різні послідовності Голда, наприклад:

```
m3=mseq(3, (1,3), (1, 0, 0));
m4=mseq(3, (2,3), (1, 0, 1));
g2=goldseq (m3, m4) ;.
```

Відповідно на рис. 3.7 і 3.8 зображено М-послідовності для нових початкових значень регістрів, а на рис. 3.9 – послідовність Голда як результат додавання М-послідовностей за модулем 2.

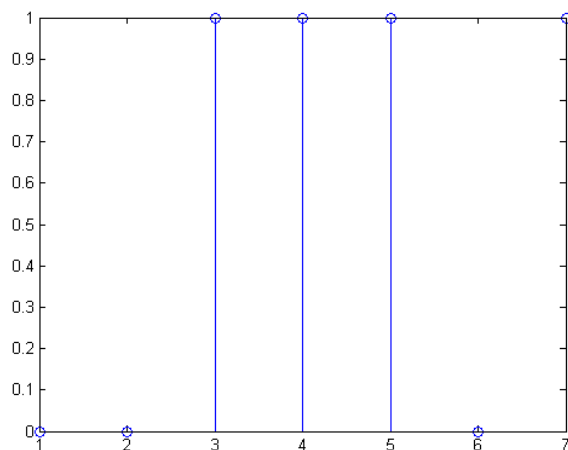


Рисунок 3.7 – Сформована М-послідовність на виході першого регістру

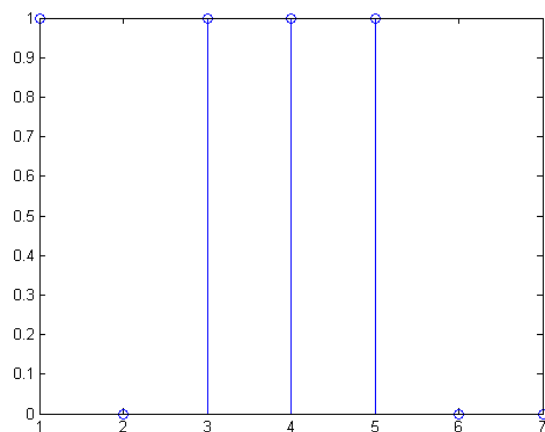


Рисунок 3.8 – Сформована М-послідовність на виході другого регістру

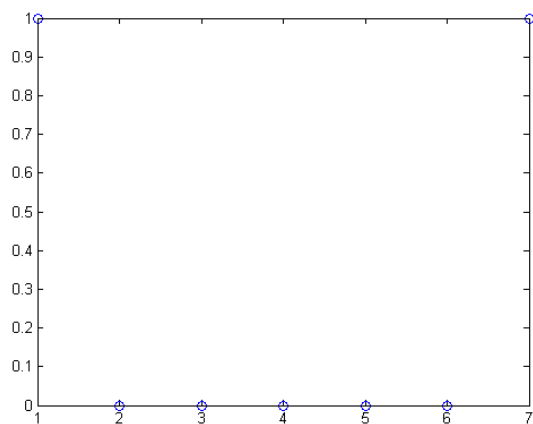


Рисунок 3.9 – Утворена послідовність Голда

У підпрограмі `goldseq.m` також передбачено використання третього аргументу, який визначає кількість виходів схеми. Якщо задається кількість виходів  $N$ , то можна отримати  $N$  Голд-послідовностей, які зсунуті між собою на один символ. Наприклад, інші Голд -послідовності можуть бути згенеровані за допомогою команди:

```
g2=goldseq(m1, m2, 3);
```

По закінченні виконання програми отримаємо як результат три Голд-послідовності, що зсунуті на один символ:

```
ans=
```

```
0, 0 ,0, 0, 1, 1, 0
```

```
1, 0, 0, 1, 1, 0, 1
```

```
0, 1, 0, 1, 0, 0 ,0.
```

### 3.1.3 Програмна оцінка кореляційних властивостей згенерованих ПВП

Для роботи корелятора у приймальній частині каналу зв'язку з використанням методу DSSS необхідно реалізувати оцінку автокореляційної функції і взаємної кореляційної функції між різними ПВП.

Алгоритм визначення авто - і кроскореляційної функцій ПВП реалізується достатньо просто. Як було показано на рис.2.15 кореляційні властивості послідовностей можна визначити шляхом обчислення кількості збігів і розбіжностей під час дискретних зсувів, що кратні тривалості символу. Тобто відбувається посимвольне (побітове) перемноження для зсунутих послідовностей, тільки для автокореляційної функції проводиться зсув однієї й тієї ж послідовності, а для взаємної кореляційної функції реалізується зсув між різними послідовностями.

Процес розширення спектра для методу DS-CDMA у передавальному тракті передбачає операцію перемноження чіпів ПВП з символами, що отримані

в результаті QPSK модуляції і які подаються у форматі NRZ. Оскільки, кодові послідовності, що згенеровані у підпрограмах `msec.m`, `gold.sec.m` складаються тільки з елементів, що належать ансамблю  $\{0,1\}$ , то ці ПВП також перетворюються на двохполярну послідовність, тобто формується кодова послідовність, елементи якої обираються з ансамблю  $\{-1,1\}$ .

Тоді алгоритм обчислення кореляційної функції може бути реалізовано простим посимвольним перемноженням зсунутих послідовностей з наступним додаванням отриманих результатів, тобто сума автоматично буде визначати різницю А-Д збігів і розбіжностей під час посимвольного порівняння.

Відповідно оцінка автокореляційної функції за таким алгоритмом реалізована у підпрограмі `autocorr.m`. Аргументами цієї функції виступають ім'я послідовності і кількість періодів коду для яких необхідно обчислити автокореляційну функцію. Наприклад, для обчислення авто кореляційної функції кодової послідовності  $X(t) = [1, 1, 1, -1, -1, 1, -1]$  необхідно виконати таку процедуру:

$$X=[1, 1, 1, -1, -1, 1, -1];$$

$$R_{xx}=\text{autocorr}(X);$$

Так, для отриманої у параграфі 3.1.1 трьохкаскадної М-послідовності автокореляційна функція може бути обчислена за допомогою таких операторів:

$$m1=m1*2-1;$$

$$\text{autocorr}(m1);$$

В результаті обчислень отримуємо вектор значень автокореляційної функції  $[7,-1,-1,-1,-1,-1,-1]$  (рис.3.10), що повністю відповідає виразу (2.6).

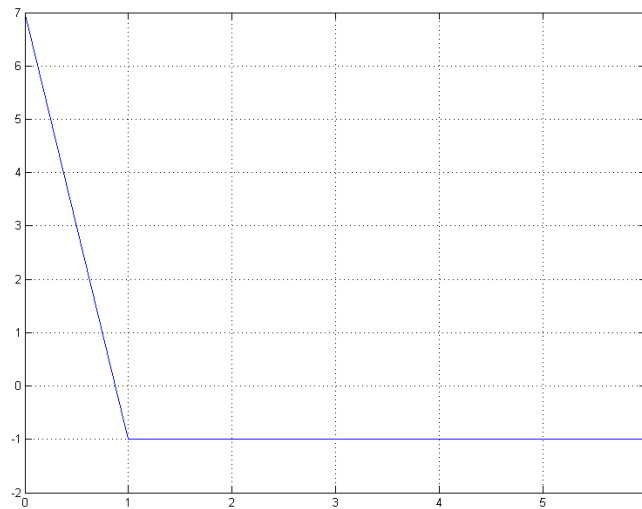


Рисунок 3.10 – Автокореляційна функція М-послідовності

Взаємна кореляційна функція розраховується за таким же алгоритмом. У моделі каналу функція взаємної кореляції або крос-кореляційна функція обчислюється за допомогою підпрограми `crosscorr.m`. Аргументами цієї підпрограми виступають імена послідовностей і кількість періодів коду для яких необхідно обчислити кореляційну функцію. Наприклад, для обчислення крос-кореляційної функції для кодових послідовностей  $X(t)=[1, 1, 1, -1, -1, 1, -1]$  і  $Y(t)=[1, -1, 1, -1, 1, -1, 1]$  необхідно виконати наступну процедуру:

$$X(t)=[1, 1, 1, -1, -1, 1, -1];$$

$$Y(t)=[1, -1, 1, -1, 1, -1, 1];$$

$$R_{xy}=\text{crosscorr}(X,Y);$$

У параграфі 3.1.1 було отримано дві М-послідовності  $m1$  і  $m2$  (рис. 3.3 і рис. 3.5). Тоді взаємна кореляційна функція між отриманими М-послідовностями  $m1$  і  $m2(1,:)$  може бути обчислена за допомогою операторів:

$$m1=m1*2-1;$$

$$m2=m2*2-1;$$

$$\text{crosscorr}(m1, m2(1, :));$$

Результат розрахунків надає вектор значень крос-кореляційної функції [3, -1, 3, -1, -1, -5, 3] (рис. 3.11).

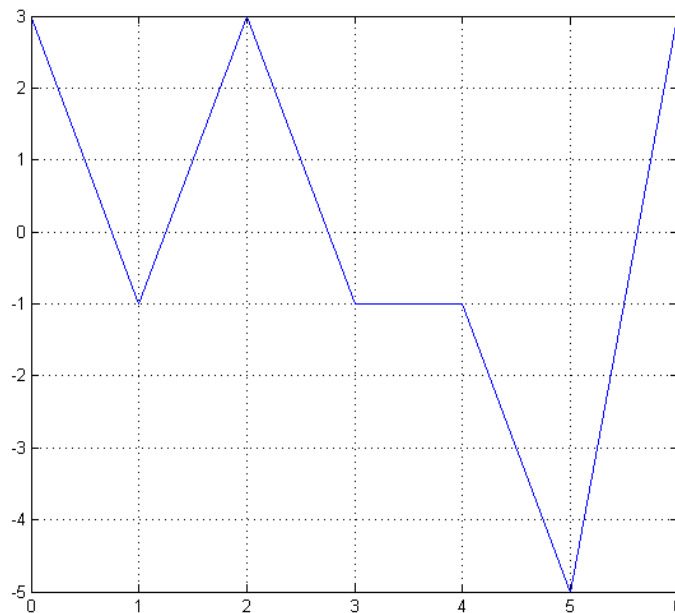


Рисунок 3.11 – Взаємна кореляційна функція згенерованих М-послідовностей

Необхідно відзначити, що значення вектору формуються з трьох цифр [-1, -t(n), t(n)-2] де t(n)=5, як це виходить за (2.17). Відповідно m1, m2(1, :) мають характеристики кращої пари.

Можна відзначити, що кількість М – послідовностей, що задовольняють цій вимозі, дуже мала. У таблиці 3.1 наводиться інформація про включення зворотного зв'язку для багатокакадної М-послідовності і визначена кількість найкращих пар.

Оцінка кореляційних властивостей Голд-послідовностей проводиться повністю тотожно з використанням підпрограм autocorr.m і crosscorr.m.

Так для розглянутої у параграфі 3.1.2 послідовності Голда для обчислення автокореляційної функції необхідно реалізувати такі команди:

```
g1=g1*2-1;
autocorr(g1(1,:));
```

Таблиця 3.1 – Визначення місця включення зворотного зв'язку для найкращих пар

Кількість розрядів	Період	Кількість М-послідовностей	Місце підключення зворотного зв'язку	Кількість найкращих пар
3	7	2	(1,3) (2,3)	2
4	15	2	(1,4)	0
5	31	6	(2,5) (2,3,4,5)(1,2,4,5)	3
6	63	6	(1,6) (1,2,3,7) (2,3,4,7)	2
7	129	18	(4,7) (1,2,5,6) (2,3,5,6) (1,7) (1,3,6,7) (2,4,6,7)	6
8	255	16	(2,3,4,8) (3,5,6,8) (2,5,6,8) (1,3,5,8)	0
9	511	48	(4,9) (3,4,5,9) (4,5,8,9) (1,4,8,9) (2,3,5,9)	

В результаті обчислення отримуємо вектор значень автокореляційної функції [7,3,-1,-1,-1, 3]. Графік автокореляційної функції Голд-послідовності для додатних зсувів зображено на рисунку 3.12.

Автокореляційна функція має максимальне значення у точці синхронізації, а для усіх інших значень часу вона має значення, що флюктуують.

Взаємна кореляційна функція між отриманими послідовностями  $g1(1,:)$   $g1(2,:)$  визначиться як:

$$\text{crosscorr}(g1(1,:), g1(2, :)).$$

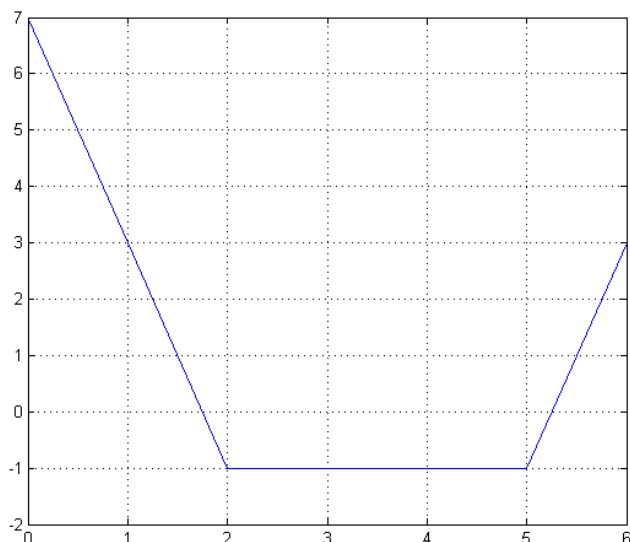


Рисунок 3.12 – Автокореляційна функція Голд-послідовності

Результат розрахунків надає вектор значень крос-кореляційної функції  $[3, -1, -5, -1, 3, -1, -1]$  (рис. 3.13).

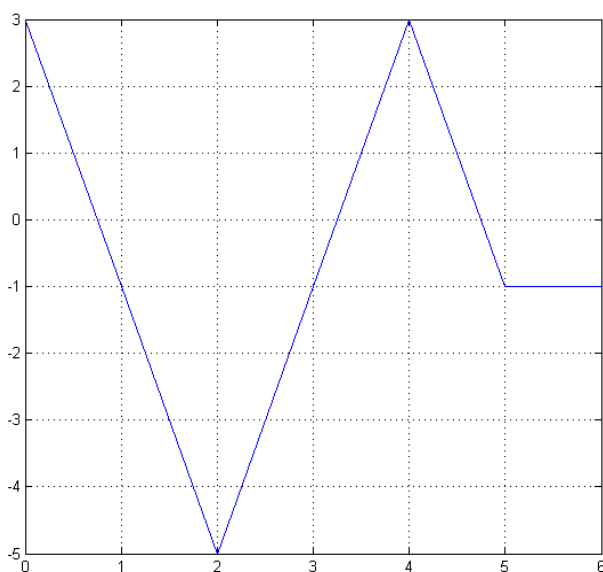


Рисунок 3.13 – Взаємна кореляційна функція для Голд-послідовностей

Значення вектору формуються з трьох цифр  $[-1, -t(n), t(n)-2]$ , де  $t(n)=5$ , як це виходить за (2.17).

