

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА  
дипломної роботи

бакалавра  
(назва освітнього рівня)

галузь знань	<u>17 Електроніка та телекомунікації</u> (шифр і назва галузі знань)
спеціальність	<u>172 Телекомунікації та радіотехніка</u> (код і назва спеціальності)
освітній рівень	<u>бакалавр</u> (назва освітнього рівня)
кваліфікація	<u>бакалавр з телекомунікацій та радіотехніки</u> (код і назва кваліфікації)

На  
тему: «Дослідження характеристик фазоманіпульованих  
широкосмугових сигналів у CDMA системах зв'язку»

Виконавець: студент 4 курсу, групи 172-18-1

Скороход Максим Сергійович  
(підпис) (прізвище ім'я по-батькові)

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка	Підпис
проекту	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.		
розділів:			
спеціальний	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.		
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.		
Рецензент			
Нормоконтроль	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.		

Дніпро  
2022

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

**ЗАТВЕРДЖЕНО:**

завідувач кафедри  
безпеки інформації та телекомунікацій  
д.т.н., професор \_\_\_\_\_ Корнієнко В.І.  
« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ року

**ЗАВДАННЯ**

**на дипломну роботу бакалавра**

спеціальність \_\_\_\_\_ 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(код і назва спеціальності)

студента \_\_\_\_\_ 172-18-1 \_\_\_\_\_ Скороход Максим Сергійович  
(група) (прізвище ім'я по-батькові)

Тема дипломного проекту «Дослідження характеристик  
фазоманіпульованих широкосмугових сигналів  
у CDMA системах зв'язку»

Наказ ректора НТУ "ДП" від \_\_\_\_\_ № \_\_\_\_\_

Розділ	Зміст	Термін виконання
<i>Стан питання. Постановка задачі</i>	Аналітичний огляд літератури по темі проекту	Квітень 2022
<i>Спеціальна частина</i>	Принцип роботи систем передачі даних на базі використання CDMA-систем мобільного зв'язку. Розробка моделі в середі MATLAB. Оформлення пояснювальної записки.	Травень 2022
<i>Економічний розділ</i>	Розрахунок капітальних витрат	Червень 2022

Завдання видав \_\_\_\_\_  
(підпис)

Гусев О.Ю.  
(прізвище, ініціали)

Завдання прийняв  
до виконання \_\_\_\_\_  
(підпис)

Скороход М.С.  
(прізвище, ініціали)

Дата видачі завдання: 05 квітня 2022 р.

Строк подання дипломного проекту до ДЕК:

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: с., рис., табл., додатків, джерел.

Об'єкт розробки: системи мобільного зв'язку .

Предмет розробки: моделювання CDMA-системи мобільного зв'язку .

Мета дипломного проекту: розробка характеристик фазоманіпульованих широкосмугових сигналів у CDMA системах зв'язку.

В першому розділі виконаний аналітичний огляд літературних джерел по темі дипломного проекту. Здійснено постановку задачі роботи.

У другому розділі розроблено структуру дослідження характеристик фазоманіпульованих широкосмугових сигналів у CDMA системах зв'язку. Виконано модельний експеримент і проведено аналіз результатів.

У третьому розділі виконано розрахунок капітальних витрат на розробку характеристик фазоманіпульованих широкосмугових сигналів у CDMA системах зв'язку.

СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ, МОДЕЛЬ СИСТЕМИ, ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ, МОДУЛЯЦІЯ, МАНІПУЛЯЦІЯ, МОБІЛЬНИЙ ЗВ'ЯЗОК

## **ABSTRACT**

Explanatory note: pp.           , Fig.           , Table           , Append.           , sources  
.

Object of development: mobile communication systems.

Subject of development: modeling of CDMA-mobile communication systems.

The purpose of the diploma project: development of characteristics of phase-manipulated broadband signals in CDMA communication systems.

In the first section an analytical review of literature sources on the topic of the diploma project is performed. The task of the work is set.

In the second section the structure of research of characteristics of phase-manipulated broadband signals in CDMA communication systems is developed. A model experiment was performed and the results were analyzed.

In the third section, the calculation of capital costs for the development of characteristics of phase-shifted broadband signals in CDMA communication systems is performed.

DATA TRANSMISSION SYSTEMS, SYSTEM MODEL, SIMULATION  
MODELING,           MODULATION,           MANIPULATION,           MOBILE  
COMMUNICATION



## **СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ**

**3G** - третє покоління мобільних телекомунікацій (WCDMA, IMT-2000, UMTS).

**2G** - друге покоління мобільних телекомунікацій (GSM, DAMPS, GPRS, TDMA).

**1G** - перше покоління мобільних телекомунікацій AMPS NMT.

**ADSL (Asymmetric data rate Digital Subscriber Line)** - асиметрична високошвидкісна абонентська лінія.

**ANSI (American National Standards Institute)** - Американський Національний інститут стандартизації.

**Bluetooth** - Міжнародна ініціатива компаній Ericsson, IBM, Intel, Nokia та Toshiba, спрямована на встановлення стандарту бездротового з'єднання між телефонами мобільного зв'язку, ПК, ручними комп'ютерами та іншими периферійними пристроями.

**BS (Base Station)** - базова станція.

**BSC (Base Station Controller)** - контролер базової станції; апаратура управління базовими станціями.

**BTS (Base Transciever Station)** - приймач-передавач базової станції, приймальна та передавальна апаратура.

**CDMA (Code Division Multiple Access)** - множинний доступ із кодовим поділом.

**Cell** - стільник, комірка

**Cellular** –мобільний

**DS-CDMA (Direct Sequence CDMA)** - багатостанційний доступ з кодовим поділом каналів та прямим розширенням спектру.

**DSSS (Direct Sequence Spread Sequence)** - розширення спектра методом прямої послідовності. Метод формування широкосмугового сигналу, при якому вихідний двійковий сигнал перетворюється на псевдовипадкову послідовність для маніпуляції несучої.

**E-GPRS (Enhanced GPRS)** - вдосконалена служба GPRS.

**ECSD (Enhanced Circuit-Switched Data)** - вдосконалені системи з каналною комутацією.

**ETCI (European Telecommunications Standards Institute)** - Європейський інститут телекомунікаційних стандартів.

**ETMDA (Extended Time Division Multiple Access)** - розширений доступ із часовим поділом.

**FDD (Frequency Division Duplex)** - двосторонній зв'язок із частотним поділом.

**FDMA (Frequency Division Multiple Access)** - множинний доступ із поділом по частоті.

**GPRS (General Packed Radio Services)** - радіосистеми передачі із пакетною комутацією.

**GPS (Global Positioning System)** - система глобального позиціонування.

**GSM (Global System for Mobile communications)** - глобальна система мобільного зв'язку; цифровий стандарт мобільного зв'язку. Стандарт стільникового зв'язку, що використовує частоти 900, 1800 та 1900 МГц.

**HCS (hierarchical cell structure)** - ієрархічна стільникова структура.

**ITU (International Telecommunication Union)** - міжнародний союз електрозв'язку

**RF (Radio Frequency)** - радіочастота.

**SMS (Short Message Service)** - послуга передачі коротких повідомлень.

**TDMA (Time Division Multiple Access)** - доступ з часовим поділом.

**WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access)** - широкопasmовий багатостанційний доступ із кодовим поділом каналів.

## ЗМІСТ

ВСТУП .....	
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ .....	
1.1 Сучасний стан методів аналізу та обробки Фазоманіпульованих широкосмугових сигналів у системах радіозв'язку.....	
1.2 Шумоподібні сигнали, їх властивості та характеристики.....	
1.2.1 Перешкодозахищеність.....	
1.2.2 Перешкодостійкість.....	
1.2.3 Кодовий розподіл сигналів.....	
1.2.4 Ефективність.....	
1.2.5 Електромагнітна сумісність.....	
1.2.6 Багатопроменевість.....	
1.3 Види використаних фазоманіпульованих шумоподібних сигналів.....	
1.4 Постановка задачі.....	
1.5 Висновки.....	
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА .....	
2.1 Стандарт CDMA 2000.....	
2.2 Структура та формування сигналів системи зв'язку CDMA 2000.....	
2.2.1 Схема кодування у прямому каналі.....	
2.2.2. Схема кодування у зворотному каналі.....	
2.3 Структурна схема CDMA.....	
2.4 Імітаційне моделювання системи зв'язку стандарту CDMA 2000.....	
2.5 Висновки.....	
3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА .....	
3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі	

CDMA-системи мобільного зв'язку.....	
3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі.....	
3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі.....	
3.1.3 Розрахунок капітальних витрат.....	
3.2 Висновки.....	
ВИСНОВКИ.....	
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	
Додаток А.....	
Додаток Б.....	
Додаток В.....	

## ВСТУП

**Актуальність теми.** У сучасних системах радіозв'язку (СРС), широко застосовуються фазоманіпульовані широкосмугові сигнали (ФМШПС). Такі СРС мають низку переваг: підвищену завадостійкість, можливість забезпечення багатостанційного (множинного) доступу на основі кодового поділу каналів зв'язку, високою енергетичною скритністю.

Серед сигналів з розширенням спектра широкого поширення набули ФМШПС, одержувані шляхом безпосередньої модуляції несучої частоти псевдовипадковою послідовністю (ПСП).

Сучасні СРС з ФМШПС зазвичай працюють в умовах багатостанційного доступу, тобто прийом ФМШПС здійснюється за наявності однотипних сигналів інших СРС. Однотипні сигнали, що випромінюються іншими СРС, представляють спеціальний вид перешкод - взаємні перешкоди.

Сигнали взаємних перешкод відрізняються від сигналів, що несуть корисну інформацію, коефіцієнтами ПСП і впливають на процеси виявлення та виділення інформації, що передається. Для ефективного аналізу роботи таких систем потрібна методологія розрахунку характеристик виявлення та прийому ФМШПС в умовах взаємних перешкод з урахуванням спотворень сигналів у тракті приймача.

Зазвичай для обліку взаємних перешкод прийому ФМШПС з бінарної фазової модуляцією використовують гауссовську апроксимацію сукупності сигналів, що заважають, або методи статистичного моделювання.

Однак до цього моменту відсутні методики, що дозволяють проводити аналіз процесу виявлення ФМШПС з бінарною фазовою модуляцією в умовах взаємних перешкод у загальному випадку прийому корисного та завадових сигналів, що містять регулярні та флюктуючі складові, з урахуванням спотворень сигналів у вхідних ланцюгах приймача.

Також відсутні методики, що дозволяють проводити аналіз прийому ФМШПС в умовах взаємних перешкод із складнішими видами модуляції.

Крім того, аналіз впливу спотворень, що вносяться вхідним смуговим фільтром приймача, на прийом ФМШПС виконаний з урахуванням лише внутрішніх шумів апаратури, і відсутні результати, що враховують наявність взаємних перешкод.

Тому завдання розробки методів аналізу ефективності обробки ФМШПС за умов взаємних перешкод слід вважати актуальною.

## **1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ**

1.1 Сучасний стан методів аналізу та обробки фазоманіпульованих широкосмугових сигналів у системах радіозв'язку

У зв'язку з широким поширенням СРС, що використовують ФМШПС, велику увагу в літературі приділено питанням пошуку, виявлення, розрізнення та оцінки параметрів ефективності прийому ФМШПС [1-9].

Обробка ФМШПС значно ускладнюється в умовах апіорної невизначеності щодо характеристик сигналів та перешкод, при врахуванні спотворень сигналів та перешкод у каналі поширення, з урахуванням спотворень сигналів та перешкод вхідними ланцюгами приймача, при врахуванні взаємних перешкод та інших факторів, великий розвиток отримали методи статистичного моделювання роботи СРС з ФМШПС [29, 32, 33] та наближені методи розрахунку характеристик ефективності прийому [23-28]

1.2 Шумоподібні сигнали, їх властивості та характеристики

Шумоподібний сигнал (ШПС) - аналоговий сигнал, що містить багато гармонійних складових в обраній смузі частот. Шумоподібні сигнали створюються завдяки додатковій модуляції несучих коливань по псевдослучайному закону. За рахунок додаткової маніпуляції несучої амплітудно-частотний і енергетичний спектри сигналу розширюються.



Функція кореляції сигналу набуває вузький викид. Шумоподібні сигнали з фазовою маніпуляцією використовуються для поділу променів при багатопроменевому поширенні радіохвиль в системах зв'язку і радіонавігації, для придушення зосереджених перешкод і побудови систем прихованої зв'язку. Особлива властивість ШПС полягає в тому, що вони відносяться до класу складних сигналів, база яких  $U_z = 2 F c t z \gg 1$  (зазвичай  $B = 100 \cdot 10^3$ ). Так, в системах зв'язку стандарту CDMA, що використовують ШПС, що надходять на вхід приймача перешкоди придушуються в  $= W / F$  раз. Це властивість ШПС дозволяє багаторазово і одночасно використовувати один частотний канал для зв'язку різних абонентів.

Ідеї побудови ШПС були пов'язані з частотною модуляцією несучої частоти допоміжним сигналом, структура якого повинна була бути відома на прийомі. У 1942 р був винайдений спосіб формування ШПС методом стрибкоподібної зміни частоти несучого коливання за час передачі одного інформаційного символу (frequency hopping spread spectrum - FH-SS). Також ШПС формують методом стрибкоподібної зміни відносного тимчасового положення коротких кодових імпульсів за час передачі одного інформаційного символу (time hopping spread spectrum - TH-SS). Широко застосовуються способом формування ШПС є метод прямого розширення спектра шляхом безпосередньої фазової модуляції несучої кодовою послідовністю (direct sequence spread spectrum - DS-SS).

У зазначених випадках можливе створення в загальній смузі частот великих ансамблів сигналів, які відрізняються або законом чергування фази несучого коливання для сигналів DS-SS, або законом зміни несучої частоти для сигналів FH-SS, або певної тимчасової розстановкою коротких імпульсів для сигналів TH-SS.

Розширений спектр {spread spectrum - SS ). Припустимо, що створений вузькосмуговий сигнал, промодульований потоком даних із заданою швидкістю. Нехай  $\epsilon$  повторювана псевдовипадковий цифрова послідовність зі значно більшою швидкістю. Змінюючи фазу вузькосмугового сигналу відповідно до псевдо-раптової послідовності, отримаємо ШПС з широким спектром, що містить інформацію, що передається. Якщо розглянути, що відбувається з точки зору частоти, то вийде, що корисний сигнал «розплився» {spread) але спектру. Прийнятий і демодульований сигнал перемножимо з копією ШПС, який використовували для модуляції, і отримаємо вузькосмугову складову з високою енергією на одиницю частоти - переданий потік даних. Оскільки перешкоди і сигнали від інших передавачів не збігаються з використанням ШПС, то після перемноження вони ще більше розповзуться по спектру і їх енергія на одиницю частоти зменшиться. Таким чином, використовуючи різні псевдовипадкові послідовності, можна організувати кілька незалежних каналів передачі даних в одній і тій же смузі частот.

Ефект перший. При переміщенні точки прийому ці умови періодично змінюються, так як складання хвиль, що приходять з різних напрямків, створює просторову інтерференційну картину. Ефект особливо сильно позначається на мобільних користувачів і типовий для вузькосмугових систем. Для систем з SS дію ефекту послаблюється, оскільки на різних частотах в межах його широкого спектра створюються різні інтерференційні картини, що вирівнює результуючий сигнал.

Ефект другий. Час затримки сигналів при проходженні великих відстаней може змінюватися через зміни характеристик середовища поширення, причому це позначається по-різному на сигналах, що приходять різними шляхами, що при додаванні викликає тимчасові

флуктуації рівня сигналу, звані в радіозв'язку завмираннями. Несінфазна зміна рівня сигналу на різних частотах спектра SS сигналу призводить до сильного ослаблення дії цього ефекту на подібні системи.

Відзначимо ще дві (крім смуги) особливості шумоподібного сигналу:

- при формуванні використовується фактор псевдовипадковий, завдяки чому за своєю структурою він стає близьким до випадкового сигналу;
- розпізнати його при прийомі можна, знаючи ключ кодування при передачі, що забезпечує скритність зв'язку. Це реалізується «розмазування» сигналу, що передається по спектру і вимогою, щоб приймач «знав», як його «збирати».

