

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

---

Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

**ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА**  
**кваліфікаційної роботи ступеню бакалавра**

студента *Корчевського Миколи Вадимовича*

академічної групи *172-16зск-1*

спеціальності *172 Телекомунікації та радіотехніка*

спеціалізації<sup>1</sup>

за освітньо-професійною програмою *Телекомунікації та радіотехніка*

на тему *Удосконалення способу мультиплексування при*

*багатоантенному прийомі*

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
Кваліфікаційної роботи	к.ф.-м.н., доц. Магро В.І.			
розділів:				
спеціальний	к.ф.-м.н., доц. Магро В.І.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			
Рецензент				
Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			

Дніпро  
2019

**ЗАТВЕРДЖЕНО:**  
завідувач кафедри  
безпеки інформації та телекомунікацій  
\_\_\_\_\_ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ року

**ЗАВДАННЯ**  
**на кваліфікаційну роботу**  
**ступеня бакалавра**

студенту Корчевському Миколі Вадимовичу академічної групи 172-16зск-1  
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка  
(код і назва спеціальності)

на тему Удосконалення способу мультиплексування при  
багатоантенному прийомі

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від \_\_\_\_\_ № \_\_\_\_\_

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Розглянути загальні відомості про системи MIMO	
Розділ 2	Удосконалити спосіб передачі і прийому сигналів у системі радіозв'язку з множиною каналів передачі і множиною каналів прийому	
Розділ 3	Провести розрахунок вартості розробки удосконаленого методу обробки сигналів та очікуваний час розробки методу	

Завдання видано \_\_\_\_\_  
(підпис керівника)

Магро В.І.  
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: \_\_\_\_\_

Дата подання до екзаменаційної комісії: \_\_\_\_\_

Прийнято до виконання \_\_\_\_\_  
(підпис студента)

Корчевський М.В.  
(прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 86 с., 51 рис., 15 табл., 1 додаток, 23 джерела.

Об'єкт дослідження: пристрій мультиплексування для безпроводного прийому пакетної передачі даних на множині приймальних антен.

Мета роботи: зниження складності реалізації пристрою мультиплексування для скорочення кількості компонентів вхідних каскадів (фільтрів, змішувачів і аналогово-цифрових перетворювачів).

Метод дослідження: технічний з використанням системного аналізу.

В першому розділі кваліфікаційної роботи наведено загальні відомості про системи MIMO.

В спеціальній частині розглянуто технічну розробку, що відноситься до способу передачі і прийому сигналів у системі радіозв'язку з множиною каналів передачі і множиною каналів прийому.

В економічній частині проведено розрахунок вартості розробки удосконаленого методу обробки сигналів та очікуваний час розробки методу.

Технічним результатом отриманим в кваліфікаційній роботі є скорочення кількості компонентів вхідних сигналів каскадів з числа фільтрів, змішувачів і аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП), зниження вартості, площі та енергоспоживання багатоантенного терміналу, покращення відношення сигнал-шум квантування на виході АЦП.

**MIMO. МНОЖИННИЙ ВХІД. МНОЖИННИЙ ВИХІД. ВІДНОШЕННЯ СИГНАЛ-ШУМ КВАНТУВАННЯ. АНАЛОГОВО-ЦИФРОВЕ ПЕРЕТВОРЕННЯ. МУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ МНОЖИНИ ОРТОГОНАЛЬНИХ СИГНАЛІВ.**

## РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 86 с., 51 рис., 15 табл., 1 приложение, 23 источника.

Объект исследования: устройство мультиплексирования для беспроводного приема пакетной передачи данных на множестве приемных антенн.

Цель работы: снижение сложности реализации устройства мультиплексирования для сокращения количества компонентов входных каскадов (фильтров, смесителей и аналогово-цифровых преобразователей).

Метод исследования: технический с использованием системного анализа.

В первом разделе квалификационной работы приведены общие сведения о системах ММО.

В специальной части рассмотрена техническая разработка, которая относится к способу передачи и приема сигналов в системе радиосвязи с множеством каналов передачи и множеством каналов приема.

В экономической части произведены расчет стоимости разработки усовершенствованного метода обработки сигналов и ожидаемое время разработки метода.

Техническим результатом, полученным в квалификационной работе, является сокращение количества компонентов входных сигналов каскадов из числа фильтров, смесителей и аналогово-цифровых преобразователей (АЦП), снижение стоимости, площади и энергопотребления многоантенного терминала, улучшение отношения сигнал-шум квантования на выходе АЦП. ММО. МНОЖЕСТВЕННЫЙ ВХОД. МНОЖЕСТВЕННЫЙ ВЫХОД. ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ-ШУМ КВАНТОВАНИЯ. АНАЛОГОВО-ЦИФРОВОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ. МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ МНОЖЕСТВА ОРТОГОНАЛЬНЫХ СИГНАЛОВ.

## ABSTRACT

Explanatory note: 86 p., 51 fig., 15 tab., 1 annex, 23 sources

Object of research: multiplexing device for wireless reception of packet data on a plurality of receiving antennas.

Purpose: reducing the complexity of the implementation of the multiplexing device to reduce the number of components input cascades (filters, mixers and analog-to-digital converters).

Research method: technical using system analysis.

In the first section of the qualifying work, general information about the MIMO system are carried out.

The special section discusses the technical development related to the method of transmitting and receiving signals in a radio communication system with a plurality of transmission channels and a plurality of reception channels.

In the economic part, the calculation of the cost of elaborating the advanced signal processing method and the expected time of development of the method is carried out.

The technical result obtained in the qualification work is to reduce the number of cascade input components from the number of filters, mixers and analog-to-digital converters (ADCs), reduce the cost, area and energy consumption of the multi-antenna terminal, and improve the signal-to-noise ratio of the ADC output.

MIMO MULTIPLE INPUT. MULTIPLE OUTPUT REFERENCE OF SIGNAL-  
SHOON QUANNING. ANALOGUE-DIGITAL TRANSFORMATION.  
MULTIPLEXATION OF MULTILAYER OF ORTHOGONAL SIGNALS.

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- АРП – Автоматичне регулювання підсилення;
- АЦП – аналогово-цифровий перетворювач;
- БС – базова станція;
- ЗП – Запам'ятовуючий пристрій;
- КПК – кишеньковий персональний комп'ютер;
- ОЗП – оперативний запам'ятовуючий пристрій;
- ПАХ – поверхневі акустичні хвилі;
- ПФ – смуговий фільтр;
- ПЧ – проміжна частота;
- СІС – спеціалізована інтегральна схема;
- РП – рознесена передача;
- РЧ – радіочастота;
- ФНЧ – фільтр нижніх частот.
- BPSK – двійкова фазова маніпуляція;
- BTS – базова станція;
- BW – ширина смуги частот;
- CDMA – code division multiple access – множинний доступ з кодовим розділенням;
- GPS – глобальна навігаційна система;
- HSPA – High-Speed Packet Access — високошвидкісна пакетна передача даних;
- LRP – low reuse preamble – преамбула малого повторного використання;
- MAN – metropolitan area network – мережа зв'язку у межах міста;
- MIMO – Multiple In Multiple Out – множинний вхід-множинний вихід;
- MISO – Multiple In Single Out – множинний вхід-один вихід;
- MU-MIMO – Mltiuser MIMO – багатокористувацьке MIMO;
- OFDM – Ортогональне частотне мультиплексування;
- QAM – quadrature amplitude modulation – квадратурна модуляція;

- QPSK – quadrature phase shift keying – квадратурна фазова маніпуляція;
- QSNR – відношення сигнал/шум квантування
- RAKE-приймач – кореляційний приймач багатопроменевого сигналу;
- S&H – вибірка й зберігання;
- SC-FDM – просторово-кодове частотне мультиплексування;
- SDMA – Space Division Multiple Access – множинний доступ з просторовим розділенням каналів;
- SIMO - Single In Multiple Out – один вхід-множинний вихід;
- SNR – signal to noise ratio – відношення сигнал/шум;
- STC – просторово-часове кодування;
- STP – Space-time processing – просторово-часова обробка;
- STTD – Space Time Transmit Diversity – просторово-часова рознесена передача;
- SU-MIMO – Single use MIMO – однокористувацький MIMO;
- UMTS – Universal Mobile Telecommunications System — універсальна мобільна телекомунікаційна система;

## ЗМІСТ

	С.
ВСТУП.....	10
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	11
1.1 Перехід від класичних систем до МІМО.....	11
1.2 Методи просторової обробки сигналу.....	15
1.3 Пропускна спроможність МІМО систем.....	24
1.4 Сучасний рівень розвитку МІМО систем.....	26
1.5 Висновок до першого розділу.....	31
1.6 Постановка задачі до другого розділу.....	31
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	32
2.1 Загальні положення.....	32
2.2 Вибір та обґрунтування алгоритму обробки сигналу.....	35
2.3 Вибір та обґрунтування структури системи зв'язку.....	36
2.4 Вибір та обґрунтування структурної схеми передавача та приймача.....	42
2.5 Вибір та обґрунтування схеми обробки сигналу у приймачі.....	44
2.6 Вибір та обґрунтування елементів системи зв'язку.....	49
2.7 Математичне моделювання системи з обґрунтуванням вибору параметрів моделі.....	53
2.8 Аналіз отриманих результатів.....	77
2.9 Висновок до другого розділу.....	77
3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	78
3.1 Визначення трудомісткості розробки алгоритму.....	78
3.2. Витрати на створення алгоритму кодування.....	80
3.3 Визначення економічної переваги розробленого методу обробки сигналів.....	81
3.4 Висновок до третього розділу.....	82
ВИСНОВКИ.....	83
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	84
ДОДАТОК А.....	.....
ДОДАТОК Б.....	.....



ДОДАТОК В.....

ДОДАТОК Г.....

## ВСТУП

Мобільний зв'язок є невід'ємною частиною сучасного життя. Розвиток безпроводних мереж викликав появу нових затребуваних послуг, таких як доступ до мережі Інтернет, передача даних, потокове мультимедіа. Ці послуги потребують великої пропускнуєї спроможності та споживають значні ресурси безпроводного каналу.

Для безпроводних мереж є характерним при віддалені від БС зниження якості сигналу та швидкості передачі даних. Крім того, в умовах міської забудівлі поширення сигналу сильно відрізняється від умов прямої видимості. Сигнал зазнає багатократного відбиття. Сигнали, що прийшли по різних шляхах, накладаються один на одного, що спричиняє міжсимвольну інтерференцію, яка призводить до появи помилки у прийнятих даних.

Щоб протистояти цьому ефекту, застосовують різні методи обробки сигналу, наприклад, кодування. Однак, при підвищенні кількості абонентів у мережі ці методи не завжди є дієвими, бо ресурси безпроводного каналу мають обмеження.

Одним з варіантів вирішення цієї проблеми є використання методів просторової обробки сигналів, які побудовані на використанні багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Однак існуючі методи просторової обробки сигналів потребують складних схем обробки сигналу на приймальній стороні, які включають декілька кіл обробки сигналу для кожної приймальної антени. Це спричиняє великі розміри, вартість та енергоспоживання пристроїв, що використовують ці методи обробки сигналів.

Метою кваліфіційної роботи є зниження складності реалізації пристрою мультиплексування для скорочення кількості компонентів вхідних каскадів (фільтрів, змішувачів і аналогово-цифрових перетворювачів).

## 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

### 1.1 Перехід від класичних систем до МІМО

Для міських умов роботи стільникових систем зв'язку найбільш характерним є випадковий канал з релеєвськими завмираннями амплітуди сигналу та з доплерівською частотною дисперсією через рух користувачів. Релеєвські завмирання, зумовлені інтерференцією досить великого числа розсіяних сигналів і сильним ослабленням прямого сигналу, є найбільш глибокими і призводять до значних помилок при передачі інформації. Для приміських і сільських умов більш характерним є райсовський канал, коли поряд з розсіяними сигналами є прямиий сигнал. Райсовські фединги є більш сприятливими, тому що мають менш глибокі завмирання амплітуди імпульсів [1].

У силу випадкового характеру інтерференційних явищ в умовах багатопроменевого поширення усунути їх або компенсувати неможливо. Однак розроблені методи, істотно знижують їх негативний прояв. До числа таких методів належать [2]:

- застосування надлишкового кодування з метою виявлення і корекції деякої кількості помилкових символів;
- застосування згорткового, блочного і турбокодування;
- адаптивне вирівнювання затримок за допомогою еквалайзера;
- застосування методів рознесення;
- застосування оптимальних методів модуляції;
- застосування спрямованих і багатоантенних систем.

На рисунку 1.1 подано ілюстрацію багатопроменевого розповсюдження сигналів.

Останнім часом для боротьби з багатопроменевим розповсюдженням використовують рознесення. Розглянемо застосування рознесення на приймальній та передавальній стороні.