Ортогональна Голд-послідовність реалізована шляхом додавання нульового біту на початку або кінці Голд-послідовності. Це можна виконати за допомогою оператора:

```
code = [goldseq(m3, m4, user),zeros(user, 1)]; .
```

На рисунку 3.6 було зображено Голд-послідовність, яку було створено за допомогою двох М-послідовностей  $m1$  і  $m2$ . На рисунку 3.14 зображено цю ж послідовність, але у форматі NRZ.

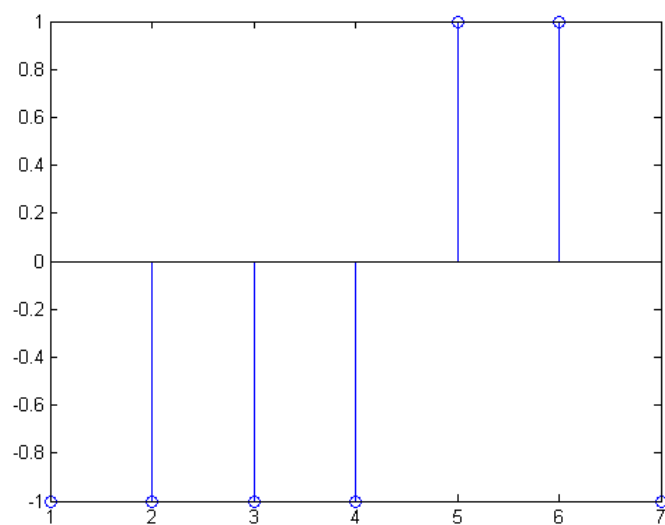


Рисунок 3.14 – Голд-послідовність у форматі NRZ

Відповідно на рисунку 3.15 зображено утворену ортогональну Голд-послідовність з восьми чіпів, як результат додавання нуля на кінці послідовності Голд-послідовності.

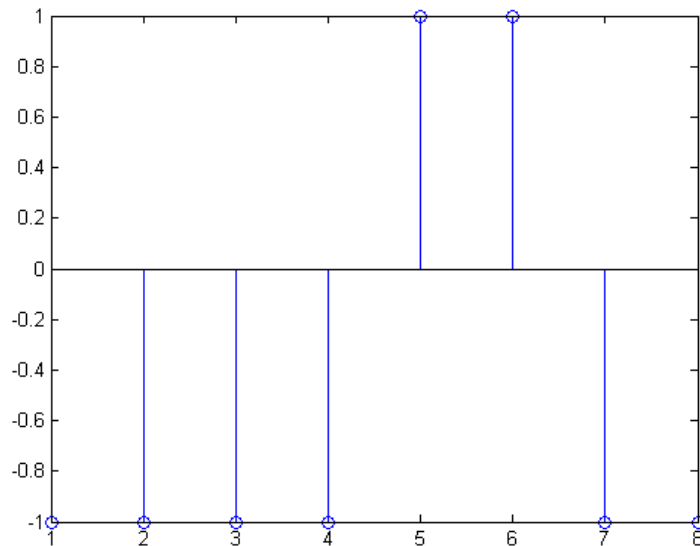


Рисунок 3.15 – Ортогональна Голд-послідовність

Автокореляційна функція для ортогональної Голд-послідовності зображена на рис. 3.16.

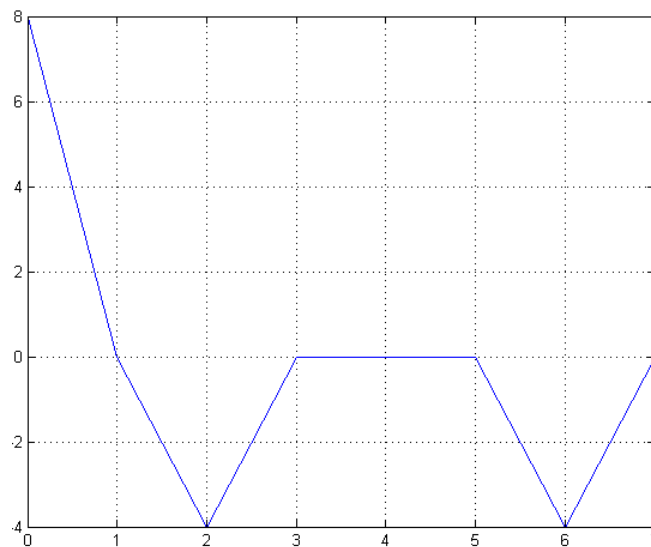


Рисунок 3.16 – Автокореляційна функція ортогональної Голд-послідовності

Якщо за допомогою сформованих раніше чотирьох  $M$ -послідовностей  $m_1$ ,  $m_2$ ,  $m_3$ ,  $m_4$  утворити дві Голд-послідовності, а потім за запропонованим алгоритмом перейти до двох ортогональних Голд-послідовностей, то можна

обчислити взаємну кореляційну функцію. Результат обчислення взаємної кореляційної функції відображено на рис. 3.17.

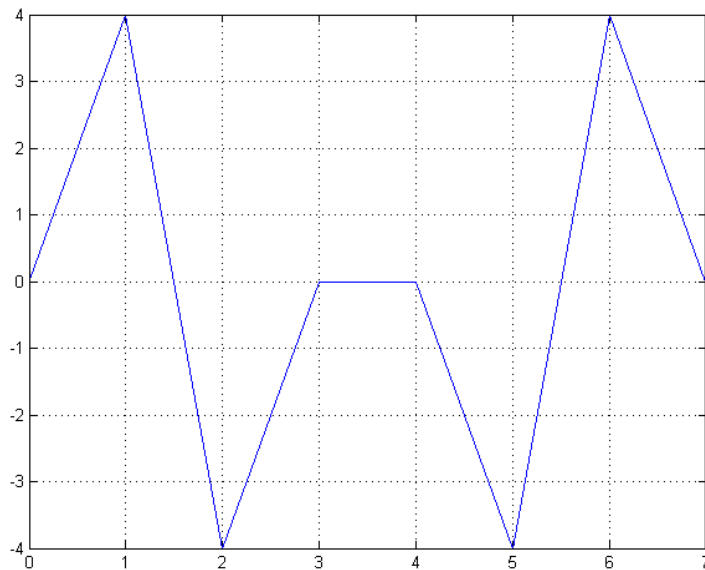


Рисунок 3.17 – Взаємна кореляційна функція ортогональної Голд-послідовності

Аналізуючи взаємні кореляційні функції для M-послідовностей (рис. 3.11), Голд-послідовностей (рис. 3.13) і ортогональних Голд-послідовностей (рис. 3.17) необхідно відзначити важливу особливість ортогональних Голд-послідовностей – на відміну від M-послідовностей та Голд-послідовностей, взаємна кореляційна функція для ортогональних Голд-послідовностей має нульове значення у точці синхронізації.

Повні лістинги підпрограм msec.m., goldseq.m., autocorr.m, crosscorr.m., а також підпрограм, які реалізують посимвольне перемноження символів ПВП та модулюючих символів на передавальному боці (операція розширення спектра) – spread.m і посимвольне перемноження прийнятої закодованої послідовності з ПВП приймача (операція стиску спектра) – despread.m наведені у додатку Б.

### 3.2 Структура головної програми

Блок-схема алгоритму формування моделі каналу зв'язку з використанням методу DSSS наведена у параграфі 2.4 (рис. 2.23). Відповідно усі етапи формування і обробки сигналів за цією моделлю реалізовані у головній програмі `dscdma.m`.

По-перше, у головній програмі вводяться початкові дані для моделювання. Введемо такі позначення:

- `sr` [кбіт/с] – швидкість передачі символів;
- `br` [кбіт/с] – швидкість передачі інформаційних бітів;
- `ml` – кількість бітів, що передаються за один символ. Як відомо, кількість бітів, що переносяться за один символ визначається наступним виразом:  $ml = \log_2 M$ , де  $M$  – основа обраної системи числення. Оскільки моделюється квадратурно-фазова модуляція двійкова фазова маніпуляція (QPSK,  $M=4$ ), то очевидно, що для такого варіанту  $ml=2$ ;

- `nd` – кількість переданих символів, для яких буде проводиться розрахунок ймовірності помилкового прийому за одну реалізацію випадкового процесу (один цикл моделювання). Задамося значенням `nd` рівним 100;

- `ebn0` – початкове значення енергії, що приходить на один біт  $E_b$ , до спектральної щільності шуму  $N_0$ . визначеній смузі частот;

- `IPOINT` – порядок передискритизації;
- `irfn` – кількість ліній затримки у формуючому фільтрі;
- `alfs` – коефіцієнт закруглення (параметр формуючого фільтра, який визначає розширення смуги частот порівняно з ідеальною АЧХ).

Швидкість передавання символів задана рівною 256000 біт/с, або 256 кбіт/с, кількість бітів `ml`, що переносяться за один радіосимвол для QPSK  $ml=2$ , відповідно бітова швидкість `br` визначається як результат перемноження символної швидкості на параметр `ml`, що у випадку QPSK означає, що бітова швидкість удвічі більша за символну швидкість.

Кількість символів, що підлягають аналізу для однієї реалізації випадкового процесу прийнята рівною  $nd=100$ , початкове значення параметру  $E_b/N=3$ .

Коефіцієнти імпульсної характеристики фільтра формуючого фільтра у кожному з каналів розраховуються за допомогою підпрограми `hrollfcoef(irfn, IPOINT,sr,alfs,1/0)`. Параметрами підпрограми є кількість ліній затримки фільтра `irfn`, раніше визначені порядок передискретизації `IPOINT` і символна швидкість `sr`, а також коефіцієнт закруглення `alfs`. Значення останнього п'ятого параметра функції `hrollfcoef`, яке може приймати значення або 1, або 0, визначає приналежність фільтра до передавача каналу зв'язку (відповідний параметр рівняється 1), або до приймача (параметр прийнято рівним 0).

Для моделювання кількість ліній затримки прийнята рівною `irfn=21`, а значення коефіцієнта округлення `alfs=0.5`.

В термінах алгоритмічної мови програмування середовища Matlab блок введення початкових даних для методу DSSS набуває наступного вигляду:

```
% dscdma.m
% Simulation program to realize DS-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=3;         % Eb/N0
IPOINT=8;       % Number of oversamples
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
```

Різниця між програмами які застосовуються безпосередньо для методу QPSK і реалізацією такої модуляції у синхронних DS-CDMA системах полягає у параметрах, які використовуються для визначення кількості користувачів і генерації PN-коду.

Як відзначалося, у програмному комплексі пропонується реалізувати генерацію трьох видів розширюючого коду – M-послідовностей, послідовностей Голда і ортогональних Голд-послідовностей. Вибір тієї чи іншої послідовності пропонується здійснити за допомогою операторів switch, case і змінної sec. Так, задаючи значення змінної sec=1 реалізується генерація M-послідовності, для sec=2 відбувається генерація Голд-послідовності і, відповідно, для sec=3 формується головною програмою ортогональна Голд-послідовність.

В синхронних DS-CDMA системах кількість кодів, що повинна бути призначена різним користувачам повинна рівнятися довжині кодів, що використовуються. Відповідно, довжину кодової послідовності необхідно обирати більшою за кількість користувачів.

Тобто, якщо використовується трьохрозрядний регістр зсуву, то кількість користувачів, яка буде підлягати аналізу (змінна user) не повинна перевищувати семи (7).

Для генерації кодової послідовності необхідно задати кількість розрядів (змінна stg), позиції розташування зворотного зв'язку (змінна ptap) і початковий вміст регістрів (змінні regi1, regi2 відповідно).

Як було визначено, для генерації Голд-послідовностей і ортогональних Голд-послідовностей необхідно сформувати дві M-послідовності. Сформовані ПВП зберігаються як змінна code.

В термінах середовища Matlab блок завдання параметрів для моделювання PN-кодів набуває такого вигляду:

```

user=1;
sec=1;
stage=3;
ptap==[1 3];
ptap==[2 3];

```

```
regi1=[1 1 1];
regi2=[1 1 1];
```

Безпосередньо генерація трьох видів коду реалізується за допомогою наступного блоку:

```
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)];
```

Відповідно після виконання цього блоку реалізується генерація коду і згенерований код зберігається як змінна code. Змінна code практично представляє матрицю, порядок якої визначається результатом перемноження кількості користувачів на довжину кодової послідовності. Генерація М-послідовності і Голд послідовності відбувається за допомогою функцій msec.m і goldsec.m відповідно.

Оскільки згенеровані послідовності складаються з ансамблю тільки нульових та одиничних значень, то наступною операцією є перетворення кодових послідовностей до формату NRZ без постійної складової з визначенням довжини сформованої ПВП:

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

Подалі починається основне тіло програми.

Введемо наступні позначення:

- nloop – кількість циклів моделювання;
- nod – кількість переданих бітів;
- noe – кількість помилково декодованих бітів на приймальній стороні.

Для того, щоб адекватно визначити імовірнісні характеристики каналу зв'язку задамо кількість циклів моделювання (кількість реалізацій випадкового процесу для послідовності з 100 біт) достатньо великою – приймаємо значення nloop=1000. Початкові значення кількості переданих (змінна nod) і помилково декодованих бітів (змінна noe) приймаються на початку циклу рівними нулю.

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

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

Далі у тілі циклу виконуються усі етапи обробки сигналу за схемою рисунка 2.23.

Спочатку відбувається генерація випадкової послідовності інформаційних даних з однаковою ймовірністю з'явлення нулів і одиниць за допомогою вбудованої функції *rand*. Для сформованого інформаційного потоку реалізується робота I,Q – модулятора QPSK сигналів згідно з алгоритмом розглянутим у параграфі 2.2, тобто відбувається формування послідовностей парних і непарних бітів відповідно до алгоритму формування каналних символів (рис. 2.7).

Подалі реалізується другий етап модуляції, а саме, операція розширення спектра, тобто відбувається перемноження отриманого модульованого сигналу і згенерованої кодової послідовності за допомогою підпрограми *spread.m*.

Подальша обробка сигналів проходить повністю подібно до звичайного методу QPSK. Відповідно до принципів цифрової обробки сигналів здійснюється операція передискретизації з порядком передискретизації IPOINT=8 і наступною фільтрацією у формуючому фільтрі Найквіста.

Реалізація передискретизації і фільтрації у програмному комплексі реалізується за допомогою підпрограм compoversamp2.m і compconv2.m відповідно, повний лістинг яких наведено у додатку.

Тобто, наведений нижче блок операторів головної програми практично формує вихідний сигнал передавача в основній смузі частот для запропонованої моделі:

```
%*****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]=compconv (ich2,qch2,xh); % filter.
```

На рисунку 3.18 зображено перші двадцять відліків вхідної випадкової послідовності з однаковою ймовірністю з'явлення одиниць і нулів, як результат виконання першого з наведених операторів (функція rand).

На рисунку 3.19 і рисунку 3.20 наведені епюри перших десяти канальних символів I, Q- модулятора, як результат роботи підпрограми qpskmod.m.