В даний час в теорії інформації розробляють методи синтезу сигналів із заданими автокореляційними і спектральними властивостями. Якщо розглядати послідовності з  $p$  імпульсів прямокутної форми, які відповідно до номером позиції  $M$  можуть набувати значень  $\pm 1$ , то простим перебором можна знайти послідовності, для яких

$$\frac{B(0)}{E_1} = n; \quad E = nE_1,$$

де  $B(0)$  - АКФ;  $E$  - енергія всього сигналу;  $E_1$  - енергія одного елемента.

Найбільш поширеним прикладом технічної реалізації шумоподібних сигналів служать сформовані псевдовипадкові послідовності прямокутних радіоімпульсів тривалістю  $t$ , зокрема при маніпуляції несучого коливання двійковими цифровими кодами. База таких сигналів визначається числом модулюють імпульсів у вихідній послідовності. Успішно розвиваються методи передачі сигналів, створені

на основі ортогональних послідовностей у вигляді лінійних рекурентних М-послідовностей (таких як послідовності Голда, Лежандра та ін.), Функцій Радемахера, Уолша і ін.

### 1.2.1 Перешкодозахищеність

Перешкодозахищеність - це здатність системи зв'язку протистояти впливу сильних перешкод. Перешкодозахищеність включає скритність системи зв'язку і се перешкодостійкість, так як для створення потужних перешкод треба спочатку виявити систему зв'язку і виміряти основні параметри її сигналів, а потім організувати потужну, найбільш сильнодіючу перешкоду. Чим вище скритність і стійкість до перешкод, тим вище перешкодозахищеність системи зв'язку [1.3].

Ефективним методом захисту від навмисних перешкод широкосмугових систем супутникового та тропосферного зв'язку є псевдовипадкова перебудова робочої частоти або, за іноземною термінологією, frequency hopping (FH). Перешкодозахищеність при ППРЧ-ШПС, як і при ФМ-ШПС, визначається базою сигналу, що дорівнює відношенню ширини використовуваної смуги робочих частот до ширини спектра інформаційного сигналу.

Ефективність використання даного методу визначається низкою переваг ППРЧ-ШПС перед ФМ-ШПС, головним з яких є те, що розширення смуги робочих частот меншою мірою пов'язане з підвищенням вимог до швидкодії застосовуваних елементів та обмежено лише частотним ресурсом системи. Метод ППРЧ дозволяє використовувати смуги частот до кількох ГГц, що набагато перевищує допустиме розширення смуги за ФМ-ШПС.

Разом з тим забезпечити когерентність частот при ППРЧ у такій смузі частот є нелегким завданням. Тому в таких системах застосовується, як правило, демодуляція некогерентна сигналів, що дозволяє зберегти стійкість радіоліній за умов іонізованих утворень.

### 1.2.2 Перешкодостійкість

Вона визначається широко відомим співвідношенням, що зв'язує відношення сигнал-перешкоди на виході приймача (на виході узгодженого фільтра або корелятора)  $q^2$  зі ставленням сигнал-перешкод та вході приймача  $p^2$ :

$$q^2 = 2B p^2$$

$$p^2 = P_c / P_n,$$

$$q^2 = 2E / N_p,$$

Відповідно

$$E = P_c T$$

$$N_p = P_n / F$$

Відношення сигнал/шум на виході  $q^2$  визначає робочі характеристики прийому ШПС, а відношення сигнал-перешкоди на вході  $p^2$  – енергетику сигналу та перешкоди. Величина  $q^2$  може бути отримана згідно з вимогами до системи (10...30 дБ), навіть якщо  $p^2 \ll 1$ . Для цього достатньо вибрати ШПС із необхідною базою  $B$ . Як видно з співвідношення, прийом ШПС узгодженим фільтром або корелятор супроводжується посиленням сигналу (або придушенням перешкоди) а  $2B$  разів. Ось тому величину називають коефіцієнтом посилення ШПС при обробці або просто посиленням обробки.

$$K_{ШПС} = q^2 / p^2$$

посилення обробки  $K_{ШПС} = 2B$ . У ШСС прийом інформації характеризується ставленням сигнал/шум  $h_2 = q^2/2$ , тобто.

$$h_2 = B p^2,$$

На рисунку 1.2 представлені залежності посилення обробки та бази ШПС від відношення сигналу-перешкоди на вході  $p^2$  дБ при значеннях  $q^2$  (суцільні лінії) і  $h_2$  (штрихові лінії), рівних 10, 20 і 30 дБ

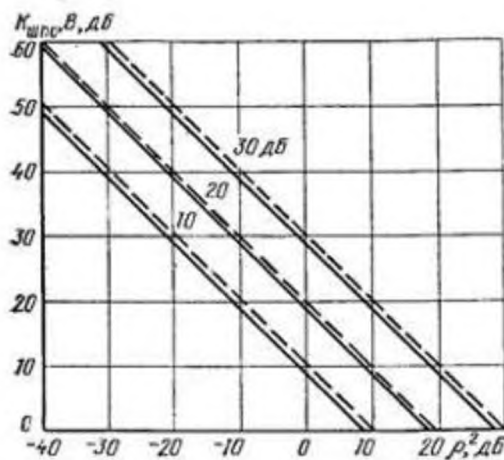


Рисунок 1.2 - Залежність посилення обробки та бази ШПС від відношення сигналу-перешкоди на виході приймача.

Співвідношення є фундаментальним в теорії систем зв'язку із ШПС. Воно отримано для перешкоди у вигляді білого шуму з рівномірною спектральною щільністю потужності в межах смуги частот, ширина якої дорівнює ширині спектра ШПС. Разом про те це співвідношення справедливе для кола перешкод (вузькосмугових, імпульсних, структурних), що визначає їх фундаментальне значення. Загалом, посилення обробки ШПС для довільних перешкод.

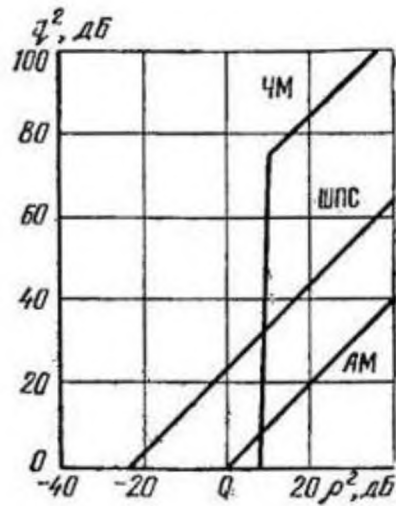


Рисунок 1.3 - Перешкодостійкість систем зв'язку із ШПС: ЧС та АМ

На рисунку 1.3 наведено графіки перешкодостійкості систем зв'язку з ШПС, з частотною модуляцією (ЧМ) та з амплітудною модуляцією (АМ). Для порівняння ЧС та ШПС взяті однакові смуги частот, що відповідає  $B=100$ . Перешкодостійкість системи зв'язку з ШПС розрахована згідно (1.4), причому належить, що інформація передається за допомогою широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). Відомо, ЧС має високу завадостійкість і забезпечує високу якість відтворення інформації за умови, що відношення сигналу-перешкоди на вході вище порогового значення  $\rho_{пор}^2 = 10 \dots 15$  дБ. При зменшенні  $\rho^2$  нижче порогового значення стійкість до перешкод системи зв'язку з ЧС різко падає малюнку 1.2. система з АМ та еквівалентною базою  $B = 1$  працює лише при  $\rho^2 > 0$  дБ, залежність  $q^2$  від  $\rho^2$  лінійна. Система зв'язку з ШПС забезпечує надійний прийом інформації та при  $\rho^2 < 0$  дБ. Наприклад, якщо покласти  $q^2 = 10$  дБ, то система зв'язку буде працювати при відношенні сигналу-перешкоди на вході -13 дБ, тобто.  $\rho^2 = 0,05$ . Таким чином, одним з основних призначень систем зв'язку з ШПС є забезпечення надійного прийому інформації при впливі потужних перешкод, коли відношення сигналу-перешкоди на вході приймача  $\rho^2$  може бути набагато менше одиниці [1.2].

### 1.2.3 Кодовий розподіл сигналів

Перешкоди захищених систем зв'язку є спеціальними, а не комерційними. Тому на ранньому етапі розвитку систем зв'язку з ШПС вважали, що ШПС не знайдуть широкого застосування у комерційних системах зв'язку. Однак із розвитком асинхронних - адресних систем зв'язку впровадження ШПС у системи масового радіозв'язку стало можливим. Основу для цього представляє кодовий поділ абонентів за рахунок ШПС, що відрізняються за формою.

При великих базах можна побудувати велику кількість різних ШПС. Наприклад, нехай ШПС являє собою фазоманіпульований сигнал, що складається з радіоімпульсів, фази яких  $\varphi$  або  $\pi$ , а число їх дорівнює  $V$ . Можна побудувати безліч сигналів (так називається повний код), число сигналів в якому дорівнює  $2V$ , а сигнали між собою відрізняються хоча б в одному імпульсі. Якщо покласти  $V=100$ , маємо  $2^{100} \sim 10^{30}$  різних сигналів. З такої великої множини можна відібрати систему сигналів так, щоб кожному абоненту в системі зв'язку виділити власні сигнали. При цьому всі абоненти можуть працювати у загальній смузі частот, а поділ їх можливий за рахунок відмінності ШПС за формою. Такий поділ абонентів називається кодовим. При цьому ШПС є по суті адресою абонента і в цьому випадку принципово немає необхідності примусової тимчасової синхронізації абонентів. Тому такі системи зв'язку отримали назву асинхронних адресних систем зв'язку (далі - ААСС). Вони засновані на застосуванні ШПС та кодовому поділу абонентів.

В ААСС всі абоненти працюють у спільній смузі частот. Тому при передачі інформації ШПС різних абонентів перекриваються за часом і



частотою і створюють взаємні перешкоди. Однак при використанні ШПС з великими базами можливо звести рівень взаємних перешкод до необхідного для забезпечення необхідної якості прийому інформації. Якщо припустити, що на вході одного з приймачів системи зв'язку діє 1 заважають ШПС з однаковими потужностями, то відношення сигналу-перешкоди на виході приймача.

$$h_2 = V/I,$$

Таким чином, збільшуючи базу ШПС, завжди можна досягти необхідної якості прийому інформації.

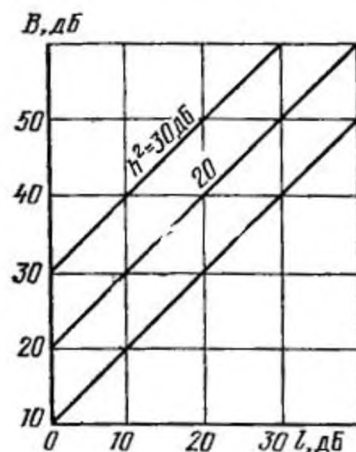


Рисунок 1.4 - Перешкодостійкість ААСС

На рисунку 1.4 представлені залежності бази ШПС від кількості активних абонентів

Графіки рисунку 1.4 дозволяють визначити завадостійкість ААСС [1.2].

#### 1.2.4 Ефективність

Підвищення завадостійкості ААСС при заданому числі активних абонентів можливе лише за рахунок збільшення бази ШПС. При заданій швидкості передачі інформації збільшення бази призводить до пропорційного розширення спектра ШПС.

Виникає питання ефективності використання радіоспектру в системах зв'язку з ШПС.

У системах зв'язку ефективність використання радіоспектру характеризується питомою щільністю активних абонентів, що дорівнює кількості активних абонентів, що припадають на 1 МГц смуги частот, тобто.

$$y = 1/F,$$

де 1 - число активних абонентів, що одночасно працюють у смузі частот шириною F. Замінюючи F в (1.11).

$$y = T/h_2,$$

Часто питома густина активних абонентів називається просто ефективністю системи зв'язку. Ефективність ААСС тим менше, що більше необхідне відношення сигнал-перешкода виході приймача. Таким чином, ААСС перспективніші у тих випадках, коли не потрібна висока якість передали інформації, що характерно для систем масового радіозв'язку. Наприклад, в радіотелефонній системі рухомого зв'язку з частотним розділенням каналів максимальна ефективність  $y_{\max} = 250$  МГц, так як мінімальна ширина кожного каналу дорівнює 4 кГц і в 1 МГц можна розмістити 250 частотних каналів, тобто активних абонентів. Однак, для підвищення стійкості до перешкод використовується частотна модуляція (ЧМ) ,і сусідні частотні канали рознесені на 25 кГц. При цьому в 1 МГц можна розмістити 40 частотних каналів, тобто  $y_{\text{чм}} = 40$  МГц, Ранні системи зв'язку з ШПС (RADA, RASER і ін.) мали низьку ефективність, у них  $y_{\text{шпс}} \sim 7 \dots 9$  МГц. З (1.12) випливає, що високу ефективність систем зв'язку із ШПС безпосередньо отримати важко. Наприклад, якщо покласти  $T = \frac{1}{4}$  кГц = 260 мс, а  $h_2 = 10$ , то  $y_{\text{шпс}} = 25$  МГц, тобто нижче ефективності систем зв'язку з ЧС.

Останніми роками запропоновано інший принцип побудови радіотелефонних систем рухомого зв'язку. Вся територія, що обслуговується, розбивається на велику кількість зон у вигляді стільників. У кожній зоні радіозв'язок ведеться на частотах спеціально виділених цій зоні. За рахунок територіального рознесення зон з однаковими частотними каналами можливе багаторазове використання тих самих частотних каналів. Такі системи зв'язку одержали назву стільникових систем рухомого зв'язку (далі – ССПС). Прийом сигналів у таких системах важливо супроводжується взаємними перешкодами як і, як й у ААСС. Тому застосування ШПС в ССПС є перспективним, оскільки дозволяє успішно боротися із взаємними перешкодами. Ефективність ССПС

$$\text{ССПС} \approx 3,63(R_0/D)^2/FK,$$

де  $R_0$  - радіус зони обслуговування, км;  $D$  - захисний інтервал, км;  $K$  - ширина частотного каналу, кГц.

Якщо покласти  $R_0=30$  км,  $D \approx 4,4$  км, радіус зони  $R = 0,85$  км, а  $FK = 50$  кГц, то  $u_{\text{спс}} \approx 3333$  МГц, тобто набагато вища за ефективність звичайних систем рухомого зв'язку. Якщо ширину частотного каналу збільшити до 100...200 кГц, ефективність ССПС стане рівною 1666 і 833 МГц відповідно, що все одно буде набагато більше ефективності систем з ЧС. Але при цьому можливе застосування ШПС з відносно невеликими базами (25...250), що дозволить використовувати просту апаратуру формування та обробки ШПС з невисокою стабільністю частоти. У свою чергу застосування ШПС дозволить успішно вирішити проблему адресації великої кількості абонентів. Стільникові системи рухомого зв'язку з ШПС дозволять забезпечити зв'язком 60...240 тис. рухомих абонентів у великих містах. Крім того, в таких системах можна поєднати передачу телефонних повідомлень з визначенням розташування рухомих об'єктів та їх охорону [13].

### 1.2.5 Електромагнітна сумісність

Шумоподібні сигнали забезпечують хорошу електромагнітну сумісність ШСС (далі - ЕМС) з вузькосмуговими системами радіозв'язку та мовлення. На рисунку 1.7 зображені спектри ШСС із ШПС із шириною спектру  $F$  та вузькосмугової системи зв'язку із шириною спектру сигналу  $F_y$ . Відповідно для ШПС спектральна щільність потужності  $N_{ШПС} = P_{ШПС} / F$ . Для вузькосмугового сигналу  $N_y = P_y / F_y$ , Перешкодостійкість системи зв'язку із ШПС визначається - фундамент -в якому посилення обробки дорівнює 2В. Якщо вузькосмугова система зв'язку постійно займає певний інтервал, можна її спектр повністю придушити, використовуючи режекторний фільтр, налаштований на частоту вузькосмугової системи зв'язку.

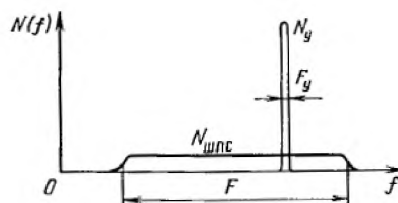


Рисунок 1.7 - Спектри широкосмугової та вузькосмугової системи зв'язку

Таким чином, вплив вузькосмугової системи зв'язку на широкосмуговий незначний. У свою чергу широкосмугова система зв'язку також слабо впливає на вузькосмугову систему зв'язку. Потужність ШПС, що проходить вихід приймача. Тому що більше відношення  $F/F_y$ , то краще фільтрація ШПС у вузькосмуговій системі зв'язку. Отже, що більше база ШПС, то вище ЕМС широкосмугової і вузькосмугової систем зв'язку.

