**НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ**
**«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ**
**імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»**

**Радіотехнічний факультет**

**Кафедра радіотехнічних систем**

До захисту допущено:
Завідувач кафедри
_____ Сергій ЖУК
«___»_____2023р.

# Дипломна проєкт

**на здобуття ступеня бакалавра**

**за освітньою програмою «Радіотехнічні інформаційні технології»**

**спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»**

**на тему: «Системи аудіо зв'язку у каналах з багатопроменевим розповсюдженням сигналу»**

Виконав:
студент IV курсу, групи РТ-91,
Варванський Олександр Олександрович _____

Керівник:
Доцент, к.т.н, каф. РТС,
Шпилька Олександр Олександрович _____

Рецензент:
Доцент, PhD, каф. РІ,
Сушко Олександр Юрійович _____

Засвідчую, що у цій дипломній роботі немає запозичень з праць інших авторів без відповідних посилань.
Студент _____

Київ – 2023 року

**Національний технічний університет України**

**«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»**

**Радіотехнічний факультет**
**Кафедра радіотехнічних систем**

Рівень вищої освіти – перший (бакалаврський)

Спеціальність – 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

Освітня програма «Радіотехнічні інформаційні технології»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Сергій ЖУК

«___»_____2023 р.

**ЗАВДАННЯ**

**на дипломну проєкт студенту**

**Варванському Олександру Олександровичу**

1. Тема роботи «Системи аудіо зв'язку у каналах з багатопроменевим розповсюдженням сигналу», керівник роботи Шпилька Олександр Олександрович, к.т.н., доцент, затверджені наказом по університету від «30» травня 2023 р. №2061-с

2. Термін подання студентом проєкт 15 червня 2023 року

3. Вихідні дані до проєкту: Система аудіо зв'язку; Приймально-передавальний пристрій;

4. Зміст роботи: Вступ. Сучасні системи аудіо зв'язку. Розробка системи. Розробка структурної схеми приймально-передавального пристрою. Розрахунки енергетики системи. Висновки.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (із зазначенням плакатів, презентацій тощо): структурна схема системи; структурна схема приймально-передавального пристрою; структурна схема приймача.

6. Дата видачі завдання _____22.05.2023_____

Календарний план

| № з/п | Назва етапів виконання дипломної роботи | Термін виконання етапів роботи | Примітка |
|---|---|---|---|
| 1 | Аналіз сучасних систем зв’язку | 22-27.05.2023 | |
| 2 | Аналіз звукових кодерів | 28-31.05.2023 | |
| 3 | Розробка системи | 01-06.06.2023 | |
| 4 | Розробка структурної схеми прийомо-передвального пристрою | 07-13.06.2023 | |
| 5 | Розрахунки енергетики | 14-15.06.2023 | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |
| | | | |

Студент Олександр ВАРВАНСЬКИЙ

Керівник Олександр ШПИЛЬКА

## АНОТАЦІЯ

Дипломний проєкт на тему «Системи аудіо зв’язку у каналах з багатопроменевим розповсюдженням сигналу» виконано на 77 сторінках, що включають 37 ілюстрації, 3 таблиці, 6 додатків, 17 бібліографічних посилань.

Метою даного проєкту є розробка системи аудіо зв’язку яка має вирішити проблему багатопроменевого розповсюдження сигналів в умовах щільної забудови в містах, в гірських умовах, або в місцях з складним ландшафтом.

Для вирішення визначеної мети оглянуто сучасні системи аудіо зв’язку з визначенням необхідних відстанях передачі даних, швидкості передачі, та переваги і недоліки.



Ключові слова: система аудіо зв’язку, кодер звукових повідомлень, багатопроменеве розповсюдження, Rake приймач.



## ANNOTATION

The diploma project on the topic "Audio communication systems in channels with multipath signal propagation" is executed on 77 pages, including 37 illustrations, 3 tables, 6 appendices, 17 bibliographic references.

The purpose of this project is to develop an audio communication system that should solve the problem of multipath signal propagation in dense urban areas, in mountainous conditions, or in places with complex terrain.

To achieve this goal, modern audio communication systems are reviewed with the definition of the required data transmission distances, transmission rates, and advantages and disadvantages.



Keywords: audio communication system, audio message encoder, multipath propagation, Rake receiver.

# Пояснювальна записка
## до дипломного проєкту
## на тему: «Система аудіо зв’язку в каналах з багатопроменевим розповсюдженням сигналу»

Київ — 2023 року

## ЗМІСТ

Перелік скорочень ..... 8

Вступ ..... 9

1 Сучасні системи аудіо зв'язку ..... 11

1.1 Огляд сучасних систем зв'язку ..... 11

1.2 Топологія мережі ..... 16

1.3 Кодери звукових повідомлень ..... 17

1.4 Канал багатопроменевого розповсюдження ..... 20

1.5 Висновки ..... 29

2 Розробка архітектури системи аудіозв'язку ..... 30

2.1 Вибір технології розділення доступу ..... 30

2.2 Методи боротьби з багатопроменевим розповсюдженням сигналів 33

2.3 Топологія системи ..... 45

2.4 Висновок ..... 48

3 Розробка структурної схеми прийомо-передавального пристрою... 50

3.1 Вибір модуляції ..... 50

3.2 Функціональні особливості ..... 57

3.3 Розробка структурної схеми приймально-передавального пристрою 58

3.4 Висновок ..... 59

4 Розрахунок енергетики системи ..... 61

4.1 Розрахунок потужності шумів на вході приймача ..... 61
4.2 Розрахунок потужності сигналу на вході приймача ..... 61
4.3 Розрахунок потужності передавача..... 62
4.4 Моделювання роботи приймача в багатопроменевому каналі .. 63
4.5 Висновки ..... 64
Висновки ..... 65
Використані джерела ..... 66
Додаток А..... 68
Додаток Б ..... 71
Додаток В ..... 72
Додаток Г ..... 73
Додаток Д..... 74
Додаток Г ..... 75

# ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

ЛПВ – Лінія Прямої Видимості

ЛНВ – Лінія Непрямої Видимості

МСІ – Міжсимвольна інтерференція

КФМ – Квадратурна Фазова Модуляція

АБГШ – Адитивний Білий Гаусівський Шум

SNR – Signal Noise Ratio

CDMA – Code Division Multiple Access

БС – Базова станція

# ВСТУП

Історично склалося, що бездротові телекомунікаційні системи зв’язку вже багато років відіграють важливу роль у житті людства. Використання бездротових комунікацій найважливішим є для рятувальних служб, груп правоохоронних підрозділів і комунікації військових підрозділів. Оскільки передача інформації бездротовим шляхом дає можливість не використовувати провідні з’єднання для передачі інформації між пристроями, робить цей вид зв’язку дуже привабливим. На фоні бездротового зв’язку провідні лінії передачі інформації затребують дуже багато ресурсів на проведення цих самих ліній, обслуговування та захист від фізичного втручання зловмисників. Коли в бездротових цифрових телекомунікаційних системах зв’язку не потрібно проводити комунікаційні лінії і може використовуватися криптографічне шифрування для запобігання витоку інформації.

Проте стрімкий розвиток технологій робить бездротову комунікацію доступною кожному, що збільшує потреби швидкості і надійності. Також зростає щільність забудови в містах, наслідком чого є утворення явища багатопроменевого розповсюдження сигналів. Явище можливе внаслідок отримання відбитих хвиль від різноманітних об’єктів або будівель, котрі можуть надходити до приймача з спотвореннями. Спотворенні сигнали можуть бути розпізнанні як сигнал наступних символів, що буде помилковим розпізнаванням. Ці спотворення зменшують швидкість передачі даних, тому для зменшення впливу міжсимвольної інтерференції необхідно використовувати методи боротьби з нею, які компенсую затримки сигналу і його спотворення. Також можливо використовувати кодування каналу для корекції помилок і поліпшення якості передачі інформації.

Метою даної дипломного проєкту є розробка системи зв’язку з використанням методів боротьби з багатопроменевим розповсюдженням сигналів.

Предметом дослідження є методи обміну та обробки інформаційних послідовностей в сучасних системах аудіо зв’язку.

Об’єкт дослідження – явища багатопроменевого розповсюдження каналу зв’язку в системах бездротового аудіо зв’язку, внаслідок обміну інформацією в умовах міської забудови.

# 1 СУЧАСНІ СИСТЕМИ АУДІО ЗВ'ЯЗКУ

На сьогоднішній день доступно для придбання і вільного користування безліч готових систем аудіо зв'язку. Системи виробляються з використанням різних технологій і під певні умови середовища розповсюдження сигналу. Мають різну вартість, залежно від якості використаних складових.

В цьому розділі мною було розглянуто декілька Розглянемо декілька найбільш популярних систем, котрі зараз використовуються в повсякденному житті.

## 1.1 Огляд сучасних систем зв'язку

### 1.1.1 Motorolla DP1400

Системи зв'язку виробника Motorolla завжди виконувались з використанням якісних модулів, що надавало приємний досвід користування станціями. Однією з найбільш на сьогоднішній день популярних є – Motorolla DP1400. На рис. 1.1 показаний зовнішній вигляд радіостанції [1].

Рисунок 1.1 — Зовнішній вигляд Motorolla DP1400

Дана система аудіо зв'язку має можливість використовувати два режими аналогової і цифрової передачі голосу з використанням кодеру звукових

повідомлень розширеного багатодіапазонного збудження ( з англ. – AMBE +2). Розділення доступу до каналу зв’язку відбувається за часовими проміжками як в стандартних раціях ( часове розділення доступу, з англ. – TDMA ). З можливістю швидкої зміни батареї живлення.

Цифровий аудіокодек AMBE +2 дає можливість оцифровувати людський голос з частотою дискредитації 8-10 кГц зі необхідної швидкістю передачі каналу від 2 кбіт на секунду і до 9,6 кбіт на секунду.

Пристрій має можливість використовувати робочі частоти метрового діапазону хвиль – 136-174 МГц, і в режимі ультра високого діапазону від 403МГЦ до 470МГц. Для перемикання частотних каналів станція має можливість використовувати різний крок частоти – 12,5; 20; 25 кГц, і, потужністю передавача від 1 до 5 Вт, що забезпечує відношення сигналу до шуму приблизно 15дБ.

Переваги:

- Надійність;
- Підтримка аналогового і цифрового зв’язку;

Недоліки:

- Застаріла технологія розділення доступу;
- Висока вартість;
- Доступність компрометації інформації;
- Мала якість голосу як для сучасної системи зв’язку;

### 1.1.2 Yaesu VX-6R

Пристрій зв’язку виконаний більш портативним відносно аналогів, отримав рідко-кристалічний екран і отримав набагато більше програмованих кнопок. На рис. 1.2 показаний зовнішній вигляд радіостанції.

Рисунок 1.2 — Зовнішній вигляд Yaesu VX-6R

Робочий діапазон частоти станції знаходиться в межах між 140-174 МГц і 400-470 МГц. При цьому потужність передачі може сягати до 5 Вт.

В цій системі зв’язку також використовуються вокодер сімейства AMBE.

Переваги:

- Надійність;

Недоліки:

- Застаріла технологія розділення доступу;
- Висока вартість;
- Доступність компрометації інформації;
- Мала якість голосу як для сучасної системи зв’язку;

### 1.1.3 Baofeng BF-A58

Дана модель принципово відрізняється від попередніх варіантів систем зв’язку тим, що є бюджетною, хоча включає в собі LCD екран і програмуючі кнопки.

Мала вартість дає цій системі велику популярність. Під час користування це помітно в якості її технічних характеристик. На рис. 1.3 показаний зовнішній вигляд радіостанції.

Рисунок 1.3 — Зовнішній вигляд Baofeng BF-A58

Пристрій може використовувати в режимі метрового діапазону хвиль частоти 136-174 МГц і в режимі ультра високого діапазону від 403МГЦ до 52-МГц. На відміну від попередніх прикладів, має набагато менші кроки зміни частоти – від 2,5 до 50 кГц. В цій системі зв’язку є потужність передавача може використовуватись  1000, 3000, 5000 мВт, що є схожими потужностями [2].

При таких параметрах максимальною дальністю виробником заявлено сім кілометрів. Отже, ця радіостанція є надійною бюджетною версією пристроїв попередників.

Переваги:

- Надійність;
- Низька вартість;

Недоліки:

- Застаріла технологія розділення доступу;
- Доступність компрометації інформації;
- Мала якість голосу як для сучасної системи зв’язку;

### 1.1.4 TYT MD-UV390 DMR GPS

Дана станція зв’язку принципово відрізняється від конкурентів тим, що додана функція використання GPS і покращеною волого стійкістю. Станція також використовує діапазону хвиль частоти в межах від 136 до 174 МГц. Має

можливість запрограмувати одну тисячу каналів. Ширина каналу для аналогової передачі сягає 12,5; 20; 25 кГц, в той час як для цифрової передачі сигналу всього лише одна доступна частота – 12,5 кГц. На рис. 1.4 показаний зовнішній вигляд радіостанції[3].

Рисунок 1.4 — Зовнішній вигляд TYT MD-UV390 DMR GPS

Станція використовує систему заглушення перешкод з неперервним тональним кодуванням, не нижче 300 Гц, для аналогової передачі, і, систему цифрового кодування для кодування слів, і усі закодовані слова можуть використовуватись в каналі без перешкод.

Переваги:

- Надійність;
- Можливість використовувати аналоговий і цифровий зв’язок;
- Можливість отримання місцезнаходження з GPS;

Недоліки:

- Застаріла технологія розділення доступу;
- Висока вартість;
- Доступність компрометації інформації;
- Мала якість голосу як для сучасної системи зв’язку;

## 1.2 Топологія мережі

Для побудови мереж зв’язку існує багато способів з’єднання мережевих пристроїв. Найбільш часто впроваджують декілька типів топології: зірка, шина, кільце, дерево. На рис. 1.5 зображені ці типи топології мереж [4].

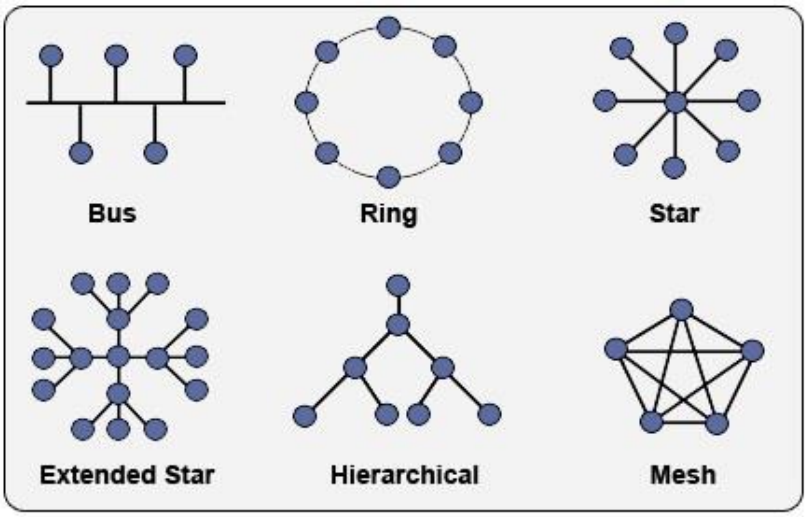



Рисунок 1.5 — Різни типи топології мережі

Зіркова топологія являє собою централізовану мережу, де один центральний вузол оперує інформацією усіх пристроїв які до нього під’єднанні. Ця топологія має найкращі характеристики порівняно з іншими типами.

Топологія шина являє собою лінію єдиного комунікаційного каналу, до котрого під’єднанні  усі пристрої. Головним недоліком цієї мережі є те, що повідомлення розповсюджуються усім користувачам комунікаційного каналу.

Кільцева топологія являє собою вузли мережі які утворюють кільце, де кожен вузол підключений до двох сусідніх вузлів. Дані передаються по колу в одному напрямку, поки не досягнуть вузла призначення.

Деревоподібна топологія: У цій топології вузли мережі організовані у вигляді ієрархічної структури, схожої на дерево. Є батьківські вузли, які з'єднані з дочірніми вузлами, і так далі. Цей тип топології часто використовується в крупних мережах, де потрібно керувати інфраструктурою з багатьма вузлами.

Сучасні мережі мобільного зв’язку як правило мають змішану топологію мережі. Базові станції використовують зіркову топологію, що забезпечує зв’язком усі клієнтські пристрої, котрі входять в радіус дії станції. Для з’єднання базових станцій між собою використовують топологію ієрархічного дерева, і, з’єднуються з серверами передачі, збереження і обробки інформації. На рис. 1.6 зображена топологія стільникового зв’язку технології GSM [5].

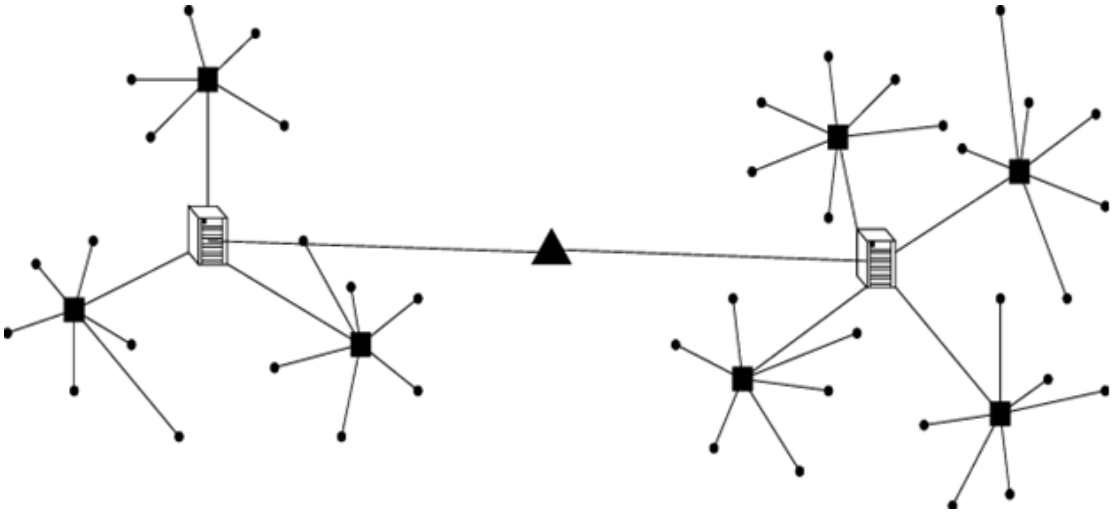


Рисунок 1.6 — Топологія мережі технології GSM

де – сервер зберігання і обробки інформації певного ділянки стільникової мережі, – кожному чорному квадрату відповідає базова станція стільникового зв’язку, а кожна чорна крапка – клієнтській пристрій зв’язку, трикутник – лінія зв’язку між операторськими серверами оброблення даних.

Тому для побудови надійної і якісної мережі необхідно використовувати змішаний вид топології, адже кожен має недоліки і переваги у певних умом. Найбільш кращим методом для системи аудіо зв’язку є використання змішаної топології зірки для пристроїв користувачів і ієрархічного дерева для базових станцій.