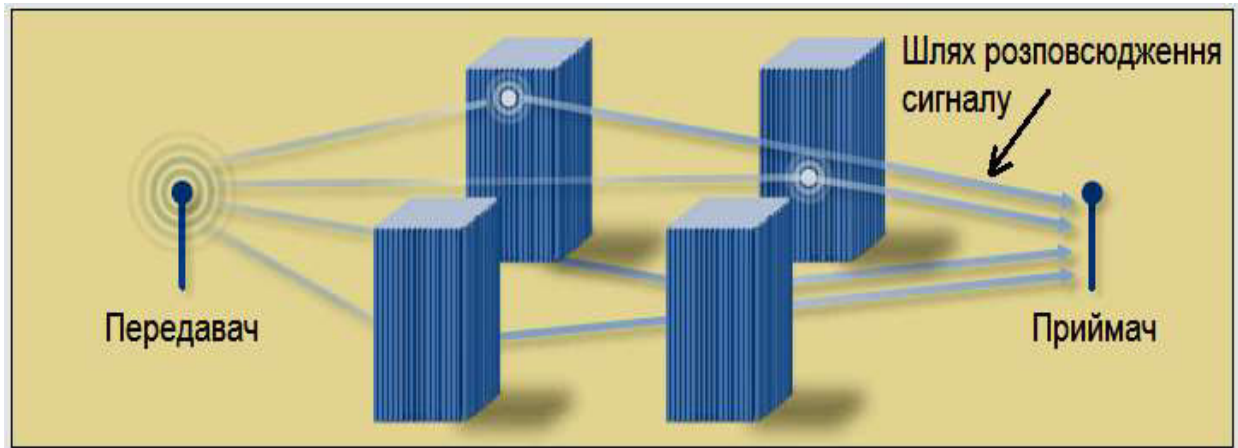


Рисунок 1.1 – Багатопрореневе розповсюдження сигналу

Ідея рознесеного прийому (англійський термін *diversity reception*, або просто *diversity* – рознесення) як заходу боротьби з швидкими завмираннями полягає у спільному використанні декількох сигналів, що розрізняються (рознесені) по якомусь параметру або координаті, причому рознесення повинно вибиратися таким чином, щоб ймовірність одночасних завмирань всіх використовуваних сигналів була багато менше, ніж якогось-небудь одного з них. Іншими словами, ефективність рознесеного прийому тим вище, чим менше корелювання завмирання в складових сигналах. Крім того, важлива технічна реалізованість і простота використовуваного методу.

У принципі можливі як мінімум п'ять варіантів рознесеного прийому [3]:

- з рознесенням у часі (*time diversity*); при цьому використовуються сигнали, зсунуті в часі один щодо іншого; цей метод порівняно легко реалізуємо лише в цифровій формі, і поліпшення якості прийому розмінюється на пропускну здатність каналу зв'язку;
- з рознесенням по частоті (*frequency diversity*); при цьому використовуються сигнали, передані на декількох частотах, тобто платою є розширення використовуваної смуги частот;
- з рознесенням по куту, або за направленням (*angle diversity*, або *direction diversity*); при цьому прийом проводиться на кілька антен з розугодженими (не повністю перекриваються) діаграмами спрямованості; в цьому випадку

сигнали з виходів різних антен корельовані тим слабкіше, чим менше перекриття діаграм спрямованості, але при цьому одночасно падає і ефективність прийому (інтенсивність прийнятого сигналу), принаймні для всіх антен, крім однієї;

– з рознесенням по поляризації (polarization diversity), коли, наприклад, дві антени приймають сигнали двох взаємно ортогональних поляризацій; практичного значення цей варіант не має, оскільки в діапазоні НВЧ завмирання на різних поляризаціях сильно корельовані;

– з рознесенням у просторі (space diversity), тобто з прийомом сигналів на кілька просторово рознесених антен; це єдиний метод, що знаходить практичне застосування, і саме він зазвичай мається на увазі, коли говорять про рознесеному прийомі. Для методу просторового рознесення, або, з урахуванням сказаного вище, для рознесеного прийому, необхідні як мінімум дві приймальні антени, встановлені з деяким зміщенням одна щодо іншої. Із загальних міркувань очевидно, що вигаш від рознесеного прийому тим більше, чим більше число використовуваних антен, однак при цьому зростає і складність технічного рішення.

Що стосується способів об'єднання сигналів з виходів двох антен, то в принципі можливе як використання одного (більш сильного) з двох сигналів, так і підсумовування обох сигналів – додетекторне (когерентне) або послядетекторне, – з рівними вагами або зі зважуванням, що забезпечує отримання максимуму відношенні сигнал / шум.

У випадку двох прийомних антен відмінність в ефективності цих способів відносно невелике, і на практиці зазвичай застосовується найбільш простий з них - вибір максимального з двох сигналів з комутацією виходу відповідного приймача на вхід тракту подальшої обробки.

На рисунку 1.2 представлено схему рознесеного прийому на стороні базової станції.

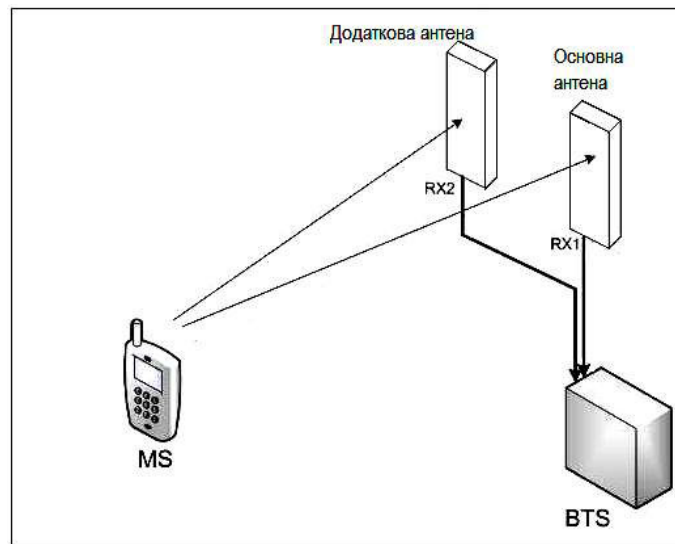


Рисунок 1.2 – Ілюстрація рознесеного прийому

Окрім рознесеного прийому досить часто використовують рознесену передачу.

Ефективність рознесеною передачі (РП) залежить від того, є або відсутня на передавальній стороні інформація про канал (про вектор  $\mathbf{H}$  вагових коефіцієнтів). За наявності такої інформації можлива реалізація адаптивної передачі, узгодженої з каналом [4].

Припустимо, що передача сигналів ведеться з  $M$  антен, тобто в системі є  $M$  гілок рознесення. Властивості просторового каналу визначаються вектором-стовпцем  $\mathbf{H} = (h_1, h_2, \dots, h_M)^T$  (транспонований вектор-рядок) коефіцієнтів передачі.

Якщо стан каналу невідомий передавачу, то потужність повинна ділитися рівномірно між  $M$  передавальними антенами, і прийнятий сигнал буде рівним

$$x(t) = \sqrt{\frac{P_0}{M}} \left( \sum_{p=1}^M h_p \right) d(t) + z(t). \quad (1.1)$$

Згідно з (1.1) для SNR отримаємо, що

$$\rho = \rho_0 \left| \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{p=1}^M h_p \right|. \quad (1.2)$$

Таким чином, якщо передавачу невідомий стан каналу, то використання РП шляхом простого поділу потужності між передавальними антенами не змінює ймовірності бітової помилки (1.2). Тому на практиці використовуються різні методи просторової обробки сигналів в передавальних антенах.

## 1.2 Методи просторової обробки сигналів

Фазова рознесена передача [5]. Фазова РП є найбільш простим видом РП. Кожен імпульс розділяється на дві антени і випромінюється одночасно (рисунок 1.3). Однак фаза символу в другій гілці піддається циклічному повороту (свіпування), який еквівалентний зсуву частоти на деяку величину  $\Delta f$ . Наприклад, у відповідності зі стандартом IS-95 для CDMA-систем, тривалість кадру становить 20 мсек. Частотний зсув  $\Delta f$  вибирається рівний частоті передачі фреймів, тобто  $\Delta f = 50$  Гц.

Тоді повний поворот фази становить  $360^\circ$  за кожен фрейм, а різниця фаз для сусідніх символів становить  $1,875^\circ$ . Схему фазової рознесеної передачі наведено на рисунку 1.3.

Систему з фазовою РП можна звести до базової системи без РП, ввівши еквівалентний канал зв'язку з коефіцієнтом передачі  $\tilde{h}$  для  $i$ -го променя, який дорівнює

$$\tilde{h} = h_1 + h_2 \exp(j2\pi\Delta ft), \quad (1.3)$$

де  $h_1$  і  $h_2$  – коефіцієнти передачі для першої та другої антен, відповідно.

Швидкість зміни властивостей просторового каналу залежить від швидкості руху користувачів. Для стільникових систем зв'язку гарною моделлю є модель Кларка, відповідно до якої розсіювачі рівномірно оточують рухомого користувача [6,7].

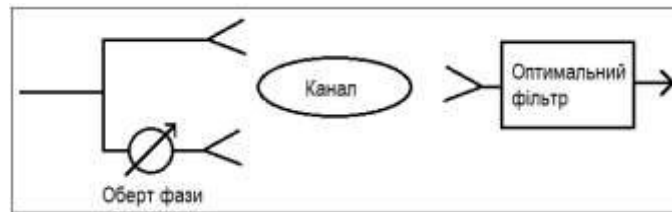


Рисунок 1.3 – Схема фазової рознесеної передачі

Тоді часовий масштаб зміни каналу визначається функцією автокореляції  $B(\tau) = \langle h(t)h^*(t + \tau) \rangle$  релеєвських коефіцієнтів передачі  $h$ , яка для моделі Кларка приймає вигляд  $B(\tau) = J_0(2\pi f_d \tau)$ , де  $J_0()$  – функція Бесселя першого роду нульового порядку.  $f_d = v/\lambda$  – максимальна частота Доплера,  $v$  – швидкість руху користувача,  $\lambda$  – довжина хвилі.

Відповідний спектр потужності  $S(f)$  релеєвських флуктуацій каналу називається спектром Джейкса і має вигляд  $S(f) = 1/\pi \sqrt{f_d^2 - f^2}$ .

Для пояснення фазової РП знайдемо автокореляційну функцію  $B(\tau)$  еквівалентного коефіцієнту передачі  $h$ . Враховуючи (1.3), можна отримати, що

$$\tilde{B}(\tau) = 2B(\tau) \cdot \cos(\pi\Delta f \tau) \cdot \exp(-j\pi\Delta f \tau) \quad (1.4)$$

На рисунку 1.4 зображено модуль автокореляційної функції для фазової рознесеної передачі та для однієї передавальної антени. Видно, що фазова РП призводить до звуження автокореляційної функції завмирань сигналів і до відповідного розширенню спектру флуктуацій каналу. Можлива ще одна інтерпретація збільшення ефективності за рахунок фазового рознесення.

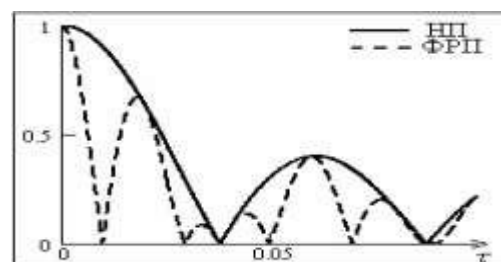


Рисунок 1.4 – Модуль автокореляційної функції



З рисунку 1.4 видно, що еквівалентний коефіцієнт передачі визначається сумою двох коефіцієнтів передачі, які при достатньому рознесенні антен є некорельовані між собою. Ясно, що при цьому ймовірність глибоких завмирань в еквівалентному каналі стає менше.

Ортогональна рознесена передача. Розглянемо тепер ортогональну РП. Інформаційні символи поділяються на два незалежних потоки. Непарні імпульси випромінюються через першу антену, а парні - через другу. Для розділення цих потоків різні ортогональні між собою кодові псевдовипадкові послідовності (КПВП) використовуються для модуляції кожного з них, що передбачає їх незалежну обробку за допомогою двох оптимальних фільтрів. Принципова схема системи приймання та передачі для ортогональної РП наведена на рисунку 1.5. Очевидно, що систему з ортогональної РП не можна звести до системи без рознесеною передачею, шляхом введення еквівалентного каналу зв'язку.