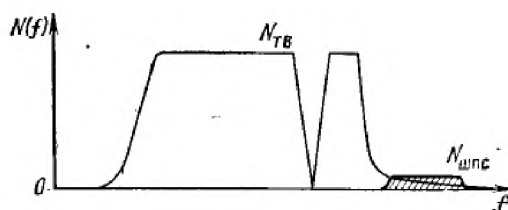


Рисунок 1.8 - Спектри телевізійного та ШПС сигналів

Системи зв'язку з ШПС можна поєднувати з радіотелевізійними системами. На малюнку 1.8 зображено спектр телевізійного сигналу. Програми телебачення в одній територіальній зоні передаються кількома каналами з великими захисними частотними інтервалами. Зазвичай у цих частотних захисних інтервалах заборонена робота будь-яких радіотехнічних систем, ніж створювати перешкод телевізійним передавачам. Однак можна в цих частотних інтервалах розмістити системи зв'язку з ШПС так, як це показано на рисунку 1,6 спектр ШПС розташований поблизу спектра телевізійного сигналу, де спектральна щільність останнього різко зменшується. При цьому взаємні перешкоди і тій, і іншій системі будуть малі. Слід зазначити, що й замість ШПС використовувати сигнали з частотної модуляцією, рівень взаємних перешкод зростає, оскільки сигнали системи зв'язку й телебачення ставляться до однакового класу і демодулюються частотним детектором.

Таким чином, системи зв'язку з ШПС мають хорошу ЕМС із системами радіозв'язку, мовлення та телебачення. Раніше було згадано, що ШПС забезпечують високу ефективність використання радіоспектру в ССПС. Якщо розглядати дію систем зв'язку в деякому замкнутому просторі, то виявляється, що найкращу ЕМС при обмеженому діапазоні частот забезпечують ШПС, хоча самі по собі вони вимагають ширшої смуги, ніж традиційні вузькосмугові системи. У той же час, загальна смуга частот при використанні ШПС буде меншою.

З розгляду основних властивостей ШПС випливає, що застосування ШПС в системах зв'язку дозволяє забезпечувати високу завадостійкість щодо потужних перешкод, скритність, адресність, працездатність у загальній смузі частот, боротьбу з багатопроменевістю, високі точності вимірювань та здатності, хорошу ЕМС з багатьма радіотехнічними системами. Ці переваги виходять за рахунок застосування ШПС з великими базами, що призводить до різкого ускладнення пристроїв формування до обробки, збільшення маси, обсягу, споживаної потужності. Найчастіше перехід до ШПС з великими базами вимагає різкого розширення смуги частот, що зумовлює певних труднощів у створенні широкосмугової елементної бази. Однак ці труднощі переборні. І тому ШПС знаходять вже зараз застосування у різних системах зв'язку, а майбутньому отримають ще ширше застосування, особливо у системах масового радіозв'язку.

#### 1.2.6 Багатопроменевість

Застосування ШПС у системах зв'язку дозволяє боротися з багатопроменню поширення радіохвиль. Багатопроменева виникає в тому випадку, якщо радіохвилі приходять в точку прийому, відбившись від різних перешкод на шляху розповсюдження рис.1.5. Через різницю в довжині шляху ці радіохвилі приходять з різним запізненням. В результаті, якщо сигнали, що прийшли різними шляхами, перекриваються в часі, то між ними виникає інтерференція, яка в свою чергу викликає глибокі завмирання результуючого сигналу.

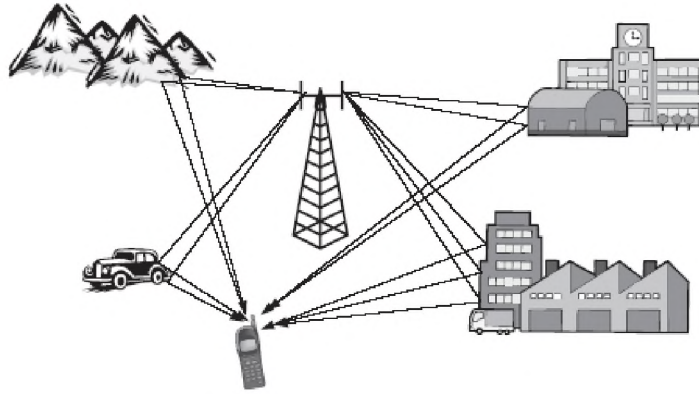


Рисунок 1.5 - Багатопроменеве поширення сигналу

Зазвичай компенсації замирань передбачають збільшення потужності сигналу на 20 дБ. Інша справа при використанні ШПС, оскільки при обробці ШПС узгодженим фільтром відбувається стиснення ШПС за часом, що ілюструється малюнку 1.6. На рисунку 1.6,а зображено ШПС з частотною модуляцією тривалістю  $T$ , На рисунку 1.6,б - зображено напругу на виході узгодженого фільтра - відгук фільтра на ШПС. Цей відгук називається автокореляційною функцією (далі - АКФ) ШПС. Хоча АКФ має тривалість  $2T$  то ній можна назвати дві різко відрізняються структури. У центрі АКФ різкий викид як вузького імпульсу, званого центральним піком. Його амплітуда дорівнює  $V$ , а тривалість чим ширший спектр ШПС, тим коротший центральний пік.

$$\tau_0 \approx 1/F$$

Другу область складають бічні піки з максимальним значенням  $\max$ . Шумоподібні сигнали з великими базами мають властивості, що записуються двома співвідношеннями:

$$T/\tau_0 \approx \alpha V$$

де  $\alpha$  - деяка постійна, у випадку залежить від бази  $U$ .

Співвідношення визначає стиснення ШПС – відношення тривалості ШПС  $T$  до тривалості центрального піку. Стиснення ШПС

дорівнює, приблизно, основі. Тому при  $T = \text{const}$  збільшення  $P$  призводить до зменшення тривалості центрального піку  $\tau_0$  і збільшення стиснення.

Співвідношення характеризує придушення бічних піків. Воно дорівнює відношенню амплітуди центрального піку  $V$  до амплітуди максимального бічного піку  $V_{\text{max}}$ . Чим більша база, тим більше придушення бічних піків. І в межі АКФ ШПС із зростанням бази прагне вузького дельта-імпульсу. Таку АКФ має широкопasmовий шум, що й спричинило назву - «шумоподібні сигнали»

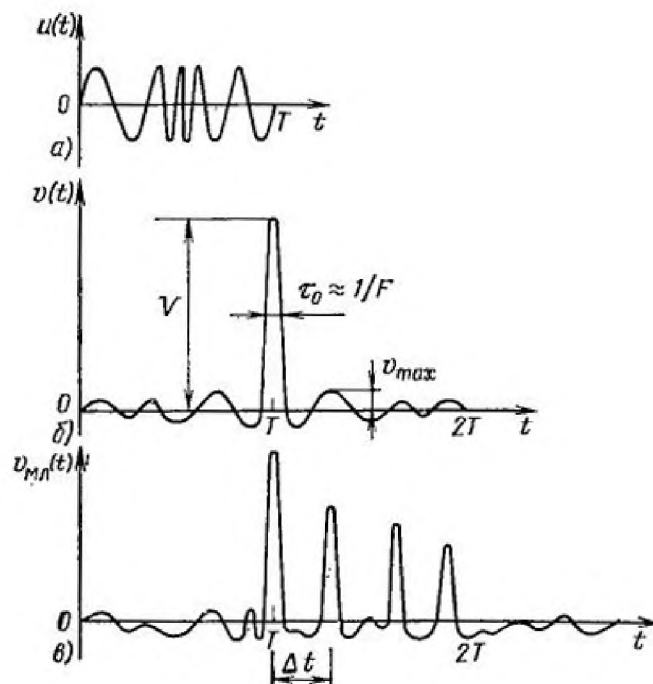


Рисунок 1.6 - Шумоподібний сигнал (а), автокореляційна функція (б) та поділ променів (в)

На рисунку 1.6, зображено відгук узгодженого фільтра на кілька ШПС, що прийшли по різних шляхах. Якщо затримка між променями  $\Delta t$  більша за тривалість центрального піку  $\tau_0$ , то промені поділяються і



центральні піки різних променів можна розділити один від одного, а потім і об'єднати, усунувши затримку між ними. Такий принцип боротьби з багатопроблемністю був використаний в одній із перших систем зв'язку з ШПС «RAKE». Таким чином, умова  $\Delta t > \tau_0$  забезпечує поділ променів. Оскільки  $\tau_0$  і  $F$  пов'язані співвідношенням (1.14), то умова поділу променів записується так:

$$F \Delta t > 1$$

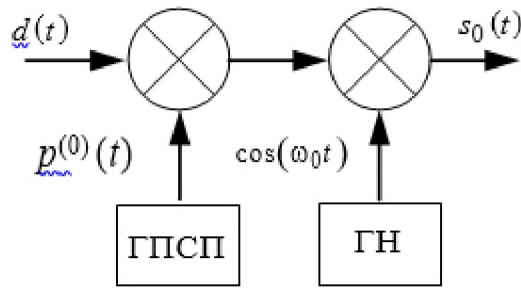
Наприклад, якщо при поширенні радіохвиль існують два промені - прямий і відбитий від деякого об'єкта, то затримка  $\Delta t \approx 2d^2/Rc$  де  $c$  - швидкість світла,  $R$  - відстань між передавачем і приймачем,  $d$  - відстань між відбиваючим об'єктом і прямим променем. У цьому випадку необхідно використовувати ШПС із шириною спектру

$$\geq Rc/2d^2,$$

Чим більше  $d$ , тим менше  $F$ . Може виявитися, що з малих  $d$  можуть знадобитися ШПС дуже широкими спектрами, що завжди можна реалізувати практично

### 1.3 Види використаних фазоманіпульованих шумоподібних сигналів

Історично, велике поширення набули ФМШПС з модуляцією фази бінарної ПСП через простоту реалізації схем обробки порівняно з іншими видами модуляції. [2] Для формування ФМШПС із бінарною фазовою модуляцією в даний час зазвичай використовується генератор, блок-схема якого наведена на рис.[2]



Блок схема формувача ФМШПС із бінарною фазовою модуляцією

Послідовність інформаційних символів множиться на бінарну ПСП, що генерується генератором ПСП (ГПСП). Потім отриманий здобуток множиться на високочастотне коливання  $\cos(\omega_0 t)$ , і потрапляє до передатчика

$$s(t) = d^{(0)}(t) p^{(0)}(t) \cos(\omega t),$$

де  $\omega_0 = 2\pi f_0$ ,  $f_0$  несуча частота сигналу,  $d^{(0)}(t)$ , інформаційна послідовність, символи якої, приймають значення  $\{-1, 1\}$ ,

$$p^{(0)}(t) = \sum_{k=1}^L p_k^{(0)} \text{rect}[t - (k-1)\tau_u]$$

функція, що розширює спектр інформаційного сигналу, що є безперервною послідовністю  $L$  прямокутних імпульсів,

$$\text{rect}[t - (k-1)\tau_u] = \begin{cases} 1, & (k-1)\tau_u < t < k\tau_u \\ 0, & t < (k-1)\tau_u \text{ or } t > k\tau_u \end{cases}$$

які відмінні від нуля на часовому інтервалі  $\tau_u$ . Коефіцієнти  $p_k^{(0)}$  приймають значення  $\pm 1$  і утворюють ПСП, що визначає закон фазової модуляції. При цьому  $L\tau_u = T$ , тобто ширина інформаційного сигналу  $L$  разів менше ширини спектра широкосмугового сигналу.

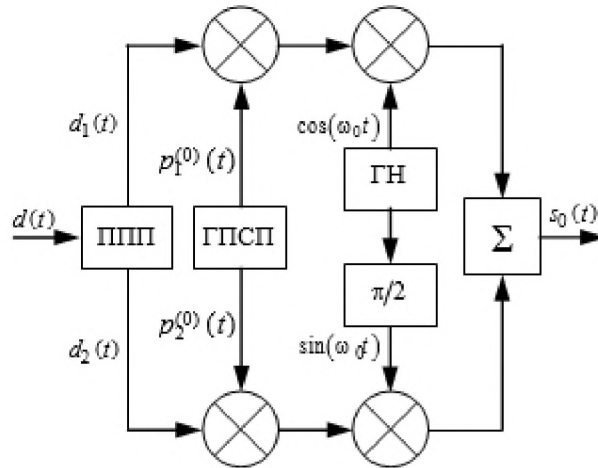
Після проходження каналу поширення сигнал, набуває вигляду

$$s(t) = a d^{(0)}(t) p^{(0)}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0);$$

де  $a$  – амплітуда сигналу,  $\varphi_0$  – Випадкова початкова фаза.

Нині знаходять активне застосування ФМШПС із складнішими законами фазової модуляції. Так, ФМШПС з квадратурною фазовою модуляцією має кращі властивості перешкодостійкості, проте найгіршими характеристиками ефективності виявлення та прийому порівняно з ФМШПС з бінарною фазовою модуляцією.

Формування ФМШПС з квадратурною фазовою модуляцією здійснюється двома кодovими ПСП і квадратурними складовими однієї і тієї ж несучої частоти. Широко застосовувана схема формування ФМШПС з квадратурною фазовою модуляцією, заснована на використанні послідовно-паралельного перетворювача інформаційної послідовності, наведена на рис [2]



Блок схема пристрою формування ФМШПС із квадратурною фазовою модуляцією

Символи послідовності  $d(t)$ , що приймають значення  $\pm 1$  перетворюються на дві паралельні інформаційні послідовності  $d_1(t)$  та  $d_2(t)$  у послідовно-паралельному перетворювачі (ППП).

Символи отриманих послідовностей набувають значення:  $d_1 = 1, d_2 = 0$ , при  $d = 1$ , і  $d_1 = 0, d_2 = 1$ , при  $d = -1$ .

Амплітудне моделювання високочастотних коливань  $\cos(\omega_0 t)$ , та  $\sin(\omega_0 t)$ , створюваних генератором та фазообертачем, здійснюється інформаційними імпульсами, помноженими на розширюючі спектри функцій  $p^{(0)}(t)$  та  $p^{(0)}(t)$ .

Суматор  $\Sigma$  остаточно формує ФМШПС із квадратурною фазовою модуляцією.

$$s_0(t) = d_1(t) p_1^{(0)}(t) \cos(\omega_0 t) + d_2(t) p_2^{(0)}(t) \sin(\omega_0 t),$$

де

$$p_1^{(0)}(t) = \sum_{k=1}^L p_{1k}^{(0)} \text{rect}[t - (k-1)\tau_k] \quad \text{и} \quad p_2^{(0)}(t) = \sum_{k=1}^L p_{2k}^{(0)} \text{rect}[t - (k-1)\tau_k] \quad -$$

функції, що розширюють спектри інформаційних посилок, безперервними послідовностями  $L$  прямокутних імпульсів, приймають відмінні від нуля значення на часовому інтервалі  $\tau_u$ .

Закони фазової модуляції квадратурних складових ФМШПС визначаються ПСП  $\{p_{1k}^{(0)}\}$  і  $\{p_{2k}^{(0)}\}$  коефіцієнти яких приймають значення  $\pm 1$ .

Автокореляційні функції  $p_1^{(0)}(t)$  та  $p_2^{(0)}(t)$  однакові.

$$\begin{aligned} \langle p_1^{(0)}(t)p_1^{(0)}(t-\tau) \rangle &= \langle p_2^{(0)}(t)p_2^{(0)}(t-\tau) \rangle = \frac{1}{T} \int_0^T p_1^{(0)}(t)p_1^{(0)}(t-\tau) dt = \frac{1}{T} \int_0^T p_2^{(0)}(t)p_2^{(0)}(t-\tau) dt = \\ &= K(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{\tau_u}, & |\tau| < \tau_u, \\ \leq \frac{1}{L}, & |\tau| \geq \tau_u \end{cases}, \end{aligned}$$

А їх взаємно кореляційна функція:

$$\langle p_1^{(0)}(t)p_2^{(0)}(t-\tau) \rangle = 0.$$

Після проходження каналу розповсюдження сигнал, сформований за законом (1.4), набуває вигляду

$$s(t) = ap_1^{(0)}(t)d_1(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + ap_2^{(0)}(t)d_2(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0),$$

де  $a$  і  $\varphi_0$  - випадкові амплітуда і початкова фаза сигналу.