## 1.3 Кодери звукових повідомлень

Оптимізація передачі інформації, а в даній конкретній ситуації – голос, потрібно використовувати методи які забезпечують найбільш оптимальні умови. Так для передачі людського голосу використовуються кодери звукових повідомлень. Голос одразу передається в кодер звукових повідомлень і

стискається за в набагато меншу інформаційну послідовність, що дає можливість використовувати набагато менші бітрейти для передачі якісного голосу.

В системах зв’язку використовують кодери звукових повідомлень родини AMBE, виробника Digital Voice Systems. На рис. 1.7 зображений зовнішній вигляд мікросхеми вокодеру AMBE+2, яка використовується в сучасній системі Motorolla DP1400 [6].

Рисунок 1.7 — Зовнішній вигляд вокодеру AMBE від Digital Voice Systems

Даний аудіокодер має особливу задачу оптимізації задля використання в умовах аналогового модуляції і може забезпечувати мінімальну затримку під час стиснення звуку з швидким бітрейтом 2 кбіт в секунду.

Проте використання даного кодеру накладає великі коштові затрати на розробки, що можна уникнути використовуючи альтернативні методи кодування звукових повідомлень.

Варіантів альтернативних звукових кодерів досить велика кількість, але особливо виділяються своєю популярністю програмні методи стиснення аудіо. Програмні алгоритми кодування як правило поділяються на два типи алгоритму: з втратами і без втрат.

Сімейство кодерів з втратами стискають аудіо файл втрачаючі певну кількість інформаційних бітів без можливості відновлення до початкової форми. Головним плюсом є те, що цей формат стискання з втратами може досягати значно високих показників компресії аудіофайлів. Головною особливість полягає у тому, що під час стискання відкидаються некритичні частки аудіо, котрі людина не має змоги чути. Найбільш відомими представниками цього сімейства кодерів є – MP3, AAC, WMA, Ogg Vorbis.

MP3 ( з англю. – MPEG Audio Layer III ) – є одним з найбільш поширених широко використовуваних аудіокодерів в сучасності. Він забезпечує якісне звучання шляхом видалення зайвої інформації з файлу, що не впливає на сприйняття звуку людиною. Тому використання даного кодеку поширено більше для збереження музики на пристроях [8].

AAC (з англ. – Advanced Audio Coding) – другий за поширеністю серед аудіокоедків з втратами. Є стандартом для стиснення аудіофайлів на багатьох платформах. Він забезпечує кращу якість звучання за такою ж бітової швидкості в порівнянні з MP3, що робить цей кодер більш кращим. Як правило цей кодер звукових повідомлень використовується для стрімінгових сервісів і зберігання музики високої якості [9].

Другим сімейством звукових кодерів є кодери без втрат, або з дуже малими втратами. В цих кодерах виконується стиснення майже як звичайна архівація, подібно до стискання файлів архіватором. Таким чином якість звучання залишається на дуже високому рівні, але за це потрібно платити розмірами стиснутих файлів. Параметр розміру стиснутих файлів значного програє розміру файлів формату з втратами. Найбільш відомими представниками цього сімейства кодерів є – FLAC, Monkey’s Audio, ALAC, WavPack.

FLAC ( з англ. – Free Lossless Audio Codec) – представник аудіокодеків без втрат, який дозволяє стискати аудіофайли зберігаючи усі аудіодані і дає можливість повного відтворення оригінального звуку після декомпресії. Даний кодер є безкоштовним і крос-платформиним, що дозволяє

використовувати його в будь яких операційних системах і аудіоплеєрах [10]. Порівняння характеристик раніше згаданими кодерами на табл. 1.1.

Табл. 1.1 Порівнянняльний аналіз звукових кодерів

| **Аудіокодек** | **AMBE** | **FLAC** | **MP3** | **AAC** |
|---|---|---|---|---|
| Частота дискредитації (кГц) | 8 – 10 | 1 – 655 | 8 – 48 | 8 – 192 |
| Бітрейт (кбіт/с) | 2 – 3 | 128 – 10480 ( стерео ) | 8 – 320 ( стерео ) | 8 – 529 ( стерео ) |
| Розмір файлу 1 хвилини ( кбіт ) | 15 – 25 | 960 – 78600 | 60 – 2400 | 60 – 3967 |
| Вартість | ~100$ | Безкоштовно | Безкоштовно | Безкоштовно |
| Відгуки Користувачів | 9/10 | 9/10 | 7/10 | 8/10 |

Отже, для використання в бездротовій системі аудіо зв’язку доцільно буде обрати AAC. Проте замість двоканального ( стерео ) AAC можливо використовувати одноканальне моно-звучання. Бітрейт якого буде дорівнювати 4 кбіт на секунду, але з запасом візьмемо бітрейт 8 кбіт на секунду.

## 1.4 Канал багатопроменевого розповсюдження

В повсякденному житті використання засобів зв’язку є буденністю і вона відіграє важливу роль. За допомогою систем зв’язку ми здатні передавати і отримувати інформацію на великих відстанях. Забезпечення миттєвого обміну даних, голосом та відео. Проте, у світі зі постійним збільшенням вимог до якості зв’язку, стикаємося з все більшою кількістю викликів. Одним з найбільш складних завдань у сучасних системах зв’язку є контролювання проблем пов’язаних з розповсюдженням радіохвиль.

Тема багатопроменевого розповсюдження є однією з найголовніших факторів, що впливає на якість сигналу. Оскільки фізичні властивості радіохвилі зі збільшенням частоти стають подібними на частку, а в цифрових

системах зв’язку, на прикладі сучасних телефонних систем, використовується частота в діапазоні від 400 МГц до 5 ГГц і більше. Ця особливість використовується в точках бездротового доступу, оскільки таким чином завади для інших бездротових точок доступу зменшується з відстанню. На рис. 1.8 зображено розповсюдження сигналу для 900 Мгц (802.11ah), 2.4 ГГц (802.11n), 5 ГГц (802.11ac) [11].

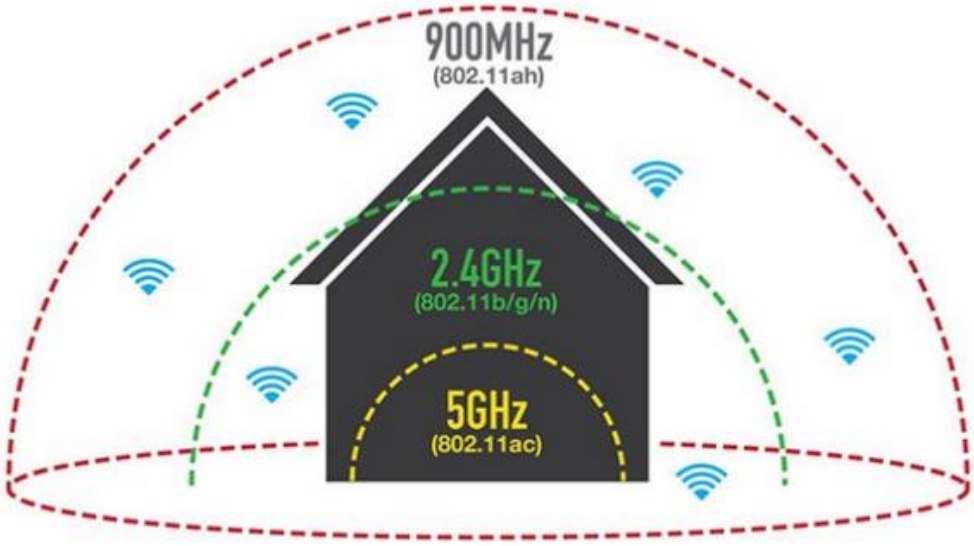



Рисунок 1.8 — Схематичне зображення розповсюдження сигналів в мережах стандарту 802.11

Навіть під час знаходження поблизу стільникової станції в реальних умовах можливе отримання спотвореного голосу, затримок відео, довгих завантажень інформації, або навіть критичних помилок. На рис. 1.9 зображено схематичне розповсюдження високочастотних сигналів в каналі за багатопроменевістю.

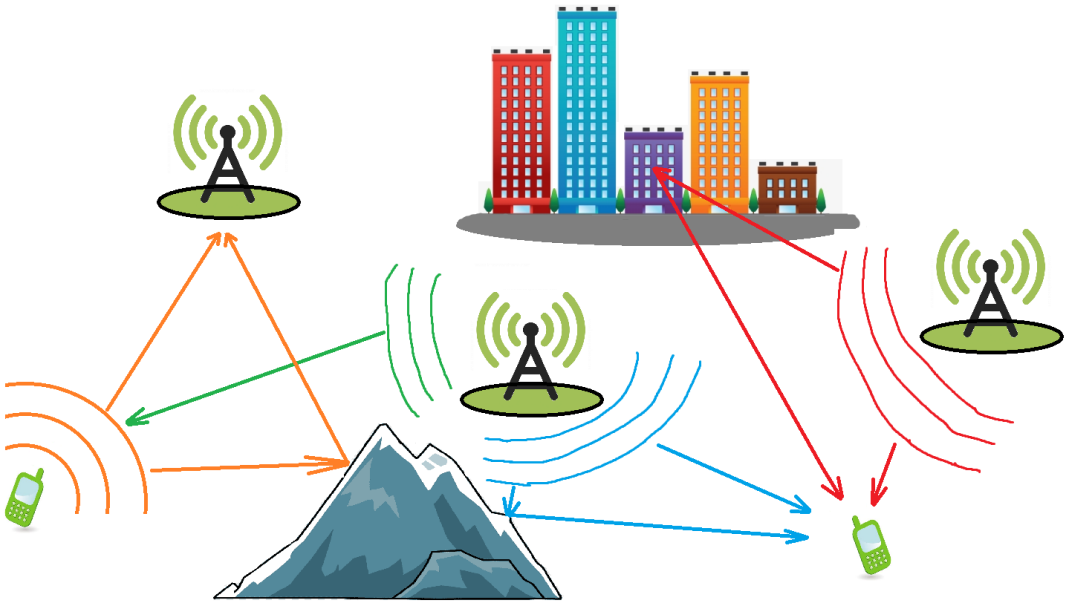


Рисунок 1.9 — Схематичне зображення багато променевого розповсюдження

Однією з причин спотворень може бути багатопроменеве розповсюдження сигналу. Відбувається це оскільки радіохвиля розповсюджується у всіх напрямках. Таким чином вона має можливість відбиватися від перешкод на своєму шляху і так, що буде направлена на антену приймача[12].

Негативний вплив багатопроменевого розповсюдження призводить до значного збільшення помилок інформаційних послідовностей, що є прямим впливом на якість з'єднання порівняно від каналу зв'язку без затриманих сигналів. Приклад порівняння розповсюдження без та з багатопроменевим розповсюдженням наведений на рис. 1.10.

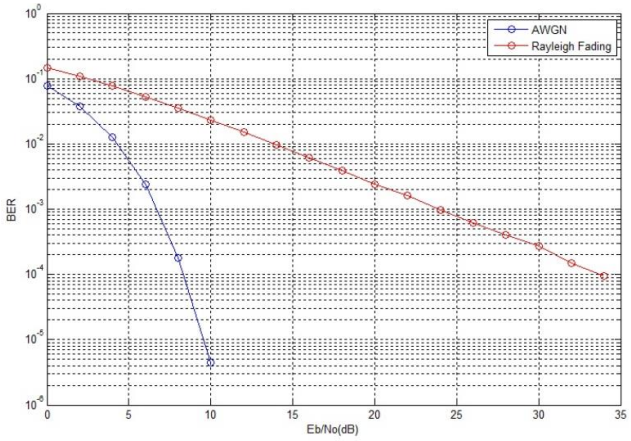



Рисунок 1.10 — Порівняння якості з'єднання каналів зв'язку з багатопроменевим розповсюдженням і без

З рис 1.10 видно, що графік сигналу за наявністю виключно АБГШ має ймовірність помилки 1е-5 при відношенні сигналу до шуму 9 дБ. Графік сигналу з багатопроменевим розповсюдженням навіть за якістю в 30 дБ досягає ймовірності помилки тільки в 1е-3. Таким чином явище є особливо важливим в умовах щільної забудови, рекламних щитів, або серед великої щільності дерев, тому необхідно використовувати методи боротьби з багатопроменевим розповсюдженням.

На рис. 1.11 можна побачити схематичне зображення розповсюдження сигналу прямої видимості (*Лінія прямої видимості, з англ. – LOS*) від передавача і відбитого від перешкоди сигналу непрямої видимості (*Лінія непрямої видимості, з англ. – NLOS*), за умови відбивання від перешкоди на своєму шляху і подальшого направлення відбитої радіохвилі у бік приймальної антени.

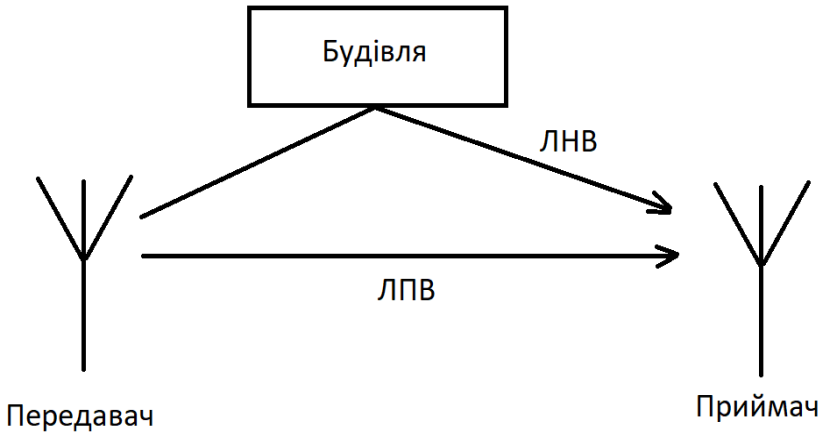



Рисунок 1.11 — Схематичне зображення проходження сигналу в каналі з багатопроменевим розповсюдженням

За умови, якщо надіслати один ідеальний імпульс до приймача, то його можна записати як дельта функція Дірака у момент часу *t* (1.1).

$$x_{ЛПВ}(t) = \delta(t) \qquad (1.1)$$

де *δ(t)* – сигнал прямої видимості.

Тоді вираз для лінії непрямої видимості приймає наступний вигляд (1.2):

$$x_{ЛНВ}(t) = \alpha\delta(t - \tau) \qquad (1.2)$$

де *δ(t)* – сигнал прямої видимості, *τ* – час затримки відбитого сигналу, *α* – комплексна амплітуда.

Отже, виходячи з визначення сигналів прямої та непрямої видимості на вході приймача отримуємо суму цих двох сигналів (1.3):

$$\mathrm{Rx(t)} = \delta(\mathrm{t}) + \alpha\delta(\mathrm{t} - \tau) \qquad (1.3)$$

Відповідно до запису (1.3) отримуємо імпульсну характеристику каналу з багатопроменевим розповсюдженням на рис. 1.12:

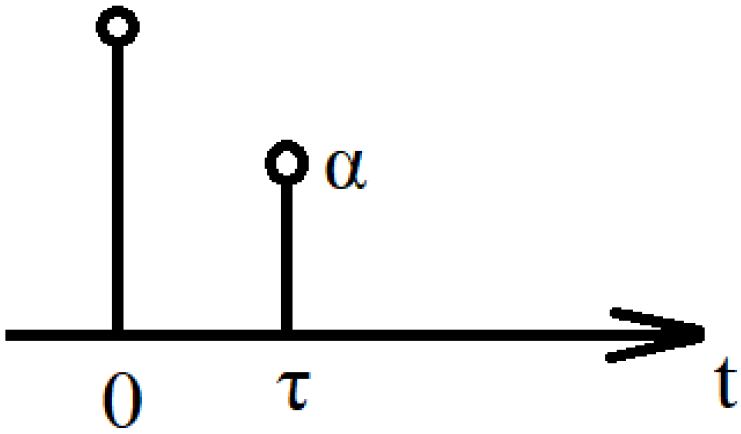



Рисунок 1.12 — Імпульсна характеристика каналу зв’язку

Проте відбитих сигналів від об’єктів може бути отримано більше двох, і кожен отриманий сигнал може надходити у різний час. Відповідно до цього прийнятий приймачем сигнал визначається як (1.4):

$$\mathrm{Rx}(t) = \sum_{\mathrm{n}=0}^{\mathrm{N}-1} \alpha_{\mathrm{n}}\delta(\mathrm{t} - \tau_{\mathrm{n}}) \qquad (1.4)$$

де $N$ – кількість прийнятих сигналів, $\alpha_n$ комплексна амплітуда, $\tau_n$ – це затримка відповідно до шляху.

За імпульсною характеристикою каналу зв’язку на рис. 1.2, випливають декілька випадків приймання сигналу залежно від значення затримки $\tau$:

- Коли затримка достатньо велика через що затриманий сигнал надходить як нова інформаційна послідовність. Приклад такої затримки на рис. 1.13:

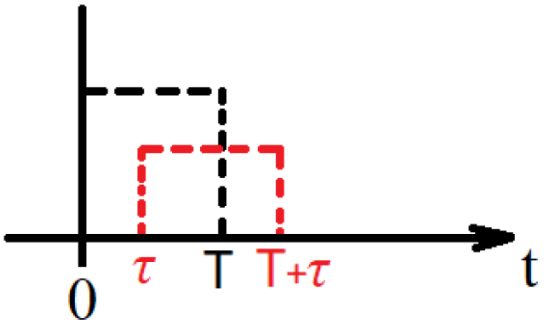



Рисунок 1.13 — Основний сигнал і його затримана копія

- Коли затримка призводить до накладання сигналів прямої і непрямої видимості. Приклад такої затримки на рис. 1.14:

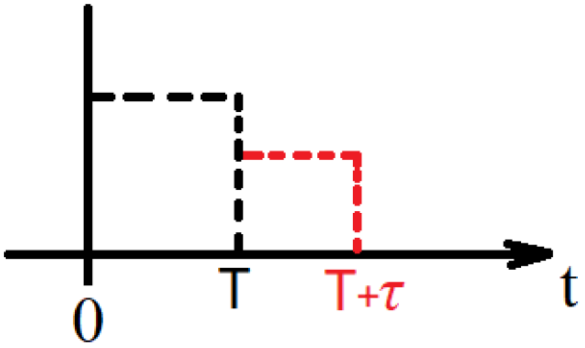



Рисунок 1.14 — Інтер символьна інтерференція

На рис. 1.14 видно, що затримана копія надходить після періоду символу, що потрібно уникати.

Багатопроменеве розповсюдження на рис. 1.11 називається Релеєвським, проте описання багатопроменевого розповсюдження в каналах зв’язку може бути не тільки таким. Одними з найпоширеніших моделей багатопроменевого розповсюдження зображено на рис. 1.15.