Бітова помилка вихідного потоку пов'язана з бітовими помилками  $E_1$  і  $E_2$  окремих гілок наступним співвідношенням

$$E = \frac{N_e}{N} = \frac{N_{e1} + N_{e2}}{2 \frac{N}{2}} = \frac{1}{2}(E_1 + E_2), \quad (1.5)$$

де  $N$  – загальне число переданих біт;

$N_e$  – загальне число помилково прийнятих біт;

$N_{e1}$  і  $N_{e2}$  число помилково прийнятих біт для першої та другої гілки, відповідно.

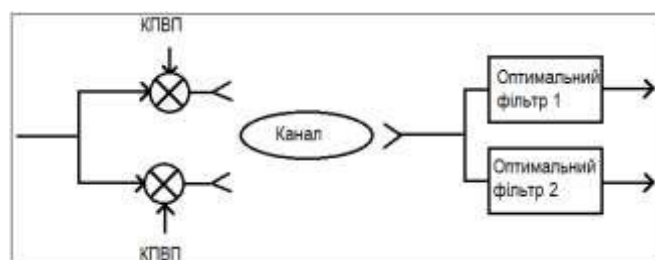


Рисунок 1.5 – Ортогональна рознесена передача

Збільшення ефективності ортогональної РП можна пояснити наступним чином. Якщо відбувається ослаблення сигналів, переданих,

наприклад, другою антеною (парних символів), то при незалежних флуктуаціях, ймовірність одночасних завмирань непарних символів є малою. Тому після об'єднання вихідних сигналів оптимальних фільтрів в єдиний потік слабкі сигнали будуть чергуватися з сильними.

Адаптивна рознесена передача. Адаптивна РП передбачає, що канал безперервно оцінюється на приймачі, і канална інформація повідомляється на передавальний кінець лінії, тобто передавач має інформацію про каналні коефіцієнти. Ця інформація передається по зворотному (службовому) каналу. Варіанти адаптивної РП відрізняються один від одного різним завантаженням зворотного каналу.

Принципова схема системи приймання та передачі при адаптивній РП наведена на рисунку 1.6

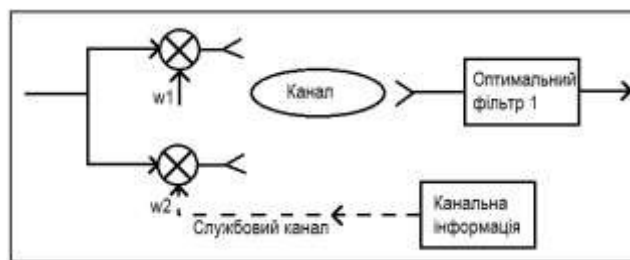


Рисунок 1.6 Адаптивна рознесена передача

Дана схема використовується у стандарті мобільного зв'язку IS-95 (CDMA) [8].

Просторово-часове решітчасте кодування [9]. Метод ПЧРК поєднує переваги методів просторового рознесення з можливостями виправлення помилок коригувальним кодом при використанні оптимальних алгоритмів декодування, що реалізують одночасно оптимальний алгоритм об'єднання рознесених сигналів. При традиційному коригуючому кодуванні вводиться надмірність в часовій області. У системах з ПЧРК вводиться надмірність і в просторовій області, утвореної декількома передавальними антенами і однією приймальною антеною. При ПЧРК можливе отримання виграшу в завадостійкості за рахунок ускладнення методів передачі та обробки сигналів

на прийомі. Для реалізації ПЧРК вибирають згортковий код зі швидкістю  $R = k/n$ . Кодер такого коду генерує послідовності, що утворюють кодову решітку, за якою в процесі декодування алгоритмом Вітербі ведеться пошук максимально правдоподібного шляху. Символи гілок такого кодеру ( $c_1 \dots c_n$ ) подаються на входи передавачів.

На рисунку 1.7 показано модель системи просторово-часового решітчастого кодування.

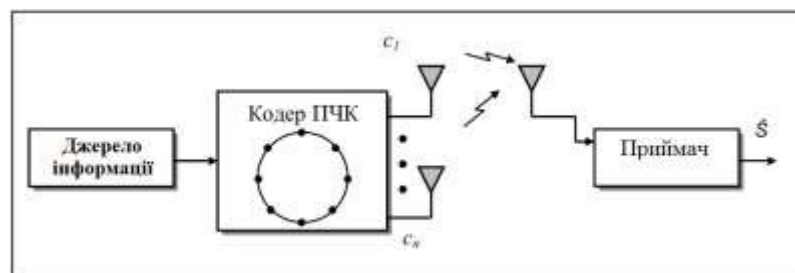


Рисунок 1.7 – Система з ПЧРК

На рисунку 1.8 представлені приклади кодера ПЧРК, конфігурації сигнального сузір'я восьмипозиційний фазової модуляції ФМ-8, і решітчастої діаграми коду. На рисунку 1.8,а зображений кодер згортального коду з одиничною пам'яттю [10], двома виходами ( $n=2$ ) і породжувальними многочленами  $g_1 = 5$  і  $g_2 = 1$  ( $D$  - символ затримки). Кодування виконується в алфавіті алгебраїчного кільця  $Z_8$  (кільце цілих чисел з операціями додавання і множення по модулю 8 (рис. 1.8,б).

При синтезі такої сигнально-кової конструкції широко використовується ізоморфізм між символами алгебраїчного кільця  $Z_8$  і сигналами фазової модуляції ФМ-8. Виходи кодера  $c_1$  і  $c_2$  підключені до відповідних входів передавачів рознесених передавальних антен. З метою підвищення питомої швидкості передачі інформації в наведеному прикладі використовується фазова модуляція ФМ-8. Один крок решітчастої діаграми ПЧРК (рис. 1.8,в) містить набори попередніх і наступних станів кодера (1...7) і з'єднують їх гілки.

Кожна гілка маркується парою символів на виході кодера  $c_1c_2$ . У правій частині діаграми показані рядки з парами символів, маркованими гілки, що виходять з конкретного стану в порядку їх перерахування зверху вниз. Наприклад, пара символів  $(c_1c_2) = (52)$ , розташована у другому рядку на третьому місці зліва маркує гілку, сполучає попередній стан «1» з наступним станом «3». Обробка сигналів на прийомі проводиться шляхом декодування по решітці ПВРК на основі алгоритму Вітербі. Найбільш типові приклади кодів дані в таблиці 1.1, вказаний також метод модуляції ФМ-М (М-число позицій фаз сигналу,  $M = 4$  і  $8$ ). Відзначена питома швидкість  $R_{\text{ПВРК}}$ .

Таблиця 1.1 – Характеристики ПЧРК

Метод модуляції	$R_{\text{ПЧК}}$	$E_b/N_0$ , дБ
ФМ-4	1/2	22
ФМ-8	3/4	26

Просторово-часове блокове кодування. Принцип просторово-часового блокового кодування розглянемо на прикладі, структура якого показана на рисунку 1.9. По суті, представлена система кодування в каналі МІМО ( $2 \times 1$ ). Схема містить дві передавальних антени і одну прийомну антену.

Відповідно з пропозицією автора методу ПВБК S.Alamouti [10] вхідний потік переданих символів  $c$  розбивається на пари  $[c_1 \ c_2]$ , причому, на першому полутактовому інтервалі символ  $c_1$  передається через антену  $T_1$  і символ  $c_2$  передається через антену  $T_2$ .

На другому полутактовому інтервалі порядок передачі змінюється: через антену  $T_1$  передається інверсія символу  $c_2$  (на рисунку позначений як  $(-c_2^*)$ ), а символ  $c_1$  передається через антену  $T_2$  (на рисунку позначений як  $(c_1^*)$ ). Правило знаходження символів  $c$  в вигляді матриці в структурі кодера на рис. 1.9 і є блоковий код Аламоуті.

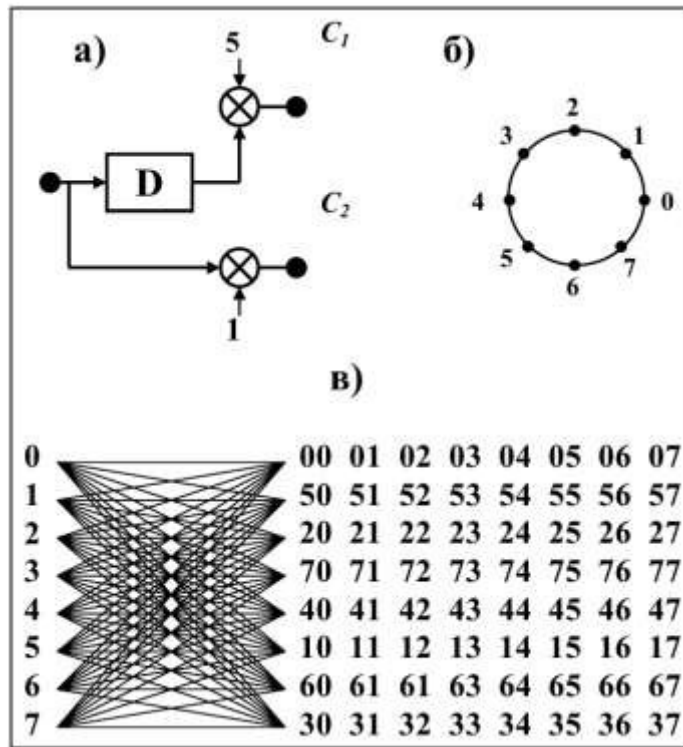


Рисунок 1.8 – Згортковий кодер (а), алгебраїчне кільце (б),  
решітка коду ПЧРК (в)

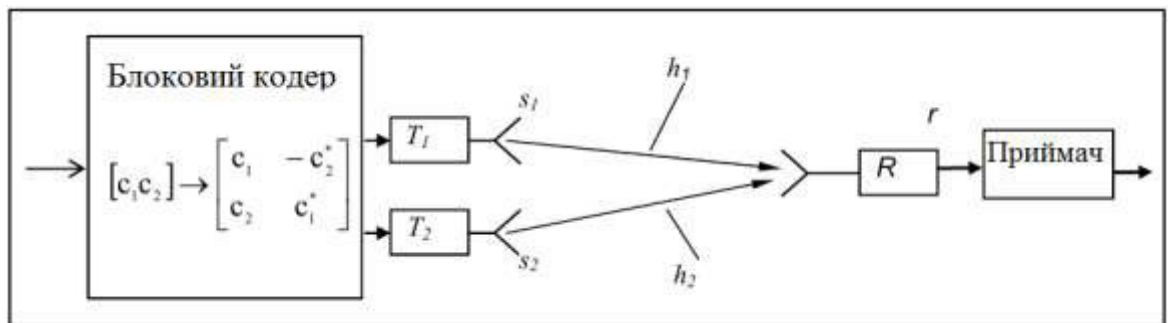


Рисунок 1.9 – Схема блокового кодування

Передбачається, що коефіцієнти передачі каналу на сусідніх інтервалах залишаються незмінними. Тоді результати прийому кодованих таким чином символів на сусідніх інтервалах можна представити так:

$$r_1 = h_1 c_1 + h_2 c_2 + n_1, r_2 = -h_1 c_2^* + h_2 c_1^* + n_2, \quad (1.6)$$

де  $n_1$  і  $n_2$  - незалежні відліки адитивного шуму на вході приймача.

Слідуючи загальному матричному вираженню, представимо передані і прийняті сигнали в векторній формі:  $c = [c_1 \ c_2]^T$ ,  $r = [r_1 \ r_2]^T$ ,  $n = [n_1 \ n_2]^T$ .

Тоді рівняння (1.6) може бути представлено у матричній формі так:

$$r = H \cdot s + n, \quad (1.7)$$

де матриця  $H$  визначається так:

$$H = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}. \quad (1.8)$$

Вектор  $n$  є гауссовський випадковий вектор з нульовим середнім і дисперсією  $N_0$ .

Вважаючи, що всі можливі пари сигналів вибираються для передачі рівновірогідно із множини  $C$ , максимально правдоподібну оцінку переданих сигналів можна визначити за правилом:

$$E = \arg \min_{E \in C} \|r - H \cdot E\|^2. \quad (1.9)$$

Це правило декодування може бути спрощене далі, з урахуванням припущення, що матриця каналу  $H$  відома і відноситься до класу ортогональних матриць, для якої виконується умова  $HH^T = \rho I_2$ , де  $\rho = |h_1|^2 + |h_2|^2$ ,  $I_2$  – одинична матриця розміру  $2 \times 2$ .

Утворюємо модифікований вектор прийнятого сигналу  $\tilde{r} = H^T r = \rho c + n$ , де  $n = H^T n$  – модифікований вектор шуму. Тоді правило декодування (1.7) буде мати вигляд:

$$\hat{c} = \arg \min_{\hat{c} \in C} \|\tilde{r} - \rho \cdot \hat{c}\|^2. \quad (1.10)$$

Ортогональні властивості коду призводять до того, що відношення сигнал/шум при винесенні рішень за алгоритмами (1.9) і (1.10) зростає до величини  $SNR = \rho E_0 / N_0$ . Ця формула свідчить про накопичення енергії сигналу в  $\rho$  раз за рахунок просторового рознесення.