#### 1.4 Постановка задачі

Метою цієї роботи є дослідження характеристик фазоманіпульованих широкосмугових сигналів у CDMA системах зв'язку.

Для реалізації поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

1 Виконати аналітичний огляд існуючих технологій мобільного зв'язку.

2 Розробити імітаційну модель CDMA-системи мобільного зв'язку.

3 Провести модельний експеримент з метою дослідження поведінки основних характеристик CDMA-системи мобільного зв'язку в умовах шумів та багатопроменевого поширення.

4 Здійснити аналіз отриманих результатів.

#### 1.5 Висновки

1 Багатостанційний доступ із кодовим поділом (CDMA – Code Division Multiple Access) – технологія, що використовує для поділу каналів псевдовипадкову послідовність. Передача єдиного об'єднаного потоку здійснюється в одній смузі частот за допомогою одного із видів фазової маніпуляції. Тому системи, що базуються на CDMA, не вимагають поділу смуги частот на окремі канали.

2 При кодовому розділенні смуга частот, що використовується в радіоканалі, набагато ширше, ніж смуга вихідного сигналу. Цей процес отримав назву розширення спектра (Spreading Specter).

3 Для об'єднання кількох каналів під час кодового поділу каналів необхідно, щоб псевдовипадкові коди були розділені за допомогою кореляційного фільтра.

4 Ортогональні функції Уолша можуть бути згенеровані з використанням ітераційного процесу побудови матриці Адамара.

5 Неортогональні (асинхронні) псевдовипадкові функції можуть бути згенеровані, використовуючи зсувні регістри, суматори (складання за модулем 2) та контури зворотного зв'язку.

6 Послідовності для кожного каналу виходять шляхом множення всіх розрядів розширюючої послідовності назначення інформаційного біта.

7 Для відновлення вихідного сигналу кожен сумарний розряд сигналу множиться на відповідний розряд розширюючої послідовності даного каналу, після чого отримані результати підсумовуються в межах одного періоду послідовності. Кожен інтегральний сигнал має максимальне значення. Залежно від цього визначається значення вихідного символу.

## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Стандарт CDMA 2000

Для визначеності дослідження конкретних характеристик нами була обрана система зв'язку стандарту CDMA 2000. Стандарт cdma2000 є подальшим розвитком стандарту 2 покоління cdmaOne. Розвитком cdmaOne повинен був стати IS-95c, і саме це позначення часто використовується виробниками. Офіційним оновленням стандарту, розробленим компанією Qualcomm та затвердженим ІТУ (Міжнародний союз електрозв'язку, International Telecommunication Union), є cdma2000. У документах Lucent Technologies зустрічається позначення IS-2000. Нарешті, міжнародний союз електрозв'язку (МСЕ) відібрав із десяти запропонованих проектів п'ять радіоінтерфейсів третього покоління ІМТ-2000 (International Mobile Telecommunications System - 2000 - Міжнародна система мобільного зв'язку - 2000), серед них - ІМТ-МС (Multi Carrier), який є модифікацією багаточастотної системи cdma2000, в якій забезпечується зворотна сумісність з обладнанням стандарту cdmaOne (IS-95).

Ще один із п'яти стандартів ІМТ-2000 – ІМТ-DS (Direct Spread) – побудований на базі проектів W-CDMA і взятий за основу європейської системи UMTS.

На початок 2003р. із 127 мільйонів користувачів CDMA майже 15 мільйонів використали технологію cdma2000. Протягом перших семи місяців 2002 року, в Азії та Америці було запущено 11 мереж CDMA2000 та загальна кількість цих мереж становила 18. Це – 99% ринку 3G, на ІМТ-МС припадало 14.8 мільйонів абонентів, на UMTS – 0.13 мільйона. Однак, варто зазначити, що реалізована фаза cdma2000 1X все ж таки не є



повноцінним 3G, бо не досягає до обов'язкових двох мегабіт. Тому її найчастіше називають 2.5G.

Спочатку cdma2000 (IMT-MS) розділили на дві фази – 1X та 3X. Саме першій фазі застосовується назва IS-95C. А другу пізніше назвали 1X-EV (evolution), розділивши її на дві фази – cdma2000 1X EV-DO (data only) та cdma2000 1X EV-DV (data & voice).

І саме стандарт cdma2000 1X EV-DO має на увазі під 3G IMT-MS. Стандарт 1x-EV-DO був прийнятий ТІА у жовтні 2000 року і передбачає наступну схему функціонування: апарат одночасно здійснює пошук мережі 1x та 1xEV, передачу даних здійснює за допомогою 1xEV, голоси – за допомогою 1x. Стандарт 1xEV-DV повністю відповідає всім вимогам 3G.

Слід зазначити, що стандарти сімейства cdma2000 не вимагають організації окремої смуги частот і в ході їхнього еволюційного розвитку від cdmaOne можуть бути реалізовані у всіх частотних діапазонах, що використовуються системами стільникового рухомого зв'язку (450, 700, 800, 900, 1700, 1800, 1900, 2100 МГц).

## 2.2 Структура та формування сигналів системи зв'язку CDMA 2000

У системі CDMA для перетворення аналогового мовного сигналу в цифровий використовується вокодер (Voice Coder – кодер голосу) зі змінною швидкістю кодування, в основу роботи якого покладено алгоритм з лінійним передбаченням коду – CELP (Code Excited Linear Predictive). Цей алгоритм краще враховує особливості людської мови, ніж інші. Вокодер перекодує цифровий потік, що має швидкість 64 кбіт/с (8000 відліків мовного сигналу в секунду, помножені на восьмибітний код кожного відліку), потік зі швидкістю 8,55 кбіт/с або 13 кбіт/с. В процесі

цього перетворення інформаційний потік ділиться на кадри, і інтервали, які містять паузи, видаляються.

Результуючий потік має швидкість 1...8 кбіт/с. Вокодер приймальної сторони поєднує кадри в єдиний потік і робить зворотне перетворення. Іншою важливою особливістю вокодера зі змінною швидкістю кодування є використання адаптивного порога визначення необхідної швидкості кодування даних. Рівень порога змінюється відповідно до шуму фону. Результатом цього є придушення фону та покращення якості мови навіть у шумній обстановці.

Вокодер дозволяє підмішувати в мовний канал вторинний трафік, тобто службову інформацію. Якість мови в системі CDMA, яка використовує вокодер QCELP зі швидкістю кодування 13 кбіт/с, дуже близька до якості мовлення в провідному каналі.

### 2.2.1 Схема кодування у прямому каналі

Базова швидкість передачі даних у каналі становить 9,6 кбіт/с, що досягається додаванням додаткових коригувальних двійкових символів до цифрового потоку вокодера 8,55 кбіт/с.

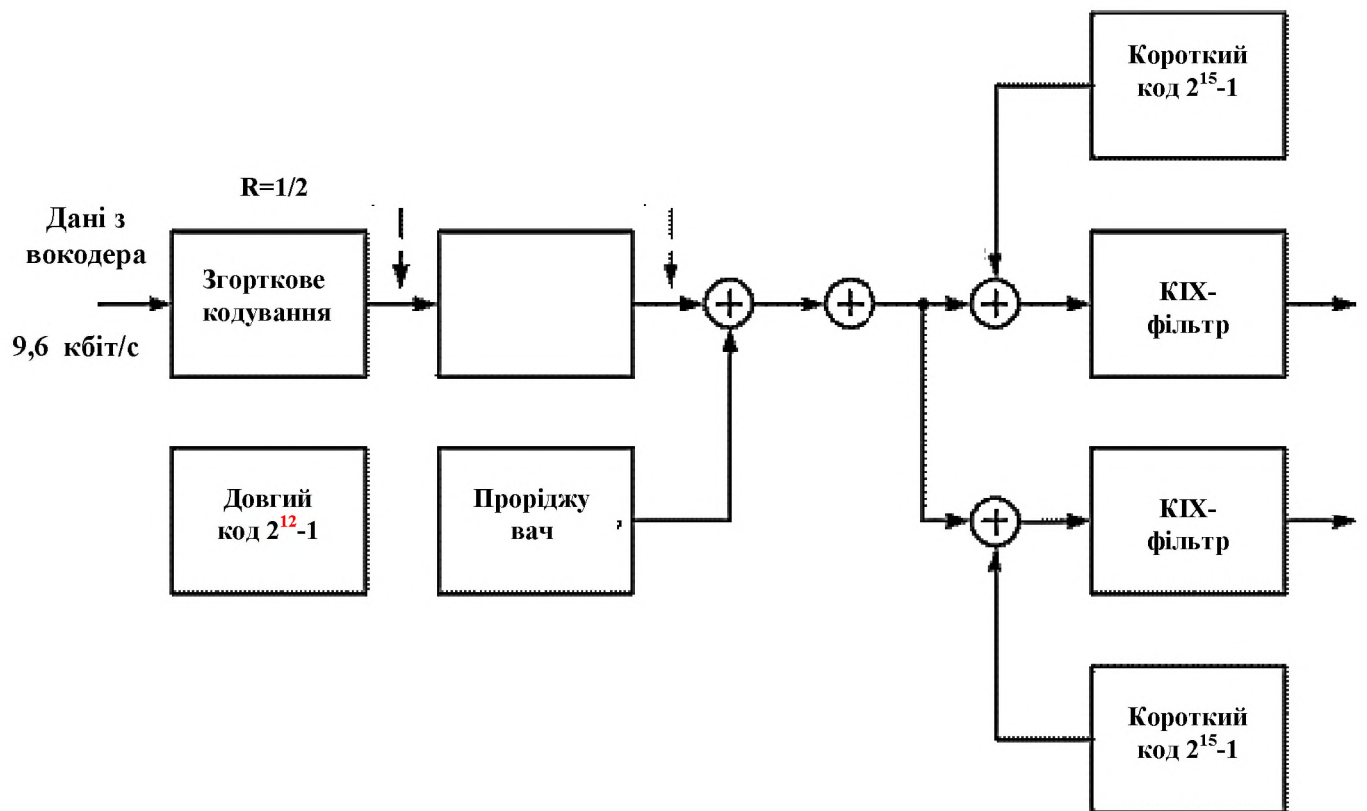


Рисунок 2.1 - Схема кодування в прямому каналі

Для реалізації на приймальній стороні прямої корекції помилок (без повторної передачі повідомлення) у каналі використовується надмірне кодування (рис. 2.1). Для цього базовий цифровий потік розбивається на пакети тривалістю 20 мс і подається на згортковий кодер з половинною швидкістю. На його виході кількість бітів подвоюється. Потім дані перемежуються, тобто переміщуються у часовому інтервалі 20 мс. Це робиться для того, щоб рівномірно розподілити в потоці даних (після зворотного перемежування) втрачені під час передачі біти. Відомо, що помилково прийняті символи зазвичай формують групи. У той самий час, схема прямої корекції помилок працює найкраще, коли помилки розподілені поступово у часі.

Це відбувається після здійснення на приймальній стороні процедури, зворотній перемежування при передачі. Після перемежування цифровий потік перетворюється за допомогою довгого коду та логічної

операції "виключаюче АБО" (складання по модулю два). За визначенням, довгими кодами (кодами максимальної довжини M-послідовностями) є коди, які можуть бути отримані за допомогою регістру зсуву або елемента затримки заданої довжини. Максимальна довжина двійкової послідовності, яка може бути отримана за допомогою генератора, побудованого на основі регістру зсуву, дорівнює  $2^n - 1$  двійкових символів, де n – число розрядів регістру зсуву.

В апаратурі стандарту CDMA довгий код формується в результаті кількох послідовних логічних операцій з псевдовипадковою двійковою послідовністю, що генерується в 42-розрядному регістрі зсуву, та двійковою 32-бітовою маскою, яка визначається індивідуально для кожного абонента. Такий регістр зсуву застосовується у всіх базових станціях цього стандарту для забезпечення режиму синхронізації всієї мережі. Довжина M-послідовності при цьому становить 4 398 046 511 103 біт і якщо її елементи формуються з тактовою частотою, наприклад, 450 МГц, то період повторення буде становити 9773,44 с = 2 год 43 хв. Це означає, що якщо навіть вдасться засинхронізувати приймач у разі несанкціонованого перехоплення, то, щоб визначити структуру сигналу-носія, необхідно вести спостереження протягом майже 3-х годин, а із застосуванням індивідуальної 32-бітової маски "підслуховування" практично виключено. Оскільки інформаційний потік має швидкість 19,2 Кбіт/с, то в прямому каналі використовується тільки кожен 64-й символ довгого коду. Наступний етап перетворення повідомлення - кодування за допомогою кодів Уолша.

$$W_2 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Матриці великих розмірів утворюються таким чином:

$$W_{2N} = \begin{pmatrix} W_N & W_N \\ W_N & -W_N \end{pmatrix}$$

Тобто, наприклад:

$$W_8 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$$

Можна показати, що рядки матриці Уолша ортогональні. Ортогональність рядків  $x$  та  $y$  довжиною  $N$  визначається такою умовою:

$$\sum_{i=1}^N x_i y_i = 0$$

По суті, у цьому випадку обчислюється значення ВКФ двох різних рядків при часовому зрушенні, рівному нулю.

Один ряд матриці Уолша ставиться у відповідність каналу зв'язку між абонентом та базовою станцією. Якщо на вході кодера "0", то надсилається відповідний ряд матриці (код Уолша), якщо "1" – надсилається послідовність, сформована шляхом логічного заперечення відповідного ряду матриці (коду Уолша). При точному збігу початку послідовності, що прийшла, і наявної (рядок матриці  $W_{64}$ ) спостерігаються піки кореляційної функції позитивної і негативної полярностей – в залежності від біта, що передається. Що стосується обробки "чужого" сигналу на виході в останній момент закінчення сигналу не буде нічого, тобто відбувається поділ каналів прийому абонентською станцією.

Кодування по Уолшу підвищує швидкість інформаційного потоку з 19,2 Кбіт/с до 1,2288 Мбіт/с. Відповідно, розширюється і спектр сигналу. На заключному етапі двійковий потік розділяється між синфазним та квадратурним каналами (I- та Q-каналами) для подальшої передачі з використанням квадратурної фазової маніпуляції (QPSK). До подачі на змішувачі цифровий потік у кожному з каналів перетворюється за допомогою короткого коду та операції додавання по модулю два.

Короткий код є псевдовипадковою двійковою послідовністю довжиною 32768 двійкових символів, що генерується зі швидкістю 1,2288 Мбіт/с. Ця послідовність є загальною для всіх базових та рухомих станцій у мережі. Короткий код формується в 15-розрядному регістрі зсуву з лінійним зворотним зв'язком. Результуючий двійковий потік у кожному каналі проходить через цифровий фільтр з кінцевою імпульсною характеристикою (КИХ-фільтр), що дозволяє обмежити смугу сигналу, що випромінюється. Частота зрізу фільтру становить близько 615 кГц. Отримані аналогові сигнали надходять на відповідні входи I/Q-модулятора. Ряд інформаційних сигналів утворюється шляхом злиття I- та Q-каналів.

Оскільки всі користувачі отримують об'єднаний сигнал, для виділення інформації необхідно передавати опорний сигнал по каналу, що отримав назву пілотного. У пілотному каналі передається нульовий інформаційний сигнал, код Уолша для цього каналу формується з нульового ряду матриці Уолша (усі одиниці). Іншими словами, у пілотному каналі передається лише короткий код. Зазвичай у ньому випромінюється близько 20% загальної потужності. Опорний сигнал необхідний для наступної фазової демодуляції. Короткий код дозволяє багаторазово використовувати в кожному осередку один і той же набір кодів Уолша.

Кожна базова станція має своє часове зрушення при формуванні коду і тому може бути однозначно визначено в мережі. Засноване це на вже описаній властивості псевдовипадкових двійкових послідовностей: значення АКФ близько до нуля для всіх часових зміщень більше однієї довжини біта.