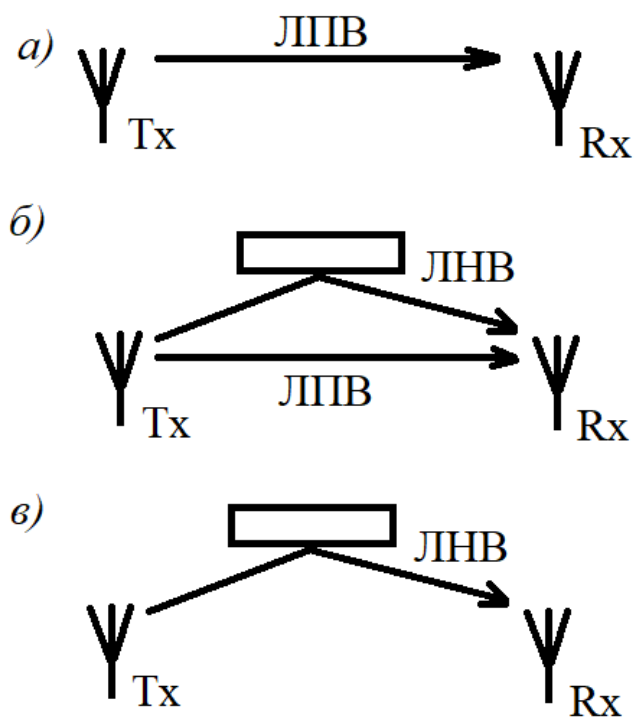



Рисунок 1.15 — Моделі багатопроменевого розповсюдження сигналів

На рис. 1.15а – схематично зображення розповсюдження сигналу прямої видимості і без перешкод, що є ідеальною схемою розповсюдження без впливу затриманих сигналів. Далі на рис. 1.15б зображено розповсюдження за Релеєвським каналом зв’язку, де присутня лінія прямої і непрямої видимості. На рис. 1.15в зображено розповсюдження за Райасівським каналом зв’язку, де присутня тільки непрямої видимості. Як привило в реальних ситуаціях кількість отриманих відбитих копій зане більше п’яти

Для боротьби з замиранням в каналах зв’язку доцільно використовуються еквалайзери підвищення якості сигналу і приймачі рознесених сигналів ( з англ. – Rake receiver). Останній широкого застосування отримав в системах кодового розділення доступу. Причиною слугує, що в умовах коли на одні частоті велика кількість користувачів веде активне спілкування і призводять перешкоди один одному, приймач може збільшити продуктивність передачі даних використовуючи корелятори сигналу, що дає можливість не збільшувати потужність сигналу.

В портативних системах зв’язку для приймача важливими чинниками характер зовнішньої середи і впливу шумів місцевості. Тому в створенні таких систем важливим є використання узгоджених фільтрів, котрі зазвичай

слугують для запобігання міжсимвольним інтерференціям. Фільтрація узгодженим фільтром, наприклад фільтр піднятого косінусу, призводить до звуження полоси частот і фазових перешкод. Але після проходження фільтри скоріш за все потрібно вирівняти сигнал для подальшої коректної обробки сигналу.

В системах стільникового зв'язку можна виділити два характеру розповсюдження: малого масштабу і великого масштабу. Мало-масштабному характеру відповідає суттєві зміни параметрів передавального сигналу, котрі отримуються в результаті дисперсії сигналу в часі, або в результаті унікальних умов каналу зв'язку. Коли велико масштабний характер є впливом різноманітних об'єктів на шляху розповсюдження хвилі. Об'єктами можуть слугувати: будівлі, дерева, автівки, залізні стовпи, великі бетонні конструкції тощо. Відповідно великі втрати часто описуються як середні втрати шляху. Якщо брати ідеальну канал зв'язку, як приклад рис. 1.15а, то втрати в шляху визначають наступним чином:

$$P(r) = (\frac{4 \cdot \pi \cdot r}{\boldsymbol{\lambda}})^2 \tag{1.5}$$

де $r$ – відстань між двома передавальними пристроями.

Комплексний вид модулюючого сигналу можна представити наступним чином:

$$Tx(t) = \mathrm{Re}\{m(t)e^{2\pi f_{car} t}\} \tag{1.6}$$

де $m(t)$ – низькочастотний інформаційний сигнал, $f_{car}$ – несуча частота високочастотного модулюючого сигналу. Низькочастотний огинаюча задається має вигляд:

$$m(t) = |m(t)|e^{j\theta(l)} \tag{1.7}$$

де $\theta(l)$ – фаза огинаючої.

Під час передачі сигналу в умовах каналу з багатопроменевим розповсюдженням, сигнал огинаючої домножується на коефіцієнт шляху через який проходить – $\alpha(t)e^{-j\theta(l)}$, що в результаті під час прийому заважає

детектувати передану інформацію. Кількість помилок змушує підвищувати потужність сигналу, або використовувати алгоритми приймання сигналів багатопроменевих каналів.

При проєктуванні систем зв'язку для передачі інформації через фізичні канали, такі як гірський ландшафт, міські забудови і підводні акустичні канали, можливо описувати їх як лінійні фільтри з перемінними параметрами. Ці лінійні фільтри характеризуються змінними у часі імпульсній характеристиці каналу. Таким чином, на рис. 1.16 зображено багатопроменевий канал зв'язку, як лінійний фільтр каналу.

Рисунок 1.16 — Структурна схема багатопроменевого каналу зв'язку

В реальному світі кожен рознесений сигнал проходить шумові процеси в каналах статистично незалежно від інших і з однаковими автокорреляційними функціями. Відповідно кожен канал рахується з каналів неселективного по частоті з повільним затуханням і з певним розподілом огинаючого сигналу[12].

Як раніше зазначалось, змінна в часі імпульсна характеристика каналу визначається формулою (1.4). Тому доповнюючи її, визначення отриманого сигналу приймачем з кількості $N$ компонентів розповсюдження матиме наступний вигляд

$$\mathrm{Rx(t)} = \sum_{\mathrm{n=0}}^{\mathrm{N-1}} \alpha_{\mathrm{n}} e^{-j\varphi_n} S(\mathrm{t} - \tau_{\mathrm{n}}) + \mathrm{n(t)} \tag{1.8}$$

Де $\alpha_{\mathrm{n}} e^{-j\varphi_n}$ – множник ослаблення і фазові зсуви каналу, $\mathrm{n(t)}$ – адитивний білий Гаусівський шум.

## 1.5 Висновки

Було проведено аналіз сучасних систем аудіо зв’язку, в яких були виявлені недоліки: використання дороговартісних звукових кодерів, відсутність можливості надсилати персональні і широкомовні повідомлення і відсутність шифрування інформації. Тому було вирішено використовувати безкоштовну звукового кодеру – AAC аудіокоде. Для використання даного кодеру з одноканальним моно звуку необхідно забезпечити бітрейт з’єднання як мінімум 8 кБіт на секунду.

Одним з головних недоліків сучасних систем аудіо зв’язку в цілому є явище багатопроменевого розповсюдження сигналів. Явище виникає коли інформаційні сигнали передаються в місцях з великою кількістю об’єктів, які відбивають сигнали в бік приймача. Прикладами таких як місць є щільна забудова будівлями, велика кількість дерев тощо. Наслідками відбитих хвиль є помилкове оброблення – міжсимвольна інтерференція. В каналі зв’язку вільним від багатопроменевості необхідна ймовірність помилки в 1e-5 досягається при якості сигналу приблизно 10 дБ, коли каналу з багатопроменевим розповсюдженням для досягнення ймовірності помилки в 1e-3 необхідно мати як мінімум 25 дБ. Через сильний вплив багатопроменевості необхідно використовувати методи боротьби з МСІ.

Для забезпечення актуальності системи аудіо зв’язку з аналоговими необхідно забезпечувати конкурентоспроможний зв’язок на відстань не менше 10км. З використанням змішаної топології зірки і ієрархічного дерева.

# 2 РОЗРОБКА АРХІТЕКТУРИ СИСТЕМИ АУДІОЗВ'ЯЗКУ

В сучасних мережах передаються великі обсяги інформації і кількість абонентів тільки збільшується. До умов ще додається виклик з безпеки передачі сигналу так, щоб не втрачати швидкість і надійність. За таких умов в сучасних системах неможливо обійтись без використання більш сучасних технологій розділення доступу, тому розглянемо технологію кодового розділення доступу.

## 2.1 Вибір технології розділення доступу

В перших системах зв'язку використовувалась проста схема розділення доступу каналу завдяки вибору різних частот для спілкування і отримала назву – частотне розділення доступу. Сенс полягає у розподілені каналів за певною конкретною частотою для передачі по радіозв'язку повідомлення одним джерелом у конкретних момент часу. На рис. 2.1 показаний схематичне використання частотних каналів для декількох користувачів мережі бездротового зв'язку.

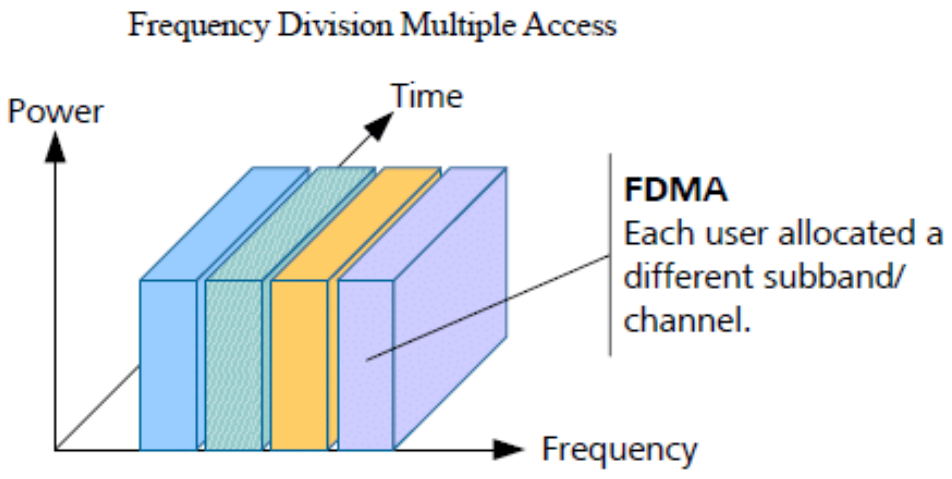



Рисунок 2.1 — Схематичне зображення FDMA мережі

Така технологія розподілення каналу широко використовувалась в першому поколінні стільникових телефонних мережах.

Розподілення каналу за частотою позитивне зі сторони впровадження через низьку вартість облаштування і необхідного обладнання. Але зі збільшенням кількості користувачів ця комунікаційна схема є недостатньою.

Велика кількість користувачів означає що будуть задіяна велика кількість частот, що можливо призводить до проблеми з інтерференцією сигналу і відповідно низькій якості сигналу.

Другим поколінням систем зв'язку розділення відбувається за методом часового розділення доступу. Кожен користувач такої мережі отримує персональний часовий для користування каналу зв'язку для передачі інформації. На рис. 2.2 представлений схематичне зображення комунікації користувачів в бездротовій TDMA мережі.

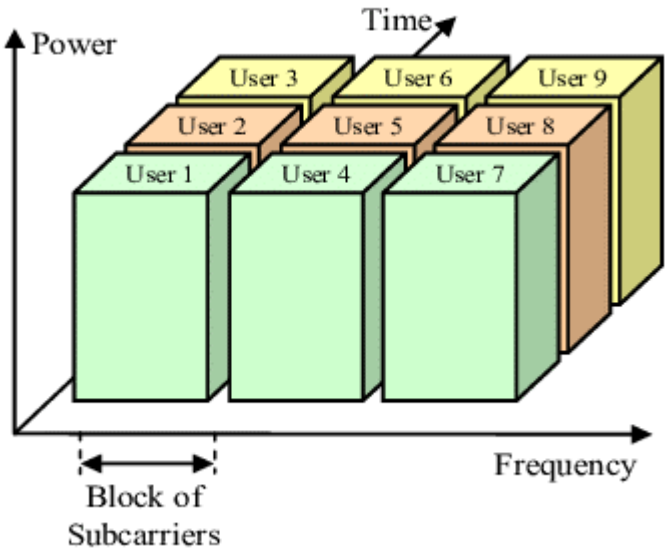



Рисунок 2.2 — Схематичне зображення комунікацій в TDMA мережі

Третє покоління вже використовує більш оптимальний метод розділення доступу, і, має назву кодового розділення ( з англ. – CDMA). Такий метод розділення є дуже вдалою технологією. Передача даних в каналі з технологією CDMA виконується за допомогою розбиття сигналу на малі частини і кодування цих частинок за допомогою унікального коду користувача. Приймач користувача приймає сигнали та декодує їх відповідно до унікального коду користувача. Таким чином використовуючи кодове розділення можливо передавати інформацію на одному частотному каналі для великою кількістю користувачів, без доступу до чужого інформаційного сигналу. На рис. 2.3 представлений схематичне зображення комунікації користувачів в CDMA мережі [13].

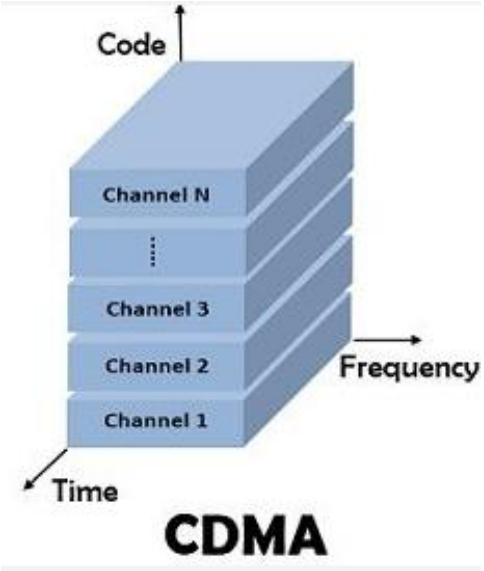



Рисунок 2.3 — Схематичне зображення розділення користувачів в CDMA мережі

Оскільки метод розділення доступу використовує один й той ж самий діапазон частот, тому коди для множинного доступу мають задовільняти основну умову – крос-кореляція сигналів в одній частоті має бути нульовою, або дуже малою.

Для генерації унікальних кодів користувача використовують різні методи, такі як – коди Уолша, квазі-випадкові коди, золоті коди. Але у випадку з кодами Уолша неможливо використовувати у лініях зв’язку зворотньої лінії. Проте умовам зворотнього зв’язку, канал котрий є некогерентним, задовільняють квазі-випадкові коди.

Використання цієї технології надає наступні переваги:

- Множинний доступ частоти: технологія дозволяє багатьом користувачам одночасно використовувати одну і ту ж саму частоту. Це збільшує пропускну здатність мережі.
- Стійкість до перешкод: Технологія має високу стійкість до інтерференції і шуму.
- Безпека: розділення користувачів на різних рівнях доступу дозволяє зменшити ризик зловживанням правами доступу і забезпечує більшу безпеку систему в цілому.

- Технологія має меншу пікову потужність, що дозволяє більше заощаджувати заряд блоку живлення пристрою.

Технологія використовує розширення спектру, котре зменшує вплив перешкод на якість передачі даних. Розширення робить систему надійною і покращує якість зв'язку у складних умовах. Проте зі збільшенням числа абонентів поступово зростає ймовірність помилок декодування, що призводить до зниження якості каналу, але без відмов системи.

Кодове розділення відбувається шляхом згортки сигналу даних і унікальних кодів користувача, що можуть бути створені як квазі випадкові кодові послідовності. Зображення згортки даних і унікального коду на рис. 2.4

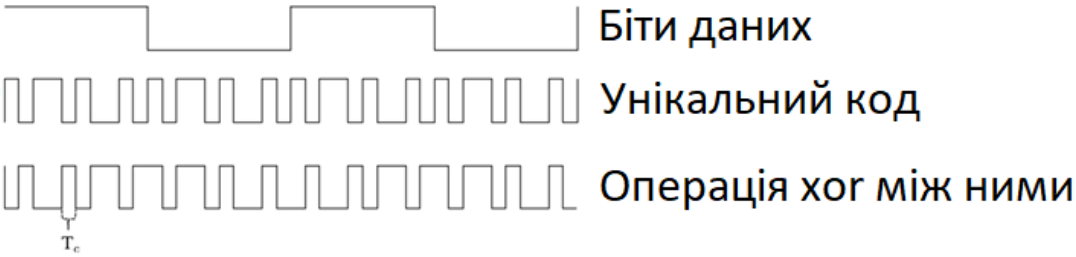



Рисунок 2.4 — Кодове розділення доступу за допомогою квазі випадкових кодів

Так використовуючи згортку інформаційної послідовності і унікальних кодів є розширеним методом прямої послідовності.

Отже, можливо використовувати комбінований метод доступу до каналу з технологіями часового і кодового розділення. Таким чином кожен користувач отримує окремі часові слоти для передачі інформації, а також використовує унікальний код користувача для відокремлення своєї інформації з усіх сигналів. Комбінування цих технологій надає такі переваги:

- Покращена масштабованість;
- Покращення стійкості до перешкод;

## 2.2 Методи боротьби з багатопроменевим розповсюдженням сигналів

В системах зв'язку з АБГШ для демодуляції сигналів використовується евклідова відстань, яка бореться з спотвореннями внаслідок шуму.

Евклідова відстань – це відстань прямої лінії між двома точками. В випадку для систем цифрового зв'язку, наприклад котрі використовують чотирьох позиційну квадратурну модуляцію, це відстань зсунутого перешкодами символу до найближчої еталонної точкової позиції на діаграмі сигнальних точок сузір'я модуляції такого ж порядку.

Евклідової відстані між точкою $g = (I_1, Q_1)$ і другою точкою $j = (I_2, Q_2)$ на діаграмі сигнальних точок може визначається наступним чином:

$$r(I, Q) = \sqrt{(I_1 - I_2)^2 + (Q_1 - I_2)^2} \quad (2.1)$$

На рис. 2.5 зображено випадок, коли одна з точок сигналу була зсунута через перешкоди в каналі зв'язку.

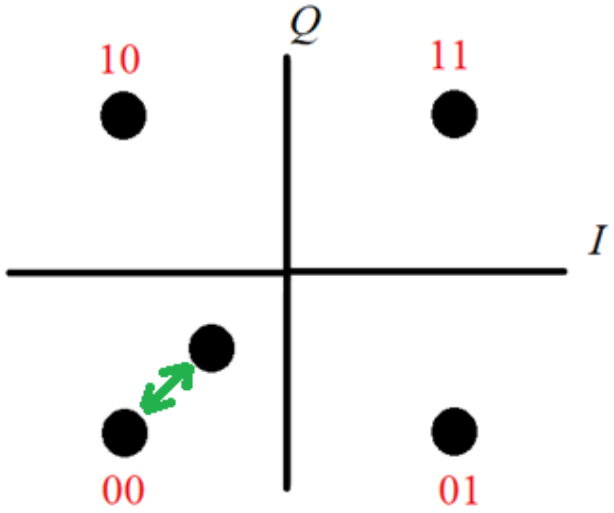



Рисунок 2.5 — Діаграмне сузір'я чотирьох позиційної КФМ

Відповідно до того, що зсунутий символ найближче знаходиться до символу нульових двох бітів – означає, що скоріш за все він відноситься саме до нього.