Недоліком алгоритмів (1.9) і (1.10) є те, що вони переборні.

Алгоритм BLAST. Алгоритм BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time), розроблений фахівцями Bell Laboratories, має дві основні модифікації D (diagonal)-BLAST і V (vertical)-BLAST [11].

Алгоритм D-BLAST дозволяє, в принципі, отримувати більші швидкості передачі інформації, але складніший у реалізації. Так як втрати в швидкості при переході від D-BLAST до V-BLAST невеликі, то другому алгоритму зазвичай віддається перевага. Саме його і розглянемо.

У V-BLAST алгоритмі детектування  $M$  переданих символів (оцінка  $M$ -мірного вектора  $D$ ) виконується за  $M$  ітерацій, кожна з яких, складається з трьох кроків.

Ітерація 1. Крок 1. Оцінка вектору  $D$  за допомогою приймача мінімальної середньої квадратичної помилки (MMSE) [12].

Маємо, що  $D_{\text{MMSE}} = F^H X = QH^H X$ , де матриця  $Q = (H^H H + M\rho_0^{-1}I)^{-1}$ . Зазначимо, що  $Q = Q^H$ . В принципі, можна використовувати оцінку на основі ZF-приймача [13].

Крок 2. Оцінка того символу з вектора  $D$ , для якого SNR є найбільшим. Номер цього елемента визначається номером найменшого діагонального елемента матриці  $Q$  при MMSE-приймачі або номером стовпця з найменшою нормою при ZF-приймачі. Позначимо цей номер через  $p_1$ .

Крок 3. Модифікація вектора  $X$  прийнятих сигналів і каналної матриці  $H$  наступним чином. З вектора  $X$  прийнятих сигналів видаляється внесок, створюваний символом  $d_{p_1}$ , а з матриці  $H$  віддаляється стовпець з номером  $p_1$ . Позначимо модифікований вектор через  $D(p_1)$ .

Таким чином, маємо, що

$$D^{(p_1)} = D - \hat{H}^{(p_1)} d_{p_1}, \quad (1.11)$$

де  $\hat{H}^{(p_1)}$  – стовпець з номером  $p_1$  матриці  $H$ .

Вважаємо, що оцінка  $\hat{d}_{p_1}(t)$  символу  $d_{p_1}$  є остаточною.

Ітерація 2. На цій ітерації аналогічно (за допомогою трьох кроків) оцінюється той символ з модифікованого вектора  $D^{(p_1)}$ , для якого SNR є найбільшим.

Номер цього елемента визначається номером найменшого діагонального елемента матриці  $Q^{(p_1)}$ . Ця матриця формується за допомогою

вектора  $\mathbf{H}^{(p1)}$ , тобто  $\mathbf{Q}^{(p1)} = (\mathbf{H}^{(p1)\mathbf{H}}\mathbf{H}^{(p1)} + \rho^{-1} \mathbf{I})^{-1}$ . Зазначимо, що матриця  $\mathbf{Q}^{(p1)}$  має найбільшу розмірність  $(M-1) \times (M-1)$ .

Ітерація 3. Далі виконується аналогічним чином.

Всього за допомогою  $M$  ітерацій послідовно оцінюються всі символи вектора  $\mathbf{D}$ .

### 1.3 Пропускна спроможність MIMO систем

MIMO система зв'язку забезпечує передачу інформації по просторових каналах. Причому всі канали працюють в одній і тій же смузі частот і розділяються тільки за рахунок просторового рознесення випромінювальних та прийомних антен.

MIMO система аналогічна системі зв'язку з фідерами. Традиційна (SISO – Single Input Single Output) система зв'язку з одним просторовим каналом - це аналог провідної системи з одним фідером. Це порівняння MIMO і SISO систем ілюструє рисунок 1.10.

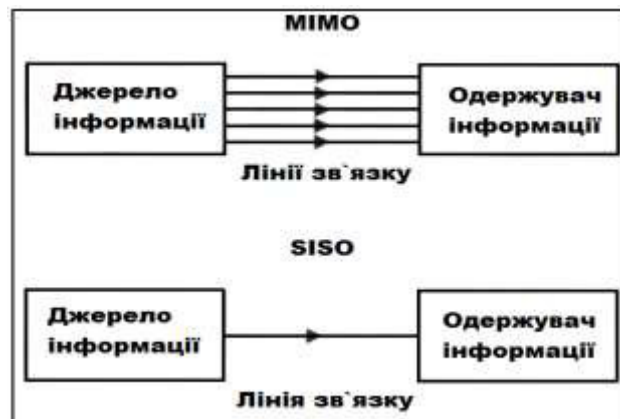


Рисунок 1.10 – Порівняння MIMO і SISO систем

Згідно Шеннону, пропускна спроможність одиночного каналу з шумами оцінюється наступним чином:

$$C = F \cdot \log_2(1 + SNR), \quad (1.12)$$

де  $F$  – спектр сигналу;

$SNR$  – відношення сигнал/шум у каналі.



Для питомої пропускної спроможності MIMO системи з  $N_t$  передавальними і  $N_r$  приймальними антенами справедлива наступна формула [14,15]:

$$C = \sum_{nt=1}^{N_t} \log_2(1 + SNR_m \lambda_{nt}). \quad (1.13)$$

Вхідні у формулу (1.13) величини  $\lambda_{nt}$  – це власні значення матриці, тобто величини, які задовольняють рівняння

$$H^H H U = \lambda U. \quad (1.14)$$

В (1.14)  $U$  - це власний вектор матриці  $H^H H$ . Через  $H^H$  позначена ермітово сполучена матриця, тобто комплексно зв'язана і транспонована. Відомо, що всі власні значення матриці  $H^H H$  невід'ємні.

Порівняння формул (1.12) та (1.13) добре ілюструється рисунком 1.11:

Приймальню антенну систему разом з просторовим декодером можна розглядати як антенну решітку з багатопроменевою діаграмою спрямованості. Причому кожен з променів формується так, щоб він був спрямований тільки на одну прийомну антену, на всі інші антени повинні бути спрямовані нулі сформованого променя. На рисунку 1.11 схематично показана двопроменева діаграма спрямованості з темним і світлим променями.

Темний промінь забезпечує прийом сигналу від першої передавальної антени і не приймає сигнали другої антени. Світлий промінь, навпаки, приймає сигнали тільки від другої передавальної антени. У цьому трактуванні просторове розділення джерел порозуміються складним характером діаграми спрямованості антеною системи приймача. Звичайно, слід враховувати, що у формуванні діаграми беруть участь не тільки прийомних антен, а й багатопроменева середовище поширення хвиль. Приймач повинен стежити за зміною середовища і постійно міняти положення променів у просторі [16]. З (1.13) видно фізичний зміст  $\lambda_{nt}$ . Величина  $\lambda_{nt}$  дорівнює коефіцієнту передачі по потужності відповідного просторового каналу.

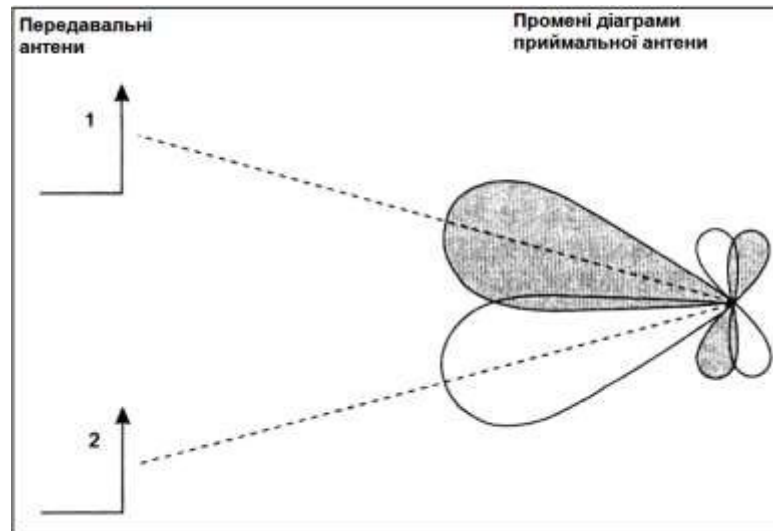


Рисунок 1.11 – Фізична ілюстрація розподілення просторових променів

При рівномірному розподілі потужності між усіма просторовими каналами формула (1.13) приймає вигляд:

$$C = \sum_{nt=1}^{N_t} \log_2 \left( 1 + \frac{SNR}{N_t} \lambda_{nt} \right). \quad (1.15)$$

#### 1.4 Сучасний рівень розвитку MIMO систем

В даний час спостерігається підвищений інтерес операторів бездротового зв'язку до систем MIMO. Це пов'язано з тим, що MIMO системи мають незаперечні переваги перед класичними системами зв'язку:

1 Збільшення пропускної спроможності, бо інформація передається по декількох просторових каналах;

2 Багатопрореневе поширення, яке погіршує роботу класичних систем зв'язку, є корисним ефектом для роботи MIMO систем, оскільки призводить до появи додаткових незалежних шляхів поширення сигналу;

Підвищення завадостійкості системи завдяки надмірності інформації в просторових каналах;

1 Істотне збільшення ємності мережі завдяки використанню просторового мультиплексування;

2 Можливість м'якого хендовера (передача обслуговування терміналу в зонах обхвату базових станцій) завдяки веденню абонента кількома базовими станціями або декількома антенами однієї базової станції.

Основними сучасними стандартами, заснованими на MIMO, є CDMA, UMTS, WIMAX і LTE.

CDMA. Стандарт CDMA – один з перших стандартів для бездротових систем зв'язку, що використовує принципи MIMO. Цей стандарт використовує кодове розділення каналів, при якому термінали використовують весь частотний і часовий ресурс системи, а поділ сигналів здійснюється за допомогою кодових послідовностей [17, 18].

У методі доступу CDMA всі користувачі ділять між собою один і той же діапазон. Спектр їх сигналів набагато ширше, ніж необхідно з точки зору швидкості передачі даних. Це обумовлено застосуванням розширюючих послідовностей, чипова швидкість якої істотно перевищує швидкість передачі інформації. В ідеальному випадку послідовності різних абонентів не взаємодіють між собою, оскільки є взаємно ортогональними.

Користуючись цією властивістю, можна виділити корисний сигнал за допомогою кореляції прийнятого сигналу багатьох користувачів з унікальною розширюючою послідовністю конкретного абонента, відкинувши при цьому всі інші сигнали. Взаємна ортогональність розширюючих послідовностей надзвичайно важлива для коректної роботи всієї системи, в основі якої лежить схема доступу CDMA. Схема обробки сигналу у CDMA наведена на рисунку 1.12.

UMTS. Стандарт UMTS – надбудова над існуючими мережами GSM, яка забезпечує підвищення якості послуг широкосмугового бездротового доступу до мережі Інтернет.

Основним компонентом UMTS є HSPA – технологія швидкісної передачі пакетних даних. Останні специфікації цього стандарту мають на

увазі використання MIMO при передачі даних. Зазвичай використовуються схеми (2x1) або (2x2, якщо підтримує термінал) [19].

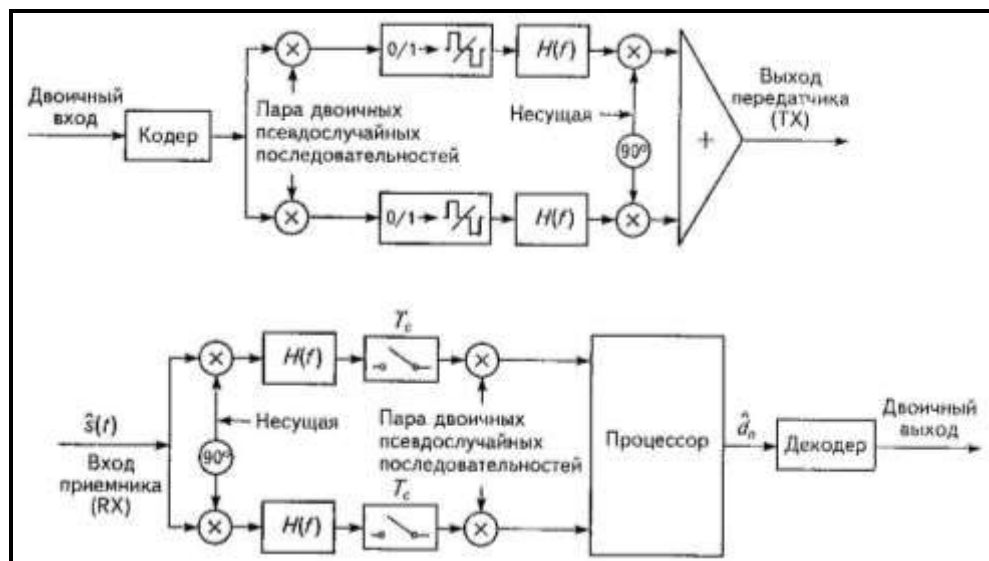


Рисунок 1.12 – Кодування сигналу в системі CDMA

У рамках технології UMTS прийнято розрізняти дві схеми багатоантенних систем:

- просторово-часова рознесена передача без зворотного зв'язку (STTD - Space Time Transmit Diversity), прийнята ще в 99-му релізі як опціональний режим.
- схема просторового мультиплексування з зворотним зв'язком (D-TxAA Double Transmit Antenna Array), специфіковані в 7-му релізі [20]. Базова станція може передавати одночасно 2 незалежних потоку даних на одних і тих же радіоресурсах (несуча / скремблюючий код / кодовий канал), потенційно подвоюючи пропускну здатність радіоканалу. У термінології UMTS саме цю схему прийнято називати "MIMO".