### 2.2.2. Схема кодування у зворотному каналі

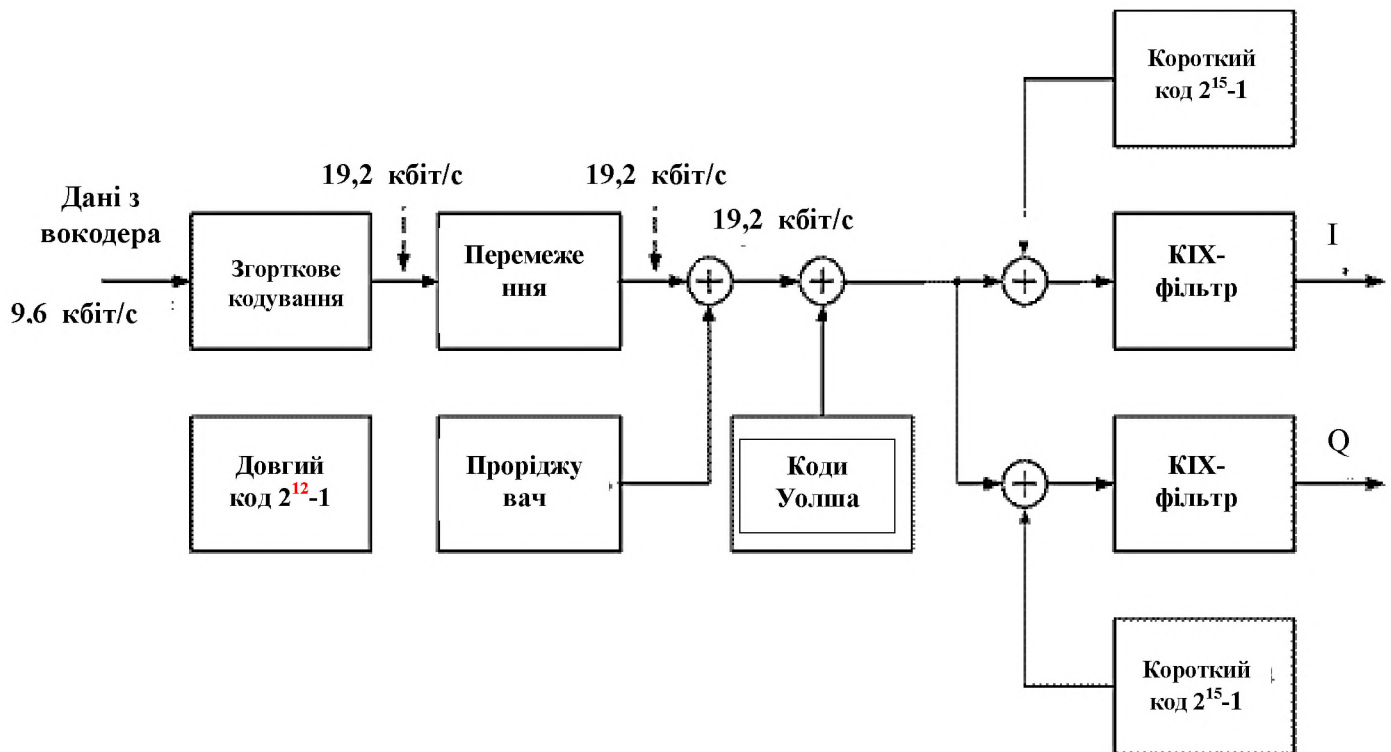


Рисунок 2.2 - Схема кодування в зворотному каналі

У зворотному каналі (від абонента до базової станції) (рис. 2.2) застосовується інша схема кодування. Рухома станція не може використовувати переваги трансляції опорного сигналу. В цьому випадку необхідно було б передавати два сигнали, що значно ускладнило демодуляцію в приймачі базової станції. У зворотному каналі застосовується такий самий, як і в прямому, вокодер і згорткове кодування зі швидкістю 1/3, що підвищує швидкість передачі даних з базової 9,6 до 28,8 кбіт/с, і перемежування в пакеті тривалістю 20 мс. Після

перемежування вихідний потік розбивається на слова по шість бітів у кожному.

Шестибітовому слову можна поставити у відповідність один із 64 кодів Уолша. Таким чином, кожен абонентський термінал використовує весь їхній набір. Після цієї операції швидкість потоку даних підвищується до 307,2 Кбіт/с. Далі потік перетворюється за допомогою довгого коду, аналогічного використовуваному базовою станцією. На цьому етапі відбувається розподіл користувачів.

Абонентська ємність системи визначається зворотним каналом. Для її збільшення застосовується регулювання потужності в зворотному каналі, методи просторового рознесення прийому на базовій станції та інші. Остаточне формування потоків даних відбувається таким же чином, як і базової станції, за винятком додаткового елемента затримки на  $1/2$  тривалості символу в Q-каналі для реалізації зміщеної QPSK.

### 2.3 Структурна схема CDMA

В системі CDMA, блок-схема якого показана на рис. використовуються квадратурна фазова маніпуляція (QPSK) в базовій та зміщена QPSK в рухомих станціях.

При цьому інформація витягується шляхом аналізу зміни фази сигналу, тому фазова стабільність системи є критичним фактором при забезпеченні мінімальної ймовірності помилки в повідомленнях. Використання зміщеної QPSK дозволяє знизити вимоги до лінійності підсилювача потужності мобільної станції, оскільки амплітуда вихідного сигналу при цьому типі модуляції змінюється значно менше.

До того, як інтерференційні перешкоди можна буде придушити методами цифрової обробки сигналів, вони повинні пройти через високочастотний тракт приймача і не насичувати малoshумний широкополосний підсилювач (МШП) і змішувача. Це змушує розробників



систем знайти баланс між динамічними та шумовими характеристиками приймача.

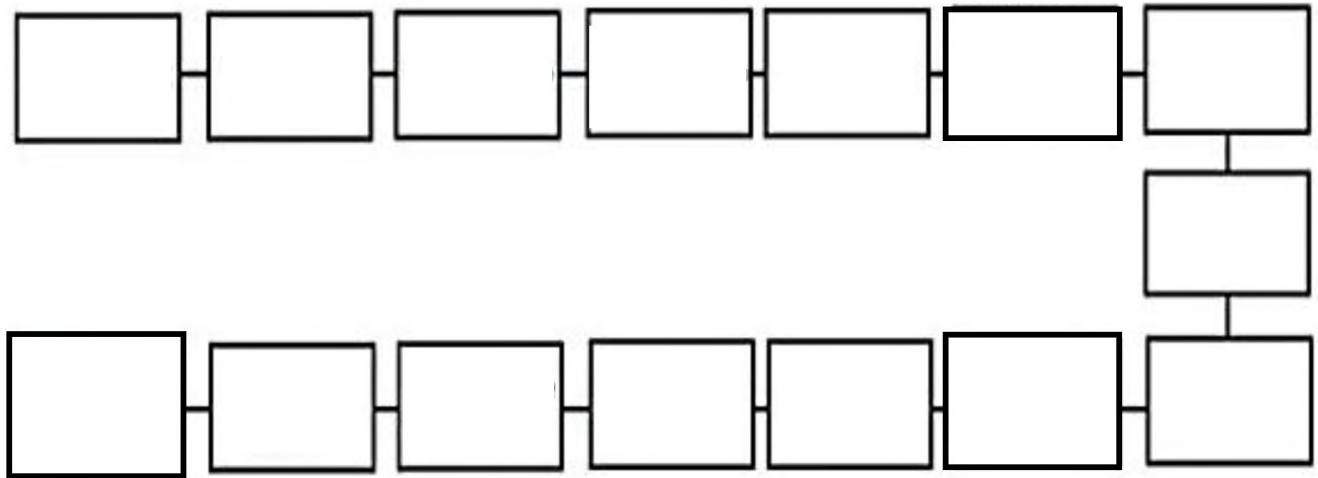


Рисунок 2.3 - Структурна схема CDMA-системи

#### 2.4 Імітаційне моделювання системи зв'язку стандарту CDMA 2000

На рис. представлена імітаційна модель системи зв'язку CDMA 2000 1xRTT, виконана в середовищі simulink matlab.

Модель складається із трьох основних блоків:

- 1 Базова станція (передавач);
- 2 канал;
- 3 мобільна станція (приймач).

Канал має три режими роботи:

- 1 Немає каналу;
- 2 канал із шумами;
- 3 канал із багатопроменевим розповсюдженням.

Мобільний приймач складається з декодера та приймача, які виконують усі операції, необхідні для декодування сигналу.

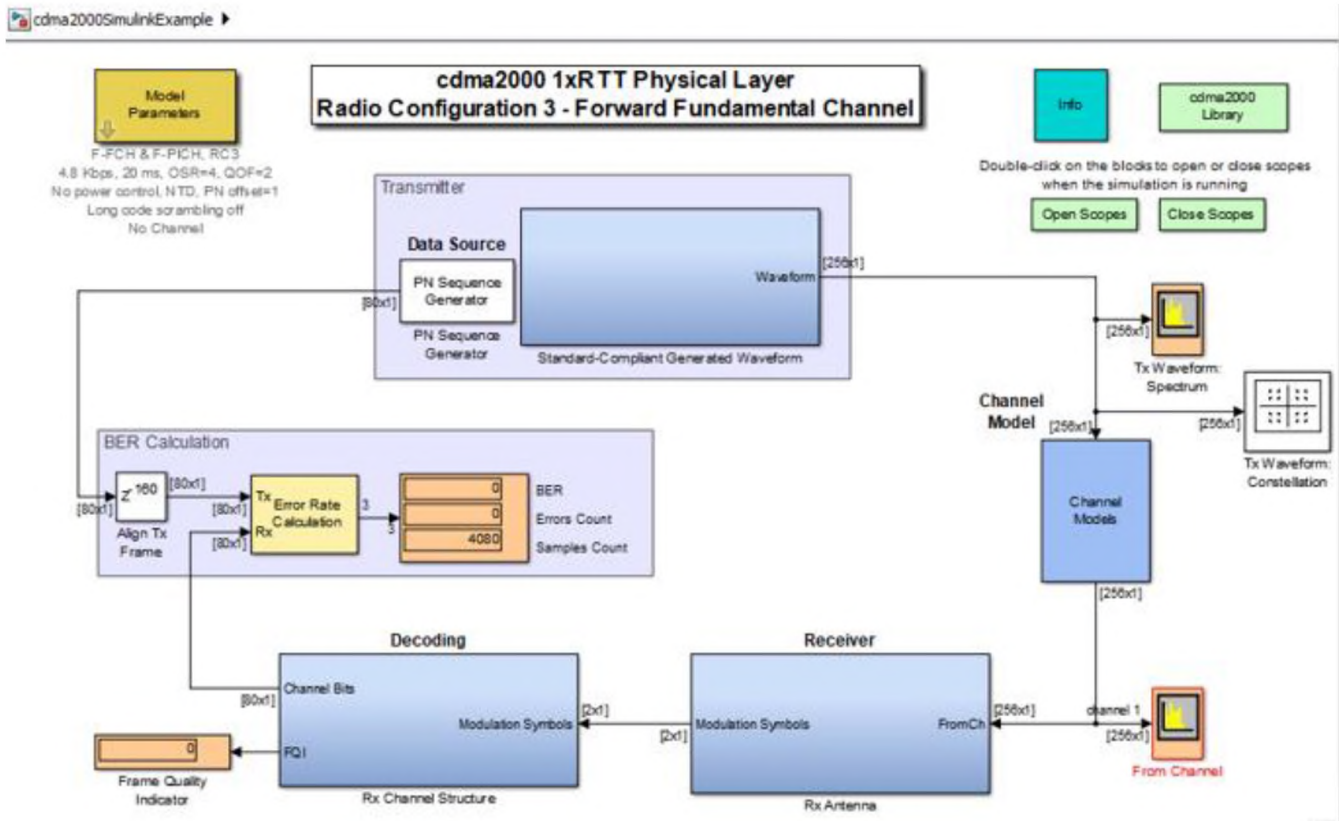


Рисунок 2.4 - Модель CDMA2000 1xRTT

Розгорнута модель передавача представлена на рисунку 2.5.

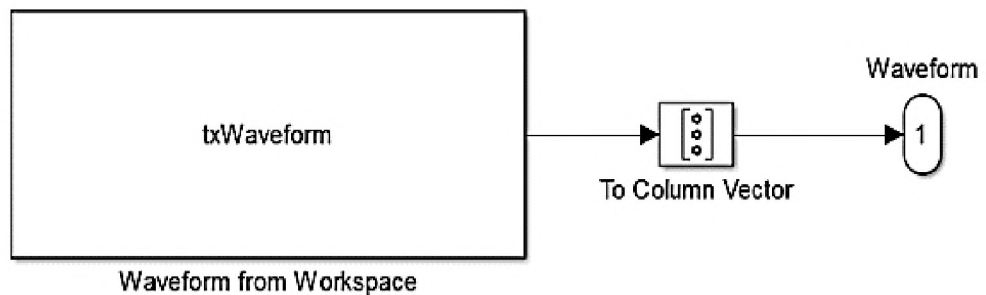


Рисунок 2.5 – Модель передавача

Блок txWaveform містить у собі довгий програмний код, за допомогою якого і генерується сигнал, далі цей сигнал формується у вектор за допомогою блоку To Column Vector. Цей вектор передається каналом і потім надходить у приймач. Розгорнута модель приймача представлена на рисунку 2.6.

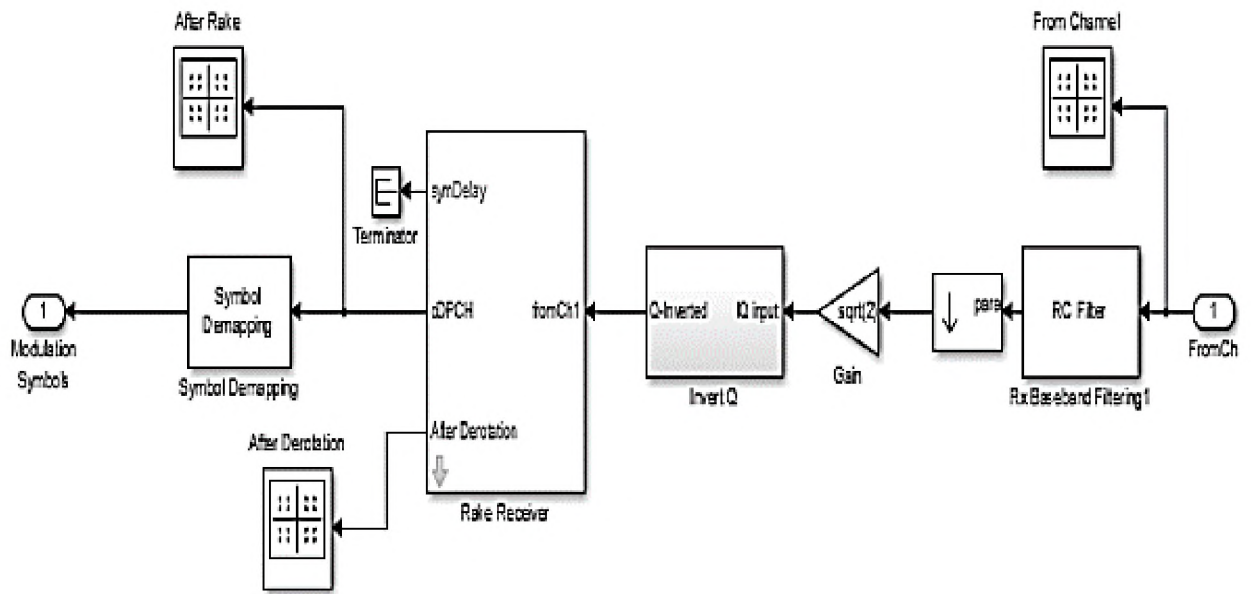


Рисунок 2.6 – Модель приймача

Прийнятий сигнал надходить на фільтр RC Filter, АЧХ якого представлена на рисунку 2.7, і потім посилюється за допомогою блоку Gain в корінь з двох разів, після чого сигнал надходить у блок Invert Q, який поділяє його на реальну та уявну частини, множить уявну частину -1 і потім об'єднує реальну та уявну частини назад. Далі відновлюється сузір'я за допомогою блоку Rake Receiver, після чого сигнал надходить до блоку Symbol Demapping для демодуляції. Отримані символи модуляції надходять на декодер, розгорнута модель якого представлена на рисунку 2.8.