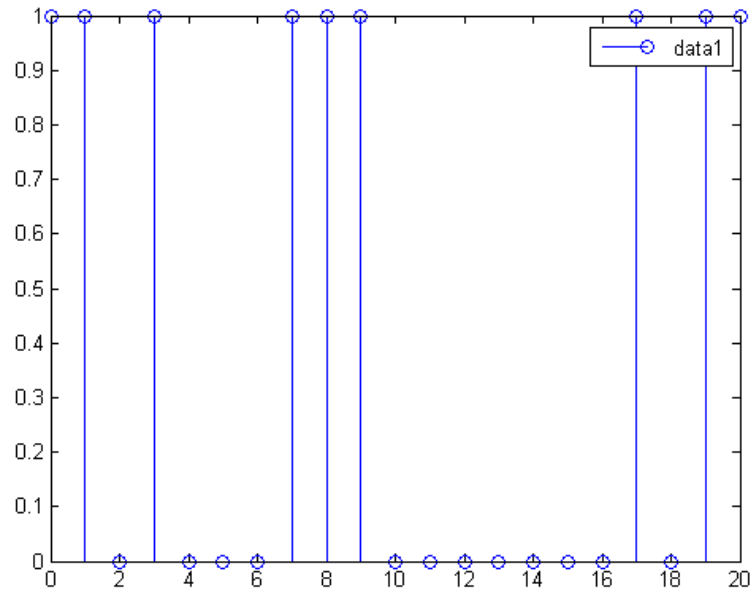


Рисунок 3.18 – Перші двадцять відліків вхідної інформаційної послідовності

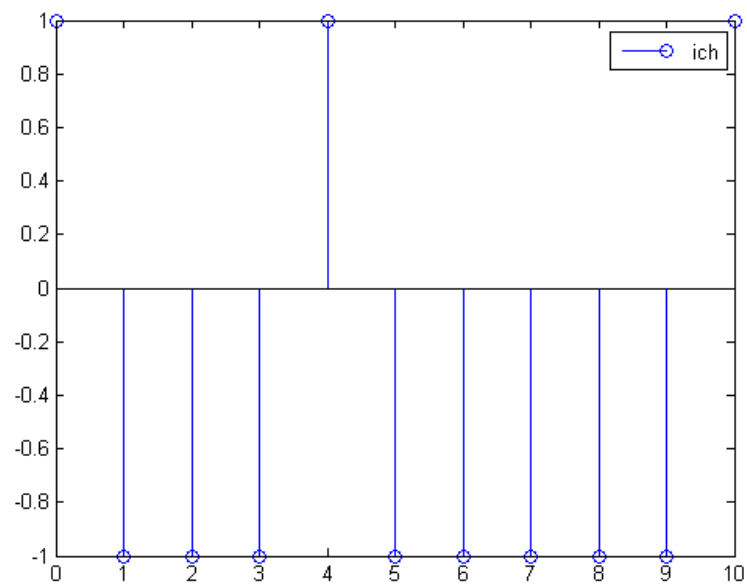


Рисунок 3.19 – Перші десять відліків послідовності каналних символів  
I-каналу

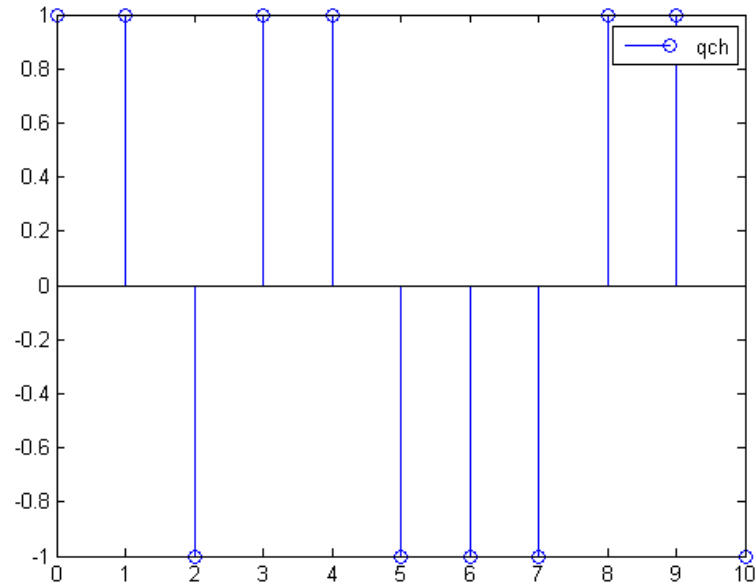


Рисунок 3.20 – Перші десять відліків послідовності каналних символів Q-каналу

На рисунку 3.21 зображено один період згенерованої трьохкаскадної M-послідовності.

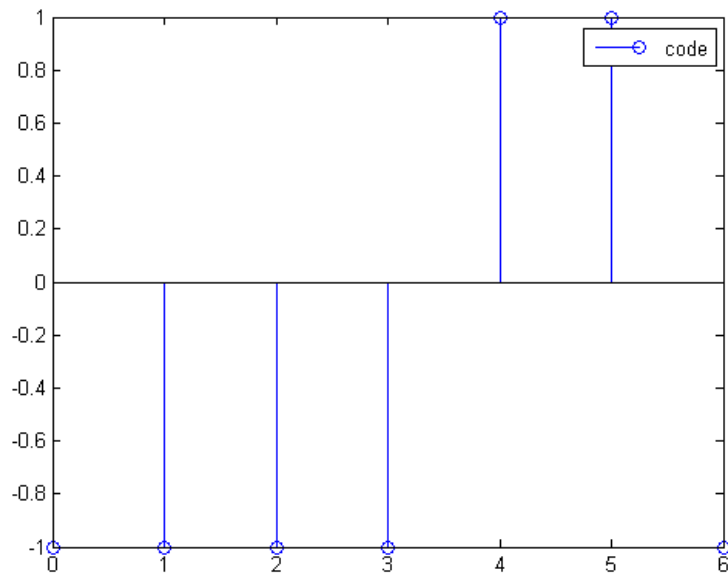


Рисунок 3.21 – Згенерована Голд-послідовність

На рисунку 3.22, рисунку 3.23 продемонстровано операцію розширення спектра у часовій області для обох каналів (підпрограма **spread.m**).

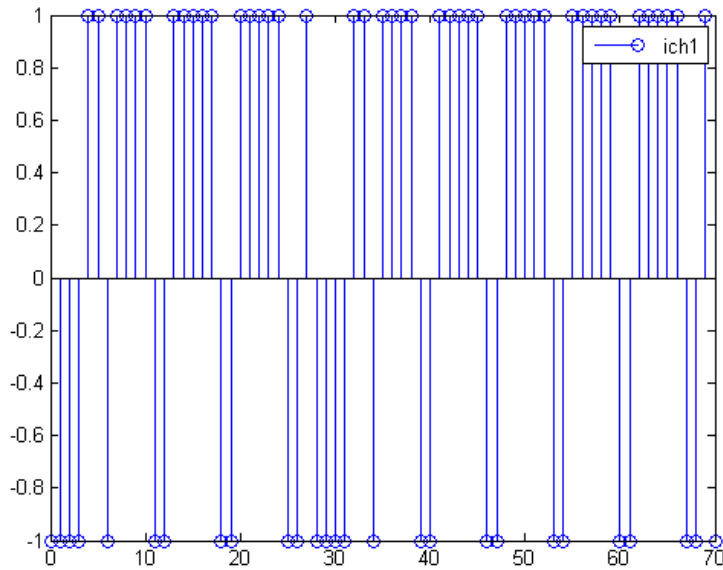


Рисунок 3.22 – Результат виконання операції розширення спектра в I-каналі

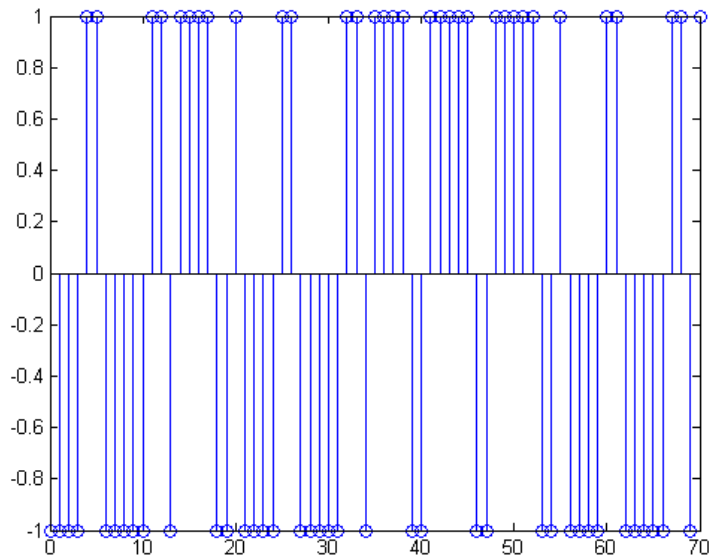


Рисунок 3.23 – Результат виконання операції розширення спектра в Q-каналі

Більш детально цей процес проілюстровано на рис. 3.24, рис. 3.25, де для обох каналів взяті тільки два перших інформаційних біти, яким у закодованому вигляді відповідають 14 дискретів (чіпів).

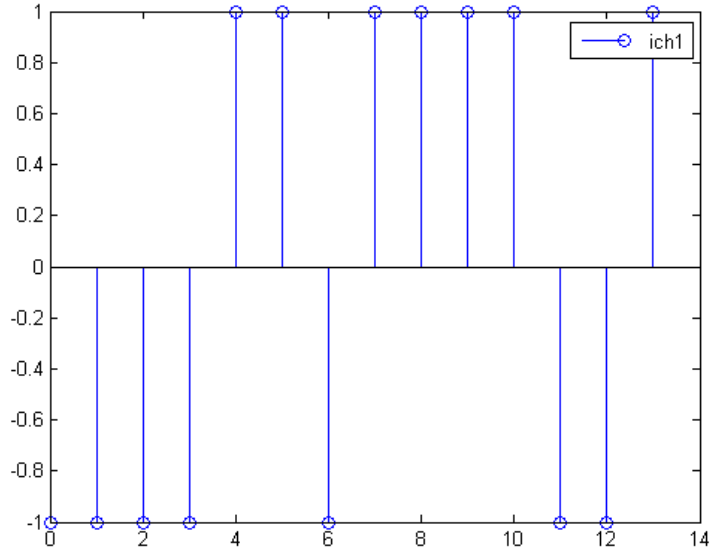


Рисунок 3.24 – Операція розширення спектра для двох перших символів  
I-каналу

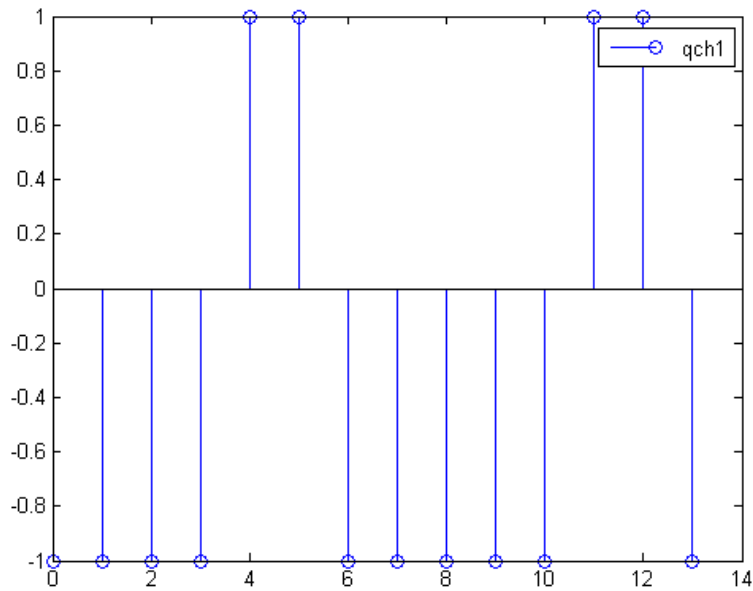


Рисунок 3.25 – Операція розширення спектра для двох перших символів  
Q-каналу

Наступним кроком є виконання операції передискретизації. Для більшої наочності фізичного сенсу цієї операції процес передискретизації продемонструємо тільки для одного інформаційного біта, якому відповідають закодована послідовність з 7 чіпів. Відповідно на рис. 3.26, рис. 3.27 відображено процес передискретизації в обох каналах з порядком передискретизації  $IPOINT=8$ .

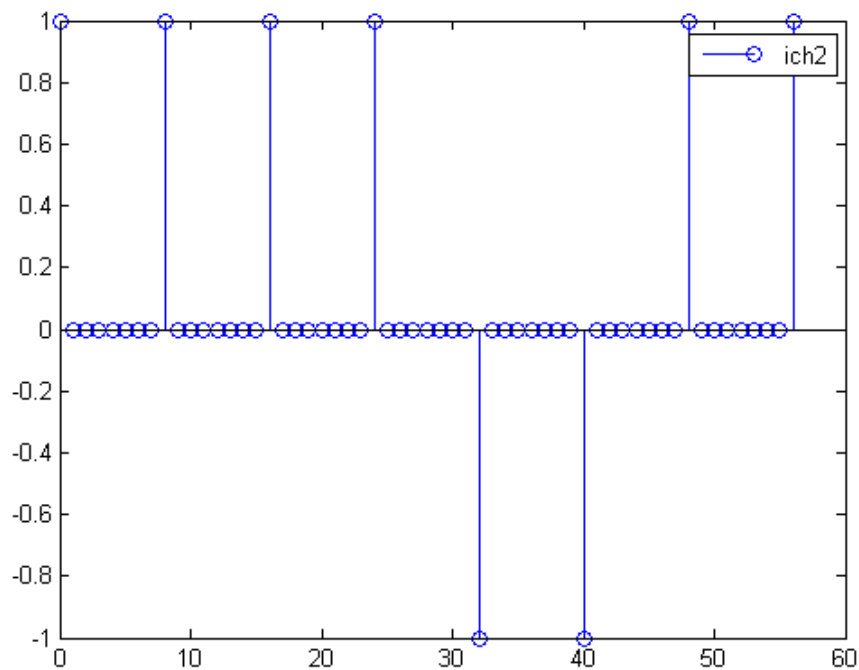


Рисунок 3.26 – Операція пере дискретизації для одного інформаційного біта I-каналу, якому відповідають сім закодованих чіпів