Режим рознесеної передачі STTD (рис. 1.13) не знайшов застосування в UMTS, оскільки не дає вигоди при використанні звичайних абонентських станцій (AC) на базі RAKE-приймача або еквалайзера в умовах багатопробного поширення радіохвиль.

На рисунку 1.14 наведено застосовану схему обробки сигналу у UMTS.

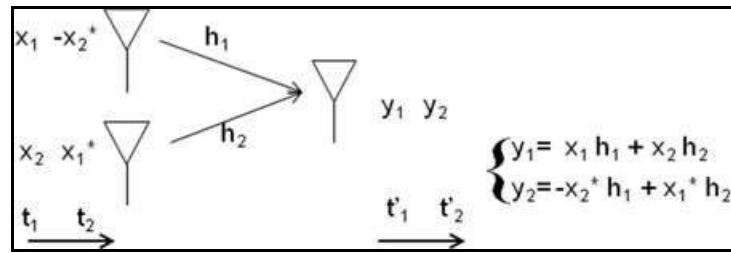


Рисунок 1.13 – Схема STTD

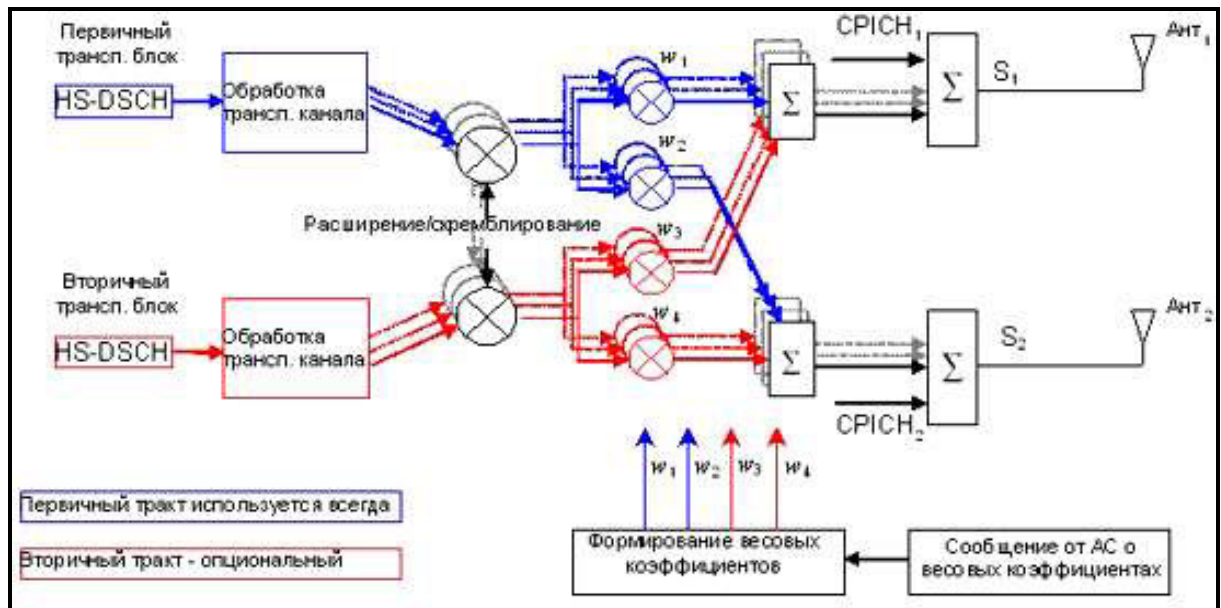


Рисунок 1.14 – Формування MIMO сигналу в UMTS

WiMax. WiMax – телекомунікаційна технологія, розроблена з метою надання універсального бездротового зв'язку на великих відстанях для широкого спектру пристроїв (від робочих станцій і портативних комп'ютерів до мобільних телефонів). Заснована на стандарті IEEE 802.16, який також називають Wireless MAN [21].

Стандарт WiMax передбачає використання просторового мультиплексування при передачі даних по бездротових каналах зв'язку. Основною схемою передачі є схема STC MIMO-кодування сигналів 2×1 за методом Аламоуті. На рисунку 1.15 зображені структурні схеми передавача і приймача WiMAX з підтримкою багатоантенних систем в режимі MIMO 2×1.

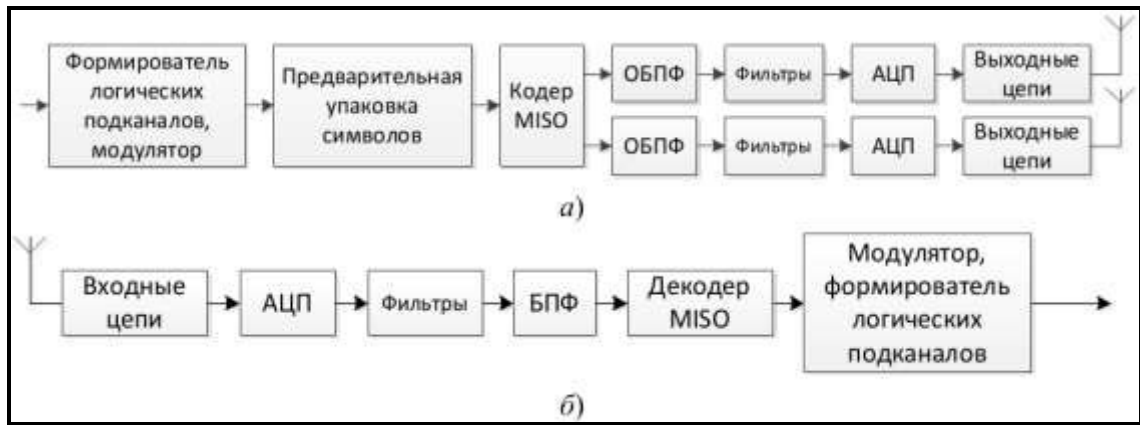


Рисунок 1.15 – Схема передавача (а) і приймача (б) WiMax для схеми МІМО 2×1

LTE. LTE – проект розробки консорціумом 3GPP стандарту для покращення технологій мобільної передачі даних CDMA, UMTS [22].

LTE використовує схему МІМО із замкнутою петлею (рисунок 1.16). При цьому абонентський термінал по висхідному каналі передає базовій станції інформацію про стан низхідних каналів для корекції вагових коефіцієнтів каналної матриці блоку просторового кодування передавача [23].

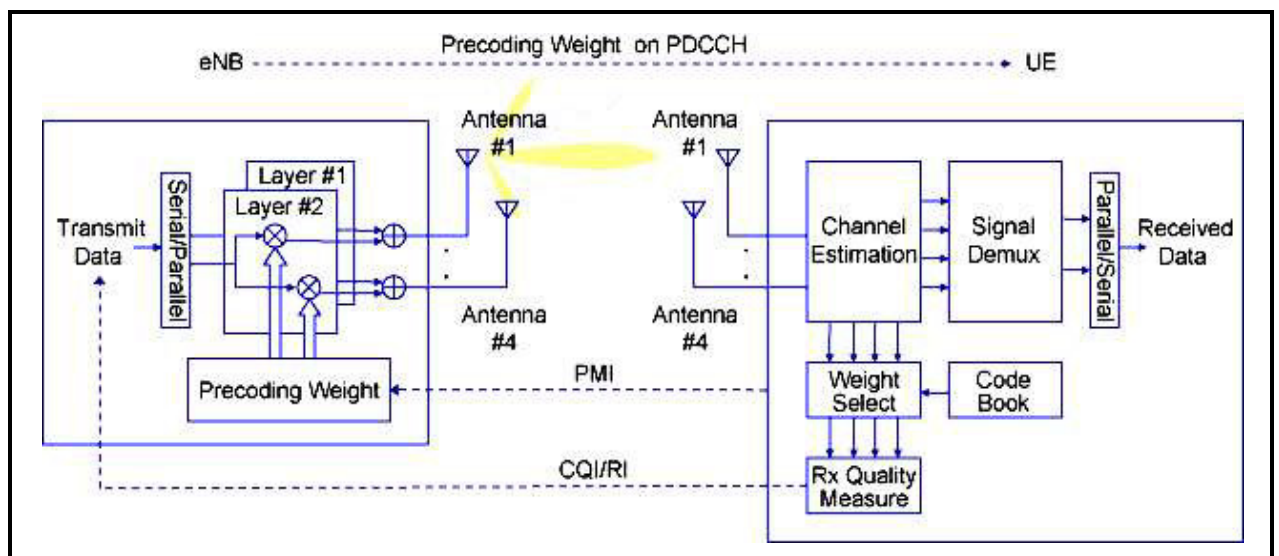


Рисунок 1.16 – Структура замкненої петлі МІМО в мережі LTE

## 1.5 Висновок до першого розділу

Незважаючи на великі переваги перед традиційними системами бездротового зв'язку, у MIMO систем є й недоліки:

- тільки при високому SNR можливий поділ потужності між різними просторовими каналами і паралельна передача інформації. Саме з цієї причини MIMO і SDMA-системи будуються для передачі інформації на порівняно малі відстані, коли рівень сигналу досить високий;
- якщо сигнал від передавача до приймача поширюється по одному шляху, канал однопроменевий, то побудова різних просторових каналів неможлива; тільки в багатопроменевому радіоканалі можлива побудова різних просторових каналів і паралельна передача інформації по них;
- для обробки сигналу у приймачі потрібні декілька кіл, що включають в себе фільтри, змішувачі, АЦП, підсилювачі. Це ускладнює приймач, та підвищує його вартість та розміри.

## 1.6 Постановка задачі

Після аналізу існуючих методів просторової обробки сигналів та наявних систем з їх використанням, обираємо наступну ціль: зниження складності реалізації пристрою мультиплексування для скорочення кількості компонентів вхідних каскадів (фільтрів, змішувачів і аналогово-цифрових перетворювачів).

Для досягнення обраної цілі ставимо наступні задачі:

- 1 Скоротити кількість компонентів вхідних сигналів каскадів;
- 2 Поліпшити відношення сигнал-шум квантування (SQNR) на виході аналогово-цифрового перетворювача;
- 3 Виконати математичне моделювання вдосконаленої схеми.

## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Загальні положення

Розглянемо випадок надходження аналогового сигналу на різні гілки прийомної антени (рис. 2.1), які складаються перед входом в АЦП за допомогою аналогового мультиплексування з кодовим розділенням (ACDM).

За рахунок відповідного комбінування аналогових сигналів кожної прийомної антени можна скоротити кількість компонентів цих вхідних каскадів з числа фільтрів, змішувачів і АЦП.

Додаткова настройка параметрів покращує відношення сигнал-шум квантування (QSNR) на виході АЦП. Використання методу мультиплексування з кодовим розділенням (CDM) для мультиплексування різних аналогових сигналів дозволяє звести процес обробки декількох РЧ прийомних кіл в єдине коло. Потім сигнали розділяються в цифровій формі у відповідності зі своїм унікальним ортогональним кодом.

При цьому можливі кілька варіантів технічної реалізації. Розглянемо перший варіант – порядок обробки сигналу для виконання прийому бездротової передачі на масиві прийомних антен. На кожній з множини антен приймається сигнал пакетної передачі даних, модульований на РЧ несучої. На відповідній множині приймальних кіл для кожної з множини антен прийняті сигнали пакетної передачі даних обробляються для формування множини аналогових сигналів. Дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал формується, відповідно, для кожного з множини аналогових сигналів. Кожен дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал розширюється з унікальним кодом розширення.

Кожен розширений дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал складається для формування єдиного аналогового сигналу. Генерується цифрова версія єдиного аналогового сигналу для формування комбінованого цифрового сигналу. Цифрова версія стискається для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних.