Проте у нашій системі сигнал отримує спотворення не тільки від АБГШ, а й від багатопроменевого розповсюдження. Тому метод евклідової відстані в нашому випадку не є достатнім і необхідно використовувати методи боротьби з багатопроменевістю.

Методи боротьби з багатопроменевим розповсюдженням дуже важливі в системах зв'язку, адже втрати внаслідок цього явища сильно сповільнюють

передачу даних, а інколи навіть роблять детектування неможливим і відповідно втрату з'єднання. Тому без вірного і якісного алгоритму боротьби з багатопроменевістю не обійтись. А оскільки внаслідок явище виникає МСІ, то доцільно використовувати в системі наступні два основних правила[14]:

- Критерій нульової МСІ Найквіста: Умова Найквіста була розглянута в розділі I – вирівнювання імпульсу з використанням технік фільтрації фільтром піднятого косінусу, *sinc* фільтрації, фільтром піднятого квадратного косінусу.
- Алгоритми контер-МСІ: Вивчення причин виникнення МСІ і методів боротьби з нею за допомогою використання алгоритмів. Знаходження нових методів детектування символів приймачем, як приклад – еквалайзери метод найбільшої оцінки ймовірності.

Розглянемо далі методи оптимальної боротьби МСІ сигналів і основні методи покращення завадостійкості в умовах багатопроменевого прийому сигналів.

### 2.2.1 Метод максимальної правдоподібності

В системах зв'язку при розпізнаванні вхідних символів приймачем, одним з методів є алгоритм максимальної правдоподібності символів сигналу, також відомий під назвою еквалайзер алгоритму Вітербі. Розпізнавання символу найбільшої ймовірності допомагає виправляти незначні спотворення каналу для подальшої коректної обробки сигналу. Еквалайзери найбільшої ймовірності таким чином дають змогу використовувати менші значення відношення сигналу до шуму, ніж без еквалайзера[14].

Коли інформаційний радіосигнал проходить через канал зв'язку він спотворюється внаслідок впливу багатопроменевого розповсюдження сигналу каналу зв'язку і адитивного білого Гаусівського шуму, тому на сигнал на вході приймача визначається як згортка інформаційного сигналу і імпульсної характеристики каналу, до чого додається АБГШ:

$$y = Hx + z \tag{2.2}$$

де x – інформаційний модульований сигнал, H – імпульсна характеристика каналу, z - адитивний білий Гаусівський шум.

За умов коли канал зв'язку має шуми котрі не мають зв'язку або взаємодії між собою, шуми є некорельованими і незалежні один від одного, визначення функції щільності ймовірності комплексного шумового вектору буде мати вигляд:

$$f(\mathrm{z}) = \frac{\mathrm{e}^{\left(-\frac{\mathrm{z}^{\mathrm{H}}\mathrm{z}}{\sigma_0^2}\right)}}{\pi\sigma_0^2} \tag{2.3}$$

Тоді з визначення сигналу на вході приймача (2.2) можна отримати визначення АБГШ каналу зв'язку і підставивши рівняння (2.3) отримаємо наступний вираз:

$$f(y/x) = \frac{\mathrm{e}^{\left(-\frac{|\mathrm{y}-\mathrm{Hx}|^2}{\sigma_0^2}\right)}}{\pi\sigma_0^2} \tag{2.4}$$

Таким чином, для визначення найбільш оптимальної правдоподібної позиції точки на діаграмі сигнальних точок потрібно визначити усі відстані цієї точки до еталонних позицій. З усіх відстанях мінімальне значення буде відповідати умові найбільшої правдоподібності, тому використовуючи минулі визначення можна записати вираз максимальної правдоподібності:

$$\mathrm{r}_{\mathrm{МП}} = \arg\min\{|\mathrm{y} - \mathrm{Hx}|^2\} \tag{2.5}$$

На рис. 2.6 зображено обрахунок шляхів найбільшої ймовірності у випадку коли використовується чотирьох позиційна КФМ сигналу. З рисунку гарно помітна різниця відстаней до отриманого символу до позицій сигнальної точки чотирьох позиційної КФМ на діаграмному сузір'ї.

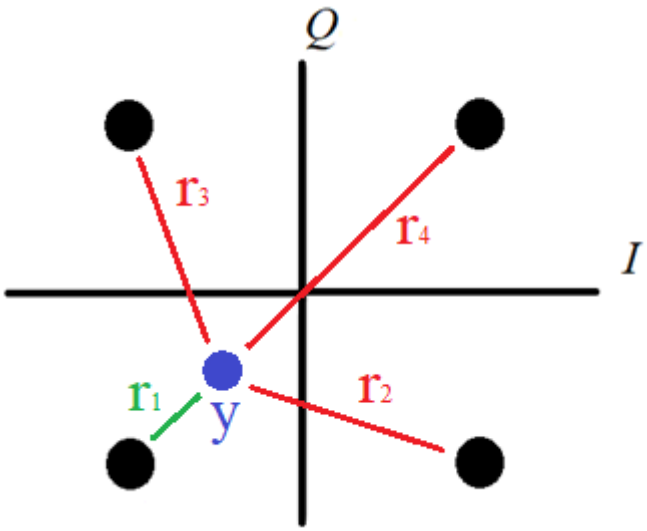



Рисунок 2.6 — Діаграмне сузір’я чотирьох позиційної КФМ

Таким чином розрахувавши відстані [$r_1$ $r_2$ $r_3$ $r_4$] вибір найоптимальнішої зрозумілий.

Проте, оскільки кількість шляхів від зсунутої точки до еталонної позиції залежить від кількості точок, а кількість точок напряму залежить від порядку модуляції, виходить що визначення найбільшої правдоподібності стає складнішим від збільшення порядку квадратурної модуляції і потребує більш якісного з’єднання.

### 2.2.2 Еквалайзер нульового примусового впливу

Метод відноситься до класу лінійних методів демодуляції. Даний еквалайзер базується на принципі примусового занулення міжсимвольних інтерференцій. Обраховується та використовується обернена функція передавального каналу для кожного вхідного символу. Еквалайзер рахує вагові коефіцієнти, які занулюють ефекти спотворень бездротового каналу зв’язку[14].

Еквалайзер нульового примусового впливу використовує матричне обчислення для знаходження вхідного сигналу, який був би отриманий без спотворень каналу. Отриманий сигнал порівнюється з отриманим, і різниця між ними використовується для оновлення вагових коефіцієнтів еквалайзеру. Основним завданням оновлення є мінімізація різниці між вихідним та отриманим сигналом. Принципова різниця від попереднього методу

найбільшої ймовірності у тому, що не потрібно затрачувати час на обрахунок усіх гіпотез сигналу[12]. Оцінка за методом знаходиться наступним чином:

$$\mathrm{r}_{ZF} = \arg\min\{|\mathrm{y} - \mathrm{Hx}|^2\} \tag{2.6}$$

Ціль вірного детектування може досягатись еквалайзером нескінченної імпульсної характеристикою. Як вже згадувалось раніше в першому розділі, канал зв'язку може бути апроксимована у виді фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою, і, відповідно, її досконалим вирівнючим еквівалентом НІХ фільтра:

$$Q(z) = \frac{1}{H(z)} \tag{2.7}$$

Результуюча функція буде мати вигляд:

$$S(z) = H(z)Q(z) = 1 \tag{2.8}$$

Згідно до рівняння (2.8) в часовій області це призводить до того, що спільний відгук буде рівним нулю, окрім першого значення

$$s(i) = h(i)q(i) = \begin{cases} 0, i \neq i_0 \\ 1, i = i_0 \end{cases} \tag{2.9}$$

Виходить що завдання еквалайзера нульового форсування полягає у постійній оптимізації детектування шляхом знаходження матриці псевдооберненої до канальної матриці. Тоді визначення переданих інформаційних символів за визначенням (2.7) методом нульового форсування буде:

$$\mathrm{r}_{ZF} = Q_{\mathrm{zf}}\mathrm{y} \tag{2.10}$$

де $Q_{\mathrm{zf}}$ – псевдообернена канальна матриця, y – переданий інформаційний символ.

### 2.2.3 Еквалайзер мінімуму середньоквадратичної похибки

Еквалайзер мінімуму середньоквадратичної похибки використовує математичну модель каналу для відновлення вхідного сигналу. Він базується на статистичних властивостях вхідного сигналу та шуму, що присутні у каналі

зв'язку. Основна ідея полягає в тому, що цей еквалайзер використовує інформацію про канал, отриману з попередніх переданих сигналів, для відновлення поточного сигналу[14]. На рис. 2.7 зображено структурну схему каналу зв’язку з еквалайзером мінімуму середньоквадратичної похибки.

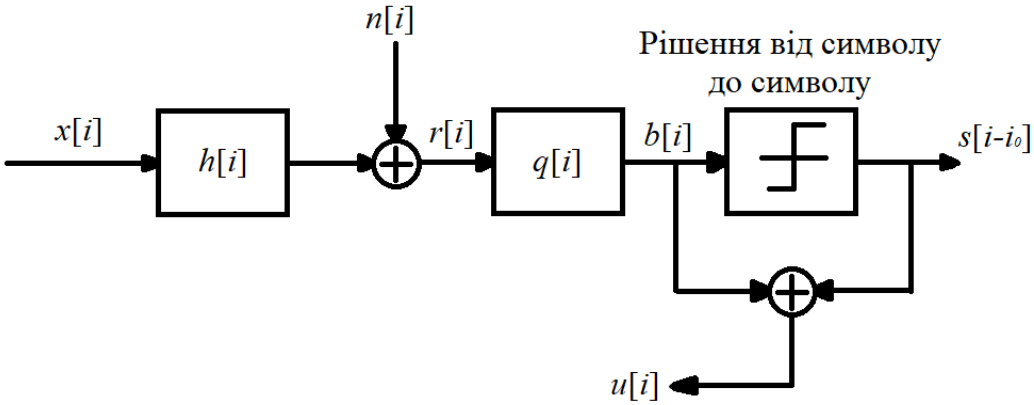



Рисунок 2.7 — Структурну схему каналу зв’язку з еквалайзером мінімуму середньоквадратичної похибки

Процес можна розділити на дві основні фази: навчання та відновлення.

Фаза навчання:

- Збирання статистики: У цій фазі передаються відомі сигнали, відомі як "пілотні сигнали". Під час передачі пілотних сигналів збирається статистика про канал, наприклад, оцінки коефіцієнтів каналу або кореляційні матриці.
- Обчислення фільтра: Зібрана статистика використовується для обчислення фільтру еквалайзера, який може бути представлений як лінійна комбінація пілотних сигналів з попередніх передач.

Фаза навчання:

- Передача даних: Після фази навчання передається справжній сигнал даних.
- Відновлення сигналу: Отриманий сигнал даних оброблюється за допомогою фільтра, розрахованого на попередній фазі. Фільтр намагається мінімізувати помилку між відновленим сигналом та оригінальним сигналом, використовуючи статистичні властивості каналу, які були зібрані в фазі навчання.

На відміну від цього еквалайзеру, еквалайзер нульового форсування страждає від посилення шумів каналу, що уникається шляхом враховування шумового чинника. Таким чином еквалайзер мінімуму середньоквадратичної похибки досягає підвищення продуктивності завдяки компромісу між підсиленням сигналу і придушенням шумів. Визначення передаточної функції фільтру має вигляд:

$$Q(z) = \sum_{i=1}^{N} q(i) z^{-i} \tag{2.11}$$

З рис. 2.7 структурної схеми видно, що еквалайзер намагається мінімізувати помилки сигналу враховуючи затримку еквалайзеру $i_0$ на виході приймача.

$$u[i] = b[i] - s[i - i_0] \tag{2.12}$$

Таке завдання з виправлення символу є класичною задачею фільтра Вайнера знаходження коефіцієнтів мінімізації середньокдратичної помилки. Критерій Вайнера можна записати (2.12).

$$\mathrm{w} = \arg\min(\gamma) = \arg\min E\{|u[i]|^2\} \tag{2.13}$$

де γ – помилка, $E$ – оператор очікування

Загалом, MMSE еквалайзер є потужним алгоритмом для відновлення спотвореного сигналу в каналі зв'язку, завдяки своїй оптимальності, використанню статистичних властивостей та здатності адаптуватися до змін у каналі. Основними перевагами еквалайзеру є:

- Висока якість відновлення: Завдяки своїм оптимальним властивостям і використанню статистичних даних, MMSE еквалайзер зазвичай забезпечує високу якість відновлення сигналу. Він може давати кращі результати, ніж інші простіші методи еквалізації, особливо в умовах зі значними спотвореннями каналу.
- Адаптація до змін у каналі: MMSE еквалайзер може адаптуватися до змін у каналі зв'язку, оскільки він може оновлювати свої оцінки

та фільтри на основі нової статистики, зібраної під час передачі пілотних сигналів. Це дозволяє підтримувати ефективність еквалайзера навіть при змінах у каналі зв'язку.

- Універсальність: MMSE еквалайзер може працювати з різними типами каналів та спотворень, оскільки він базується на статистичних властивостях, а не на конкретній моделі каналу. Це робить його універсальним і ефективним для різних умов зв'язку.

### 2.2.4 Багатоантенний прийом з селективним комбінуванням

Цей метод забезпечує якісне приймання сигналу завдяки вибиру в кожний момент часу сигнал з найбільшою якістю[15]. На рис. 2.8 зображена структурна схема приймача.

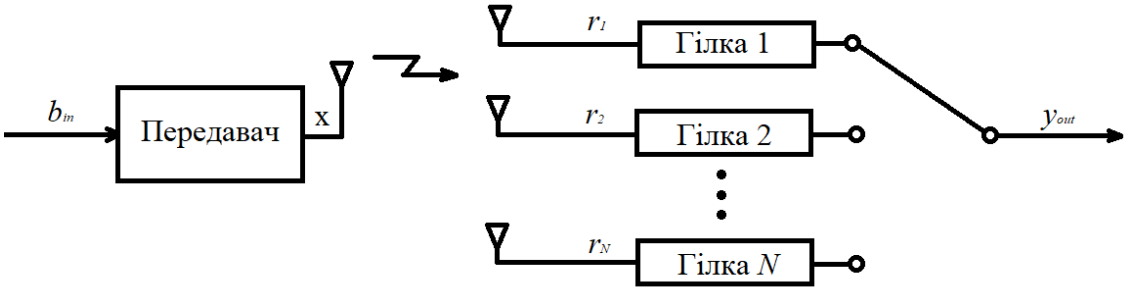



Рисунок 2.8 — Структурна схема

Вираз селективного комбінування має вигляд:

$$\mathrm{R} = \arg\max(y_i) \tag{2.14}$$

Математичне очікування якості сигналу дорівнює:

$$L\{y\} = y_0 \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{i} \tag{2.15}$$

Енергетичний виграш даного методу для рознесеного сигналу має вигляд

$$P = \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{i} \tag{2.16}$$

### 2.2.5 Багатоантенний прийом з ваговим комбінуванням прийомних каналів

На вході приймача декількох гілок сигнал помножується на відповідні канальні множники, що називаються ваговими коефіцієнтами.

Домноження на важілі бездротового каналу використовується для компенсації зсувів сигналу в каналі зв'язку внаслідок багатопроменевого розповсюдження[15]. На рис. 2.9 зображена структурна схема приймача рознесених сигналів.

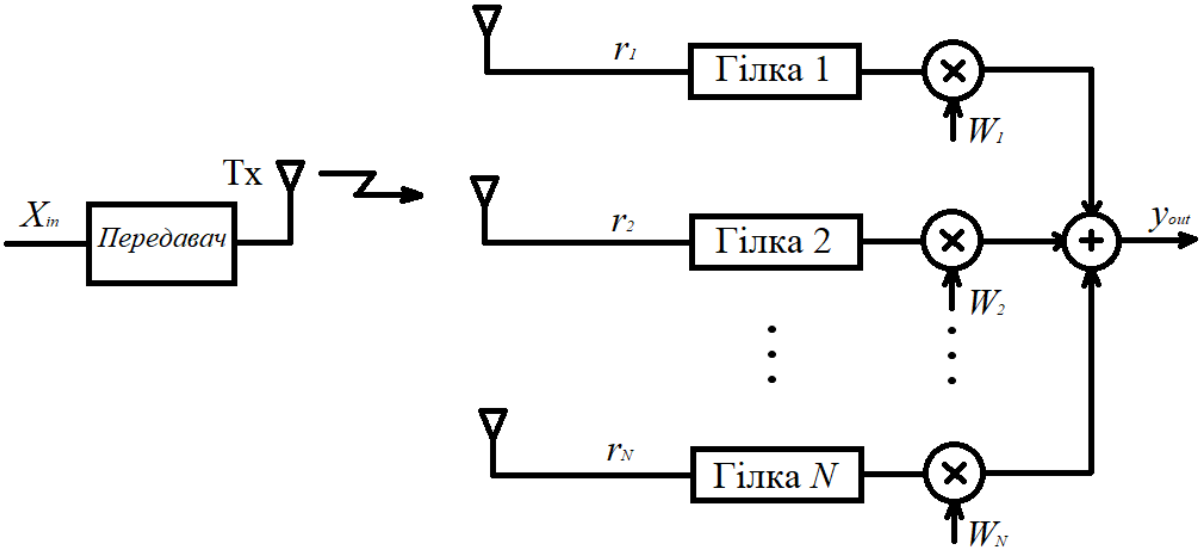



Рисунок 2.9 — Структурна схема приймача максимальних величин

Після операції домноження вагових коефіцієнтів на кожній гілці прийому формуються відповідні суми зважених сигналів на виході. Комбінація максимальних величин має вигляд:

$$y_{out} = \sum_{i=1}^{N} w_i^* r_i = \mathrm{w}^H \mathrm{h}\mathrm{x} + \mathrm{w}^H \mathrm{n} \tag{2.17}$$

$$= (|h_1|^2 + |h_2|^2 + \cdots + |h_N|^2)\mathrm{x} + \mathrm{n}$$

$$= (\sum_{i=1}^{N} |h_1|^2)\mathrm{x} + \mathrm{n}$$

де x – модульований сигнал, n – доданок АБГШ, $h_N$ – коефіцієнт багатопроменевого каналу, $w_i^*$– комплексне спряжене.

Такий метод дозволяє запобігати використання методі збільшеної потужності сигналу для запобігання замираннями в каналах зв’язку, що є сильним шляхом оптимізації системи зв’язку.

### 2.2.6 Rake приймач

В системах зв’язку стандарту IS-95 для технології розділення CDMA широко використовують багатовідвідний приймачі, які складаються з суб-приймачів, кожна гілка котрого оцінює прийняті сигнали один за одним. Якщо розташувати схематично їх один за одним, то вийде зображення граблей ( з англ. – Rake )[14].