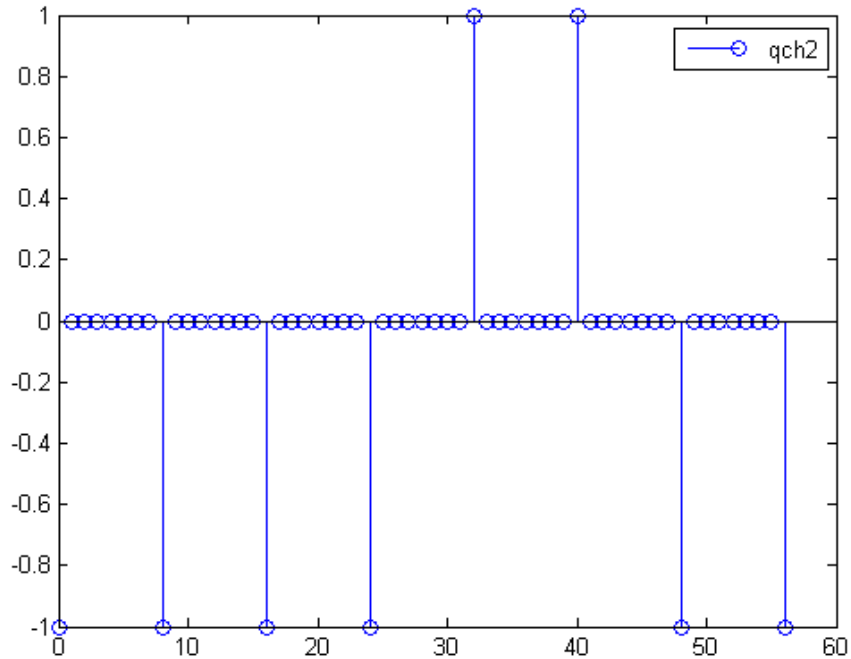


Рисунок 3. 27 – Операція передискретизації для одного інформаційного біта I-каналу, якому відповідають сім закодованих чіпів

Якщо цю операцію провести для перших десяти каналних символів у кожному каналі модулятора, то епюри у розрізі саме операції передискретизації виходять неінформативними (рис. 3.28, рис. 3.29)

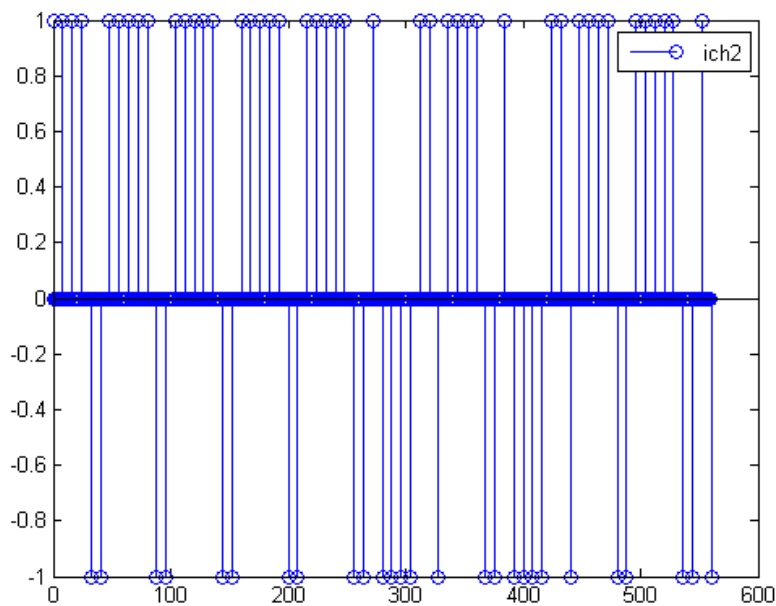


Рисунок 3.28 – Операція передискретизації для десяти закодованих каналних символів I-каналу

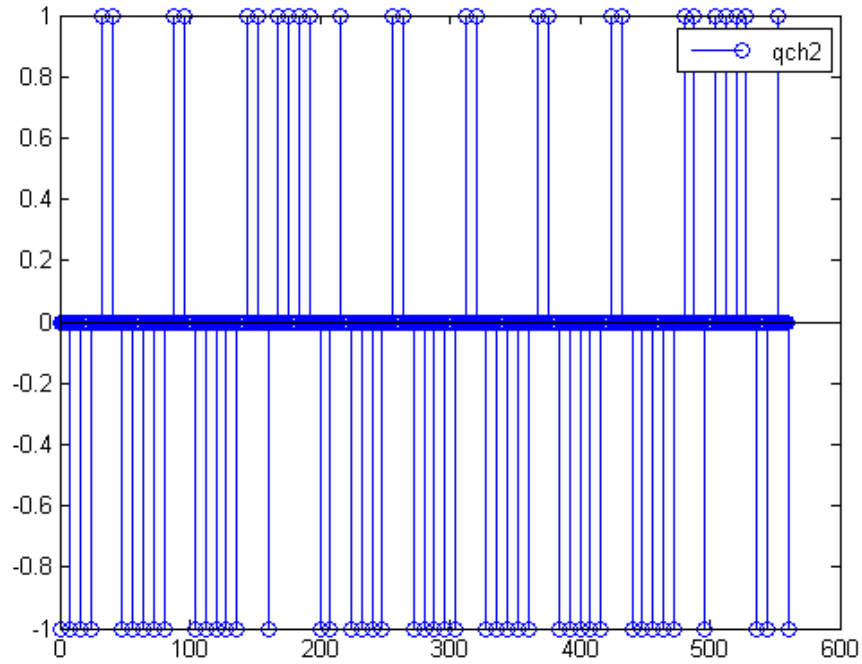


Рисунок 3.29 – Операція передискретизації для десяти закодованих каналних символів Q-каналу

Далі у кожному каналі відбувається фільтрація формуючим фільтром Найквіста. Результати фільтрації у кожному каналі як результат виконання операції згортки продемонстровано на рис. 3.30, рис. 3.31.

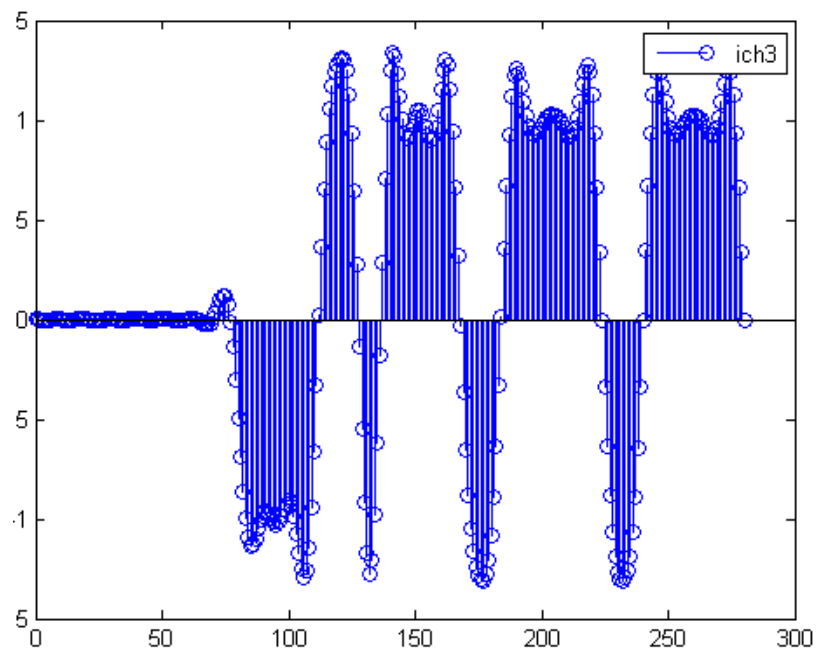


Рисунок 3.30 – Епюри на виході формуючого фільтра I-каналу

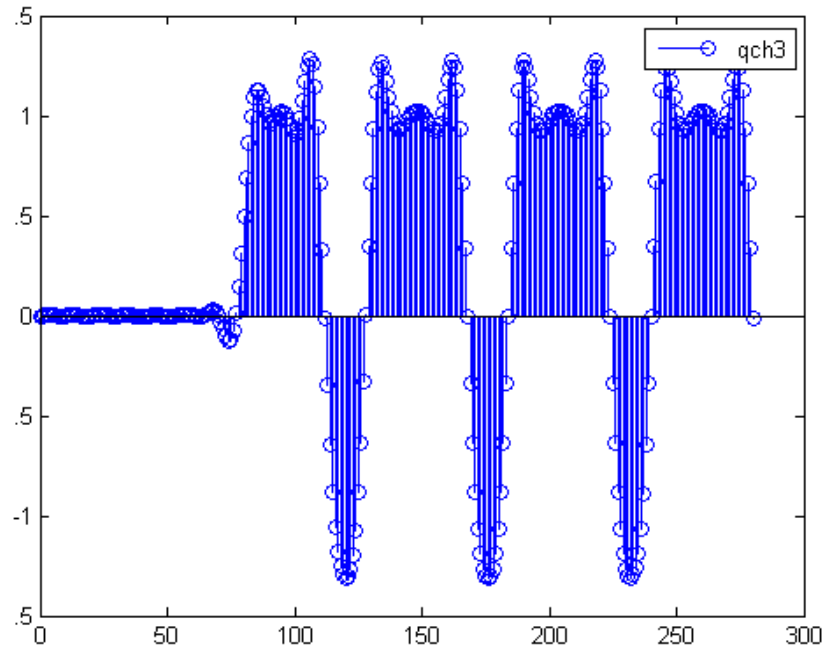


Рисунок 3.31 – Епюри на виході формуючого фільтра І-каналу

Для здійснення модуляції BPSK у кожному каналі модулятора в реальних системах необхідно від цифрових вибірок перейти до аналогового подання модулюючих I, Q, тобто необхідно цифрові вибірки подати до цифро-аналогового перетворювача. Результат виконання цієї операції зображено на рис. 3.32, рис. 3.33.

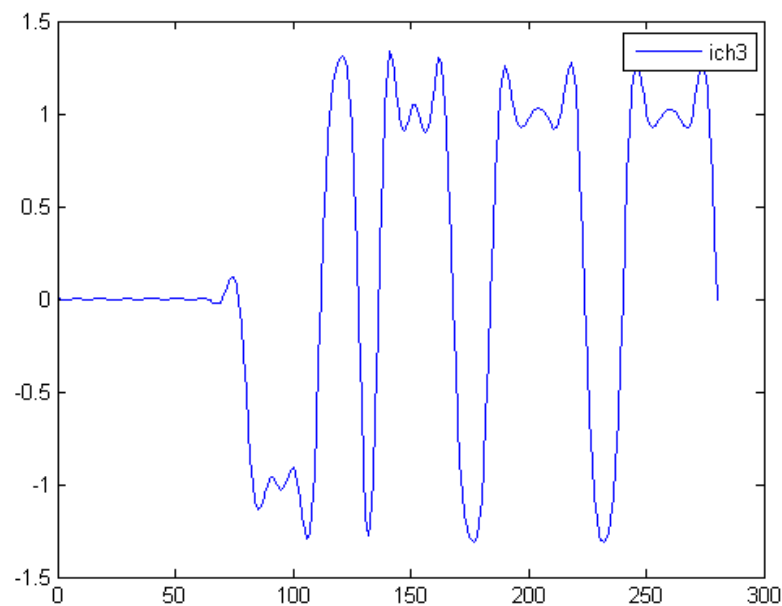


Рисунок 3.32 – Модулюючі символи І-каналу

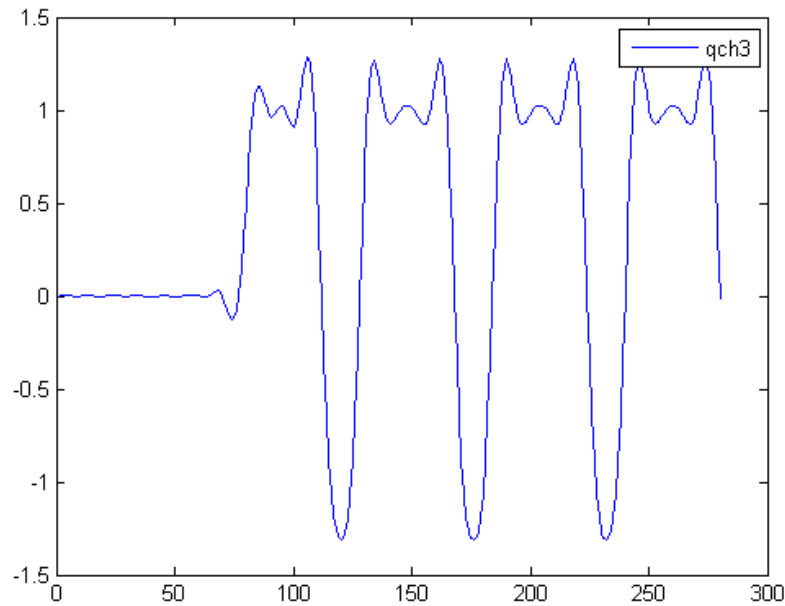


Рисунок 3.33 – Модуючі символи Q-каналу

Оскільки процеси на радіочастоті в моделі не розглядаються, то отримані символи можна вважати вихідними сигналами кожного з каналів модулятора, які передаються через еквівалентний канал зв'язку в основній смузі частот.

У приймачі до переданих закодованих бітів додається білий гаусівський шум відповідно до заданого відношення  $E_b/N_0$ . Потім прийняті дані проходять таку ж фільтрацію у формуючому фільтрі, як це відбувалося на передавальному боці. Додавання білого шуму до прийнятих даних реалізується за допомогою підпрограми `comb2.m`. Повний лістинг програми `comb2.m` наведено у додатку А.

```

spow=sum(rot90(ich3.^2+qch3.^2))/nd;
attn=sqrt(0.5*spow*sr/br*10^(-ebn0/10));
[ich6,qch6]=comb2(ich5,qch5,attn);
[ich7, qch7]=compconv2(ich6,qch6,xh2);
Sample=irfn*IPOINT+1;
ich8= ich7(:, sample: IPOINT: IPOINT*nd*clen+sample-1)
qch8= qch7(:, sample: IPOINT: IPOINT*nd*clen+sample-1)

```

Останні два оператори усувають передискретизацію, яка вводилася на передавальному боці у I та Q каналах відповідно. Тобто, на цьому етапі отримуються сигнал з розширеним спектром який є сумою сигналів від усіх користувачів.

Наступною операцією є зворотний стиск спектра прийнятого сигналу у кореляторі, що дозволяє визначити саме сигнал від корисного користувача. Кореляційна обробка прийнятого сигналу (стиск спектру) реалізується у програмному комплексі підпрограмою `despread,m`:

```
[ich9 qch9]=despread[ich8,qch8,code;.
```

Після декореляції відбувається демодуляція прийнятого сигналу за алгоритмом роботи I,Q демодулятора.

Останнім блоком головної програми є визначення помилково прийнятих бітів для усіх користувачів з наступним визначенням залежності коефіцієнта бітової помилки від відношення сигнал/шум:

```
[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;
```

В результаті запуску головної програми `dscdma.m` відбувається моделювання залежності коефіцієнта бітової помилки BER для AWGN каналу зв'язку.

### 3.3 Результати моделювання

На першому етапі досліджень визначимо, які фазові сузір'я формуються для запропонованої моделі каналу зв'язку. Задамо  $E_b/N_0=10$  дБ. Отримане фазове сузір'я зображено на рис. 3.34.