Іншим варіантом технічної реалізації є пристрій для здійснення прийому бездротової передачі на множині прийомних антен. У ньому передбачено засіб для виконання прийому на кожній з масиву антен сигналу пакетної передачі даних, модульованого на ВЧ несучої. Передбачено засіб для обробки прийнятих сигналів пакетної передачі даних на відповідній множині приймальних кіл для кожної антени, для формування множини аналогових сигналів. Передбачено засіб для формування дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу, відповідно, для кожного з множини аналогових сигналів. Передбачено засіб для розширення кожного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу з унікальним кодом розширення. Передбачається засіб для складання кожного розширеного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу, для формування єдиного аналогового сигналу. Передбачається засіб для генерування цифрової версії єдиного аналогового сигналу, для формування комбінованого цифрового сигналу. Передбачається засіб для стиснення цифрової версії, для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних.

У даному варіанті технічного рішення пропонується також пристрій для проведення прийому бездротової передачі на множині прийомних антен. Множина приймаючих пристроїв призначається для здійснення прийому сигналу пакетної передачі даних, модульованого на РЧ несучої. Множина кіл прийому, відповідна множині антен, призначається для обробки прийнятих сигналів пакетної передачі даних, для формування множини аналогових сигналів. Одна з множини схем вибірки та зберігання (S&H) призначається для формування дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу, відповідно, для кожного з множини аналогових сигналів. Компонент кодового розширення призначається для розширення кожного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу з унікальним кодом розширення. Підсумовуючий пристрій призначається для складання кожного розширеного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу, для формування єдиного аналогового сигналу.

Аналого-цифровий перетворювач призначається для генерування цифрової версії єдиного аналогового сигналу, для формування комбінованого цифрового сигналу. Група кореляційних пристроїв призначається для стиснення цифрової версії, для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних.

Згідно рисунка 2.1 система зв'язку складається з передавача, який виконує передачу сигналів за допомогою декількох передавальних (Tx) антен по бездротовому каналу зв'язку відповідних сигналів пакетної передачі даних, модульованих на РЧ несучої, і можливо, але не обов'язково, окремо закодованих для просторового рознесення. Приймач містить масив прийомних антен, кожна з яких з'єднана з відповідним приймальним колом. У приймальних колах відбувається обробка РЧ сигналів. Вхідні РЧ-каскади можуть містити підсилювачі малих сигналів і фільтри, які використовуються перед тим, як відповідні схеми вибірки й зберігання виконують вибірку з частотою, удвічі більшої частоти РЧ несучої. Можливе виконання перетворення частоти з перенесенням сигналу на проміжну несучу для відповідних схем вибірки та зберігання з частотою вибірки, щонайменше, удвічі більшої проміжної частоти.

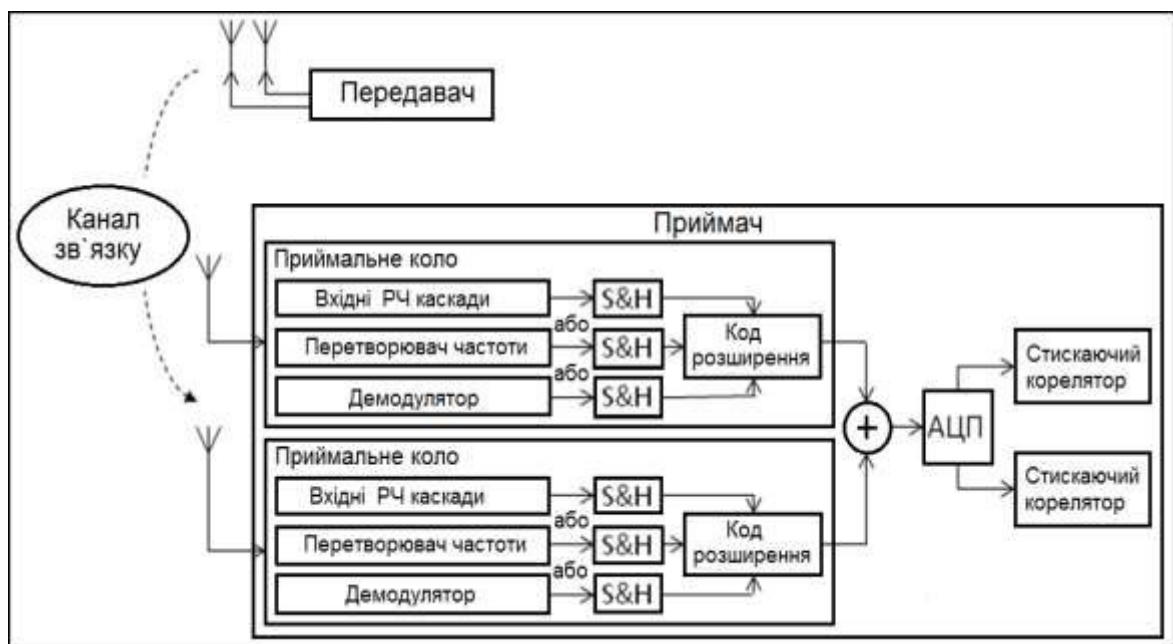


Рисунок 2.1 – Структура приймача МІМО сигналів

В якості іншого варіанту, РЧ-обробка може виконуватися демодулятором, які готують прийняті сигнали для відповідних схем вибірки та зберігання з частотою вибірки, достатньої для швидкості передачі даних. Кожен дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал розширюється з унікальним кодом розширення за допомогою змішувача і складається на підсумовуючому пристрої.

АЦП формує цифрову версію. Цифрова версія стискається відповідними цифровими корелятором для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних.

## 2.2 Вибір та обґрунтування алгоритму обробки сигналу

На рисунку 2.2 представлений алгоритм обробки сигналів для здійснення прийому бездротової передачі на множині прийомних антен. На кожній з множини антен приймається сигнал пакетної передачі даних, модульований на РЧ несучої, і можливо, але не обов'язково, закодований для просторового рознесення. На відповідній множині кіл прийому для кожної з множини антен прийняті сигнали пакетної передачі даних обробляються для формування множини аналогових сигналів. Дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал формується, відповідно, для кожного з множини аналогових сигналів. Кожен дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал розширюється з унікальним кодом розширення. Кожен розширений дискретизований із запам'ятовуванням відліків аналоговий сигнал складається для формування єдиного аналогового сигналу.

Цифрова версія єдиного аналогового сигналу генерується для формування комбінованого цифрового сигналу. Цифрова версія стискається для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних.

Прийняті сигнали демодулюються на частоту основного діапазону перед формуванням кожного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу. Як варіант, прийняті сигнали демодулюються на ПЧ

перед формуванням кожного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу. В якості іншого варіанту, прийняті сигнали демодулюються з РЧ несучої перед формуванням дискретизованої із запам'ятовуванням відліків аналогових сигналів.

### 2.3 Вибір та обґрунтування структури системи зв'язку

На рисунку 2.3 зображена структура мережі. Базові станції можуть бути макростільниковими базовими станціями 1, 2 і 3 для відповідних макростільників. Базова станція 4 є пікостільниковою базовою станцією для пікостільника, яка встановлює зв'язок з терміналом. Базова станція 5 є фемтостільниковою базовою станцією для фемтостільників, яка встановлює зв'язок з терміналом. Хоч не показано на рисунку 2.3 для спрощення, макростільники можуть перекриватися по краях. Пікостільники і фемтостільники можуть розташовуватися в межах макростільників (як показано на рисунку 2.3) або можуть перекриватися з макростільниками та/або з іншими стільниками.

Бездротова мережа також може включати в себе ретрансляційні станції, наприклад ретрансляційну станцію, яка встановлює зв'язок з терміналом. Ретрансляційна станція являє собою станцію, яка приймає передачу даних та іншої інформації від попередньої за технологічним маршрутом станції і відправляє передачу даних та іншої інформації на наступну за технологічним маршрутом станцію. Попередня за технологічним маршрутом станція може бути базовою станцією, іншою ретрансляційною станцією або терміналом.

Наступна за технологічним маршрутом станція може бути терміналом, іншою ретрансляційною станцією або базовою станцією. Ретрансляційна станція також може бути терміналом, який ретранслює передачі для інших терміналів. Ретрансляційна станція може передавати та приймати преамбули малого повторного використання. Наприклад, ретрансляційна станція може передавати преамбулу малого повторного використання таким же чином, як і

пікосотільникова базова станція, і може приймати преамбули малого повторного використання таким же чином, як і термінал.

Модуль управління системою пов'язаний з набором базових станцій і забезпечує координацію і керування для цих базових станцій. Модуль управління може бути одним мережевим елементом або сукупністю мережеских елементів. Модуль управління системою може встановлювати зв'язок з базовими станціями за допомогою зворотного зв'язку. Зворотній зв'язок базових станцій з модулем управління дозволяє поліпшити управління такою розподіленою архітектурою.

Базові станції 1,2,3 також можуть встановлювати зв'язок один з одним, наприклад безпосередньо або опосередковано через бездротове або дротове з'єднання.

Бездротова мережа може бути однорідною мережею, яка включає в себе тільки макростільникові базові станції (не показане на рисунку 2.3) може бути неоднорідною мережею, яка включає в себе базові станції різних типів, наприклад макростільникові базові станції, пікостільникові базові станції, домашні базові станції, ретрансляційні станції і т.д. Ці базові станції різних типів можуть мати різні рівні потужності передачі, різні зони обслуговування і надавати різний вплив на перешкоди в бездротовій мережі. Макростільникові базові станції можуть мати високий рівень потужності передачі (наприклад, 10 Вт), тоді як пікостільникові і фемтостільникові базові станції можуть мати низький рівень потужності передачі (наприклад, 1 Вт). Описані методи можуть бути використані для однорідних і неоднорідних мереж.



Рисунок 2.2 – Алгоритм обробки сигналу

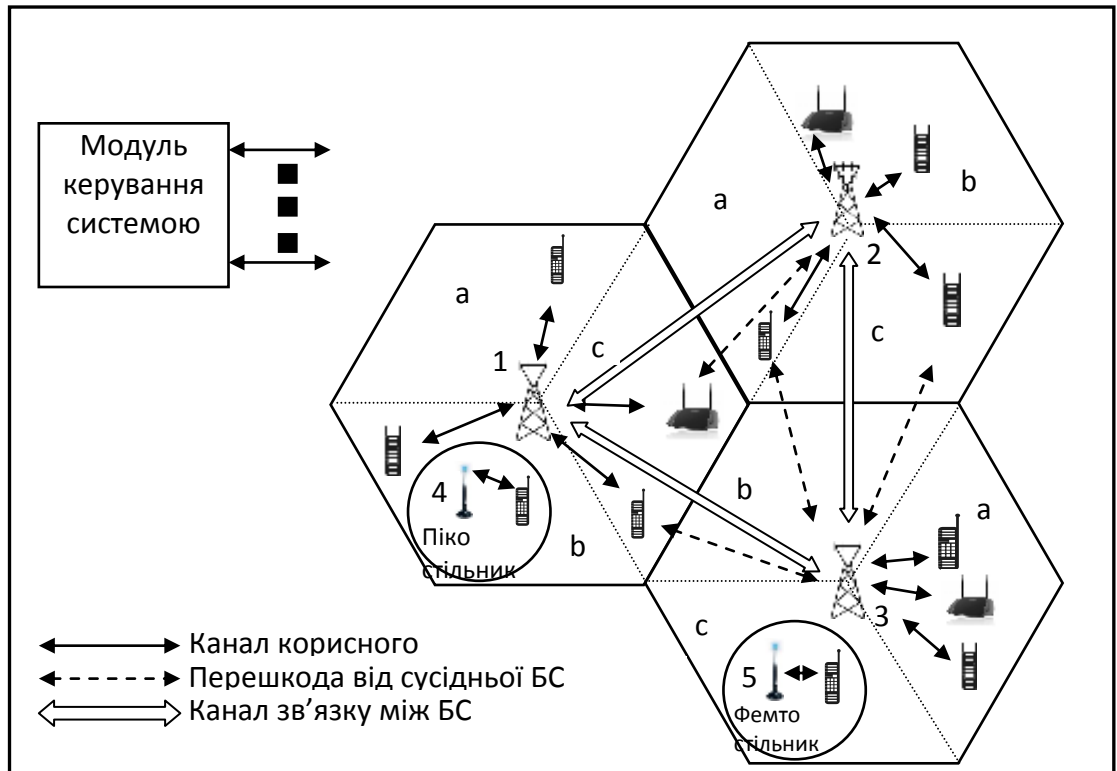


Рисунок 2.3 – Структура мережі зв'язку

Термінали можуть бути розосереджені по всій бездротовій мережі, і кожен термінал може бути стаціонарним або мобільним. Термінал також може згадуватися як термінал доступу (ТД), мобільна станція (МС), обладнання користувача (ПО), абонентська установка, станція і т.д. Термінал може бути телефоном для стільникового зв'язку, кишеньковим персональним комп'ютером (КПК), бездротовим модемом, пристроєм бездротового зв'язку, переносним пристроєм, портативним комп'ютером, бездротовим телефоном, станцією бездротового абонентського доступу (WLL) і т.д. Термінал може встановлювати зв'язок з базовою станцією через спадну і висхідну лінії зв'язку. Низхідна лінія зв'язку (або пряма лінія зв'язку) відноситься до каналу зв'язку від базової станції до терміналу, а висхідна лінія зв'язку (або зворотна лінія зв'язку) відноситься до каналу зв'язку від терміналу до базової станції. Термінал може бути здатний встановлювати зв'язок з макростільниковими базовими станціями, пікостільниковими базовими станціями,

фемтостільниковими базовими станціями та/або базовими станціями інших типів.