Принцип роботи у запобіганні багатопроменевості розповсюдження базується на властивості кореляції кодів розширення. Сигнал має бути помножений на пряму послідовність розширення спектру сигналу ( з англ. – Direct Sequence Spread Spectrum). А оскільки базова станція зв’язку і користувацький пристрій мають узгоджені послідовності, то це дає можливість використовувати властивість взаємної кореляції цих прямих послідовностей для визначення різності шляху залежно від часу розповсюдження. Така властивість багатовідвідного приймача дозволяє не тільки запобігати спотворюванням внаслідок затримки сигналу, а й покращувати якість сигналу в умовах малої потужності, що дозволяє отримувати зв’язок в темних зонах[16].

Структурна схеми приймача зображена на рис. 2.10.

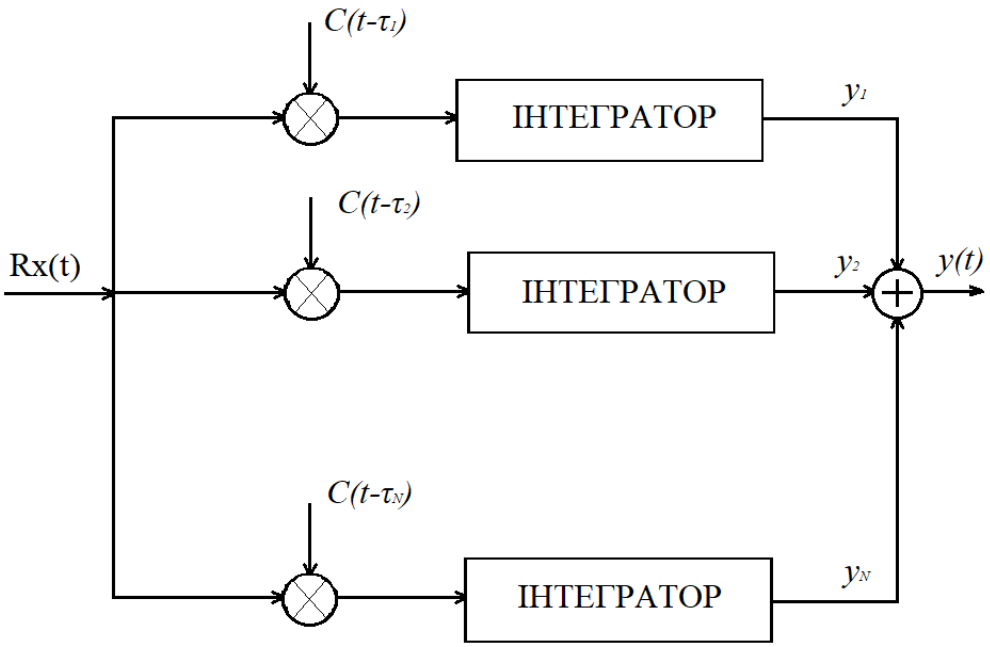



Рисунок 2.10 — Структурна схема Rake приймача

Таким чином особливо підходять такі сигнали для вирівнювання макрошляхів, які характеризуються часом розповсюдження конкретного шляху набагато більше ніж тривалість повного пакету. Така характеристика кодів розширеного спектру розділення надає властивість автокореляції, яка чітко описує лінійну подібність сигналу самому себе. Умова кореляції розширеної послідовності має вигляд:

$$p(t-t_0)\,p(t-t_1)=0 \tag{2.18}$$

$$p(t-t_0)\,p(t-t_1)=1\forall t \tag{2.19}$$

Для Rake приймача з двома кореляторами надходження інформаційної послідовності *b(t)*, котра була розширена за допомогою послідовності *p(t)*, один сигнал приходить з часом $t_1$ і $t_0$. На першому пальці отриманий сигнал буде зважений і помножений на коефіцієнт каналу зв'язку. Тоді сигнал на виході першого корелятора матиме вигляд:

$$y_1=\frac{C_1}{T_d}\int_0^{T_d}(C_0 b(t-t_0)p(t-t_0)+ \\ +C_1 b(t-t_1)p(t-t_1))p(t-t_1)dt \tag{2.20}$$

У той час у другому пальці вивід затримується через різницю часу виконання на обох шляхах. Це особливо важливо тому, що далі в суматорі

сигнали мають додатися у правильній фазі для конструктивної суперпозиції. На другому пальці буде наступне:

$$y_2 = \frac{C_0}{T_d}\int_0^{T_d}(C_0 b(t - t_0 - t_1 + t_0)p(t - t_0 - t_1 + t_0) + \\ +C_1 b(t - 2t_1 + t_0)p(t - 2t_1 + t_0))p(t - t_1)dt \quad (2.21)$$

Після проходження інтеграторів сигнал даних *b(t)* на приймачі буде дорівнювати $y(\mathrm{t}) = y_1(t) + y_2(t)$.

Отже, найкращим методом для боротьби з багатопроменевим розповсюдженням в системі аудіо зв’язку є Rake приймач. Оскільки для багатоантенного прийому необхідно застосовувати декілька антен приймача, то для вірного їх розташування необхідно антени рознести, що є неможливим для нашої станції зв’язку. А використання еквалайзерів вимагає встановлення зворотнього зв’язку.

## 2.3 Топологія системи

В першому розділі було обрано змішану топологію зірки і ієрархічного дерева. Використання даної топології має велику зону покриття, що забезпечує зв’язком значні території і зменшує затемнення і відсутності сигналу. Це особливо важливо в сільській місцевості або розподіленій за площею регіоні, де інші топології можуть мати обмежену ефективність.

Така централізована архітектура мережі дозволяє досягти високої ємності та пропускної здатності, оскільки багато базових станцій можуть одночасно обслуговувати багато абонентів. Це забезпечує гарну якість зв'язку і забезпечує підтримку швидкого Інтернету та інших телекомунікаційних послуг оператора зв’язку.

Проте розгортання базових станцій з великим радіусом покриття вимагає значних інвестицій у будівництво та утримання інфраструктури. Це може бути фінансово недоцільним для деяких регіонів або операторів з обмеженими ресурсами. Тому в багатьох місцевостях через недостатнього забезпеченості ресурсами відбувається зосередження зв'язку в одному місці. Центральному вузол є вразливою точкою. Потенційна небезпека полягає у тому, що

центральні вузли можуть бути атаковані або перевантажені через потреби користувачів. Також, якщо центральний вузол виходить з ладу, це може призвести до відсутності зв'язку між базовими станціями різних районів. На рис. 2.11 схематичне зображення зосередження лінії зв’язку базових станцій.

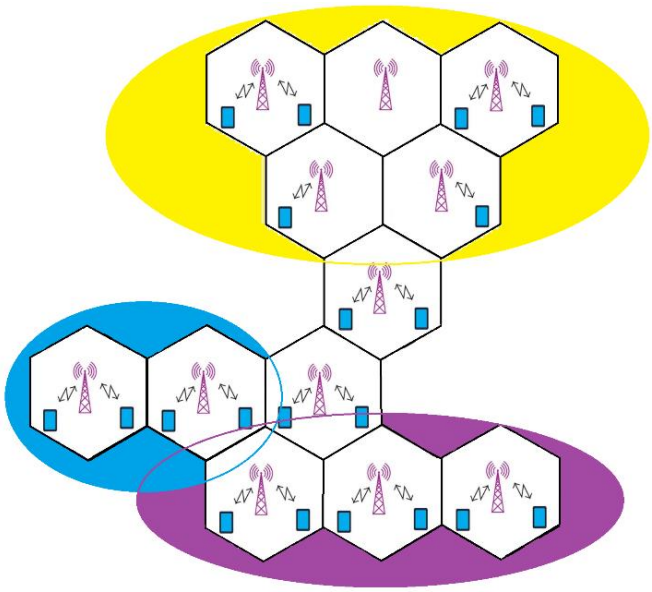


Рисунок 2.11 — Схематичне зображення зосередження лінії зв’язку

Як можна побачити з схематичного зображення, вихід однієї з двох базових станцій призводить до втрати з’єднання між кластерами жовтого кольору.

Враховуючи усі аспекти сучасної топології мобільного зв'язку з базовими станціями великого радіусу покриття та централізованою архітектурою мережі є ефективними для покращення покриття, пропускної здатності та ефективного управління трафіком. Проте, їх впровадження може бути фінансово й просторово обтяжливим, а також створювати потенційно вразливі точки та залежність від одного центрального вузла.

У разі пошкодження умовного мосту між трьома агломераціями базових станцій, центральний вузол стає недоступним або пошкодженим. В такому випадку можливо використання ретрансляторів і використання клієнтських пристроїв також. Вони можуть продовжувати передавати сигнали між користувачами, створюючи альтернативні шляхи зв'язку. Це дозволяє забезпечити збереження зв'язку та функціонування мережі навіть при втрат.

На рис. 2.12  Зображено з’єднання трьох агломерацій одним ретранслятором клієнтським пристроєм, у разі руйнування зв’язкового мосту між агломераціями.

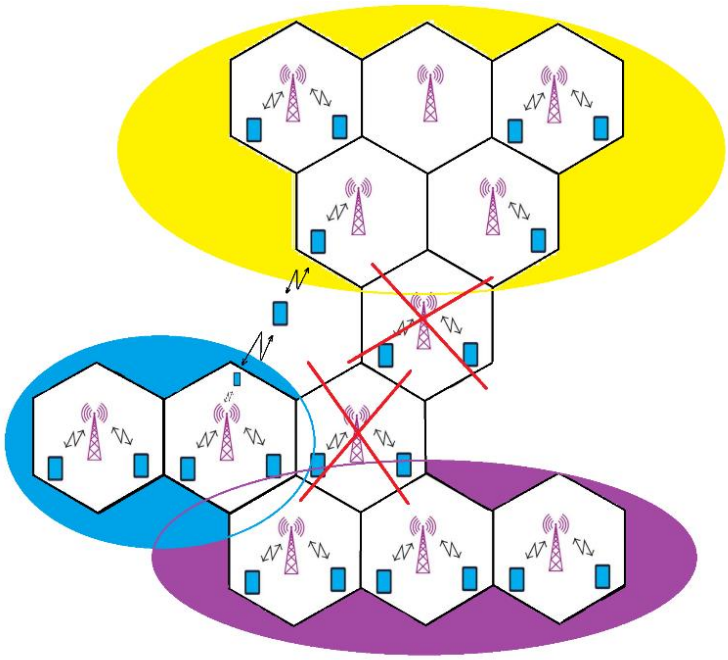


Рисунок 2.12 — Схематичне зображення з’єднання трьох агломерацій ретрансляції сигналів

Відповідно один пристрій отримує велике навантаження для підтримки усієї мережі в разі надзвичайної ситуації. Можливість перейти багатьом користувацьким станціям в альтернативний режим створивши ретрансляторні точки – зменшить навантаження на альтернативні шляхи і збереже швидкість передачі даних.

Враховуючи обрану топологію мережі системи аудіо зв’язку, можливість встановлення додаткової лінії зв’язку використовуючи ретрансляцію та обрану технологію розділення доступу користувачів була розроблена структурна схема системи зв’язку, яка зображена на рис. 2.13.

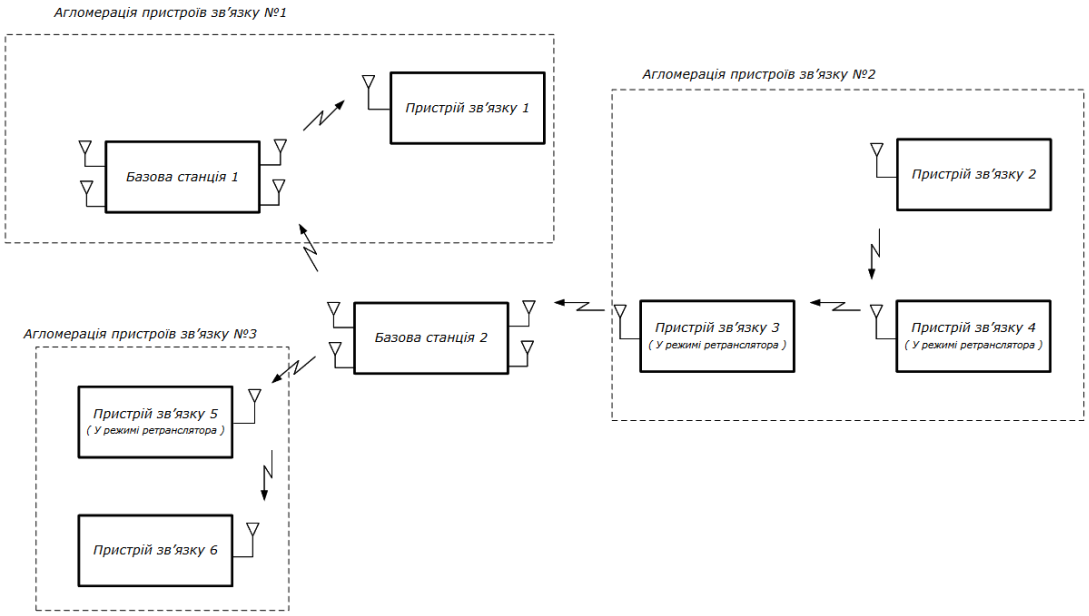



Рисунок 2.13 — Повна структурна схема системи аудіо зв'язку

Обрана технологія розділення доступу в даній системі надає можливість відокремлювати групи користувачів за унікальним кодом і оброблювати їх у різний час. Також завдяки цьому розділенню можливо відокремлювати сигнали певних користувачів і ретранслювати їх у подальшому на наступну базову станцію. Таким чином створюється тимчасовий ланцюг зв'язку, в ситуаціях коли місцева базова станція була пошкоджена і не має змоги опрацьовувати повідомлення користувачів.

## 2.4 Висновок

В цьому розділі були розглянуті технології розділення доступу, як результат обрана комбінована технологія часового і кодового розділення. Кожен користувач групи базової станції отримує можливість передавати повідомлення у часове вікно разом з унікальним кодом користувача. Використання кодового розділення дозволяє обмінюватись звуковими повідомленнями багатьом користувачам на одній частоті.

Також в цьому розділі були розглянуті методи боротьби з багатопроменевим розповсюдженням за допомогою еквалайзерів і багатоантенного прийому. Використання еквалайзерів доцільно в канал зв'язку, де імпульсна характеристика каналу багатопроменевого

розповсюдження відома. У випадку з методами багатоантенного прийому вони є недоцільними в нашій системі через вимогу зробити її портативною, а для коректної роботи багатоантенного прийому необхідно розносити антени на відстань рівною майже 3 метри. Тому найбільш доцільним методом було обрано Rake приймач.

Відповідно до обраної технології розділення доступу і типу топології мережі системи було розроблено структурну схеми системи аудіо зв’язку.

# 3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНОЇ СХЕМИ ПРИЙОМО-ПЕРЕДАВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ

До розробленої системи зв'язку необхідно розробити прийомно-передавальний пристрій, який у подальшому буде використовуватись користувачами для обміну повідомленнями. Тому дуже важливо забезпечити якісну швидкість передачі даних відповідно до встановленого методу кодування звукових повідомлень.

## 3.1 Вибір модуляції

Вибір методу модуляції яку використовувати є важливим не тільки через параметр швидкості, а й відповідно компромісу між якістю, пропускною здатністю та стійкості до шумів. А оскільки було обрано метод кодування звукових повідомлень за допомогою програмного кодеку AAC, то вимога мінімальної швидкості рівна 8 кбіт/с. Характеристики різних методів модуляції з використанням технології кодового розділення доступу і їх смуги пропускання залежно від швидкості наведені в таблиці 3.1 [17].

Таблиця 3.1 Характеристики різних методів модуляції CDMA

| **Модуляція** | **Довжина пакету (біт)** | **Кількість слотів** | **Тривалість (мс)** | **Швидкість (кбіт/сек)** | **Смуга Пропускання ( кГц )** |
|---|---|---|---|---|---|
| КФМ | 1024 | 1 | 1,6 | 614,4 | 4096 |
| | 1024 | 4 | 6,6 | 153,6 | 4096 |
| КФМ 8 | 3072 | 1 | 1,6 | 1843,2 | 8192 |
| | 3072 | 4 | 6,6 | 460,8 | 8192 |
| КАМ 16 | 4096 | 1 | 1,6 | 2457,6 | 8192 |
| | 4096 | 4 | 6,6 | 614,4 | 8192 |

З таблиці можна зазначити, що використання квадратурно-фазової модуляції дає можливість мати достатній бітрейт з'єднання для системи зв'язку. Завдяки даному типу модуляції символьна швидкість дорівнює

4 кСимволу/с, що після розширення буде дорівнювати смузі пропускання в 4,096 МГц.

Для забезпечення високої якості передачі аудіо сигналу, до стиснутої цифрової послідовності необхідно використовувати корегувальне кодування, що надає можливість подальшого виправлення отриманих помилок після проходження бездротового каналу. Один з найпоширеніших автокорегувального кодування – це згорткові коди. Проте також є дуже поширене кодування Ріда-Соломона, блочні коди Хамінга, кодування Боуза-Чоудхурі-Хоквингема, кодування Тюрінга та інші.

Саме в згорткових кодах використовується для кодування одного інформаційного символу як мінімум один перевірочний символ, що збільшує довжину інформаційного немодульованого пакету вже як мінімум в два рази. Тоді необхідна швидкість системи зв'язку має бути як мінімум 16 кБіт в секунду. На таблиці 3.2 наведені характеристики використання КФМ модуляції з кодовим розділенням залежно від кількості користувачів підмережі системи зв'язку, тобто сектору.

Таблиця 3.1 – Характеристики КФМ за різною кількістю користувачів

| **Модуляція** | **Довжина пакету (біт)** | **Кількість слотів** | **Тривалість (мс)** | **Швидкість (кбіт/сек)** | **Смуга Пропускання ( кГц )** |
|---|---|---|---|---|---|
| КФМ | 1024 | 1 | 1,6 | 614,4 | 4096 |
| | 1024 | 4 | 6,6 | 153,6 | 4096 |
| | 1024 | 8 | 13 | 76,8 | 4096 |
| | 1024 | 12 | 20 | 51,2 | 4096 |
| | 1024 | 16 | 26,6 | 38,4 | 4096 |
| | 1024 | 32 | 52 | 19,2 | 4096 |

З таблиці можна зазначити, що з використанням даного виду модуляції можливо забезпечити якісний і надійний голосовий зв'язок з

автокорегувальним кодуванням, у виді згорткового кодування, на рівні взводу – 32 користувача мережі.

### 3.1.1 Модулювання КФМ сигналу

Принцип КФМ модулювання полягає у кодуванні двох інформаційних бітів одним інформаційним символом, що дозволяє зменшити в два рази символьну швидкість. На рис. 3.1 Зображено приклад КФМ модуляції четвертого порядку.