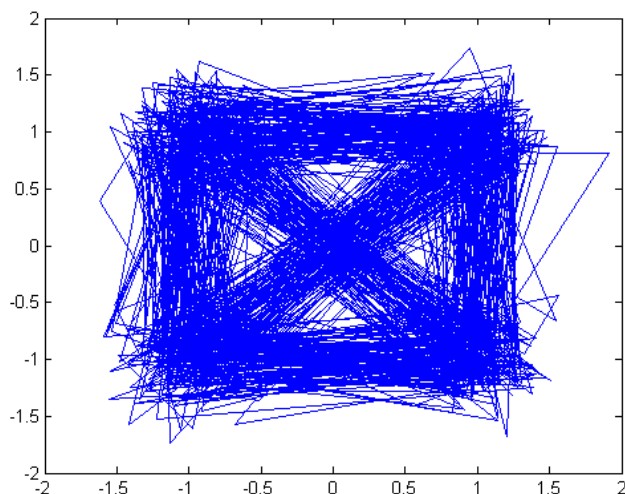


Рисунок 3.34 – Фазове сузір'я для моделі DS-SS-SSB каналу зв'язку при  $E_b/N_0=10$ дБ

Для порівняння на рис. 3.35 зображено отримане фазове сузір'я для моделі каналу зв'язку з використанням тільки методу QPSK (без розширення спектра).

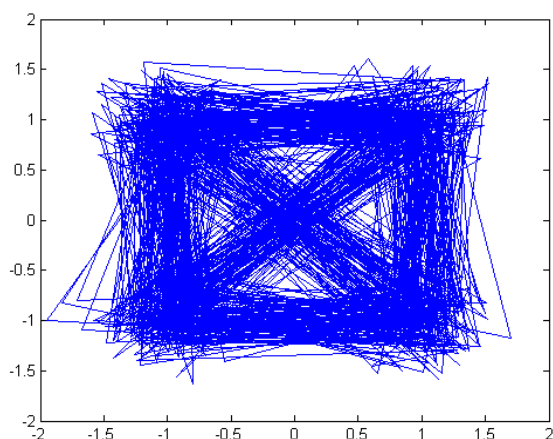


Рисунок 3.35 – Фазове сузір'я для моделі каналу зв'язку з використанням методу QPSK при  $E_b/N_0=10$ дБ

На рис. 3.36 і рис. 3.37 наведені аналогічні епюри при значенні  $E_b/N_0=20\text{дБ}$ , а рис. 3.38 і рис. 3.39 при значенні  $E_b/N_0=30\text{дБ}$ .

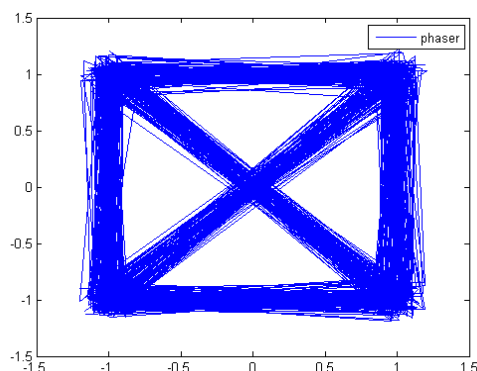


Рисунок 3.36 – Фазове сузір'я для моделі DS-SS каналу зв'язку при  $E_b/N_0=20\text{дБ}$

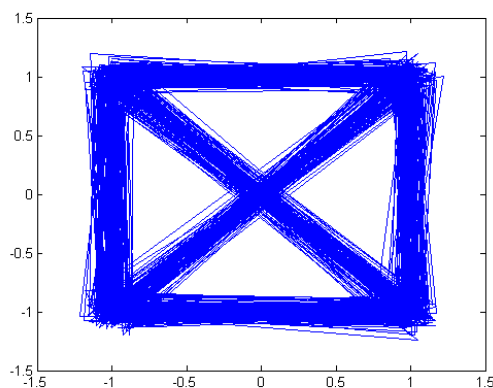


Рисунок 3.37 – Фазове сузір'я для моделі каналу зв'язку з використанням методу QPSK при  $E_b/N_0=10\text{дБ}$

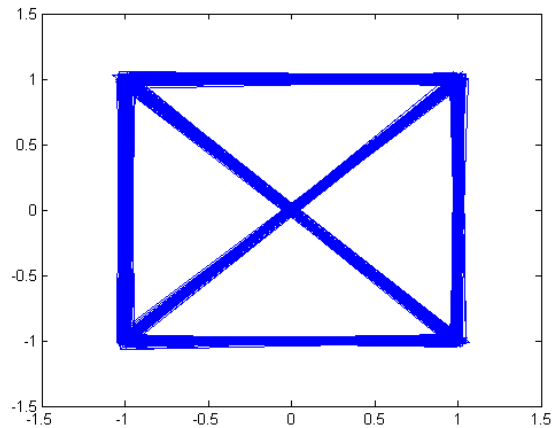


Рисунок 3.38 – Фазове сузір'я для моделі DS-CDMA каналу зв'язку при  $E_b/N_0=30\text{дБ}$

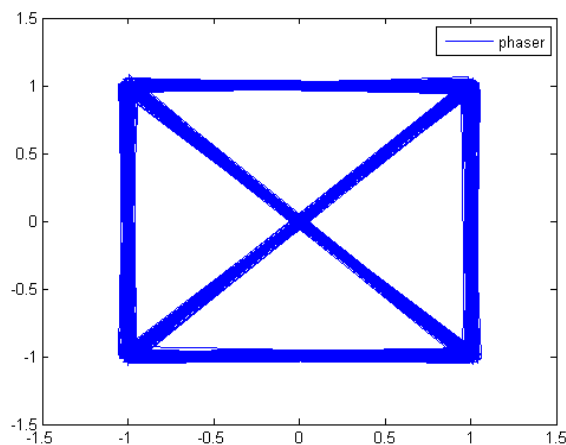


Рисунок 3.39 – Фазове сузір'я для моделі каналу зв'язку з використанням методу QPSK при  $E_b/N_0=30\text{дБ}$

Отримані фазові сузір'я свідчать, що дійсно для запропонованої моделі формується фазове сузір'я методу QPSK незалежно від застосованого розширення спектра сигналу.

З аналізу отриманих фазових сузір'їв можна зробити висновок, що вплив гаусівського шуму проявляється практично однаково як для класичного методу QPSK, так і для технології з розширенням спектра DS-CDMA.

Для підтвердження цього висновку отримаємо за запропонованою моделлю залежність BER від відношення  $E_b/N_0$ .

Теоретичний вираз для ймовірності помилкового прийому одного біта або коефіцієнта бітової помилки (BER) для AWGN каналу з використанням модуляції QPSK за умови відносного кодування даних і реалізації когерентного детектування має такий вигляд: [4, 5]:

$$\text{BER}_{\text{QPSK,AWGN}} = \frac{1}{2} \text{erfc}(\sqrt{E_b/N_0}) \quad (3.1)$$

По-перше, отримаємо залежність ймовірності помилкового прийому одного біта у випадку розширення спектра М-послідовністю і у припущенні, що відбувається зв'язок тільки з одним користувачем. На графік також введемо теоретичну залежність BER для AWGN каналу згідно з виразом (3.1).

Результати моделювання при використанні М-послідовності і одного користувача наведені на рис. 3.40.

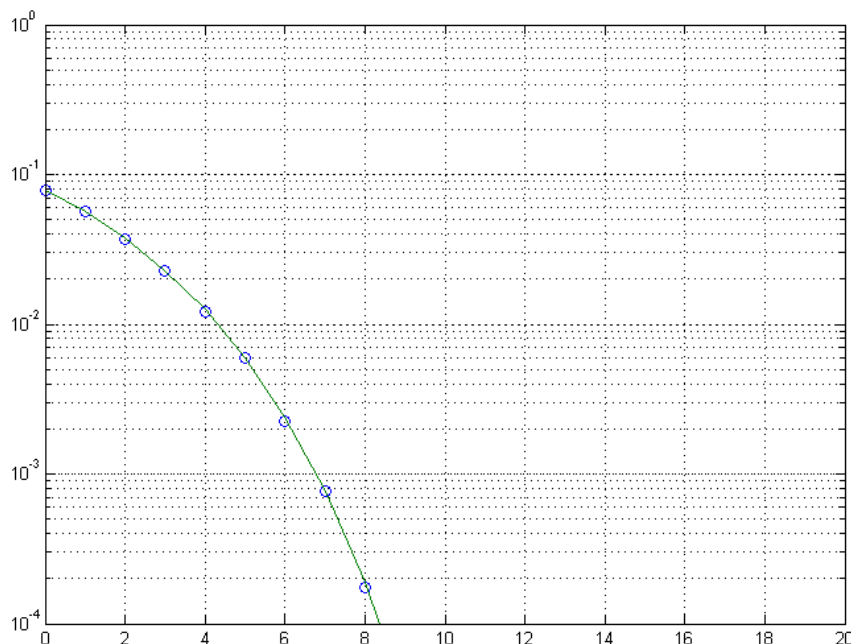


Рисунок 3.40 – Залежність BER від  $E_b/N_0$  для каналу з використанням DS-CDMA, розширюючи М-послідовність, кількість користувачів -1

З аналізу рис. 3.34 очевидно, що криві повністю збігаються, що дозволяє зробити висновок, що системи з розширенням спектра не реалізують ніяких переваг стосовно впливу шумів у AWGN каналі порівняно з вузькосмуговими методами модуляції.

Тепер збільшимо кількість користувачів до 4 і повторимо моделювання. Результат для залежності BER і кількості користувачів 4 наведено на рис. 3.41.

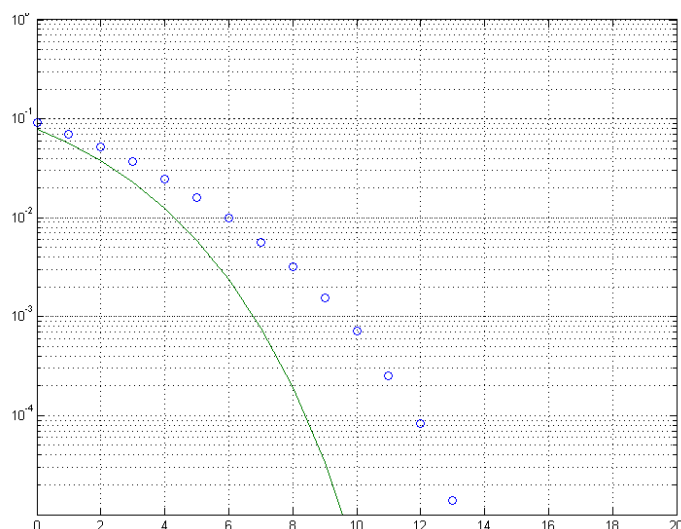


Рисунок 3.41 – Залежність BER від  $E_b/N_0$  для каналу з використанням DS-CDMA, розширююча M-послідовність, кількість користувачів - 4

Повторимо експеримент для максимальної кількості користувачів -7, яка можлива при використанні трьохрозрядного регістру зсуву для формування M-послідовності. Результат моделювання проілюстровано на рис. 3.42.

З аналізу наведених залежностей можна зробити висновок, що при збільшенні користувачів в системах DS-CDMA з використанням M-послідовностей відбувається поступове погіршення якості зв'язку.

Так, наприклад, для досягнення значення  $BER=10^{-4}$  у варіанті одного користувача необхідно забезпечити відношення  $E_b/N_0 \approx 8,4$ , у той час як для чотирьох користувачів цей показник зростає до 12 дБ, а для семи користувачів вже перебільшує 20 дБ.

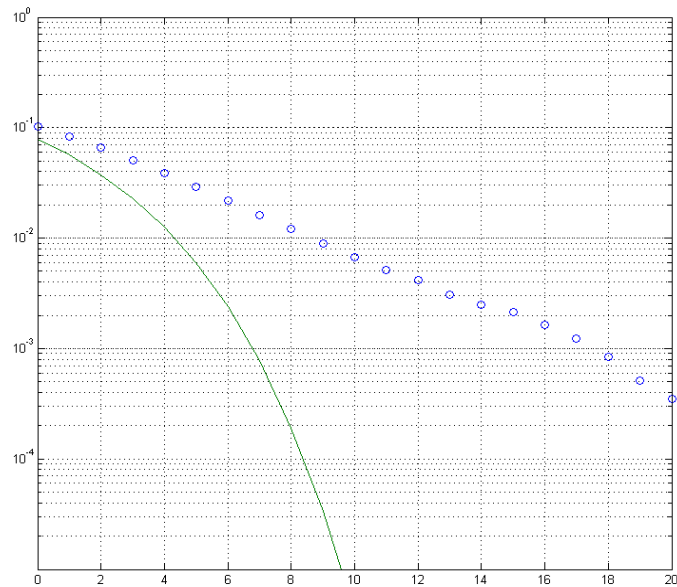


Рисунок 3.42 – Залежність BER від  $E_b/N_0$  для каналу з використанням DS-SS-CDMA, розширююча M-послідовність, кількість користувачів - 7

Якщо ж порівняти BER при значенні  $E_b/N_0 \approx 8,4$ , то, відповідно, отримаємо: для одного користувача  $BER = 10^{-4}$ , для чотирьох користувачів  $BER \approx 2 \cdot 10^{-3}$ , для семи користувачів  $BER = 1 \cdot 10^{-2}$ .

Аналогічні експерименти проведемо для послідовностей Голда. На рис. 3.43 зображено залежність BER у варіанті використання як розширюючої послідовності Голда для одного користувача.

Аналогічна залежність у випадку семи користувачів з використанням послідовності Голда зображена на рис. 3.44.

Порівнюючи рис. 3.40 і рис. 3.43, а також рис. 3.42 і рис. 3.44 для кількості користувачів 1 і 7 відповідно, можна зробити висновок, що вони практично збігаються. Тобто, для Голд-послідовностей, як і для M-послідовностей, відбувається поступове погіршення якості зв'язку під час збільшення кількості користувачів.