На рисунку 2.3 суцільна лінія з подвійними стрілками позначає канали передачі між терміналом і обслуговує базовою станцією. Пунктирна лінія з подвійними стрілками позначає перешкоди передачі між терміналом і іншої базової станцією.

Бездротова мережа може підтримувати синхронний або асинхронний режим роботи. Що стосується синхронного режиму роботи, базові станції мають однакову кадрову синхронізацію, і передачі від різних базових станцій можуть бути узгоджені за часом. Що стосується асинхронного режиму роботи, базові станції можуть мати різну кадрову синхронізацію, і передачі від різних базових станцій не можуть бути узгоджені за часом. Асинхронний режим роботи може частіше застосовуватися для пікостільникових і фемтостільникових базових станцій, які можуть розгортатися в закритому приміщенні і можуть не мати доступу до синхронізує джерела, такого як Глобальна Система Позиціонування (GPS).

Для підвищення пропускної спроможності системи, зона обслуговування, пов'язана з відповідною базовою станцією 1,2,3 може поділитися на кілька менших областей (секторів). Кожен із секторів може обслуговуватися базовою приймально-передавальною підсистемою (BTS не показана).

Слід, однак, відзначити, що пропонована технічна розробка може використовуватися в системі з розділеними на сектори і / або нерозділеними на сектори стільниками. Для простоти, термін "базова станція", може ставитися як до станції, яка обслуговує сектор, так і до станції, яка обслуговує стільник. Слід зазначити, що у разі непересічних каналів сектор низхідної лінії зв'язку є сусіднім сектором. Хоча подальше опис у цілому відноситься до системи, в якій для простоти кожен термінал встановлює зв'язок з однією обслуговуючою точкою доступу, потрібно розуміти, що термінали можуть встановлювати зв'язок з будь-яким числом обслуговуючих точок доступу.



На рисунку 2.4 продемонстрована система бездротового зв'язку з множинним доступом. Точка доступу (ТД) включає в себе кілька антенних груп.

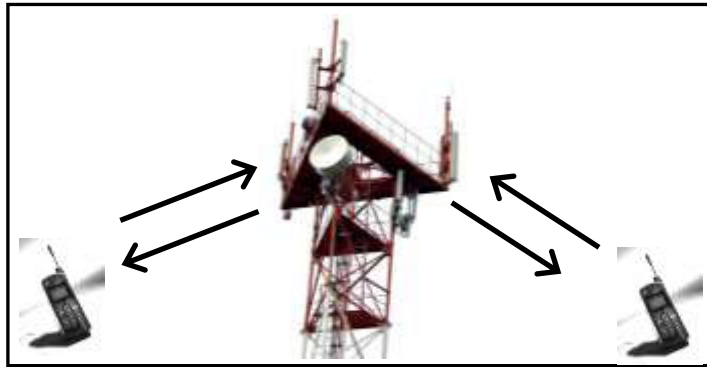


Рисунок 2.4 – Множинний доступ до бездротової мережі зв'язку

Кожна група антен та/або область, для встановлення зв'язку в якій вони призначені, часто згадується як сектор точки доступу. У цьому аспекті, кожна антенна група призначена для встановлення зв'язку з терміналами доступу в секторах з області, що покривається точкою доступу. При передачі інформації по спадним каналах і зв'язку передавальні антени точки доступу задіють формування діаграми спрямованості, щоб поліпшити ставлення сигнал-шум прямих ліній зв'язку для різних терміналів доступу. Крім того, точка доступу, яка використовує формування діаграми спрямованості для здійснення передачі на термінали доступу, довільно розосереджені по її зоні покриття, створює менші перешкоди для терміналів доступу в сусідніх осередках, ніж точка доступу, що здійснює передачу через єдину антену на всі свої термінали доступу. Точка доступу може бути стаціонарною станцією, яка використовуватиметься для зв'язку з терміналами, і може також згадуватися як точка доступу, Вузол В або з використанням будь-якої іншої термінології. Термінал доступу може також іменуватися терміналом доступу, користувацьким обладнанням (ПЗ), пристроєм бездротового зв'язку, терміналом, терміналом доступу, або з використанням будь-якої іншої термінології.

## 2.4 Вибір і обґрунтування структурної схеми передавача і приймача

Рисунок 2.5 ілюструє структурну схему приймача і передавача які можуть бути однією з базових станцій і одним з терміналів, зображених на рисунку 2.1.

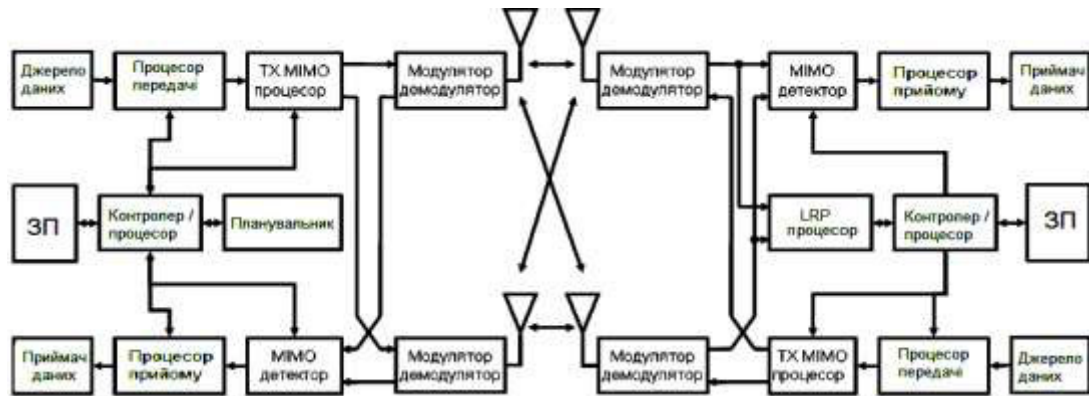


Рисунок 2.5 – Структурна схема передавача і приймача (канал 2x2)

Базова станція може бути обладнана  $N$  передавальними антенами, а термінал може бути обладнаний  $R$  приймальними антенами, де, в загальному випадку,  $N \geq 1$  і  $R \geq 1$ .

На базовій станції пристрій обробки передачі приймає дані трафіку від джерела даних та повідомлення від контролера / процесора. Процесор передачі обробляє дані трафіку і повідомлення, надає символи даних і керуючі символи відповідно. Процесор передачі також може генерувати пілотні символи і символи даних для преамбули малого повторного використання, а також пілотні символи для інших пілот-сигналів і/або опорних сигналів. MIMO процесор передачі (TX) виконує просторову обробку (наприклад, попереднє кодування) символів даних, керуючих символів і / або пілотних символів і, при необхідності, може надавати  $N$  вихідних потоків символів на  $N$  модуляторів.

Кожен модулятор обробляє відповідний вихідний потік символів (наприклад, для OFDM, SC-FDM і т.д.) для отримання вихідного потоку відліків. Кожен модулятор може додатково обробляти (наприклад, перетворювати в аналогову форму, посилювати, фільтрувати, а також

виконувати перетворення частоти) вихідний потік відліків для отримання низхідного сигналу.  $N$  низхідних сигналів від модуляторів можуть передаватися через  $N$  антен відповідно. На терміналі приймальні антени приймають спадні сигнали від базової станції і подає прийняті сигнали на демодулятори.

Кожен демодулятор робить попередню обробку (наприклад, фільтрація, посилення, перетворення частоти, а також оцифровка) відповідного прийнятого сигналу для отримання вхідних відліків. Кожен демодулятор може додатково обробляти вхідні відліки (наприклад, для OFDM, SC-FDM і т.д.) для отримання прийнятих символів. MIMO детектор може отримувати прийняті символи від усіх  $R$  демодуляторів, виконувати MIMO-детектування на прийнятих символах, при необхідності, і надавати детектувати символи. Процесор прийому може обробляти (наприклад, демодулювати, здійснювати зворотне перемешення, а також декодувати) детектувати символи, надавати декодовані дані трафіку для терміналу на приймач даних і надавати декодовані повідомлення на контролер / процесор. Процесор преамбули малого повторного використання (LRP) може детектувати преамбули малого повторного використання від базових станцій та надавати інформацію за виявленими базовим станціям або стільниками на контролер / процесор. У висхідній лінії зв'язку на терміналі процесор передачі може приймати і обробляти дані трафіку від джерела даних та повідомлення від контролера / процесора. Символи від процесора передачі можуть за необхідності попередньо кодуватися MIMO процесором передачі, додатково оброблятися модуляторами і передаватися на базову станцію.

На базовій станції висхідні сигнали від терміналу приймаються антенами, обробляються демодулятором, при необхідності детектуються MIMO детектором і додатково обробляються процесором даних прийому, щоб отримати декодовані пакети і повідомлення, передані терміналом, для надання на приймач даних.

Контролери / процесори БС і терміналу управляють роботою базової станції і терміналу відповідно. Процесор і / або інші процесори і модулі на

базовій станції можуть виконувати або керувати процесами для способів, описаних у даному документі. Процесор і / або інші процесори і модулі в терміналі можуть виконувати або керувати процесами для способів, описаних у даному документі. Запам'ятовувальні пристрої і призначені для зберігання даних і програмних кодів для базової станції і терміналу відповідно.

Планувальник планує передачу даних по низхідній і/або висхідній лінії зв'язку і може забезпечувати розподілу ресурсів для запланованих терміналів.

## 2.5 Вибір та обґрунтування схеми обробки сигналу у приймачі

На рисунку 2.6 показана структурна схема приймача, використовує дві приймальні антени. Хоча для спрощення зображені дві антени, можна використовувати даний метод для підтримки більшої кількості антен. РЧ-приймачі здійснюють посилення і смугову фільтрацію відносно несучої частоти  $f_{RF}$ , прийнятої антенами. Відповідний змішувач використовує гетеродинний сигнал  $f_{LO}$ , встановлений на несучу частоту  $f_{RF}$ , для перетворення з пониженням частоти до основного діапазону. Гармоніки кожної антеною гілки видаляються відповідним фільтром нижніх частот (ФНЧ) для формування сигналів  $S_i(t)$  з обмеженою смугою частот ( $i = 1, 2 \dots M$ ) при  $F_s \geq 2B$ , де  $B$  є шириною смуги частот сигналу, а  $M$  являє собою кількість антен. Відповідна схема вибірки та зберігання (S&H) формує  $S_1(kT_s)$ ,  $S_2(kT_s)$  для розширення ортогональними кодовими сигналами  $C_1(i)$ ,  $C_2(i)$  з ширини смуги пропускання  $M * B$  ( $M=2$  для 2-антеної конфігурації), формуючого дискретні аналогові сигнали  $S_1(iT_c)$ ,  $S_2(iT_c)$ , які підсумовуються разом на суматорі.

Коефіцієнт розширення позначається як  $T_s/T_c$ . Цей комбінований сигнал піддається фільтрації нижніх частот у ФНЧ і перетвориться в цифровий формат одним АЦП. Зворотний зв'язок замкнутого контуру від виходу АЦП через коло автоматичного регулювання посилення (АРП) підлаштовує підсилювач на вході АЦП для отримання максимальної

роздільної здатності АЦП. Оцифрований сигнал подається на групу кореляторів ( $M = 2$  для двох антен), які виконують операцію стиснення, встановлюючи співвідношення в цифровій формі з тими ж кодами  $C_1(i)$ ,  $C_2(i)$  (і), які задані для використання в операції розширення. Отримані в результаті оцифровки сигнали основного діапазону складаються в цифровій формі на відповідних суматорах, щоб визначити спочатку передану інформацію в цифровій формі  $S_1(k)$ ,  $S_2(k)$ , використовуючи методи, добре відомі в даній галузі техніки.