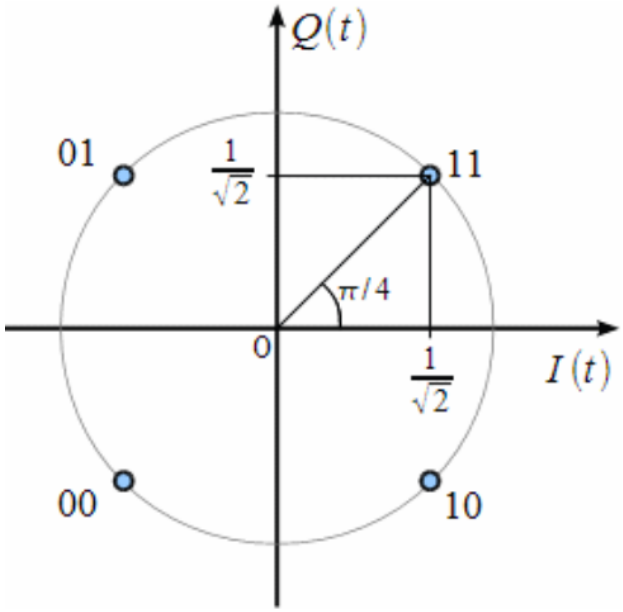



Рисунок. 3.1 — Векторна діаграма КФМ сузір'я

Даний метод модуляції використовує для підвищення пропускної спроможності одночасно велику кількість різних значень зсуву фази, на відміну від квадратурної амплітудної модуляції, де використовується маніпуляція двома параметрами сигналу одночасно – амплітудою і фазою.

В математичній моделі фазової модуляції сигнали мають однакову амплітуду. Приклад фазової модуляції сигналу, де сигнал несучої формується шляхом пропорційної зміни фази відносно низькочастотного:

$$s(\mathrm{t}) = A\cos(2\pi f_{car} t + kp(t)) \qquad (3.1)$$

де, $\mathrm{p(t)}$ – модульований сигнал, $k$ – константа, $A$ – амплітуда сигналу, $f_{car}$ – несуча частота.

Для КФМ модульованого сигналу фаза змінюються для отримання конкретної точки на діаграмі сигнального сузір'я. Таким чином квадратурна фазова модуляція може визначатись як комбінація двох ортонормованих функцій. Тобто сумою двох несучих сигналів однією частоти, але з зсувом за фазою відносно один одного на 90° (в радіанах – $\frac{\pi}{2}$). Визначення суми сигналів синфазною і квадратурною складової:

$$s(\mathrm{t}) = I(t)\cos(2\pi f_{car}t + \varphi) + Q(t)\cos\left(2\pi f_{car}t + \frac{\pi}{2} + \varphi\right) \quad (3.2)$$

де $I(t)$ – синфазна складова, $Q(t)$ – квадратурна складова, $f_{car}$ – несуча частота. Відповідно визначення синфазної і квадратурної складової огинаючих розраховуються за наступними виразами:

$$I(t) = (1 + m \cdot p(t)) \cdot \cos(\varphi) \quad (3.3)$$

$$Q(t) = (1 + m \cdot p(t)) \cdot \sin(\varphi) \quad (3.4)$$

Переписавши визначення суми сигналів синфазної і квадратурної складової враховуючи, що $\cos\left(2\pi f_{car}t + \frac{\pi}{2}\right) = -\sin\,(2\pi f_{car}t)$:

$$s(\mathrm{t}) = I(t)\cos(2\pi f_{car}t + \varphi) - Q(t)\sin(2\pi f_{car}t + \varphi) \quad (3.5)$$

Отже, можна побудувати на основі визначення КФМ сигналу в формулі (3.5) структурну схему універсального квадратурного модулятора сигналів рис. 3.2.

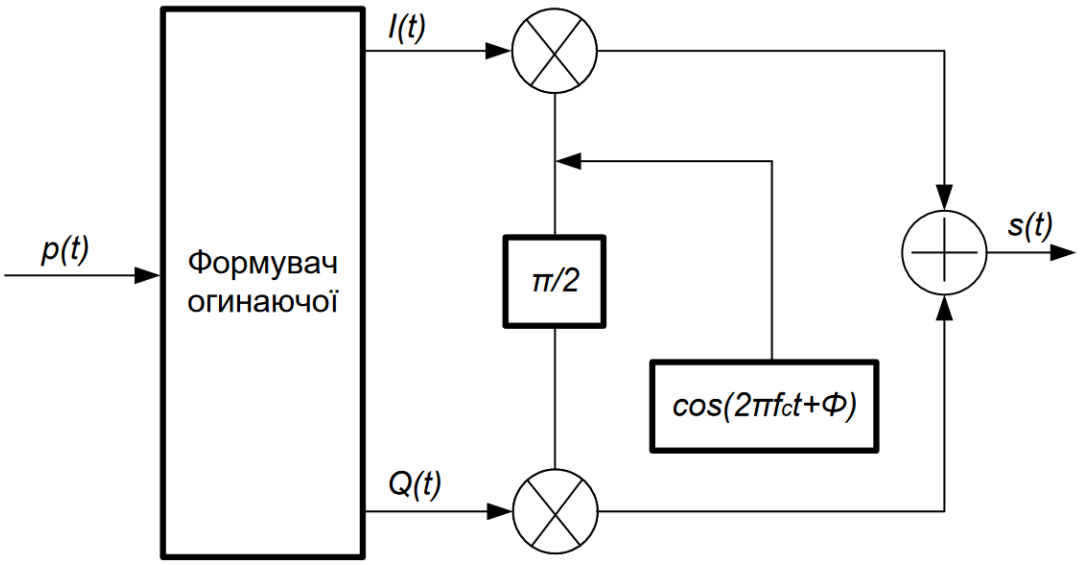



Рисунок. 3.2 — Структурна схема універсального квадратурного модулятора

Інформаційних сигнал проходить через формувач огинаючих, де розділяється на синфазну та квадратурну складові. Складові модулюються відповідно до високочастотного сигналу і сумуються. На рис. 3.3 зображено приклад модуляції інформаційної послідовності.

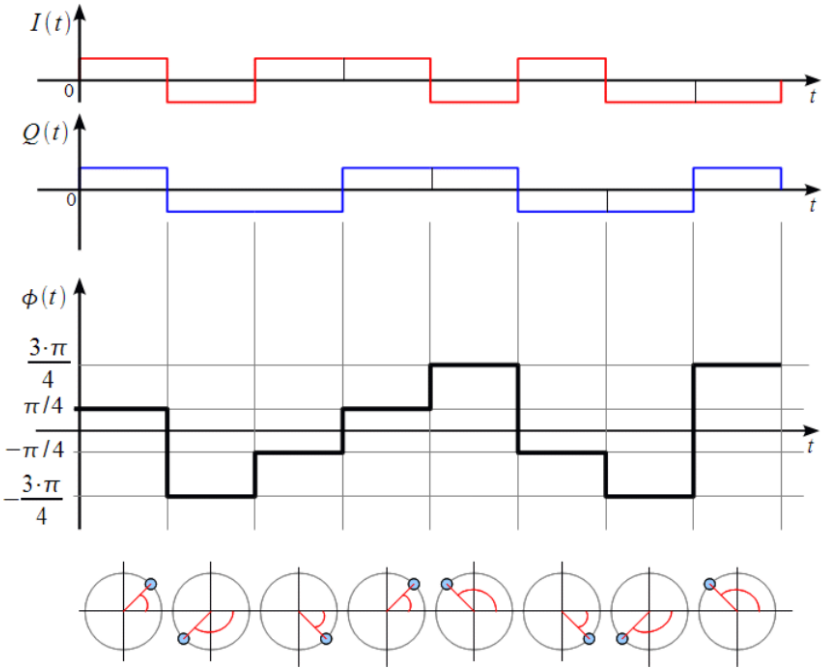



Рисунок. 3.3 — Приклад модуляції інформаційної послідовності

Переваги цього методу модуляції значно помітні на практичному використанні в мережах точок бездротового доступу п’ятого покоління – 802.11ac. КФМ модуляція використовується для обміну основної технічної

інформації між точкою бездротового доступу і пристроєм користувача, коли користувач знаходиться у стані спокою.

Що в результаті дає такі переваги:

- Ефективне використання спектру сигналу
- Можливість синхронізації для точного встановлення фази приймачем.
- Збільшення пропускної здатності залежно від порядку КФМ модуляції

### 3.1.2 Сигнальні сузір'я КФМ сигналів

Метод КФМ модулювання є поширеним в телекомунікаційних системах, оскільки має сильні переваги відносно інших методів модуляції, за малих порядків модуляції. Модульовані сигнали можливо візуалізувати дані розташувавши синфазну і квадратурні складові на площині у виді діаграми.

Діаграма дає можливість аналізувати результати різноманітних технік, інструментів. За допомогою діаграми можливо побачити як саме змінюється модульований сигнал в умовах каналу з багатопроменевим розповсюдженням, включаючи можливість побачити вплив білого адитивного шуму на інформаційну послідовність і явища багатопроменевого розповсюдження.

Усі ці дані про зміни за різних умовах передачі через канал в подальшому можна використовувати для створення нових методів боротьби з шумами, котрі можуть бути створенні внаслідок природних явищ, або штучно створеними засобами радіоелектронної боротьби. Адже навіть передача інформаційних послідовностей на одній частоті з технології розділеного доступу до каналу може призводити до спотворень і знижувати якість сигналу.

Діаграмне сузір'я має постійну N кількість точок сигналу рівномірно розподілених на площині, де N – кількість порядку модуляції. На рис. 3.4 зображено квадратурно фазова модуляція четвертого порядку, тобто чотирьох точок сигнальної діаграми.

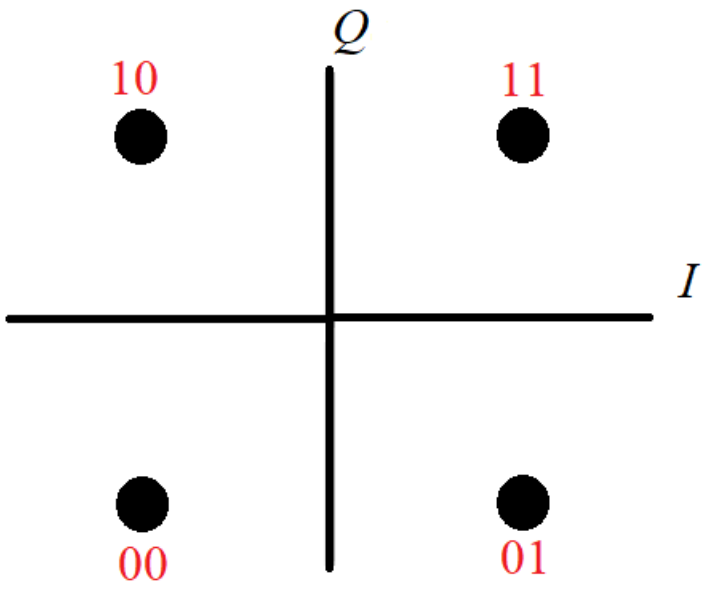



Рисунок 3.4 — Діаграмне сузір’я чотирьох позиційної КФМ

Кожна точка відповідає двом бітам інформаційної послідовності. Тобто при передачі 10 символів вже передаються 20 бітів, що в два рази більше ніж звичайна фазова модуляція.

Для передачі чотирьох інформаційних бітів використовуючи один інформаційний символ необхідно підвищити порядок КФМ модуляції до шістнадцяти позиційної КФМ модуляцію сигналу. На рис. 3.5 зображено сузір’я 16 КФМ сигналу.

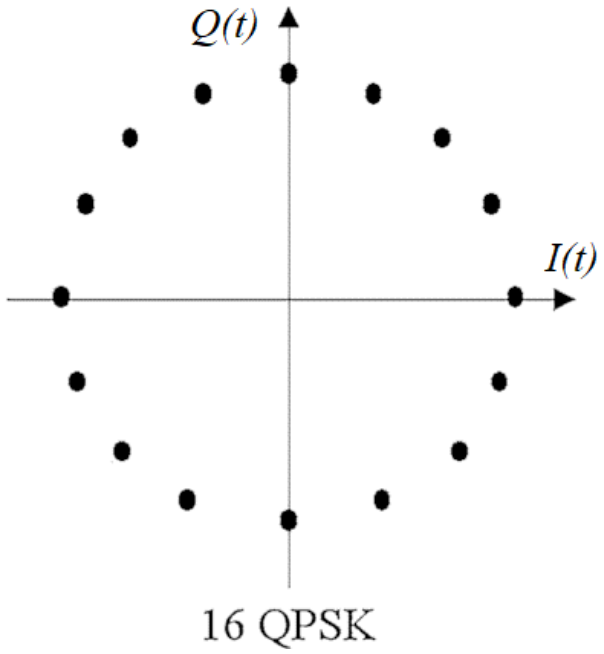



Рисунок 3.5 — Діаграмне сузір’я шістнадцяти позиційної КФМ

Як можна побачити з рис. 3.5 дана КФМ модуляції вже передає одним символом чотири біта інформації. Але зі збільшення порядку модуляції виникає умова забезпечення високої якості сигналу, адже перешкоди каналу зв'язку мають сильний вплив на сузір'я.

## 3.2 Функціональні особливості

Не менш важливим у створенні нових систем зв'язку є впровадження нових функціональних особливостей. Особливості покращують досвід користувача, що впливає на конкурентоспроможність приймально-передавального пристрою. Найбільш необхідними сучасними функціями можна виділити наступні:

- Широкомовні голосові та текстові повідомлення;
- Персональні текстові повідомлення;
- Шифрування повідомлень;
- Псевдовипадкова перебудова робочої частоти;
- Використання джерел живлення напряму і зберігання заряду батареї пристрою;

Якщо до високої якості передачі додається додаткова задача захищеності каналу зв'язку від несанкціонований доступу, то перетворена цифрова послідовність інформаційних біті має проходити крізь шифрувальний скремблер. На сьогоднішній день найбільш надійним є симетричний алгоритми шифрування AES. Найбільш розповсюдженні розміри блоку шифрування – 128, 192, 256 біт.

Обрана технологія кодового розділення надає перевагу у використанні єдиної частоти для поширення персональних і широкомовних повідомлень серед інших пристроїв, використовуючи унікальні коди користувачів.

## 3.3 Розробка структурної схеми приймально-передавального пристрою

Для забезпечення усіх обчислювальних дій пристрою використовується цифровий сигнальний процесор.

Принцип дії полягає використання мікрофона для запису голосу, інформаційної послідовності бітів якого надходить до блоку AAC аудіокодека. В блоці кодеку відбувається стиснення голосу для зменшення необхідної кількості бітів для передачі через канал зв'язку. З виходу аудіокодеку, стиснута послідовність інформаційних бітів поступає на кодер джерела, де використовуються автокорегувальне кодування з метою виправлення помилок після проходження бездротового каналу. З виходу автокорегувального блоку інформаційна послідовність розділюється за допомогою унікального коду користувача в блоці кодеру каналу. Далі інформаційна послідовність поступає на блок КФМ модулятора. Після модуляції сигнал надходить на передавач і поширюється далі в бездротовому каналі. На рис. 3.6 зображена структурна схема приймально-передавального пристрою.

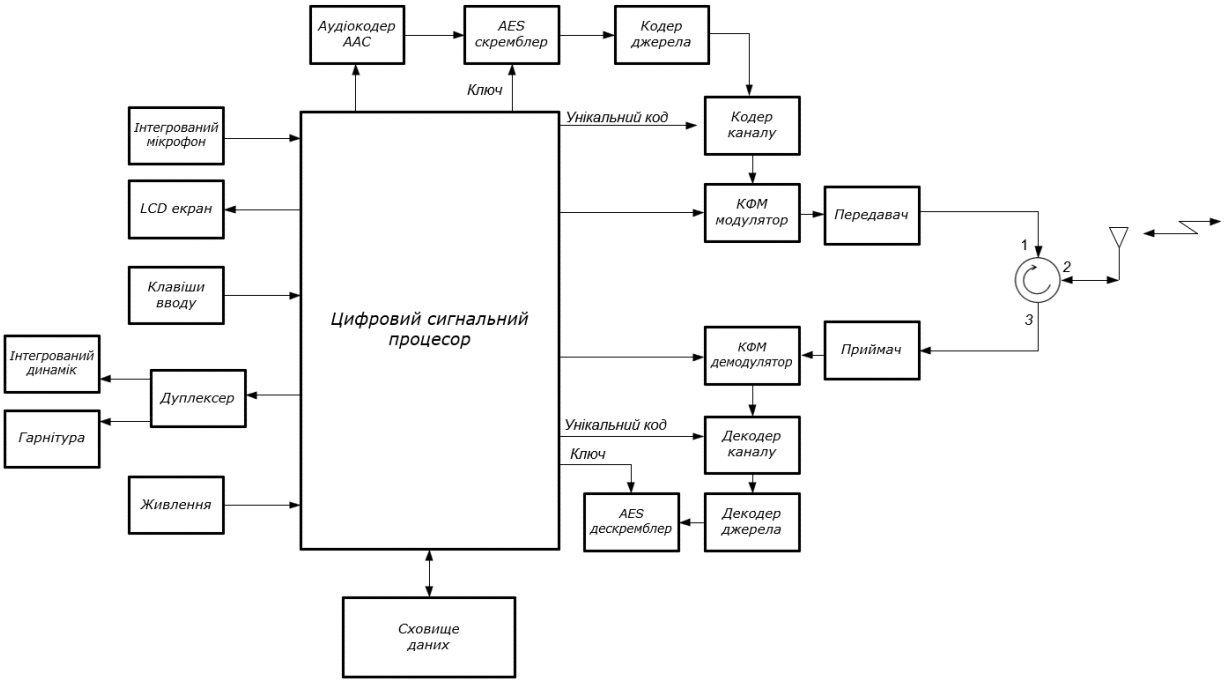



Рисунок 3.6 — Структурна схема приймально-передавального пристрою

Отриманий сигнал, який пройшов канал зв'язку з багатопроменевого розповсюдження, поступає на приймач рознесених сигналів. На рис. 3.7 зображена структурна схема приймача.