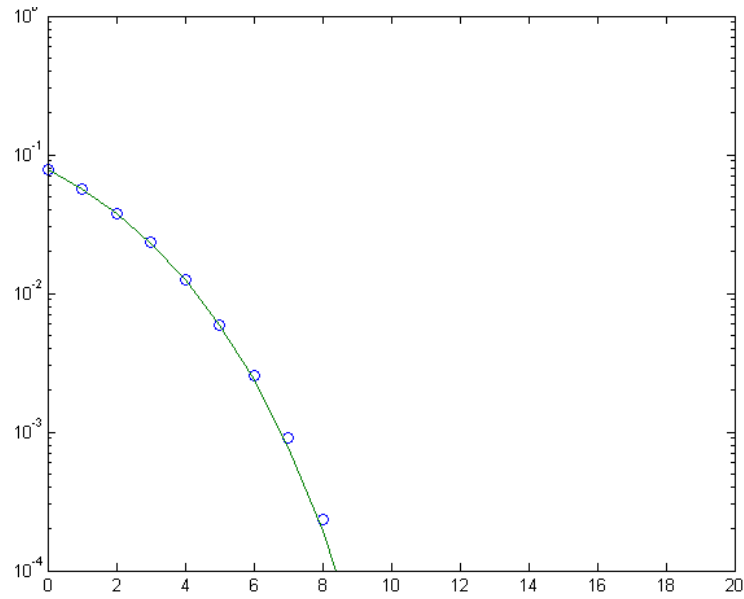


Рисунок 3.43 – Залежність BER від  $E_b/N_0$  для каналу CDMA з використанням послідовності Голда, кількість користувачів -1

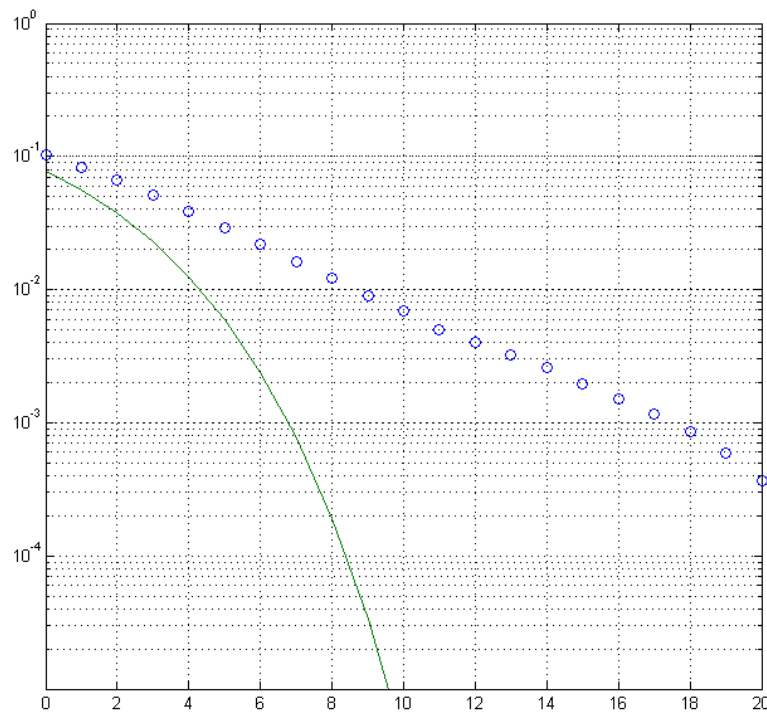


Рисунок 3.44 – Залежність BER від  $E_b/N_0$  для каналу CDMA з використанням послідовності Голда, кількість користувачів -7

Повторимо експеримент для ортогональних Голд-послідовностей. Результат моделювання у випадку семи користувачів наведено на рис. 3.45.

Тобто, навіть для максимальної кількості користувачів за умовами задачі, результати експерименту збігаються з теоретичним значенням BER для чистого методу QPSK.

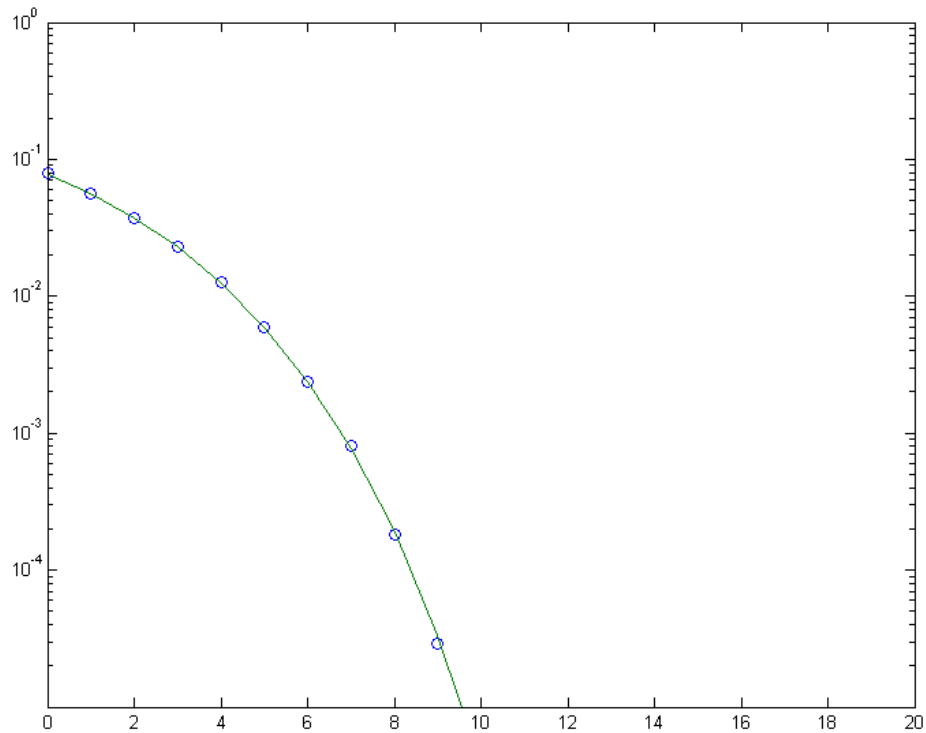


Рисунок 3.45 – Залежність BER від  $E_b/N_0$  для каналу CDMA з використанням ортогональних послідовностей Голда, кількість користувачів -7

## 4 ЕКОНОМІЧНІ РОЗРАХУНКИ

### 4.1 Обґрунтування актуальності теми

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

Телекомунікаційний ринок є одним з найбільш перспективних та швидко зростаючих напрямків галузі зв'язку України. На даний час система телекомунікацій в Україні знаходиться на шляху швидкого розвитку, що в цілому орієнтоване на вхід української системи зв'язку в світову, як рівноправного партнера. Однією з галузей зв'язку, що має бурний розвиток, є мобільний зв'язок. Щороку відбувається злиття та поглинання одних мобільних операторів іншими, а самі мобільні оператори розширюють спектр послуг, які вони надають, з метою отримання більшої частки на ринку. Традиційні методи моделювання розвитку даного ринку ускладнені постійною появою нових технологій, що кардинально змінюють характер розвитку ринку.

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

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

Темою дипломного проекту є «Моделювання каналу зв'язку з використанням QAM модуляції». Ця тема охоплює знання, які формують загальну інформацію про протоколи множинного доступу та їх призначення, як вони застосовуються в безпроводових мережах, засоби проектування, конструювання

та матеріалізації відповідних технічних процесів та явищ у конкретних об'єктах та системах, які стосуються теми дипломного проекту.

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

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

## 4.2 Визначення трудомісткості та довго тривалості роботи

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

Комплекс науково–дослідницьких робіт може бути поділений на етапи. Для кожного етапу необхідно вказати його найменування, трудомісткість, виконавців і тривалість робіт. В даній роботі беруть участь один провідний інженер і один інженер. Результати розподілу наведені в таблиці 4.1.

Через те, що важко встановити трудомісткість виконання робіт, у зв'язку з елементами незвичайності, в процесі виконання більшості науково-дослідницьких робіт, використовується ймовірнісний метод. При цьому використовують дві або три вірогідних оцінки часу. Ці оцінки є вихідними для розрахунку очікуваного часу виконання роботи за формулою 4.1:

$$t_{оч} = (3 t_{min} + 2 t_{max}) / 5, \quad (4.1)$$

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

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

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

Таблиця 4.1 – Оцінка довго тривалості та трудомісткості етапів робіт

№	Етапи роботи	Часова оцінка, дн.			Роз- кид	Виконавці		Трива- лість, днів
		$t_{min}$	$t_{max}$	$t_{оч}$		Професійна квілафікація	Кіл- сть, чол.	
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	Отримання технічного завдання	1	2	2	0,2	Професіонал в галузі радіотехніки	1	2
2	Огляд літературних джерел	3	7	5	0,8	Інженер- радіотехнік	1	5
3	Аналіз основних принципів організації	2	4	3	0,4	Інженер- радіотехнік	1	3
4	Підготовчий (техніко-економічне обґрунтування) етап	13	15	14	0,4	Інженер- радіотехнік	1	14
5	Написання програми	13	15	14	0,4	Професіонал в галузі радіотехніки	1	14
6	Аналіз результатів програми	10	12	11	0,4	Професіонал в галузі радіотехніки	1	11
7	Вибір необхідного обладнання та матеріалів	2	4	3	0,4	Інженер- радіотехнік	1	3
8	Експериментальні дослідження	20	22	21	0,6	Інженер- радіотехнік	1	21

Продовження таблиці 4.1

1	2	3	4	5	6	7	8	9
9	Аналіз отриманих даних, коригування програми	11	13	12	0,4	Професіонал в галузі радіотехніки, Інженер-радіотехнік	2	6
10	Висновки та пропозиції	6	8	7	0,4	Професіонал в галузі радіотехніки	1	7
11	Складання та обговорення технічного звіту	1	3	2	0,4	Професіонал в галузі радіотехніки	1	2
12	Впровадження результатів	1	3	2	0,4	Інженер-радіотехнік	1	2
	Усього	83	108	96	–	–	–	90

Ступінь правильності визначення перевіряється розрахунком показника розкиду – різниці між мінімальною та максимальною оцінками часу, що визначається за формулою (4.2):

$$P = \frac{t_{\max} - t_{\min}}{5} \quad (4.2)$$

Розраховані значення для кожного етапу занесені у табл. 4.1.

Дана дипломна робота повинна виконуватися поетапно, у лінійній послідовності, так без отримання необхідних результатів дослідів не можна виконувати наступний пункт. Використовуючи дані табл. 4.1, збудуємо лінійний календар (рис. 4.1):

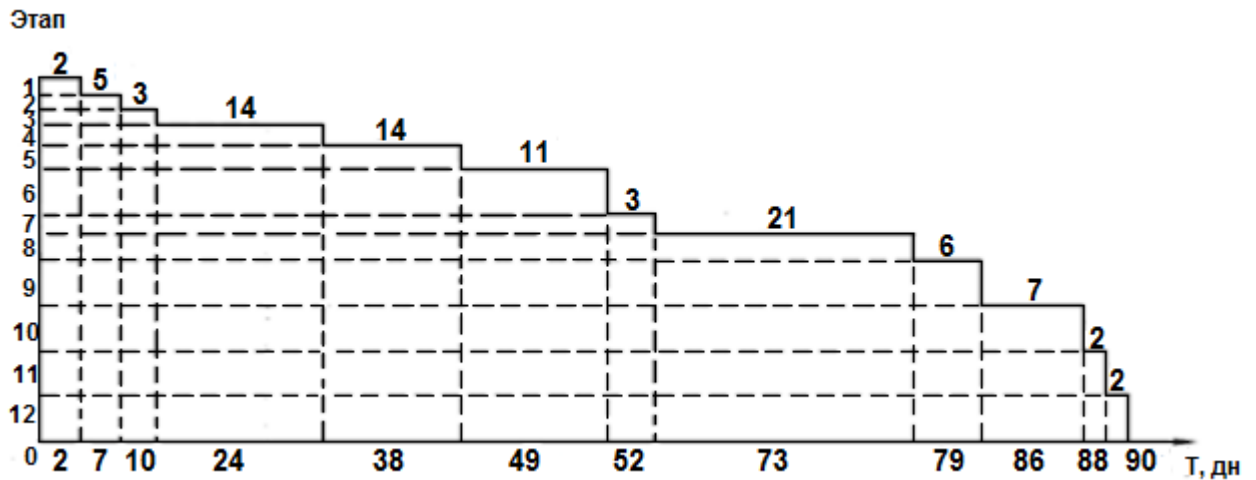


Рисунок 4.1 – Лінійний календарний графік розробки проекту

#### 4.3 Розрахунок кошторису витрат на практичну реалізацію проекту

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

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

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

З метою визначення витрат на реалізацію проекту складено кошторис витрат (табл. 4.2).

Таблиця 4.2 – Кошторис витрат на реалізацію проекту

Статті витрат	Умовне позначення	Сума	
		грн.	Структура, %
Матеріали	М	933,00	1,37
Основна заробітна плата виробничого персоналу	ЗПосн	22718,04	20,79
додаткова заробітна плата виробничого персоналу	ЗПдод	2271,80	3,32
Єдиний соціальний внесок	ЄСВ	5497,76	8,04
Витрати на спеціальне устаткування для реалізації проекту	СУ	14211,12	20,79
Накладні витрати	НВ	22718,04	20,79
Усього витрат на реалізацію проекту	-	68349,76	100,00

#### 4.3.1 Розрахунок витрат на матеріали

До статті витрат на матеріали включаються вартість основних та допоміжних матеріалів, необхідних для розробки проекту. За період проведення науково-дослідницьких робіт співробітниками будуть використані наступні матеріали (табл. 4.3)

Таблиця 4.3 – Розрахунок вартості матеріалів

Матеріал	Марка, ГОСТ, ДСТУ, ТУ	Кількість	Ціна за одиницю з урахування ТЗВ, грн/шт.	Сума, грн.
Папір А4	UNI Office A4	500	140,0	140,0
Папір А1	Xerox A1	5	15,0	75,00
Канц.товари		набор	360,0	360,00
Флеш-пам'ять	Kingston Data Traveler SE9 16GB (DTSE9H/16GB)	2	179,0	358,00
Усього	-	-	-	933,00

### 4.3.2 Розрахунок основної та додаткової заробітної плати

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

Розрахунок заробітної плати ведеться на основі даних про трудомісткість (табл. 4.1). Результати розрахунків зведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Розрахунок основної заробітної плати

Посада виконавця	Кількість людей	Місячний оклад, грн	Середньоденна зар. плата, грн	Кількість робочих днів	Сума основної зар. плати, грн
Провідний інженер	1	6500,0	295,45	42	12408,90
Інженер	1	4200,0	190,91	54	10309,14
Усього	2	–	–	96	22718,04

Додаткову заробітну плату приймаємо рівною 10% від основної заробітної плати. Розрахунок основної та додаткової заробітної плати наведено в табл. 4.4.

Таблиця 4.4 – Основна та додаткова заробітна плата

Посада виконавця	Додаткова заробітна плата, грн.	Сума основної та додаткової заробітної плати, грн.
Провідний інженер	1240,89	13649,79
Інженер	1030,91	11340,05
Усього	2271,80	24989,84

### 4.3.3 Єдиний соціальний внесок

Єдиний соціальний внесок визначається в розмірі 22 % від суми основної та додаткової заробітної плати.

Таким чином, єдиний соціальний внесок становить:

$$\text{ЄСВ} = (\text{ЗП}_{\text{осн}} + \text{ЗП}_{\text{доп}}) \cdot 22\% / 100\%, \quad (4.3)$$

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

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

$$\text{ЄСВ} = 24989,84 \cdot 0,22 = 5497,76 \text{ (грн.)}$$

### 4.3.4 Витрати на спеціальне устаткування

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

Витрати на оплату машинного часу за статтею «Витрати на спеціальне обладнання» визначаються за формулою:

$$C_{\text{мч}} = P_{\text{експ}} \cdot T_{\text{м}}, \quad (4.4)$$

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

$P_{\text{експ}}$  – експлуатаційні витрати на одну годину машинного часу ЕОМ даного типу, грн./год.;

$T_{\text{м}}$  – час використання ЕОМ даного типу при проектуванні, год.

У середньому, 80% усієї роботи виконується за допомогою ЕОМ. Враховуючи це, розраховуємо машинний час за формулою:

$$t_{\text{м}} = 0,8 \cdot 96 = 77 \text{ днів} \quad (4.5)$$

Експлуатаційні витрати на одну годину робочого часу ЕОМ визначаються за кошторисом витрат на утримання і експлуатацію устаткування (табл. 4.5) і річного ефективного фонду часу ( $\Phi_{\text{еф}} = 1800$  год. при роботі в одну зміну).