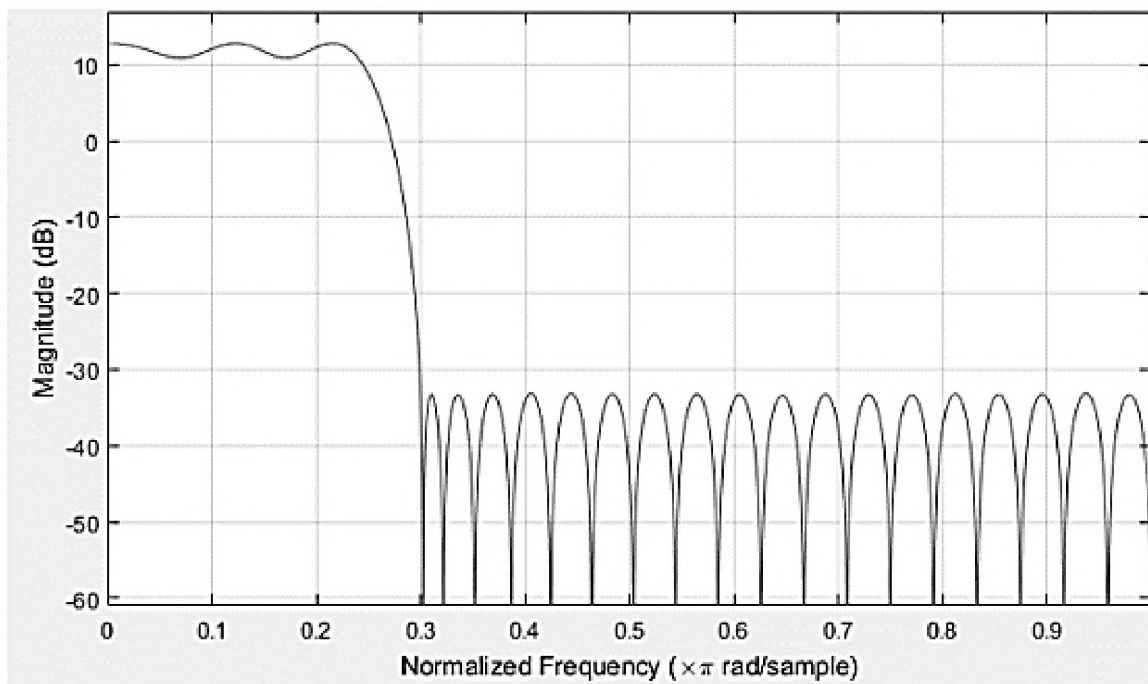


Рисунок 2.7 – АЧХ фільтра приймача

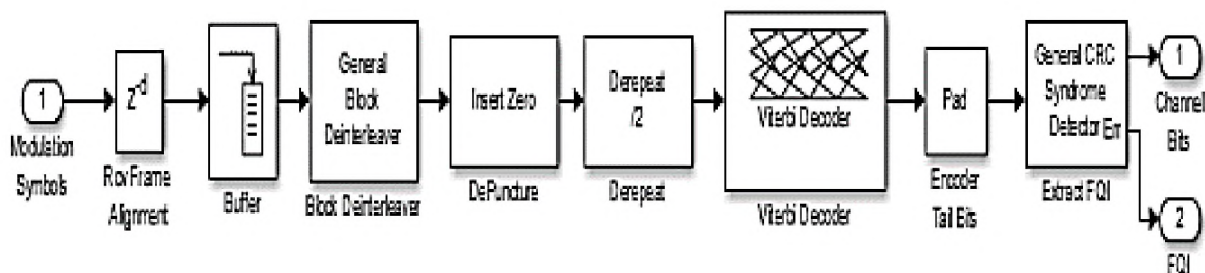


Рисунок 2.8 – Модель декодера

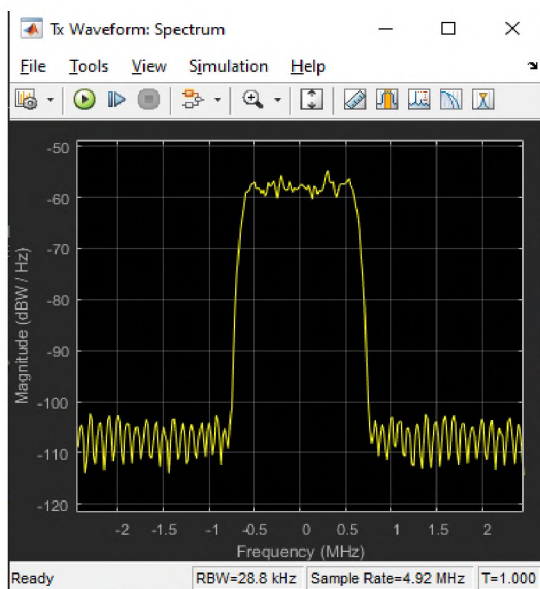
Отримані символи модуляції надходять у блок Rcv Frame Alignment, який є затримкою на 768 тактів, далі символи надходять у блок Buffer для накопичення 768 символів. Накопичені символи надходять у блок Block Deinterleaver для зворотного перемежування, далі дані надходять у блок Insert Zero, який повертає послідовності нулів, замінені на спеціальні символи, далі дані надходять у блок Derrepeat (зворотне перетворення кодів з повторенням з коефіцієнтом повторення 2). Далі дані надходять на декодер Вітербі і нарешті у блок Encoder Tail Bits, який додає нулі або урізує число біт, якщо воно не дорівнює 80.



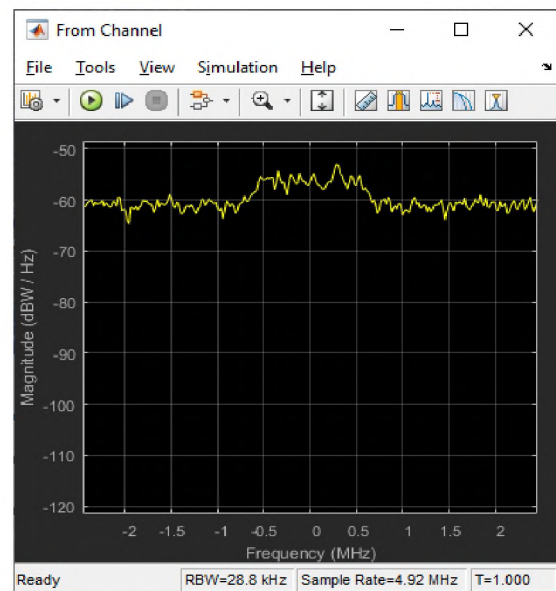
## Параметри моделі

Модель дозволяє змінювати такі налаштування, як швидкість потоку та вид каналу. Залежно від виду каналу можна задавати значення відношення сигнал/шум, а також параметри поширення багатопроменевого сигналу: максимальне доплерівське відхилення частоти, вектор затримки і вектор послаблення/посилення. Довжини векторів визначають кількість променів у каналі.

У блоці Model Parameters у вкладці Channel Settings виберемо Channel Model: AWGN Channel. Встановлюємо відношення сигнал/шум (SNR) 0 дБ. Результат моделювання:

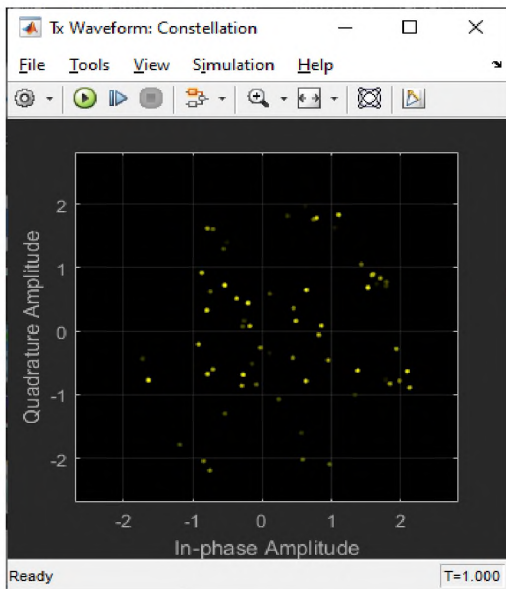


а)

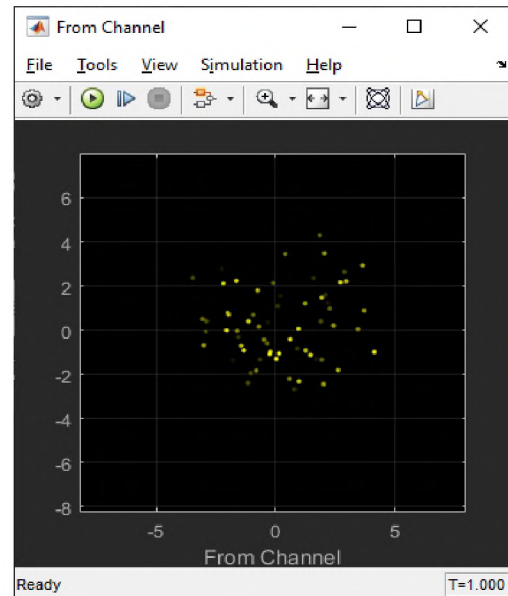


б)

Рисунок 2.9 – Спектр сигналу до (рис. 2.9 а) та після (рис. 2.9 б) каналу при відношенні сигнал/шум 0 дБ



a)



б)

Рисунок 2.10 – Згенерований базовою станцією (рис. 2.10 а) і той, що приймається мобільною станцією після проходження через канал (рис. 2.10 б) сигнал на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 0 дБ

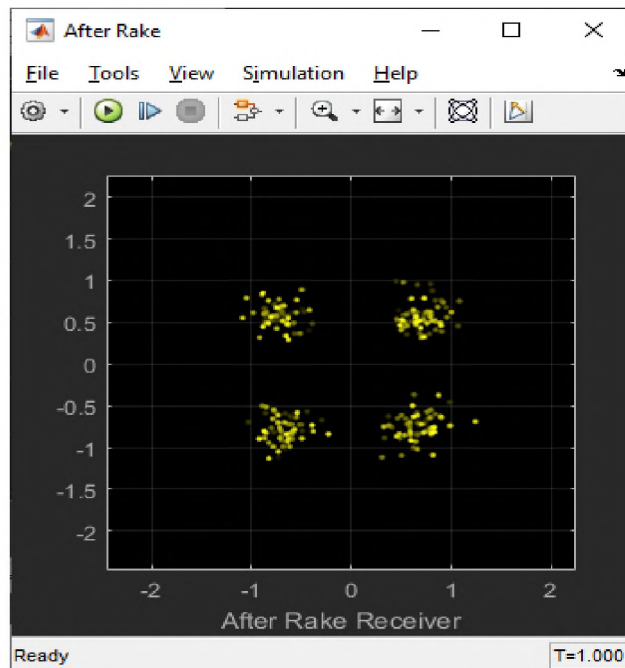


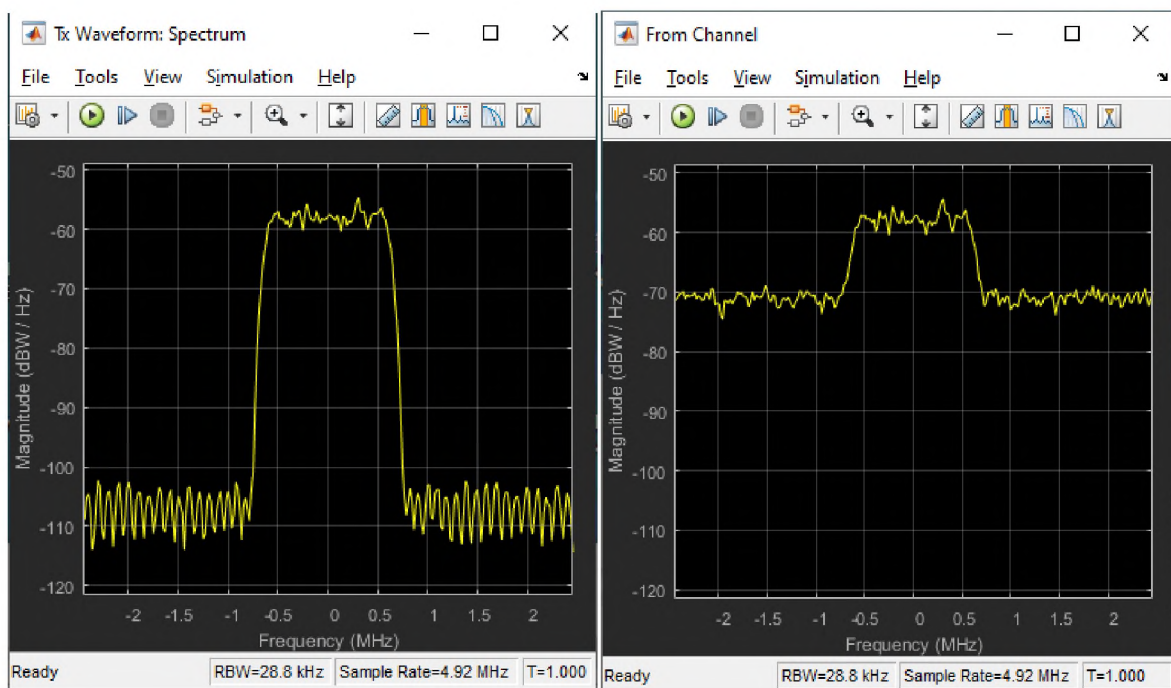
Рисунок 2.11 – Сигнал, декодований мобільною станцією, на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 0 дБ

Компонент розрахунку BER порівнює декодований сигнал та сигнал, згенерований базовою станцією. Якщо BER дорівнює нулю, то сигнал не

зазнав будь-яких змін або помилки вдалося виправити. Сигнал з базової станції перед попаданням в блок розрахунку BER проходить через затримку для того, щоб вирівняти фрейми.

Для відношення сигнал/шум 0 дБ помилка BER дорівнює нулю.

У блоці Model Parameters у вкладці Channel Settings виберемо Channel Model: AWGN Channel. Встановлюємо відношення сигнал/шум 10 дБ. Результат моделювання:



а)

б)

Рисунок 2.12 – Спектр сигналу до (рис. 2.9 а) та після (рис. 2.9 б) каналу при відношенні сигнал/шум 10 дБ

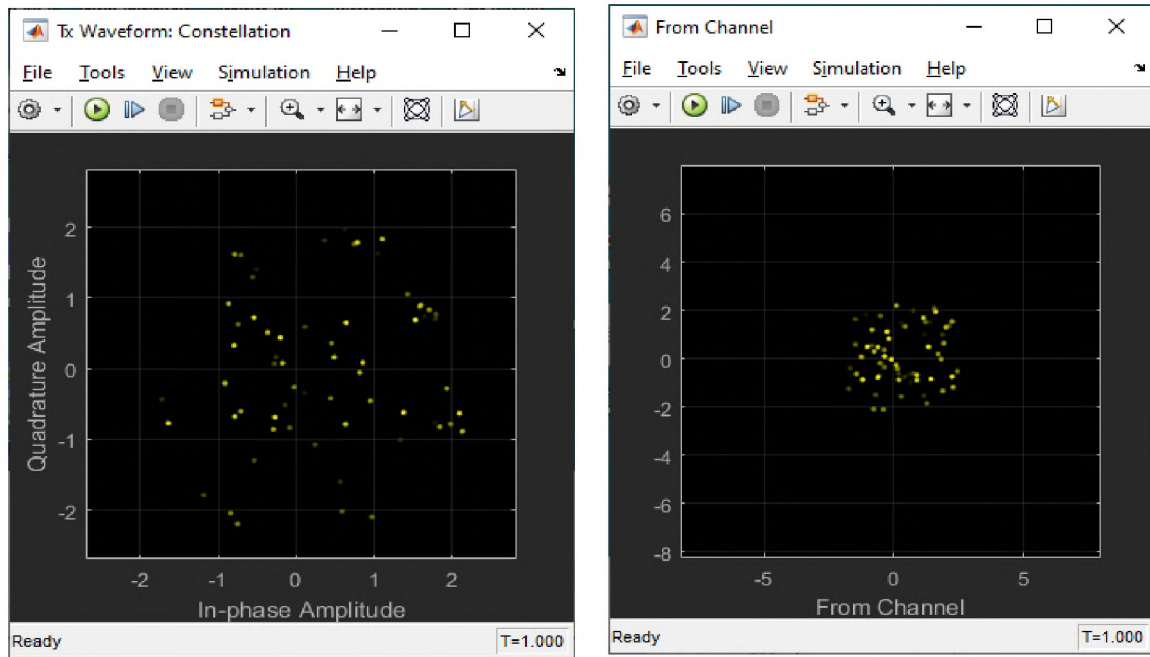


Рисунок 2.13 – Згенерований базовою станцією (рис. 2.10 а) і той, що приймається мобільною станцією після проходження через канал (рис. 2.10 б) сигнал на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 10 дБ

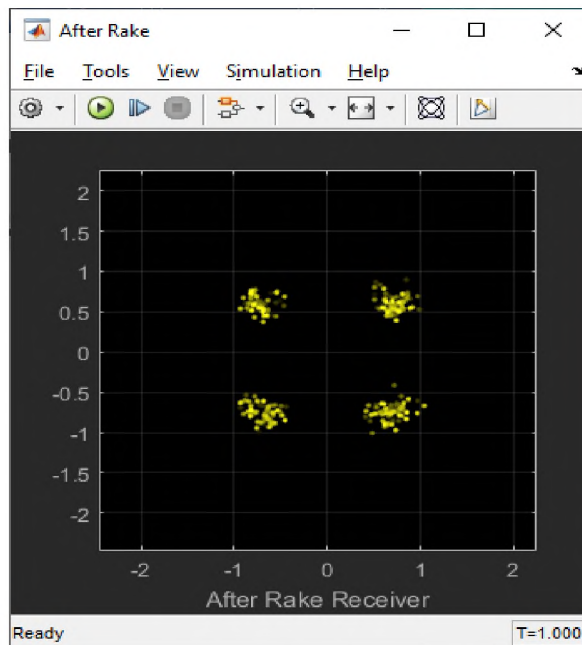


Рисунок 2.14 – Сигнал, декодований мобільною станцією, на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 10 дБ



Для відношення сигнал/шум 10 Дб помилка BER дорівнює нулю.