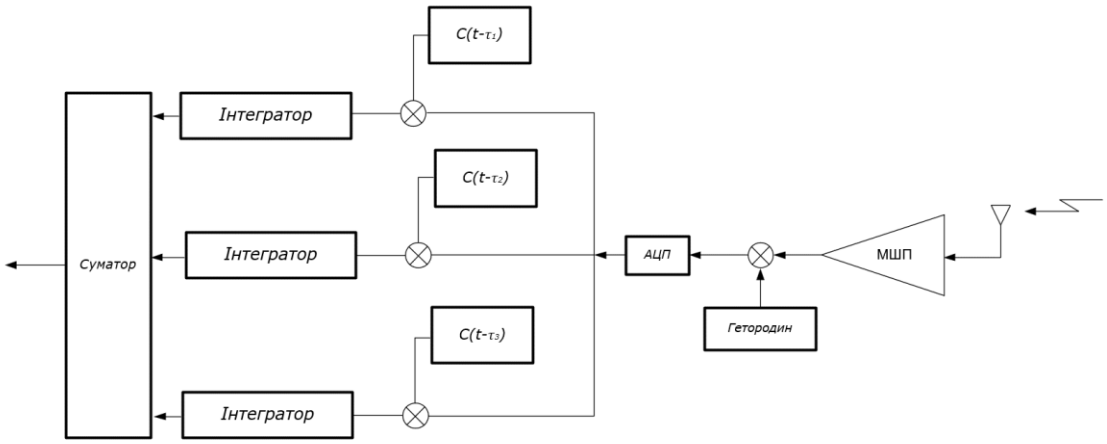



Рисунок 3.7 — Структурна схема приймача рознесених сигналів

Приймач використовує властивості кодів технології CDMA, що дозволяє визначати затримані сигнали внаслідок проходження лінії непрямої видимості і виключати їх з обробки у подальшому. В той час як сигнали прямої видимості додаються в суматорі з затриманими сигналами, затримка яких була визначена і скорегована в інтеграторі.

На виході з приймача отримуємо посилений сигнал інформаційної послідовності, котрий після проходження процесу демодуляції, декодування та дешифрування, передається цифровим сигнальним процесором на динамік. А у випадку передачі текстового повідомлення вони будуть накопичуватись в сховищі даних. Звідки їх можливо у будь-який момент вивести на екран.

## 3.4 Висновок

На основі обраної технології розділення доступу було обрано КФМ модуляцію. Модуляція забезпечує достатню швидкість передачі інформаційних бітів для передачі звукових і текстових повідомлень для одного пристрою в 614 кбіт/с. Оскільки необхідна швидкість для ААС дорівнює 8 кбіт/с, то КФМ модуляція має швидкість в 4 кіло символи на секунду, що відповідно розширення за допомогою CDMA надає смугу пропускання сигналу в 4,096 МГц. Таким чином КФМ дає можливість забезпечити надійним зв’язком приблизно 30 чоловік.

Також в цьому розділі були розглянуті додаткові функціональні особливості. Впровадження яких значно покращують безпеку мережі, досвід користувача та забезпечують надійність з’єднання.

Отже, на основі обраного виду модуляції, функціональних особливостей була розроблена структурна схема приймально-передавального пристрою системи аудіо зв’язку. А для забезпечення якісної боротьби з багатопроменевим розповсюдженням в другому розділі було обрано метод Rake приймача і відповідно в цьому розділі була розроблене структурну схема Rake приймача.

# 4 РОЗРАХУНОК ЕНЕРГЕТИКИ СИСТЕМИ

У даному розділі було проведено розрахунки розробленої системи аудіо зв'язку для отримання необхідних енергетичних характеристик з'єднання передавача і приймача в умовах каналу з багатопроменевим розповсюдженням сигналів.

## 4.1 Розрахунок потужності шумів на вході приймача

Для подальших розрахунків важливо враховувати потужність шумів на вході приймача, оскільки явище теплового шуму пов'язане з випадковими термальними коливаннями заряджених частинок у бідь-якій системі. Він виникає внаслідок неперервного руху заряджених частинок. З урахуванням смуги пропускання сигналу, потужність теплового шуму визначається наступним чином:

$$N = kT_nG_{bw} = 1{,}38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 4{,}096 \cdot 10^6 = 1{,}69 \cdot 10^{-14} (\text{Вт}) \quad (4.1)$$

де $N$ – потужність теплового шуму, $G_{bw}$ – смуга пропускання, $k$ – стала Больцмана, $T_n$ – ефективна шумова складова температури системи.

Після чого переводимо в дБм і отримуємо:

$$L = 10 \cdot log_{10}N + 30 = -107 \text{ (дБм)} \quad (4.2)$$

З (4.2) виплаває, що обмін сигналів системи зв'язку матиме вплив теплового шуму рівним -107 дБм, що знадобиться у подальших розрахунках потужності передавача.

## 4.2 Розрахунок потужності сигналу на вході приймача

Для якісної роботи приймача КФМ сигналів нам необхідно забезпечити ймовірність помилки обробки сигналу приймачем на рівні 1e-5, що досягається з відношенням енергії одного біту до спектральної щільності шуму рівним 9 дБ.

Тому необхідно порахувати відношення сигналу до шуму. А оскільки в цифрових системах зв'язку необхідно передати інформаційні біти, то енергія

одного біту дорівнює сигналу помноженого на період біту. Тоді вираз для знаходження енергії біти матиме вигляд:

$$E_b = \mathrm{S} \cdot T_b = \frac{S}{S_{bps}} \tag{4.3}$$

де $T_b$ – період одного символу, $S_{bps}$ – кількість передачі бітів в секунду.

Значення якості сигналу тоді можна виразити як відношення енергії одного біту до термального шуму з урахуванням швидкості каналу зв'язку – 8кбіт, і смуги пропускання сигналу – 4,096 МГц, вираз матиме наступний вигляд:

$$\frac{S}{N} = \frac{E_b S_{bps}}{N_0 G_{bw}} = 9 + 10\log\left(\frac{8000}{4{,}096 \cdot 10^6}\right) = -18 \text{ (дБ)} \tag{4.4}$$

де $T$ – інформаційний сигнал, $N$ – шум каналу зв'язку, $E_b$ – енергія на один біт, $S_{bps}$ – швидкість бездротового з'єднання в бітах за секунду, $N_0$ – спектральна щільність перешкод, $G_{bw}$ – смуга пропускання.

Для забезпечення якісного сигналу необхідно також враховувати потужність теплового шуму, яке рівне -107 дБм. Тому з розрахунків випливає, що потужність сигналу повинна бути рівним сумі теплового шуму і відношення сигналу/шум – це дорівнює -125 дБ.

### 4.3 Розрахунок потужності передавача

Для розрахунків визначити коефіцієнт підсилення антени приймально-передавального пристрою. Для ізотропоного випромінювача, який розповсюджує хвилі у всі боки, коефіцієнт підсилення дорівнює 1 дБ. Але оскільки випромінювач в системах зв'язку має вигляд штирю, то розповсюдження буде відбуватись у вигляді тору, що надає коефіцієнт підсилення приблизно 1.7 дБ.

Для базових станцій випромінювання можливо зробити секторним, що надає змогу досягти коефіцієнту підсилення в 3 дБ.

Також важливим чинником є втрати вільного простору, а оскільки для конкуренції з сучасними системами необхідно забезпечувати дальність

передачі 10 км і враховуючи діапазон робочих частот найбільші втрати матиме найвища частота через найменшу довжину хвилі. Тоді взявши відстань 10км і найменшу можливу довжину хвилі втрати будуть дорівнювати:

$$L_{\text{ВП}} = 10\log\left[\frac{(4\pi R)^2}{\lambda^2}\right] = 10\log\left[\frac{(4\cdot\pi\cdot 10000)^2}{0.57^2}\right] = 106\ (\text{дБ}) \tag{4.5}$$

Врахувавши усі чинники вираз розрахунку необхідної потужності передавача для зв'язку з базовою станцією тоді дорівнює:

$$P_t = P_r - P_{Tx} - P_{Rx} + L_{\text{ВП}} + D_{\text{ЗЗ}} \tag{4.6}$$
$$= -125 - 1.7 - 1.7 + 106 + 30 = 8\ (\text{дБм})$$

де $P_r$ – потужність на вході приймача, $P_{Tx}$– посилення сигналу передавачем, $P_{Rx}$ – посилення сигналу приймачем, $L_{\text{ВП}}$ – затухання вільного простору, $L_{\text{ЗЗ}}$ – запас від багатопроменевості.

У випадку з'єднання портативного приймально-передавального пристрою до БС з кращим коефіцієнтом підсилення, то можлива відстань з'єднання, за цієї ж потужності передавача, може сягати:

- Для 3 дБ відстань дорівнює 11 км;
- Для 5 дБ відстань дорівнює 14 км;
- Для 7 дБ відстань дорівнює 18 км;

## 4.4 Моделювання роботи приймача в багатопроменевому каналі

Виконавши розрахунки сигналу КФМ модуляції в каналі зв'язку з умовах багатопроменевим розповсюдженням в Matlab отримав залежність побітової помилки відносно якості сигналу. На рис. 4.1 графік ймовірності бітової помилки залежно від якості сигналу з використанням трьох гілок приймача рознесених сигналів.

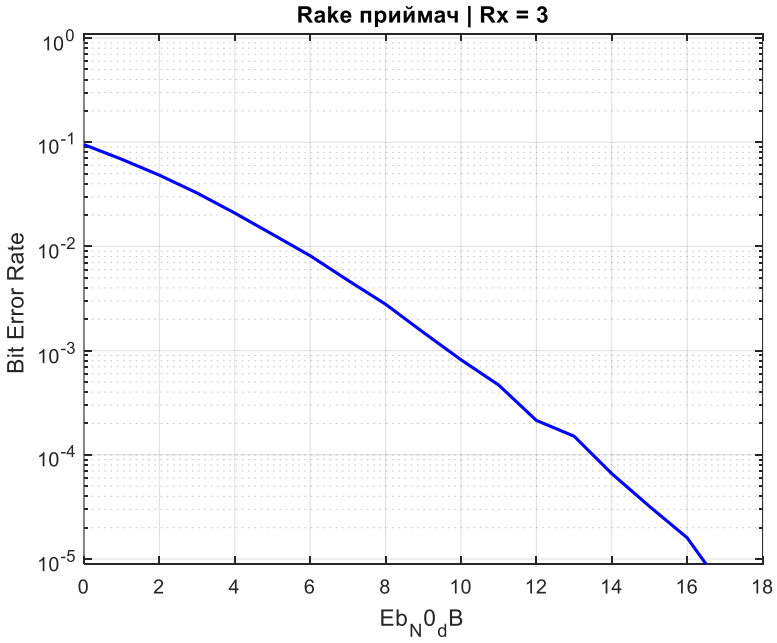



Рисунок 4.1 — Графік ймовірності бітової помилки з багатопроменевим розповсюдженням

## 4.5 Висновки

В даному розділі були проведені розрахунки енергетики для розробленої системи зв'язку в умовах багатопроменевого розповсюдження сигналів. Параметри системи були визначені як: швидкість з'єднання рівним 8 кбіт/с, смуга сигналу 4,096 МГц, коефіцієнт підсилення приймально-передавального пристрою 1.7 дБ, коефіцієнт підсилення базової станції 3 дБ.

Провівши розрахунки енергетики отримав наступні значення:

- Розрахунок потужності шумів на вході приймача рівним -107 дБм;
- Розрахунок потужності сигналу на вході приймача рівним -125 дБм;
- Розрахунок необхідної потужності передавача для пристрій-пристрій рівним 8 дБм;

У випадку з'єднання портативного приймально-передавального пристрою до БС з кращим коефіцієнтом підсилення, то можлива відстань з'єднання, за цієї ж потужності передавача, може сягати:

- Для 3 дБ відстань дорівнює 11 км;
- Для 5 дБ відстань дорівнює 14 км;
- Для 7 дБ відстань дорівнює 18 км;

# ВИСНОВКИ

В даному дипломному проєкті було проведено аналіз найбільш поширених систем зв’язку для обміну звуковими повідомленнями, проте усі проаналізовані системи не мають можливості боротися з багатопроменевим розповсюдженням сигналів, що робить обмін повідомленнями в умовах гірського ландшафту, щільної забудови, досить складною.

Проведено поверхневий аналіз поширених топологій мереж зв’язку. Ці дані важливі для створення оптимальної системи зв’язку враховуючи вже досвід існуючих.

Виконано детальний порівняльний аналіз кодерів звукових повідомлень з метою визначити найбільш оптимальний аналог до поширених дороговартісних кодерів. Обрано найоптимальніший кодер AAC. За обраним кодером була визначена необхідна швидкість мережі.

Проведено порівняльний аналіз технологій розділення доступу, де обрано комбіноване розділення за часом і унікальними кодами користувачів мережі.

Розглянуто методи боротьби з багатопроменевим розповсюдженням. Обран найбільш оптимальну для використання у портативних приймально-передавальних пристроях.

Розроблено комплексну систему зв’язку на основі переваг актуальних систем зв’язку і використовуючи аналіз сучасних топологій обрано змішану топологію зірки з ієрархічним деревом.

Розроблено структурну схеми прийомо-передавального пристрою з методом боротьби з багатопроменеим розповсюдженням Rake приймача. Згідно до швидкості обраного кодеру звукових повідомлень вибрано КФМ модуляцію. Впроваджені додаткові функціональні особливості.

Проведено розрахунки енергетики системи. Отримана необхідна потужність шумів на вході приймача. Отримана потужність сигналу на вході приймача. Отримана необхідна потужності для передачі БС і на пристрій. Проведено моделювання роботи приймача в багатопроменевому каналі зв’язку.

# ВИКОРИСТАНІ ДЖЕРЕЛА


1. Motorola DP1400 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.funkhandel.com/Motorola-DP1400-DMR-Handfunkgeraet.
2. Baofeng BF-A58 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://radiostancii.com.ua/racii_i_radiostancii/raciya-baofeng-bf-a58/.
3. TYT MD-390 VHF--GPS-- DMR [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://diesnerfunk.de/amateurfunk/amateur-handfunkgeraete-monoband/1009/tyt-md-390-vhf-gps-dmr-handfunkgeraet.
4. Топологія мереж [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Network_topology.
5. Топологія мереж GSM [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Network_switching_subsystem.
6. Vocoder AMBE+2 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://www.dvsinc.com/soft_products/ambe_p2.shtml.
7. Comparison of audio coding formats [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Comparison_of_audio_coding_formats.
8. MP3 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/MP3.
9. Advanced Audio Coding [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Advanced_Audio_Coding.
10. FLAC [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/FLAC.
11. IEEE 802.11 [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/IEEE_802.11.
12. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications / Bernard Sklar., 1988. – 832 с.

13. Channel access method [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://en.wikipedia.org/wiki/Channel_access_method.
14. Proakis J. Digital Communications / John Proakis., 2007. – 1150 с.
15. Yong Soo Cho. MIMO-OFDM Wireless Communications with MATLAB (Wiley - IEEE) / Yong Soo Cho, Jaekwon Kim, Won Young Yan., 2010. – 456 с.
16. Rake Receiver [Електронний ресурс] – Режим доступу до ресурсу: https://de.wikipedia.org/wiki/Rake_Receiver.
17. Samuel C. Yang. CDMA RF System Engineering / Samuel C. Yang. – Boston: Artech House, 1998. – 288 с.

**Додаток А**

| ПОГОДЖЕНО | ЗАТВЕРДЖЕНО |
|---|---|
| Керівник дипломного проєкту доцент, к.т.н. Шпилька О. О. | Завідувач кафедри радіотехнічних систем д.т.н., проф. Жук С. Я. |
| _____ _____ | _____ _____ |
| (дата) (підпис) | (дата) (підпис) |

**ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ**

**НА ДИПЛОМНИЙ ПРОЄКТ**

«Система аудіо зв’язку в каналах з багатопроменевим розповсюдженням сигналу»

Київ 2023

## 1. НАЗВА, ПІДСТАВИ ДЛЯ ВИКОНАННЯ

Назва дипломного проєкту «Система аудіо зв’язку в каналах з багатопроменевим розповсюдженням сигналу».

Підставою до виконання є завдання видане кафедрою радіотехнічних систем 22 травня 2023 р.

## 2. ВИКОНАВЕЦЬ

Виконавець — студент групи РТ-91 Варванський Олександр Олександрович.

## 3. МЕТА ВИКОНАННЯ І ПРИЗНАЧЕННЯ ПРОДУКЦІЇ

Метою дипломного проєкту є розробка системи аудіо зв’язку з використанням методів боротьби з багатопроменевим розповсюдженням сигналів, розрахунки необхідних параметрів енергетики системи та оформлення необхідної документації.

## 4. ТЕХНІЧНІ ВИМОГИ

### 4.1 Вимоги призначення

Дальність передачі: 10 км.

Робоча частота: 403-520 МГц.

Крок зміни частоти пристрою: 12,5 кГц

Потужність передавача: не більше 8 дБм

Чутливість приймача: -125 дБм

Коефіцієнт підсилення антени приймально-передавального пристрою: 1.7 дБ.

Коефіцієнт підсилення антени базової станції: 3 дБ.

Смуга сигналу – не більше 6 МГц.

### 4.2 Вимоги життєздатності та стійкості до зовнішніх впливів та чинників

Приймально-передавальний пристрій має відповідати кліматичним вимогам згідно УХЛ 4 відповідно ГОСТ 15150-69 та мати захист від механічних пошкоджень М1 за ГОСТ 17516.1-90

### 4.3 Вимоги надійності

Приймально-передавальний пристрій має відповідати 12 000 годинам безвідмовної роботи. Середній строк служби, не менше 1 року.

### 4.5 Вимоги до конструкції

Деталі корпусу пристрою мають бути виконані за допомогою ливарного пластику. В кришці корпусу має бути отвір під LCD дисплей. З'єднання корпусу відбувається завдяки пластиковим застібкам і чотирьох саморізів М1.2. Корпус має бути противоударним, влагостійким і відповідати ДСТУ 60749-24:2022.

### 4.6 Технічнее осблуговування

Приймально-передавальний пристрій та базова станція повинні проходити технічне обслуговування один раз на рік.

### 4.7 Вимоги до безпеки життя, здоров'я, майна громадян та охорони

**Пристрій має бути виконаний згідно** положенням стандартів про вимоги техніки безпеки, електробезпеки, а саме ДСТУ 3994-2000, ГОСТ 12.1.012-90, ГОСТ 12.1.006-84.

### 4.8 Вимоги до пакування

Пакування приймально-передавального пристрою має здійснюватися в картонній коробці з захисною бульбашковою плівкою для запобігання фізичного руйнування внаслідок необережної поведінки.

## 5 ВИМОГИ ДО КОНСЕРВАЦІЇ, ПАКУВАННЯ, ЗБЕРІГАННЯ

Пакування і маркування здійснюється за ДСТУ 4171-2003. Консервація не передбачена.

## 6 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАЛЬНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Оформлення документації згідно ДСТУ 3008:2015.

Склад конструкторської документації:

1. Текстова документація ( Пояснювальна записка).