Амортизаційні відрахування визначаються за формулою:

$$AB = \Phi_{\text{б}} / T_{\text{сл}}, \quad (4.6)$$

де  $\Phi_{\text{б}}$  – балансова вартість комп'ютерної техніки;

$T_{\text{сл}}$  – строк служби, років.

Підставив у формулу 4.6 значення балансової вартості комп'ютерної техніки: Ноутбук ASUS VivoBook 17 X705UV-GC026T (90NB0EW2-M00280) Dark Grey Экран 17.3" IPS (1920x1080) Full HD, матовый / Intel Core i3-7100U (2.4 ГГц) / RAM 6 ГБ / HDD 1 ТБ + SSD 128 ГБ / nVidia GeForce 920MX, 2 ГБ / DVD Super Multi (внешний) / LAN / Wi-Fi / Bluetooth / веб-камера / Windows 10/2.1кг/серый+Мышь A4Tech G10-810 F-1 Wireless Black (4711421876735)+ HP LaserJet Pro M426dw with Wi-Fi (F6W13A) + USB cable=(20999\*2+455\*2+11940)/1,15/2=31526,10 грн.

Витрати на експлуатацію обладнання включають в себе:

– витрати на електроенергію, враховуючи що вищезазначена комп'ютерна техніка працює по 8 годин в день, 250 днів у рік, споживаючи 1 кВт потужності при вартості 1 кВт/год 1,81 грн.

$$B_{\text{ел}} = 250 * 8 * 1,0 * 1,81 * 0,8 = 2896,0 \text{ грн} \quad (4.7)$$

– заробітна плата спеціаліста по ремонту та експлуатації комп'ютерної техніки, виходячи з того, що його щомісячна заробітна плата складає 4500 грн., доплати 10% і єдиний соціальний внесок 22%, а на роботу по обслуговуванню обладнання даного проекту він виділяє 5% свого робочого часу:

$$B_{\text{пл}} = 4500 * 1,1 * 1,22 * 12 * 0,05 = 3623,4 \text{ грн} \quad (4.8)$$

Таким чином, загальна сума витрат на експлуатацію обладнання складає 6519,40 грн.

Витрати на поточний ремонт обладнання приймаються рівними 3% від балансової вартості обладнання, що складає 1891,57 грн.

Інші витрати приймаються рівними 4% від усіх попередніх статей витрат на утримання та експлуатацію обладнання:

$$V_{ін} = 0,04 * (31526,1 + 6519,40 + 1891,57) = 1597,48 \text{ грн} \quad (4.9)$$

Таблиця 4.5 – Кошторис витрат на утримання та експлуатацію комп'ютерної техніки

Стаття витрат	Сума, грн
Амортизація обладнання	31526,1
Експлуатація обладнання	6519,40
Поточний ремонт обладнання	1891,57
Інші витрати	1597,48
Всього	41534,55

Витрати на спеціальне устаткування за весь час розробки проекту складають:

$$C_{мо} = 77 * 8 * 41534,55 / 1800 = 14211,12 \text{ грн} \quad (4.10)$$

#### 4.3.5 Накладні витрати

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

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

$$НВ=22718,04 \cdot 1,0=22718,04 \text{ (грн)}$$

#### 4.3.6 Бальна оцінка економічної ефективності проекту

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

Бальна оцінка проводиться за наступними показниками:

- важливість розробки  $K_1=1$ , обирається з табл. 4.6;

Таблиця 4.6 – Шкала для оцінки важливості розробки  $K_1$

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

- можливість використання результатів розробки  $K_2=8$  (табл. 4.7);

Таблиця 4.7 – Шкала оцінки можливості використання результатів розробки К2

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

- теоретична значимість і рівень новизни дослідження  $K_3=2$  (табл. 4.8);

Таблиця 4.8 – Шкала оцінки теоретичної значимості й рівня новизни дослідження К3

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

- складність розробки  $K_4=3$  (табл. 4.9).

Таблиця 4.9 – Шкала оцінки показників складності дослідження  $K_4$ 

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

Загальна оцінка встановлюється за добутком коефіцієнтів:

$$P_c = K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (4.11)$$

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

Питомий ефект на кожний бал – 2 000 грн.

Загальний ефект від розробки складає:

$$E = P_c \cdot 2\,000 \cdot K_1 \cdot K_2 \cdot K_3 \cdot K_4, \quad (4.12)$$

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

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

$$K_B = E / K_{\text{ндр}} \quad (4.13)$$

$$K_B=96000/68349,76=1,40.$$

В даному розділі було проведено аналіз і обґрунтування економічної ефективності науково–дослідницької роботи. Розраховано, що для проведення дослідження необхідно близько 90 днів. При цьому сумарні витрати на дослідження становлять 68349,76 грн., з них:

– витрати на матеріали – 933,00 грн. (1,37%).

– витрати на заробітну плату – 24989,84 грн., що становить 36,56% від загальної суми витрат з розробки проекту;

– єдиний соціальний внесок – 5497,76 грн. (8,04%);

– витрати на спеціальне обладнання для реалізації проекту – 14211,12 грн. (20,79%);

– накладні витрати – 22718,04 грн. (33,24%);

Обґрунтованість ефективності дослідження підтверджується розрахованим коефіцієнтом економічної ефективності, який становить – 1,4.

## **5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА У НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ**

Охорона праці та безпека у надзвичайних ситуаціях є важливим складовим елементом при розробці програмного забезпечення. Одним із способів забезпечення охорони та безпеки праці є правильна організація робочого місця. Робоче місце, яке організовано згідно з стандартами безпеки та ергономіки робить процес роботи не тільки безпечнішим, але ще й зручнішим та ефективнішим.

У цьому розділі проаналізовані усі небезпечні та шкідливі фактори, які виникають в офісних приміщеннях обладнаних комп'ютерами та іншими електронними приладами. Також тут описані заходи з забезпечення санітарії, гігієни та безпеки, які було вжито для створення сприятливих умов для роботи працівників.

### **5.1 Аналіз потенційних небезпек**

Робота проводиться у офісному приміщенні. Основними потенційними небезпеками при роботі у офісному приміщенні є такі небезпеки як:

- небезпека ураження електричним струмом, оскільки розробник під час проведення досліджень, увесь свій робочий час проводить за комп'ютером;
- небезпека ураження шкідливим випроміненням електричного та магнітного поля, яке виникає під час роботи моніторів на основі електронно-променевих трубок та системних блоків комп'ютера;
- небезпека перенавантаження органів зору, оскільки за 8 годин робочого часу користувач виконає понад 30000 поглядів на мерехтливий екран комп'ютера;
- небезпека виникнення пожежі, у зв'язку із порушенням правил протипожежної безпеки робітниками дослідницького центру, або у зв'язку з несправністю електричного устаткування;
- негативний вплив недостатнього освітлення робочого місця на органи зору та на загальну продуктивність, через некоректно спроектовану систему

освітлення або через її несправність;

– негативний вплив шуму на органи слуху та загальний психоемоційний стан людини, який виникає через використання несправних або застарілих периферійних приладів, освітлювальної техніки, кондиціонерів;

– негативний вплив на здоров'я, у зв'язку з неправильно спроектованою вентиляційною системою;

– виникнення перевантаження нерво-психічного характеру, які виникають у зв'язку з періодичними конфліктами з клієнтами та керівництвом під час вирішення робочих питань;

– небезпека виникнення механічних травм, уражень електричним струмом та порушень кістково-м'язового апарату у наслідок не правильно спланованого робочого місця;

– виникнення небезпечних ситуацій через не коректні дії працівників у надзвичайних ситуаціях.

## **5.2 Заходи щодо забезпечення безпеки**

Приміщення конструкторського бюро, у якому працює співробітник, відноситься до приміщень без підвищеної небезпеки ураження електричним струмом.

Дане приміщення, обладнане необхідним електричним устаткуванням, яке живиться від змінного струму 220В від мережі з заземленою нейтраллю та відноситься до електроустановок до 1000В закритого виконання. За засобом 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.

Для забезпечення електробезпеки на робочому місці було виконано наступні групи заходів.

### 1. Конструктивні заходи.

Вони дозволяють за допомогою ізоляції струмопровідних частин (дротів) забезпечити захист від прямого дотику до струмопровідних частин.

Згідно з ГОСТ 12.1.009-76 (1999) «ССБТ. Электробезопасность. Термины и определения» для всіх приладів II класу захисту було використано подвійну ізоляцію – електрична ізоляція, що складається з робочої і додаткової ізоляції.

Згідно з НПАОП 40.1-1.32-01 «Правила устройства электроустановок. Электрооборудование специальных установок» приміщення конструкторського бюро відноситься до класу пожежонебезпечної зони П-Па (приміщення, з твердими горючими речовинами), тому було використано IP44 ступінь захисту ізоляції обладнання.

Також, ізоляція усіх електронних приладів була перевірена на цілісність. У ході перевірки ніяких дефектів не було виявлено.

### 2. Схемно-конструктивні заходи.

Даний тип заходів призначений для забезпечення захисту працівників від ураження електричним струмом при не навмисному дотику до металевих конструкцій, наприклад у разі аварії.

Для вирішення цієї проблеми, у офісному приміщенні конструкторського бюро приміщенні, згідно з ГОСТ 12.1.030-81 (2001) «ССБТ. Электробезопасность. Защитное заземление, зануление» було виконано занулення.

### 3. Організаційні заходи.

Експлуатація електроприладів і електроустаткування проводилася згідно з 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 забезпечення захисту від надлишкового випромінювання, напруженість електронних та магнітних полів була виміряна та не перевищила допустимі показники 80 В/м і 50 А/м відповідно з ГОСТ 12.1.006-84.

Для запобігання перенавантаження травм органів зору та кістково-м'язового апарату, кожні дві години проводилися 10 хвилинні перерви для

відпочинку.

Най типовішою травмою при роботі за комп'ютером є тунельний синдром, який трапляється у наслідок тривалої роботи з мишею. Для уникнення появи тунельного синдрому були впроваджені такі заходи:

- клавіатуру було встановлено на оптимальній висоті –70 см від підлоги;
- для роботи були обрані ергономічні і зручні клавіатура та миша;
- для роботи були обрані столи з можливість регулювання висоти і нахилу клавіатури (відстань від поверхні стола до середини клавіатури була встановлена 25 мм, кут підйому клавіатури – 10°);
- була обрана клавіатура з підставкою для рук;
- для роботи був обраний килимок для миші з захистом від тунельного синдрому (з спеціальним виступом, який забезпечує правильне положення кисті);
- робоче місце було обладнане стільцем з підлокітниками.

Також для того, щоб процес роботи був безпечний та ефективний робоче місце було спроектовано згідно з загальними ергономічними вимогами встановленими в ДСТУ ISO 9241-1:2003«Ергономічні вимоги до роботи з відео терміналами в офісі. Частина 1. Загальні положення».

Було проведено планування розміщення комп'ютеризованих робочих місць у приміщенні:

- робочі місця з ВДТ були розміщені на відстані 1 м від стіни зі світловими прорізами;
- відстань між бічними поверхнями ВДТ була встановлена в 1,2 м;
- відстань між тильною поверхнею одного ВДТ та екраном іншого не повинна була встановлена 2,5 м;
- прохід між рядами робочих місць має був встановлений розміром 1 м.

### 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 приміщенні дослідницького центру було використано природне та штучне освітлення.

Для аналізу ефективності природного освітлення було проведено розрахунок.

Розміри приміщення:  $5\text{ м} \times 7\text{ м} \times 2,5\text{ м}$  висвітлюється через бічні світлопройми і розташоване в 4-му поясі світлового клімату. Призначено для IV розряду зорових робіт.

У приміщенні знаходиться одне вікно розміром  $7\text{ м} \times 1,42\text{ м}$ , розташоване уздовж більшої стіни приміщення і орієнтовані на схід. Відстань від підлоги до підвіконня 1 м, відповідно висота щодо рівня робочої поверхні, який розташований на висоті 0,8 м від підлоги, становить 0,2 м. Відстань від вікна до розрахункової точки 3 м. Матеріал вікон – пустотілі світлопрозорі блоки, обрамлення сталеве, подвійні, відкриваються. Сонцезахисних пристроїв немає.

Нормоване значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) для четвертого світлового поясу, в якому розміщується Україна  $e_{\text{н}}^{\text{IV}}$ , розраховується у процентах за формулою:

$$e_{\text{н}}^{\text{IV}} = e_{\text{н}}^{\text{III}} \times m \times c,$$

де  $e_{\text{н}}^{\text{III}}$  – нормоване значення КПО для III світлового поясу, яке визначається по ДБН В.2.5-28-2006 (з огляду на розряд зорової роботи, дорівнює 1,4%);

$m$  – коефіцієнт світлового клімату (для України-0,9);

$c$  – коефіцієнт сонячності клімату (враховуючи 4-й пояс світлового клімату і розташування вікон, дорівнює 0,8).

Тоді нормоване значення КПО дорівнюватиме:

$$e_{\text{н}}^{\text{IV}} = 1,4 \times 0,9 \times 0,8 = 1,0\%$$

Фактичне значення коефіцієнта природного освітлення для досліджуваного приміщення можна визначити за формулою:

$$100 \times \frac{S_{\text{он}}}{S_{\text{п}}} = \frac{e \times h_3 K_3 \times K}{t \times r_1}$$

Звідки:

$$e_{\text{ф}} = \frac{100 \times S_0 \times t \times r_1}{S_{\text{п}} \times h \times K_3 \times K_6},$$

де  $S_0$  – площа всіх вікон у приміщенні,  $S_0 = 7 \times 1,42 = 9,94 \text{ м}^2$ ;

$S_{\text{п}}$  – площа підлоги приміщення  $S_{\text{п}} = 5 \times 7 = 35 \text{ м}^2$ .

$$t = t_1 \times t_2 \times t_3 \times t_4 \times t_5,$$

де,  $t$  загальний коефіцієнт світло пропускання віконного отвору (складається з коефіцієнтів світло пропускання матеріалу, що враховують втрати світла в рамі світло прорізи, в несучих конструкціях і в сонцезахисних пристроях, а також втрати світла в захисній сітці, яка встановлюється під ліхтарями і при бічному освітленні  $t_3 = t_4 = t_5 = 1$ ;

$t_1 = 0,55$  – оскільки матеріал вікон – пустотілі світлопрозорі блоки;

$t_2 = 0,6$  – оскільки, обрамлення сталеві, подвійні відкриваються;

$$t = 0,55 \times 0,9 \times 1 \times 1 \times 1 = 0,33$$

$r_1$  – коефіцієнт, який враховує підвищення КПО при бічному освітленні за рахунок світла, відбитого від поверхонь приміщення і подстільного шару, який прилягає до будівлі:

$$\frac{\text{глибина приміщення}}{\text{відстань від рівня робочої поверхні до верхньої частини вікна}} = 3,1$$

$$\frac{\text{відстань від розрахункової точки до вікна}}{\text{глибина приміщення}} = \frac{3}{5} = 0,6$$

$$\frac{\text{довжина приміщення}}{\text{глибина приміщення}} = \frac{7}{5} = 1,4$$

З огляду на це, а також на значення середньозваженого коефіцієнта відображення  $t = 0,4$  (Для меблів середнього відтінку між темним і світлим тонами), прийmemo  $r_1 = 2$

$h$  – світлова характеристика вікна, береться за таблицею, для розглянутого приміщення. У нашому випадку  $h = 15$ .