Змінюючи відношення сигнал/шум у діапазоні -35...0 Дб, побудуємо графік залежності BER від SNR.

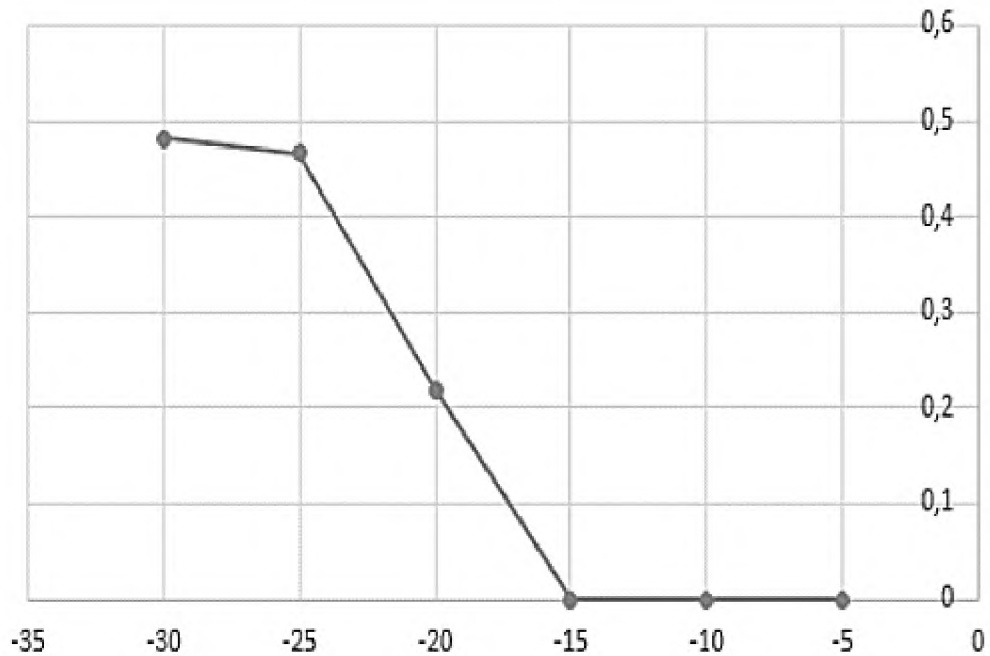


Рисунок 2.15 – Залежність BER від SNR у каналі з шумами

Таблиця 2.1 – Залежність BER від SNR у каналі з шумами

SN	-30	-25	-20	-15	-10	-5
R						
BE	0,48	0,46	0,21	0	0	0
R	14	62	86			

У блоці Model Parameters у вкладці Channel Settings виберемо Channel Model: Multipath Fading Channel.

Встановимо такі параметри:

Максимальний доплер (в герцах)

450

багатопрореневий профіль – Вектор затримки (сек)

[0 260e-9 521e-9 781e-9]

багатопрореневий профіль – Вектор посилення (сек)

[0 -3 -6 -9]

Задані параметри каналу з багатопрореневим розповсюдженням

Відношення сигнал/шум встановимо рівним 0 дБ.

Виконаємо моделювання.

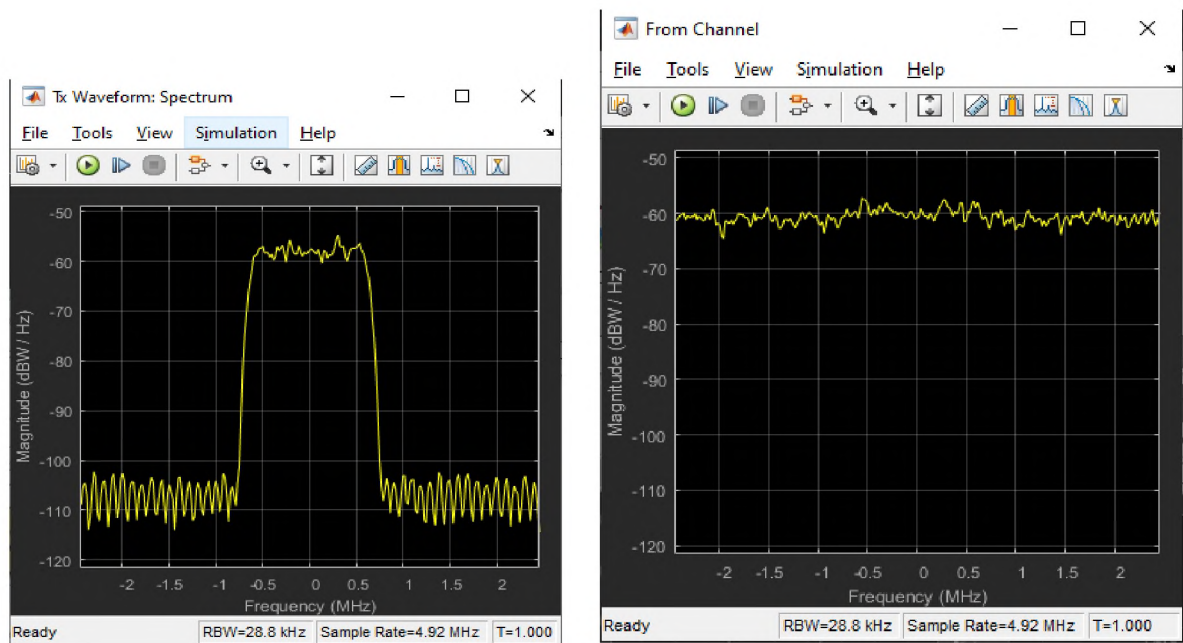


Рисунок 2.17 – Спектри сигналу до та після каналу при відношенні сигнал/шум 0 дБ

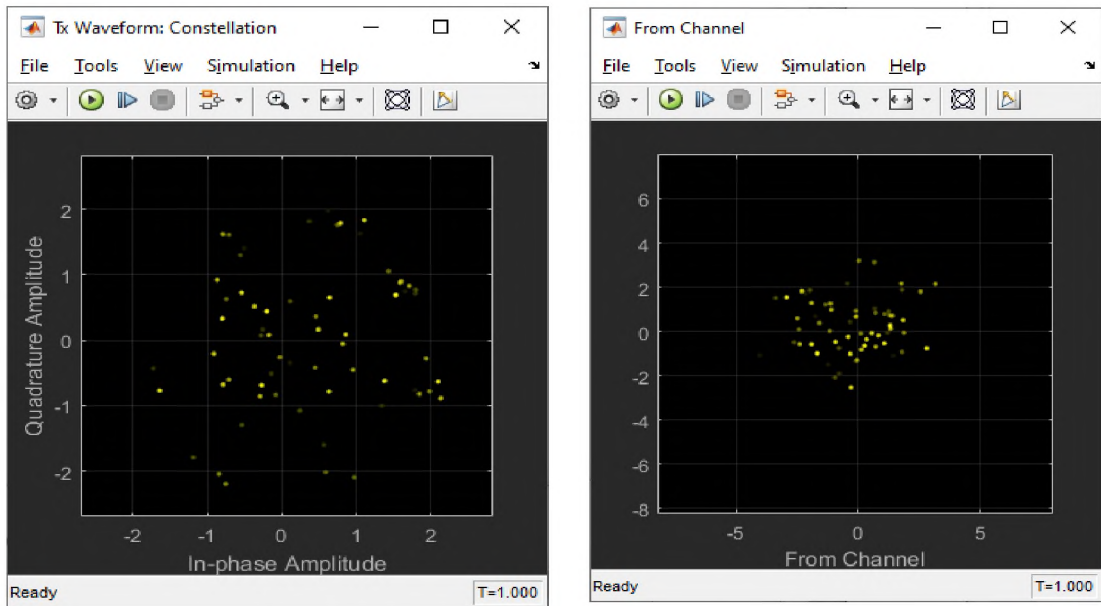


Рисунок 2.18 – Згенерований базовою станцією (рис. 2.18 а) і той, що приймається мобільною станцією після проходження через канал (рис. 2.18 б) сигнал на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 0 дБ

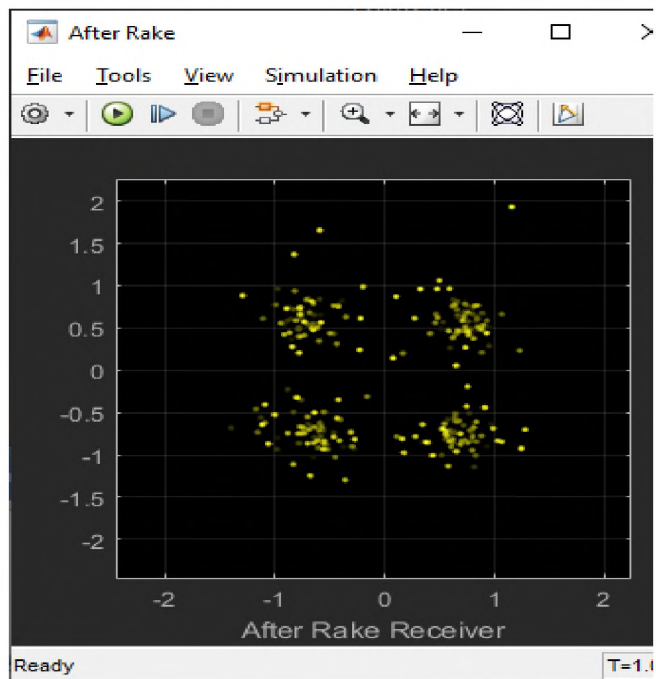


Рисунок 2.19 – Сигнал, декодований мобільною станцією, на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 0 дБ

Встановимо відношення сигнал/шум рівним 10 дБ.

Виконаємо моделювання.

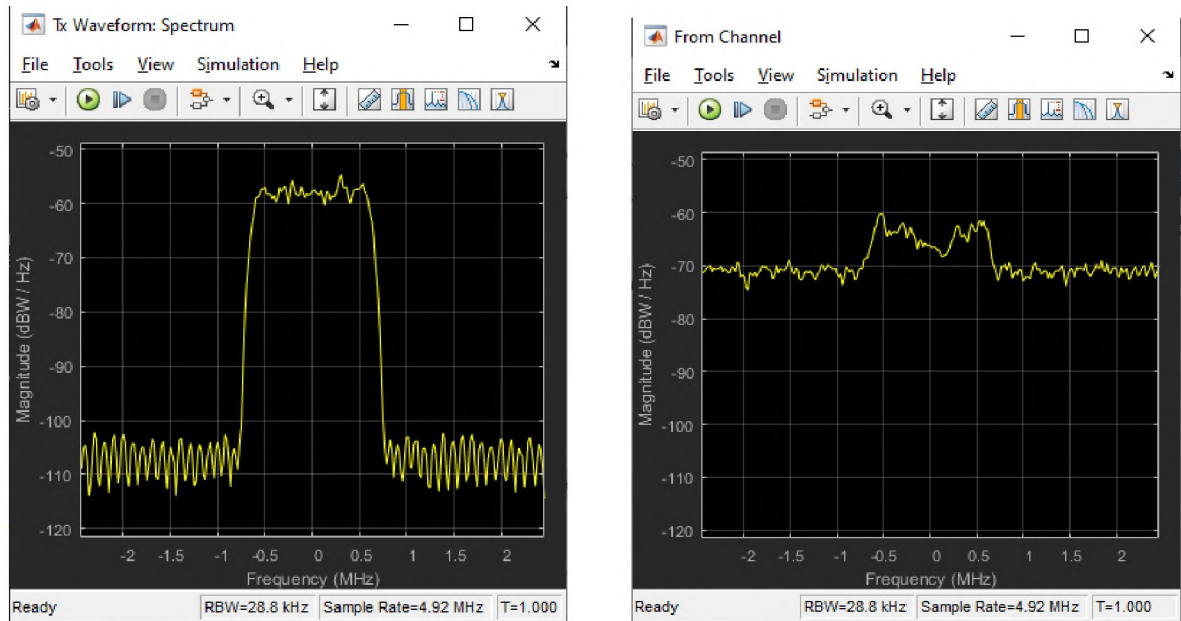


Рисунок 2.20 – Спектри сигналу до та після каналу при відношенні сигнал/шум 10 дБ

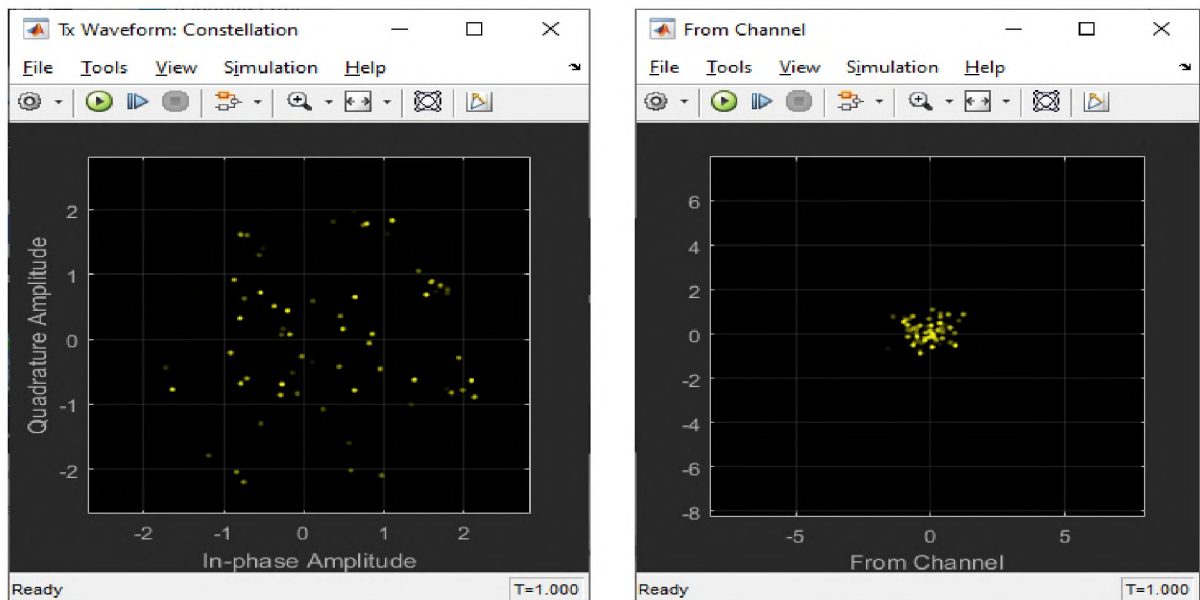


Рисунок 2.21 – Згенерований базовою станцією (рис. 2.21 а) і той, що приймається мобільною станцією після проходження через канал (рис. 2.21 б) сигнал на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 10 дБ