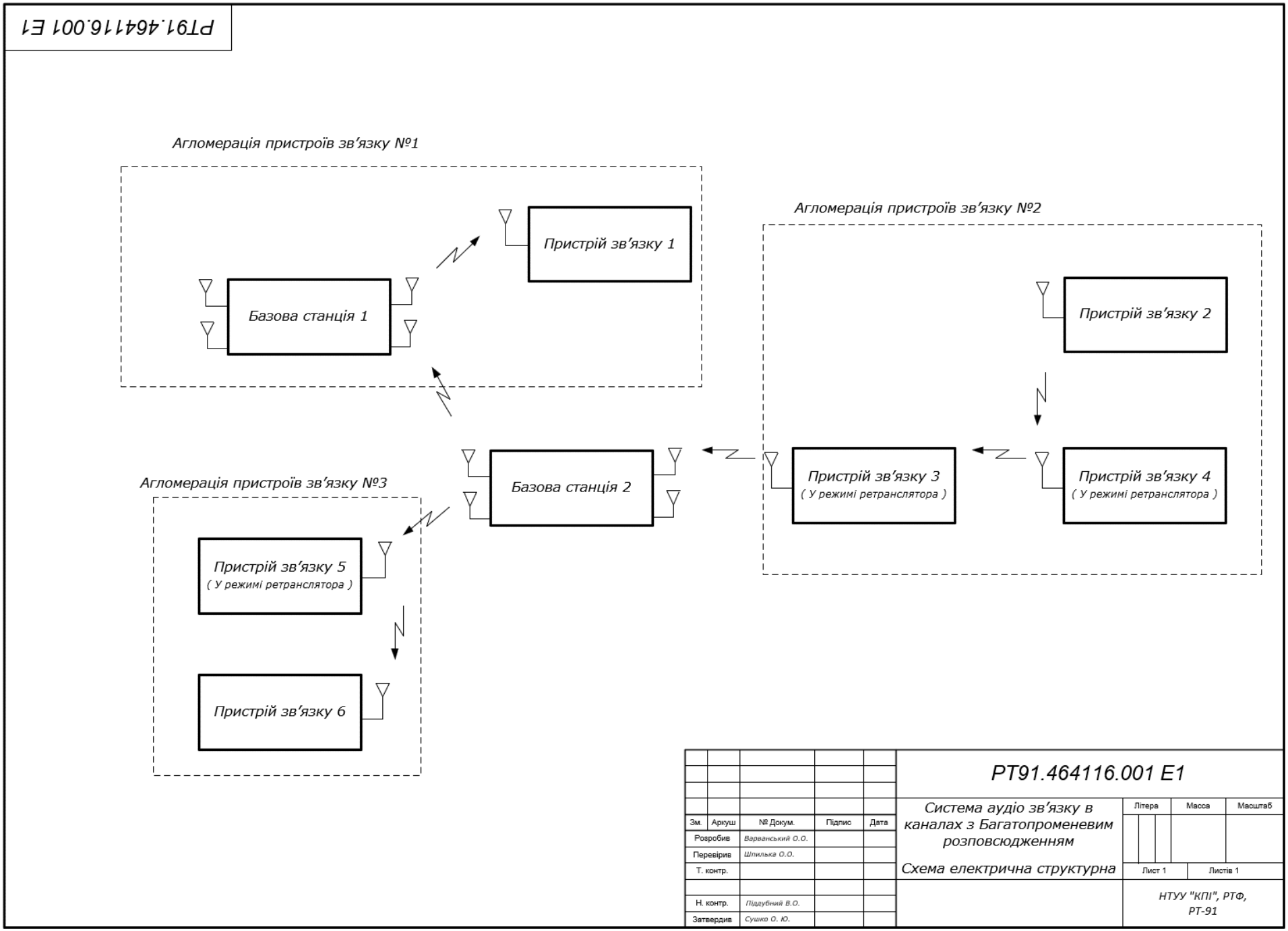
2. Графічна документація загальним обсягом не менше 3 аркушів А3( Структурна схема системи, Структурна схема прийомо-передавального пристрою, Структурна схема приймача)

## Додаток Б

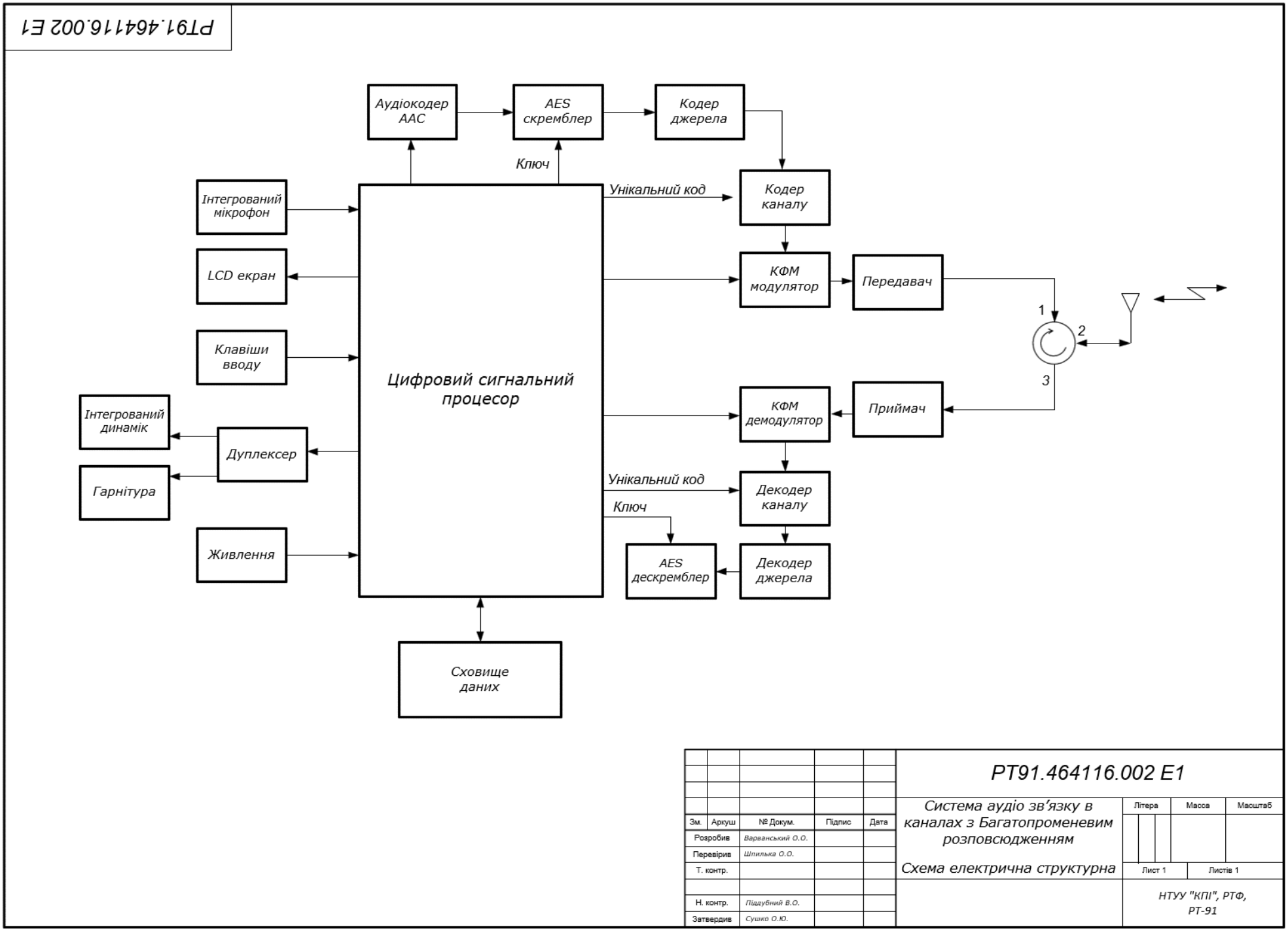
| № з/п | Формат | Позначення | Найменування | Кількість листів | Примітка |
|---|---|---|---|---|---|
| 1 | А4 | РІ81.2716232.001.ТЗ | Завдання на дипломний проєкт | 2 | |
| 2 | А4 | РІ81.271632. 001 ПЗ | Пояснювальна записка | 67 | |
| 3 | А3 | РТ91. 464116.001 Е1 | Структурна схема системи аудіо зв’язку | 1 | |
| 4 | А3 | РТ91. 464116.002 Е1 | Структурна схема приймально-передавального пристрою | 1 | |
| 5 | А3 | РТ91. 464116.003 Е1 | Структурна схема приймача | 1 | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |
| | | | | | |

| | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | | РТ91.464116.001 | | |
| | ПІБ | Підп. | Дата | | | |
| Розробн. | Варванський | | | Відомість дипломного проєкту | Лист | Листів |
| Керівн. | Шпилька | | | | 1 | 1 |
| Консульт. | | | | | НТУ «КПІ», РТФ, РТ-91 | |
| Н/контр. | | | | | | |
| Зав.каф. | | | | | | |

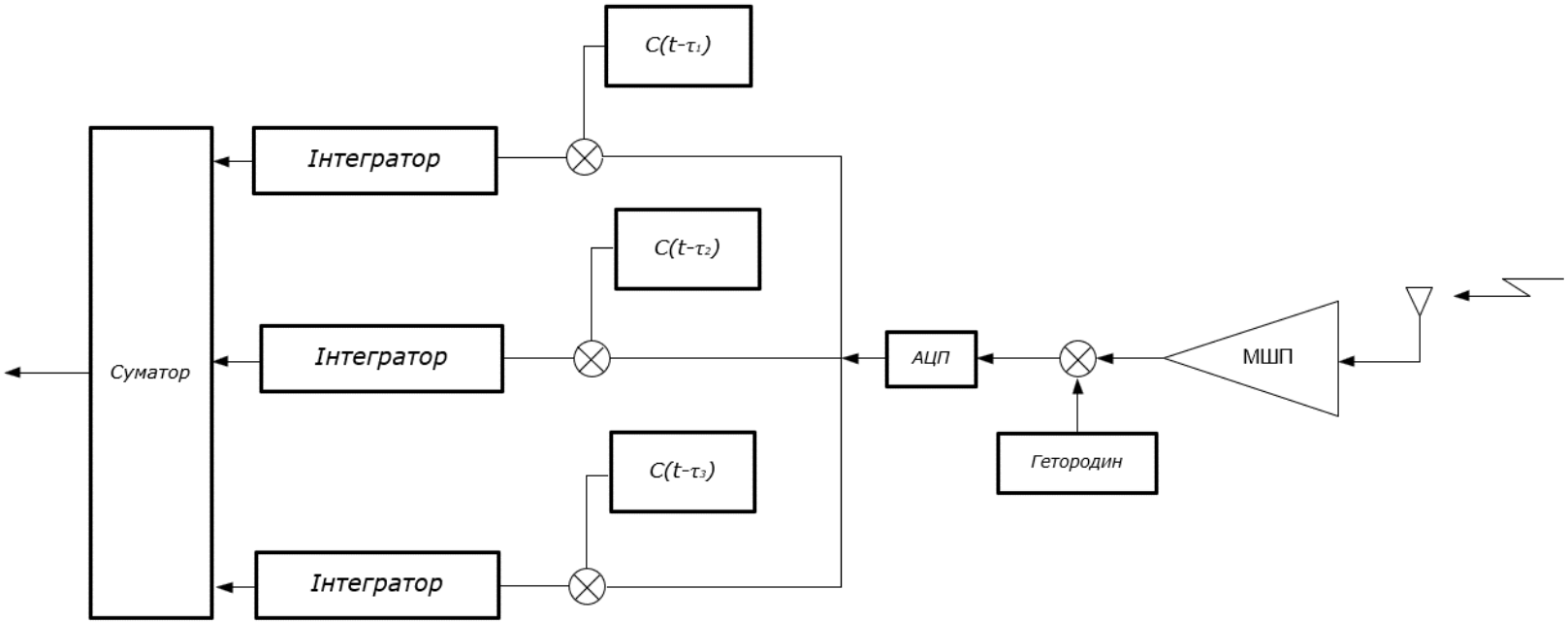
# Додаток В


РТ91.464116.001 Е1
Агломерація пристроїв зв'язку №1
Базова станція 1
Пристрій зв'язку 1
Агломерація пристроїв зв'язку №2
Пристрій зв'язку 2
Пристрій зв'язку 3
( У режимі ретранслятора )
Пристрій зв'язку 4
( У режимі ретранслятора )
Базова станція 2
Агломерація пристроїв зв'язку №3
Пристрій зв'язку 5
( У режимі ретранслятора )
Пристрій зв'язку 6
РТ91.464116.001 Е1
Система аудіо зв'язку в каналах з Багатопроменевим розповсюдженням
Схема електрична структурна
Літера
Масса
Масштаб
Лист 1
Листів 1
НТУУ "КПІ", РТФ, РТ-91
Зм.
Аркуш
№ Докум.
Підпис
Дата
Розробив
Варванський О.О.
Перевірив
Шпилька О.О.
Т. контр.
Н. контр.
Піддубний В.О.
Затвердив
Сушко О. Ю.
Формат А3

# Додаток Г


РТ91.464116.002 Е1
Аудіокодер AAC
AES скремблер
Кодер джерела
Ключ
Унікальний код
Кодер каналу
Інтегрований мікрофон
LCD екран
КФМ модулятор
Передавач
Клавіші вводу
Цифровий сигнальний процесор
1
2
3
Інтегрований динамік
Дуплексер
Гарнітура
КФМ демодулятор
Приймач
Унікальний код
Декодер каналу
Ключ
Живлення
AES дескремблер
Декодер джерела
Сховище даних
РТ91.464116.002 Е1
Система аудіо зв'язку в каналах з Багатопроменевим розповсюдженням
Схема електрична структурна
Літера
Масса
Масштаб
Лист 1
Листів 1
НТУУ "КПІ", РТФ, РТ-91
Зм.
Аркуш
№ Докум.
Підпис
Дата
Розробив
Варванський О.О.
Перевірив
Шпилька О.О.
Т. контр.
Н. контр.
Піддубний В.О.
Затвердив
Сушко О.Ю.
Формат А3

# Додаток Д




МШП - малошумний підсилювач

| Зм. | Аркуш | № Докум. | Підпис | Дата | РТ91.464116.003 Е1 | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| Розробив | | Варванський О.О. | | | Система аудіо зв'язку в каналах з Багатопроменевим розповсюдженням | Літера | Масса | Масштаб |
| Перевірив | | Шпилька О.О. | | | | | | |
| Т. контр. | | | | | Схема електрична структурна | Лист 1 | Листів 1 | |
| Н. контр. | | Піддубний В.О. | | | | НТУУ "КПІ", РТФ, РТ-91 | | |
| Затвердив | | Сушко О.Ю. | | | | | | |

Формат А3

РТ91.464116.003 Е1

## Додаток Г

| | |
|---|---|
| main.m | clc<br>clear<br>close all<br><br>% Вхідні дані<br>N = 10e5; % Кількість інформаційних бітів<br>N_fingers = 8; % Кількість кореляторів<br>Eb_N0_dB = 25; % Відношення енергій одного біта на шум<br>% Створення інформаційної послідовності<br>data_bits = randi([1 4], 1, N);<br>% КФМ модуляція сигналу<br>mod_signal = qpskmodulator(data_bits);% КФМ сигнал<br>% Коди розширювання<br>SP_code=[1;1;1;1;1;0;0;1;1;0;1;0;1];<br>SP_codemapped=SP_code*2-1;<br>seqLen=length(SP_code);<br>%%Spreading<br>x_spread=SP_code*mod_signal;<br>Tx_SP=reshape(x_spread,1,seqLen*N);<br>% Кількість пальців приймача<br>for nRx = N_fingers<br>  SER = zeros(1,numel(Eb_N0_dB)); %simulated symbol error rates<br>  i_branch=1;<br>  Tx = kron(ones(nRx,1),Tx_SP);%nRx signal branches<br>  for EbN0db = 1:length(Eb_N0_dB)<br>  % Додавання каналу багатопроменевого розповсюдження<br>  %h = sqrt(1/2)*(randn(nRx,N)+1j*randn(nRx,N)); % Замирання<br>  h = sqrt(1/2)*(randn(nRx,length(Tx_SP))+1j*randn(nRx,length(Tx_SP))); % Замирання<br>  signal_Rayleigh = h.*Tx;<br>  % Створення АБГШ<br>  Eb_N0 = 10.^(EbN0db/10);<br>  Ebr = sum(abs(signal_Rayleigh).^2,2)./N; % Обрахування енергії пальців<br>  N0 = Ebr/Eb_N0; % Спектральна щільність шуму<br>  n = (randn(size(signal_Rayleigh))+1j*randn(size(signal_Rayleigh))).*sqrt(N0/2); % АБГШ<br>  % Додавання АБГШ до сигналу<br>  Rx = signal_Rayleigh + n;<br>  % Despreading<br>  Rx_despread_temp = reshape(Rx, seqLen, N);<br>  Rx_despread = SP_code'*Rx_despread_temp; |

```
        % Детектування
        Rx_detection = sum(conj(h).*Rx_despread,1)./sum(abs(h).^2,1); %
Багатоантенний прийом
        %Rx_detection = rake_rec(Rx_detection); % Rake приймач
        y = qpskdemodulator(Rx_detection); % Демодуляція КФМ
        % Обрахування ймовірності помилки
        SER(i_branch) = sum(y  ~= data_bits)/N;% Ймовірність помилки
        i_branch=i_branch+1; % Збільшення кількості пальців приймача
    end
    semilogy(Eb_N0_dB,SER,'b-','lineWidth',1.5); hold on; grid on;
end

xlabel('Eb_N0_dB');ylabel('Bit Error Rate ')
title('Методи боротьби з багатопроменевістю')
%xlim([-5,20]);
ylim([0.000009,1.1]);
legend('Rake приймач  | Rx = 3');
```

| | |
|---|---|
| qpskmodulator.m | function [mod]= qpskmodulator(data_bits)<br>I_positions = 1/sqrt(2)*cos(((1:1:4)-1)/4*2*pi);<br>Q_positions = 1/sqrt(2)*sin(((1:1:4)-1)/4*2*pi);<br>qpsk_canon = I_positions+j*Q_positions;<br>mod = qpsk_canon(data_bits);<br>end |
| qpskdemodulator.m | function [ demod ] = qpskdemodulator( Rx )<br>% Створення КФМ точок<br>I_positions = 1/sqrt(2)*cos(((1:1:4)-1)/4*2*pi);<br>Q_positions = 1/sqrt(2)*sin(((1:1:4)-1)/4*2*pi);<br>qpsk_canon = I_positions+j*Q_positions;<br>% Отримання огинаючих сигналу<br>Complex_division = [real(Rx); imag(Rx)]';<br>Canon_qpsk = [real(qpsk_canon); imag(qpsk_canon)]';<br>[N_Complex_division,M_Complex_division_temp] =<br>size(Complex_division);<br>[N_Canon_qpsk, M_Canon_qpsk_temp] = size(Canon_qpsk);<br>X = sum(Complex_division.*Complex_division,2);<br>Y = sum(Canon_qpsk.*Canon_qpsk,2)';<br>% Детектування<br>distances = X(:,ones(1,N_Canon_qpsk)) +<br>Y(ones(1,N_Complex_division),:)...<br>- 2*Complex_division*Canon_qpsk';<br>[~,minimum] = min(distances,[],2);<br>Canon_positions_temp = Canon_qpsk(minimum,:);<br>demod = minimum.';<br>end |