$K_6$  – коефіцієнт, який враховує затемнення вікон іншими будинками, якщо будинків немає, тоді  $K_6 = 1$ , а у нас саме такий випадок;

$K_3$  – коефіцієнт запасу приймається в межах від 1,3-1,5, для нашого випадку візьmemo значення 1,3.

Отже, фактичне значення коефіцієнта природного освітлення для досліджуваного приміщення дорівнюватиме:

$$e_{\Phi} = \frac{100 \times 9,94 \times 0,33 \times 2}{35 \times 15 \times 1,5 \times 1} = \frac{656,04}{787,5} = 0,83$$

Порівнюючи значення нормованого коефіцієнта природного освітлення для даного приміщення ( $e_{н}^{IV} = 1,0\%$ ) та фактичне ( $e_{\Phi} = 0,83\%$ ) було зроблено висновок, що додаткові заходи щодо поліпшення природного освітлення потрібні.

Штучне освітлення в приміщенні було здійснено системою загального рівномірного освітлення. Значення освітленості на поверхні робочого столу в зоні

розміщення документів становить 400 лк. У якості джерел штучного освітлення були використані 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 раб очей зоны» і ГН 2152-80 «Санітарно-гігієнічні норми допустимих рівнів іонізації повітря виробничих та громадських приміщень».

У приміщення конструкторського бюро були встановлені наступні оптимальні значення параметрів мікроклімату:

– у холодний період року: температура 21-23 гр. цельс.; відносна вологість: 40-60%; швидкість переміщення повітря: 0,1 м/с;

– у теплий період року: температура 22-24 гр. цельс.; відносна вологість: 40-60%; швидкість переміщення повітря: 0,2 м/с.

Оптимальні рівні позитивних (n+) і негативних (n-) іонів у повітрі приміщення з ПК були про нормовані згідно ГН 2152-80 «Санітарно-гігієнічні норми допустимих рівнів іонізації повітря виробничих та громадських приміщень» і становлять:  $n+=1500-30000$  (шт. на  $1\text{см}^3$ );  $n- = 3000-5000$  (шт. на  $1\text{см}^3$ ).

Підтримка оптимального рівня легких позитивних і негативних аерофонів у повітрі на робочих місцях було забезпечено за допомогою біполярних коронних аероіонізаторів.

Дотримання вимог цих документів було досягнуто оснащенням приміщення конструкторського бюро пристроями кондиціонування і вентиляції, дезодорації повітря, опалювання згідно вимог ДБН В.2.5-67:2013 «Опалення, вентиляція та кондиціонування».

Рівні звуку та еквівалентні рівні звуку на робочих місцях у приміщення були про нормовані 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 було здійснено за допомогою:

- використання сучасного обладнання;
- МФУ, принтери та різноманітного устаткування колективного користування були встановлені на значній відстані від більшості робочих місць працівників;
- ПК були обладнані блоками живлення 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.

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.

Було визначено тип та розраховано кількість первинних засобів пожежегасіння (згідно із ДБН В.1.1.7-2002 «Захист від пожежі. Пожежна безпека об'єктів будівництва») – для адміністративного приміщення площею **35 м<sup>2</sup>** слід застосовувати 2 порошкових вогнегасники 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 офісне приміщення було обладнане автоматичними пожежними сповіщувачами моделі ДТЛ, що реагують на підвищення температури, дим, полум'я.

Меблі та були розміщені так, щоб забезпечити вільний евакуаційний прохід розміром 1,5 м до виходу з приміщення. В міру накопичення горючих відходів (використаного паперу тощо), а також після закінчення роботи всі відходи було прибрано у спеціально відведені сміттє збірники.

Документи, папір та інші горючі матеріали слід зберігалися на відстані, 1,0 м – від електрощитів, електрокабелів, проводів; 0,5 м – від світильників; 0,25 м – від приладів опалення.

Було впроваджене постійне освітлення електричним світлом шляхів евакуації, які не мають природного освітлення.

Електрощити, групові електрощити повинні були оснащені схемами підключення споживачів з пояснювальними написами і вказаним значенням номінального струму апарата захисту (плавкої вставки).

Пожежні сповіщувачі функціонували цілодобово і постійно утримувалися в чистоті. До них має був забезпечений вільний доступ. Відстань від складованих матеріалів і устаткування до сповіщувачів повинна становити 0,6 м.

Усі засоби протипожежного захисту утримувалися у справному стані. Для всіх працівників був проведений інструктаж для того, щоб вони навчилися користуватися наявними вогнегасниками, іншими первинними засобами пожежогасіння та внутрішніми пожежними кранами та знали місця їх розташування. Відстань від найвіддаленішого місця в офісному приміщенні центрі до найближчого вогнегасника 5 м.

Кожного дня, у всіх, незалежно від призначення, приміщеннях, які після закінчення роботи замикаються і не контролюються черговим персоналом, з усіх електроустановок та електроприладів, а також з мереж їх живлення відключалася напруга (за винятком чергового освітлення, протипожежних та охоронних установок).

## **5.5 Організація і проведення аварійно-рятувальних та інших невідкладних робіт**

Організація і проведення рятувальних та інших невідкладних робіт полягає у виконанні заходів, передбачених чинним законодавством з питань ліквідації наслідків стихійного лиха, аварій і катастроф, епідемій і епізоотій, що створюють загрозу життю і здоров'ю населення. Для організації і проведення рятувальних та інших аварійно-невідкладних робіт під час ліквідації наслідків стихійних лих, аварій, катастроф, епідемій, що створюють загрозу життю і здоров'ю населення створюються формування цивільної оборони. До проведення таких робіт залучаються: невоєнізовані формування ЦО, медичні організації та військові частини і підрозділи.

Для проведення рятувальних та невідкладних аварійних робіт необхідно:

- завчасно спланувати дії формувань цивільної оборони як при загрозі нападу так і під час проведення рятувальних та невідкладних аварійних робіт;
- перевірити та уточнити плани цивільної оборони на навчаннях, що проводяться на об'єктах;
- організувати з робітників та службовців, студентів формування цивільної оборони та підготувати їх для роботи в осередках ураження;
- оснастити формування цивільної оборони індивідуальними засобами захисту, приладами, майном, технікою;
- вивести в найкоротші строки формування цивільної оборони, створені в містах, в заміську зону, розмістити їх в завчасно намічених районах й привести в готовність до проведення рятувальних робіт;
- організувати управління та керівництво формуваннями цивільної оборони при проведенні рятувальних робіт.

До заходів, що необхідні під час проведення рятувальних робіт відносять: розвідка маршрутів для формувань ЦО, локалізацію та гасіння пожеж, пошук і рятування людей з-під завалів та зруйнованих захисних споруд, надання першої медичної допомоги та евакуацію потерпілих, санобробку людей та знезараження

їх одягу, знезараження місцевості, споруд, техніки.

Під невідкладними роботами в осередках ураження розуміють:

- локалізація аварій;
- ліквідація або укріплення аварійних споруд;
- прокладання шляхів на заражених територіях і проїздів у завалах;
- знешкодження боєприпасів, вогне- та вибухонебезпечних предметів;
- відновлення та ремонт пошкоджених захисних споруд.

Рятувальні роботи в закладі (установі) поділяють на два етапи:

- перший етап триває з моменту отримання сигналу про небезпеку до прибуття спеціалізованих формувань цивільної оборони;
- другий етап – від прибуття формувань цивільної оборони до виконання ними поставлених завдань (вивезення (виведення) членів колективу в безпечну зону, евакуацію поранених у лікувальні заклади)

На першому етапі рятувальні роботи організовує начальник цивільної оборони закладу чи установи, а виконує їх увесь колектив разом із невоєнізованими формуваннями цього закладу.

До складу невоєнізованих формувань входять такі групи: зв'язку, із забезпечення громадського порядку, протипожежної служби, медичної допомоги, протирадіаційного та протихімічного захисту.

1. Група зв'язку складається з керівника групи та помічників (черговий біля телефону та посильні). Завдання групи – оповіщення членів колективу про загрозу виникнення надзвичайної ситуації, передача сигналу структурам цивільної оборони міста (району), підтримка засобів зв'язку у стані постійної готовності, забезпечення штабу цивільної оборони навчального закладу засобами зв'язку.

2. Група із забезпечення громадського порядку, керівник – працівник установи, який відповідає за її охорону. Завдання групи: забезпечити охорону закладу, підтримати порядок у випадках надзвичайних ситуацій, надання допомоги керівництву під час евакуації.

3. Група протипожежної служби: бере участь у розробці протипожежних

профілактичних засобів, здійснює контроль за їх виконанням, забезпечує постійну готовність до використання засобів пожежогасіння, локалізує та гасить пожежу, надає допомогу у проведенні спеціальної обробки території.

4. Група медичної допомоги: організовується на базі медичного пункту закладу чи установи. Завдання групи: організовує і проводить санітарно-гігієнічні та профілактичні заходи, надає медичну допомогу ураженим, допомагає їх евакуації до лікарень, проводить часткову санітарну обробку уражених.

5. Група протирадіаційного та протихімічного захисту, організовує видачу засобів індивідуального захисту, здійснює контроль за радіаційною та хімічною ситуацією у закладі та на прилеглий території, за станом сховищ та укриттів, бере участь у заходах з ліквідації наслідків радіаційного та хімічного зараження.

При ліквідації наслідків НС виникає необхідність в організації рухомих пунктів харчування, речового і продовольчого забезпечення.

Підрозділи громадського харчування (пересувні пункти харчування ЦО) призначені для забезпечення гарячим харчуванням особового складу формувань в районах розміщення та при проведенні рятувальних і невідкладних аварійних робіт, а також потерпілого населення в загонах першої допомоги. Таким пунктом керує начальник пункту. При пункті створюються три ланки.

З них дві ланки приготування та роздачі їжі (командир ланки, старший повар, повари (3 чол.), робітники (2 чол.), водій). До ланок прикріплюються по одному вантажному автомобілю та по одній пересувній кухні (котлові). Можливості пересувного пункту харчування за 10 годин роботи: приготувати і роздати їжу на 1200 чол.

6. Ланка забезпечення (командир, кладовщик-дозиметрист, бухгалтер, робітники (4 чол.), водії (3 чол.)). До ланки прикріплюється по одному вантажному автомобілю, авторефрижератору та автоводоцистерні.

7. Підрозділи торгівлі продовольчими товарами (пересувні пункти продовольчого постачання ЦО) призначені для забезпечення особового складу формувань продуктами харчування (сухим пайком) при відсутності можливості приготування гарячої їжі.

Пересувним пунктом керує його начальник. На пункт призначається кладовщик. При пункті організується декілька ланок (5) фасування та роздачі сухих пайків (командир ланки, дозиметрист, фасувальники-роздатчики (3), водій). До пункту прикріплюється вантажний автомобіль з причепом. Орієнтовні можливості пункту за 10 годин роботи: скомплектувати та видати 5000 сухих пайків.

Підрозділи торгівлі промисловими товарами (пересувні пункти речового постачання ЦО) призначені для забезпечення санітарних пунктів та загонів першої медичної допомоги одягом, білизною та взуттям. Пересувним пунктом керує його начальник. На пункт призначається кладовщик. При пункті організується декілька ланок (5) речового постачання (командир ланки, дозиметрист, роздатчики (4), водій). До пункту прикріплюється вантажний автомобіль з причепом.

## ВИСНОВКИ

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

Результати комп'ютерного моделювання з використанням розробленої моделі дозволяють зробити такі висновки:

– технологія DS-CDMA не надає якихось якісних переваг в умовах AWGN каналу порівняно з вузько смуговими методами модуляції;

– технологія DS-CDMA дозволяє реалізувати множинний доступ. Зокрема, під час моделювання кількість користувачів змінювалася від одного до семи;

– при використанні як розширюючої  $M$ -послідовності якість зв'язку у DS-CDMA каналі буде поступово погіршуватися під час збільшення кількості користувачів, що одночасно приймають участь у сеансі зв'язку.

Це можна пояснити тим фактом, що для  $M$ -послідовностей значення взаємної кореляційної функції не рівняється 0 у точці синхронізації. Це означає, що ненульові значення взаємної кореляційної функції стають інтерференційними (завадовими) сигналами від інших користувачів;

– оскільки Голд-послідовності формуються безпосередньо з  $M$ -послідовностей, то взаємна кореляційна функція для них також має ненульові значення у точці синхронізації і це проявляється як зростання системних шумів під час збільшення кількості користувачів. Відповідно і для Голд-послідовностей відбувається поступове погіршення якості під час збільшення кількості користувачів;

– для ортогональних Голд-послідовностей значення взаємної кореляційної функції між користувачами рівняється 0 у точці синхронізації. Це означає, що під час збільшення кількості користувачів ймовірність помилкового прийому BER наближається до теоретичного значення.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Кабак В.С. Функціональні пристрої телефонів мобільного зв'язку: Навчальний посібник. [Текст] / В.С. Кабак, Р.В. Уваров– Запоріжжя, 2007. – 375 с.
2. Вишнеvский В.М. Широкополосные беспроводные сети передачи информации. [Текст] / В.М. Вишнеvский, А.И. Ляхов, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2005. – 592 с.
3. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. [Текст] / Б. Склад; Пер. с англ. – М.: Издательский дом “Вильямс”, 2003. – 1104 с.
4. Harada H. Simulation and software radio for mobile telecommunications [Текст] / H. Harada, R. Prasad. – Artech House, 2003. – 465 с.
5. Феер К. Беспроводная цифровая связь. [Текст] / К. Феер; Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 2000. – 519 с.
6. 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.
7. Борисов В.И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочих частот. [Текст] / В.И. Борисов, В.М. Зинчук. – М.: РадиоСофт, 2008. – 512 с.
8. Gold R. Optimal binary sequences for spread spectrum multiplexing. [Текст] / R. Gold – IEEE Transactions on Information Theory, October, 1967.
9. Dixon R.C. Spread Spectrum Systems. [Текст] / R.C. Dixon. – Wiley-Interscience, J. Wiley&Sons, New-York, 1976.
10. Смирний А.С. Маркетинг та менеджмент./ Одеська національна академія зв'язку ім. О.С. Попова.
11. Афанасьев В.В. Бизнес модели развития сетей мобильной связи / В.В. Афанасьев // Мобильные системы. – 2003. – №10. – С. 35-42.

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

## 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 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 nargin <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
% *****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 nargin < 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 nargin<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 nargin<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 nargin
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 nargin
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*****
```

## ДОДАТОК В

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:Orthigonal 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];
dlvl=[0.0,40.0]; % attenuation level
n0=[6,7]; % number of waves togenerate 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 *****

```