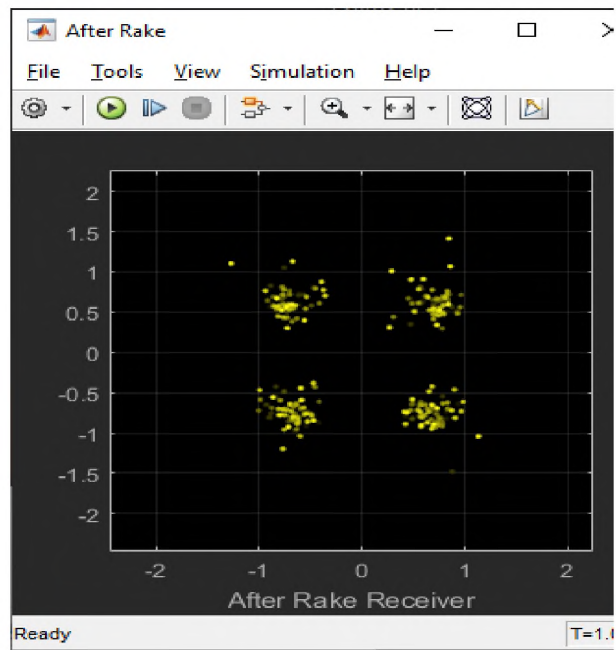


Рисунок 2.22 – Сигнал, декодований мобільною станцією, на I-Q діаграмі при відношенні сигнал/шум 0 дБ

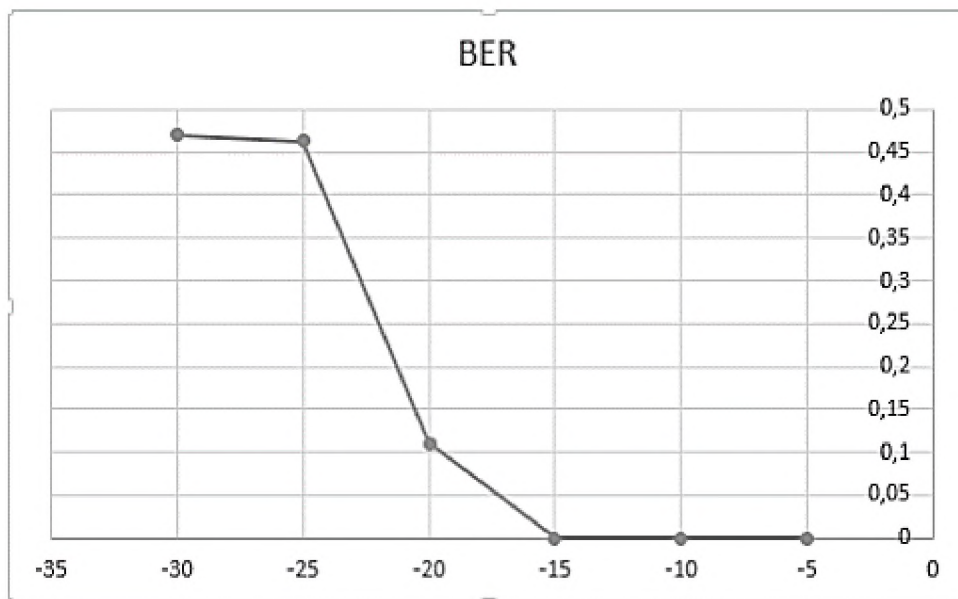


Рисунок 2.23 – Залежність BER від SNR у каналі з багатопроменевим розповсюдженням

Таблиця 2.2 – Залежність BER від SNR у каналі з багатопроменевим розповсюдженням

R	SN	-30	-25	-20	-15	-10	-5
R	BE	0,47	0,46	0,11	0	0	0
		08	37	05			

## 2.4 Висновки

1 Виконано короткий опис моделі CDMA2000

2 Система мобільного зв'язку CDMA2000 має низку переваг: можливість декодувати сигнали при відношенні сигнал/шум менше одиниці, тобто рівень сигналу, що передається, нижче рівня шуму, що робить сигнал скритним, а значить більш захищеним.

3 Сигнал, що формується, можна прийняти і декодувати без помилок навіть за наявності багатопроменевості, однак при великому доплерівському відхиленні частоти і великих затримках, наприклад, 1МГц і 1 мкс помилки будуть навіть при високому відношенні сигнал/шум, наприклад, 40 дБ. Але такі погані характеристики каналу досить рідкісні.

4 Для більшої захищеності в апаратурі стандарту CDMA довгий код формується в результаті декількох послідовних логічних операцій з псевдовипадковою двійковою послідовністю, що генерується в 42-розрядному регістрі зсуву, та двійковою 32-бітовою маскою, яка визначається індивідуально для кожного абонента. Такий регістр зсуву застосовується у всіх базових станціях цього стандарту для забезпечення режиму синхронізації всієї мережі. Довжина M-послідовності при цьому становить 4 398 046 511 103 біт, і якщо її елементи формуються з

тактовою частотою, наприклад, 450 МГц, то період повторення буде становити  $9773,44 \text{ с} = 2 \text{ год } 43 \text{ хв}$ . Це означає, що навіть якщо вдасться засинхронізувати приймач у разі несанкціонованого перехоплення, то, щоб визначити структуру сигналу-носія, необхідно вести спостереження протягом майже 3-х годин, а із застосуванням індивідуальної 32-бітової маски «підслуховування» практично виключено.



### 3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

В цьому проекті розроблено імітаційну модель CDMA-системи мобільного зв'язку. У економічному розділі розраховуються одноразові капітальні витрати на розробку моделі цієї системи.

3.1 Розрахунок капітальних витрат на розробку імітаційної моделі CDMA-системи мобільного зв'язку

3.1.1 Визначення трудомісткості розробки моделі

Трудомісткість створення моделі визначається тривалістю кожної робочої операції, починаючи зі складання технічного завдання й закінчуючи оформленням документації (за умови роботи одного проектувальника):

$$t = tmz + tv + ta + tnp + tonp + td \text{ [год]}. \quad (3.1)$$

де:

$tmz$  – тривалість складання технічного завдання на впровадження методу;

$tv$  – тривалість вивчення технічного завдання (ТЗ) та літературних джерел за темою;

$ta$  – тривалість розробки моделі;

$tnp$  – тривалість модулювання віртуального аналога каналу зв'язку;

$tonp$  – тривалість опрацювання здобутих характеристик;

$td$  – тривалість підготовки технічної документації.

Вихідні дані для визначення трудомісткості створення моделі приведені в таблиці 3.1.



Таблиця 3.1 – Тривалість розробки моделі

$t_{mз}$ , год	$t_{в}$ , год	$t_{а}$ , год	$t_{np}$ , год	$t_{onp}$ , год	$t_{д}$ , год
46	49	70	20	20	30

Розрахуємо трудомісткість розробки моделі за формулою (3.1):

$$t = 45+48+69+19+19+29=235 \text{ [год]}.$$

### 3.1.2 Розрахунок витрат на розробку моделі

Витрати на розробку моделі  $K_{ПЗ}$  складаються з витрат на заробітну платню розробника  $З_{ЗП}$  і вартості витрат машинного часу, що необхідний для опрацювання моделі мережі на ПК  $З_{МЧ}$ :

$$K_{ПЗ} = З_{ЗП} + З_{МЧ} \text{ [грн]} \quad (3.2)$$

Заробітна плата виконавця враховує основну і додаткову заробітну плату, а також відрахування на соціальні потреби (пенсійне страхування, страхування на випадок безробіття, соціальне страхування тощо) і визначається за формулою:

$$З_{ЗП} = t \cdot З_{пр} \text{ [грн]}. \quad (3.3)$$

де:  $t$  – трудомісткість створення моделі;

$З_{пр}$  дорівнює 110 грн/год.

Розрахуємо заробітну платню проектувальника за формулою (3.3):

$$З_{ЗП} = 235 \cdot 110 = 25850,00 \text{ [грн]}.$$

Вартість машинного часу на ПК визначається за формулою:

$$Змч = (t_a + t_{np} + t_{onp} + t_{\partial}) \cdot C_{мч} \text{ [грн]}. \quad (3.4)$$

де:  $C_{мч}$  – вартість 1 години машинного часу ПК, грн/година.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначається за формулою:

$$C_{мч} = P_e \cdot t \cdot C_e + \frac{\Phi_{перв} \cdot H_a}{F_p} + \frac{K_{лнз} \cdot H_{анз}}{F_p} \text{ [грн/год]}, \quad (3.5)$$

де:  $P_e$  – встановлена потужність ПК;

$t$  – трудомісткість створення моделі;

$C_e$  – енерговитрати;

$\Phi_{перв}$  – первісна вартість ПК на початок року;

$H_a$  – річна норма амортизації на ПК;

$K_{лнз}$  – вартість ліцензійного програмного забезпечення;

$H_{анз}$  – річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення;

$F_p$  – річний фонд робочого часу (за 40-годинного робочого тижня).

Енерговитрати розраховуються за формулою:

$$C_e = P_e \cdot C_{кВт} \text{ [грн/год]}, \quad (3.6)$$

де:  $C_{кВт}$  - тариф на електричну енергію.

Розрахунок витрат на розробку моделі зводимо в таблицю 3.2

Таблиця 3.2 – Розрахунок витрат на розробку моделі

$P_e$ , кВт	$C_{кВт}$ , кВт·год	$\Phi_{перв}$ , грн	$H_a$ , частка одиниці	$K_{лнз}$ , грн	$H_{анз}$ , частка одиниці	$F_p$ , год
1,5	1,71	22000,00	0,4	8500,00	0,4	2120,00

Тоді за формулою (3.6) отримаємо розмір енерговитрат:

$$C_e = 1,5 \cdot 1,71 = 2,56 \text{ [грн/год]}.$$

Річна норма амортизації, якщо використовується метод прискорення зменшеної вартості, визначається за формулою:

$$H_a = 2/T \cdot 100\% \quad (3.7)$$

де  $T$  – строк корисного використання ПК, дорівнює 5 років.

Розрахуємо річну норму амортизації за формулою (3.7):

$$H_a = 2/5 \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Строк корисного використання ліцензійного програмування дорівнює 5 років.

Річна норма амортизації на ліцензійне програмне забезпечення визначається за формулою (3.7):

$$H_{анз} = 2/5 \cdot 100\% = 40\% = 0,40 \text{ [частки одиниці]}.$$

Ліцензійне програмне забезпечення, яке використовується в даному випадку Microsoft Windows 7 Professional. Його вартість 8000 грн.

Вартість 1 години машинного часу ПК визначаються за формулою (3.5):

$$Смч = 1,5 \cdot 235 \cdot 1,71 + \frac{22000 \cdot 0,40}{2120} + \frac{8500 \cdot 0,40}{2120} = 608,52 \text{ [грн/год]}$$

Розрахуємо вартість машинного часу за формулою (3.4):

$$Z_{мч} = (70+20+20+30) \cdot 608,52 = 85192,80 \text{ [грн]}.$$

Отже, підставивши отримані результати у формулу (3.2), отримаємо величину витрат на розробку моделі:

$$K_{пз} = 25850 + 85192,80 = 111042,80 \text{ [грн]}.$$

### 3.1.3 Розрахунок капітальних витрат

Загальні капітальні витрати на розробку визначаються за формулою:

$$KЗ = K_{пз} + K_{навч} + K_n \text{ [грн]}, \tag{3.8}$$

де  $K_{навч}$  - витрати на навчання технічних фахівців і обслуговуючого персоналу;

$K_n$  - Витрати на встановлення обладнання та налагодження системи.

Дані про витрати на розробку моделі зводимо в таблицю 3.3

Таблиця 3.3 – Витрати на розробку моделі

$K_{пз}$ , грн	$K_{навч}$ , грн	$K_n$ , грн
111042,80	6400,00	2300,00

Отже, капітальні витрати становлять:

$$KЗ = 111042,80 + 6400 + 2300 = 119742,80 \text{ [грн]}.$$

### 3.2 Висновки

В економічному розділі було розраховано:

- 1 Трудомісткість розробки імітаційної моделі – 235 год;
- 2 заробітна платня проектувальника – 25850,00 грн;
- 3 витрати на розробку моделі – 111042,80 грн;
- 4 Капітальні витрати на розробку імітаційної моделі CDMA-системи мобільного зв'язку - 119742,80 грн.

## ВИСНОВКИ

1 Багатостанційний доступ із кодовим поділом (CDMA – Code Division Multiple Access) – технологія, що використовує для поділу каналів псевдовипадкову послідовність. Передача єдиного об'єднаного потоку здійснюється в одній смузі частот за допомогою одного із видів фазової маніпуляції. Тому системи, що базуються на CDMA, не вимагають поділу смуги частот на окремі канали.

2 При кодовому розділенні смуга частот, яка використовується в радіоканалі, набагато ширша, ніж смуга вихідного сигналу. Цей процес отримав назву *розширення спектра (Spreading Specter)*.

3 Система мобільного зв'язку CDMA2000 має суттєві переваги: можливість декодувати сигнали при відношенні сигнал/шум менше одиниці, тобто рівень сигналу, що передається, нижче рівня шуму, що робить сигнал скритним, а значить більш захищеним.

4 Формований сигнал можна прийняти і декодувати без помилок навіть за наявності багатопроменевості, проте при великому доплерівському відхиленні частоти і великих затримках, наприклад, 1МГц і 1 мкс помилки будуть навіть при високому відношенні сигнал/шум, наприклад, 40 дБ. Але такі погані характеристики каналу досить рідкісні.

5 Для більшої захищеності в апаратурі стандарту CDMA довгий код формується в результаті кількох послідовних логічних операцій з псевдовипадковою двійковою послідовністю, що генерується в 42-розрядному регістрі зсуву, та двійковою 32-бітовою маскою, яка визначається індивідуально для кожного абонента.

6 Капітальні витрати на розробку імітаційної моделі CDMA-системи мобільного зв'язку – 93289,52 грн.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Андреев А.М. CDMA без тайн. // Технологии и средства связи. – 1998, №4. – с.54-57
- 2 Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985
- 3 Poor/Wornel. Wireless Communication: Signal Processing perspectives. 432 p.
- 4 Theodore S. Rappaport. Wireless Communication: Principles and Practice. 656 p
- 5 Бабков В.Ю., Вознюк М.А. и др. Системы связи с кодовым разделением каналов. – СПб.: СПбГУТ, 1999. – 256с
- 6 Смирнов Н.И., Георгадзе С.Ф. Синхронное кодовое разделение абонентских станций: перспективное поколение персональных систем связи. // Технологии и средства связи. – 1998, №4. – с.58-62.
- 7 Безруков А.В. Преимущества и основные параметры цифровых сотовых систем связи стандарта IS-95 (CDMA). // Электросвязь. – 1999, № 12. – с.20-22
- 8 Демидов В.М., Пузинков С.А., Макаров Н.В. Стандарт сотовой связи CDMA. // Вестник связи. – 1997, №7. – с.50-53; №8. – с.49-51
- 9 Прокис Дж. Цифровая связь. - М.: Радио и связь, 2000
- 10 Vijay K. Gard. IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS systems implementation. 446 p.
- 11 Kyoung Il Kim. Handbook of CDMA system design, engineering and optimization. 274 p.

## ДОДАТОК А. Відомість матеріалів дипломної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість листів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат		
2	A4	Список умовних скорочень		
3	A4	Зміст		
4	A4	Вступ		
5	A4	Стан питання. Постановка задачі		
6	A4	Спеціальна частина		
7	A4	Економічний розділ		
8	A4	Висновки		
9	A4	Перелік посилань		
10	A4	Додаток А		
11	A4	Додаток Б		
12	A4	Додаток В		
12		Матеріали дипломної роботи на оптичному носії		Оптичний диск





## ДОДАТОК В Відгук керівника дипломної роботи

### ВІДГУК на дипломну роботу

Студента(ки)

гр.

\_\_\_\_\_ (прізвище, ім'я)

на тему:

Актуальність теми

Повнота розкриття теми

Теоретичний рівень

Практична значущість

Самостійність виконання роботи

Якість оформлення, загальна та спеціальна грамотність

Переваги та недоліки роботи

---

---

---

Загальна оцінка роботи та висновок щодо рекомендації до захисту в ДЕК

---

---

---

Науковий керівник

к.ф.-м.н., професор

(посада)

(підпис)

Гусєв О.Ю.

(ініціали, прізвище)

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2022 р.