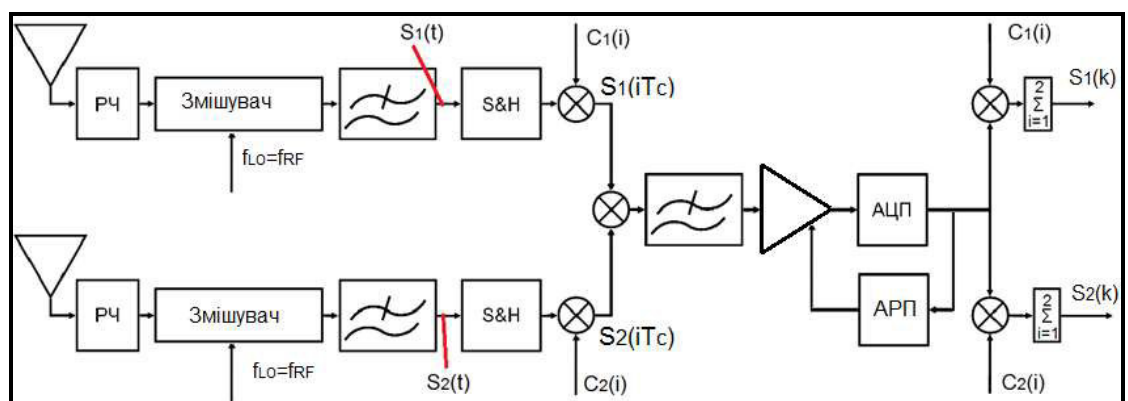


Рисунок 2.6 – Структура приймального тракту

Ця схема згадується як мультиплексування з кодовим поділом в основному діапазоні (BB-CDM), оскільки мультиплексування відбувається в основному діапазоні.

На рисунку 2.7 операції схеми розширення і стиснення додатково виділяються в конфігурації з двома антенами для нульової проміжної частоти (НПЧ). Здійснюється вибірка сигналів  $s_1(t)$  і  $s_2(t)$  від антен 1 і 2 відповідно з частотою вибірки  $f_s = 1/T_s = 2B$  за допомогою пристроїв S&H (не показані). Отримані в результаті прямокутні коливання кожної гілки множаться на пов'язаний з ними код розширення  $C_1$ ,  $C_2$  для генерування сигналів  $s_1(nT_c)$ ,  $s_2(nT_c)$  розширення. Для випадку двох антен  $T_s/T_c = 2$ , в загальному випадку  $T_s/T_c = M$  для  $M$  антен. Розширені сигнали  $s_1(nT_c)$ ,  $s_2(nT_c)$  антен 1 і 2 відповідно складаються в суматорі і оцифровуються за допомогою одного АЦП. Вихід АЦП складається з номінальних дискретних значень з

накладеним шумом квантування. Квантований сигнал подається на групу цифрових кореляторів, які виконують операцію стиснення, використовуючи цифрову копію кодових послідовностей  $c_1(n)$ ,  $c_2(n)$ , що використовуються для стиснення. Беручи до уваги ортогональність кодових послідовностей, інформація, що має відношення до кожного сигналу, може бути повністю відновлена.

Додатково, потужність шуму квантування може бути скорочена на коефіцієнт  $M$  під час операції стиснення при допущенні, що помилки квантування, що спостерігаються на відліках, є некорельованими.

На рисунку 2.8 мультиплексування з кодовим поділом також може застосовуватися до кількох точок в колах прийому, а не при нульовій проміжній частоті (основний діапазон). Для цього схема розширення і стиснення, що використовує S&H-пристрої, застосовується на ПЧ відразу після змішувального каскаду. Таким чином, можна отримати навіть ще більші переваги. Фактично, різні сигнали тепер можуть також спільно використовувати аналогові фільтри ПЧ і ОД, та підсилювальні каскади зі своєю шириною смуги пропускання можуть підлаштовуватися залежно від коефіцієнта розширення.

У цьому випадку S&H-схема перемикається з основного діапазону на проміжну частоту і операція розширення, зображена відповідно в суматорах на рисунку 2.8, відповідним чином коригується.

Зокрема, дві або більше антени, приймають сигнали пакетної передачі даних, відфільтровані на відповідних РЧ вхідних каскадах, на несучій частоті. Завдяки додаванню сигналів декількох антен на ПЧ можна спільно використовувати одне коло перетворення з пониженням частоти з ПЧ в основний діапазон ширини смуги  $BW = 2*B$  (в загальному випадку  $BW=M*B$ ), що призводить до економії як аналогових фільтрів, аналогових підсилювачів / аттенюаторів, так і цифрових схем. А саме, потрібні один ПАХ-фільтр проміжної частоти, один підсилювальний каскад, один АЦП, один осцилятор з цифровим керуванням і один цифровий ФНЧ до поділу на цифрові корелятори, які виконують операцію стиснення.

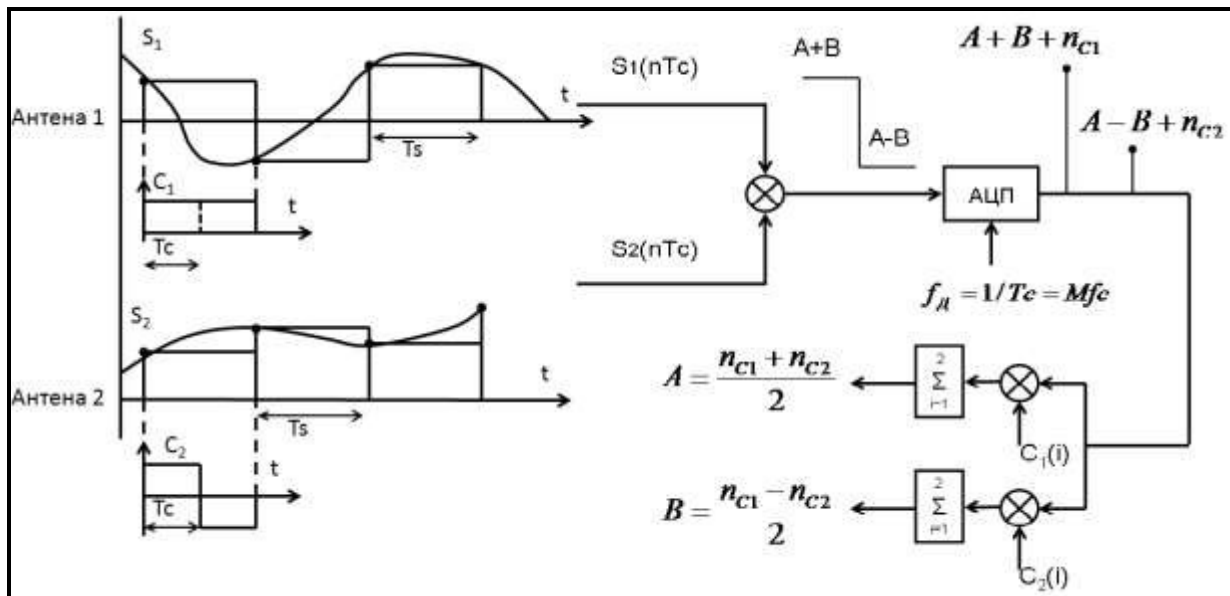


Рисунок 2.7 – Структурна схема мультиплексора з кодовим поділом для об'єднання останніх каскадів кіл прийому декількох антен і форми прийнятих сигналів

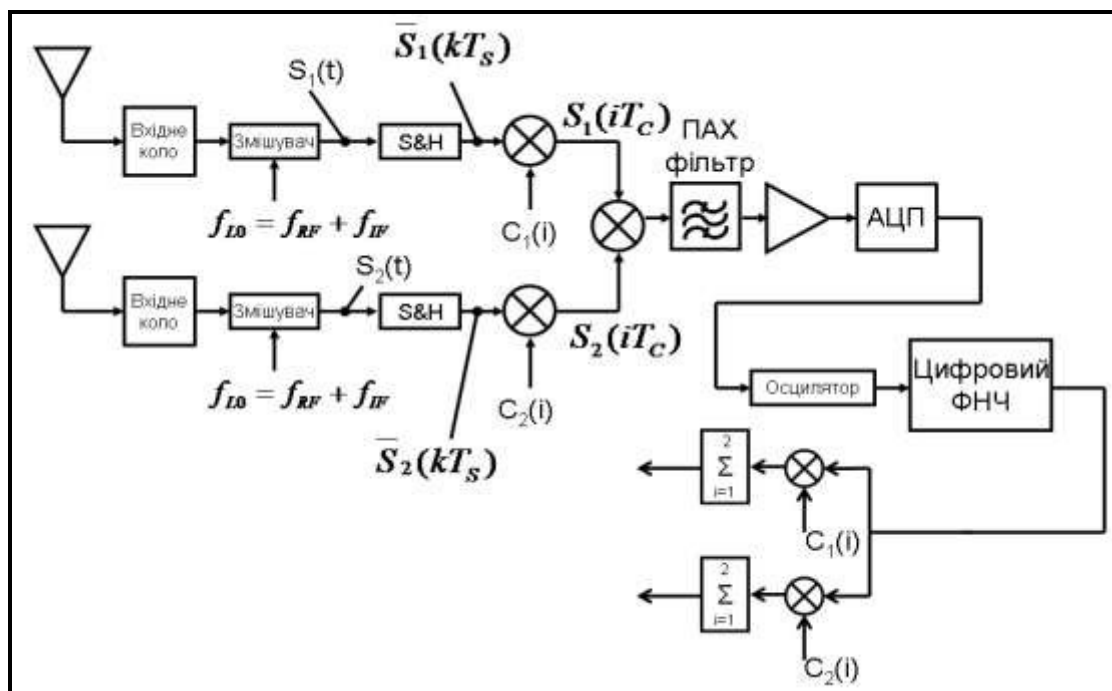


Рисунок 2.8 – Обробка сигналу на проміжній частоті

Хоча в якості ілюстрації було описано мультиплексування з кодовим розділенням (CDM), схема мультиплексування може бути перенесена на будь-яку форму ортогонального перетворення, за часом або за частотою.

Наприклад, представлений алгоритм добре підходять для LTE 4G систем, в яких підтримувані смуги пропускання масштабуються з коефіцієнтом 2, для 5, 10 і 20 МГц.

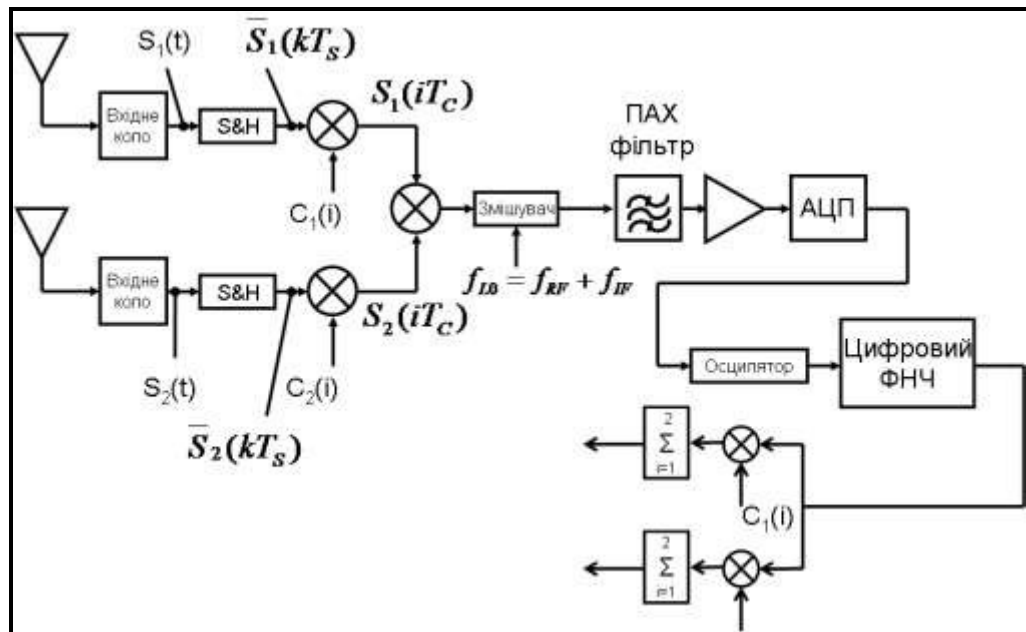


Рисунок 2.9 – Обробка сигналу на проміжній частоті (дискретизація на основному діапазоні)

Система на 10 МГц з 2 приймальними антенами може демодулювати з використанням запропонованого підходу CDM-MIMO з багаторазовим використанням вже наявних аналогових компонентів системи на 20 МГц.

Таким чином, FDM може використовуватися замість CDM, щоб забезпечити ортогональність для складання сигналів, прийнятих на різні антени, для одночасної вибірки та обробки. Наприклад, альтернативний спосіб, заснований на FDM, може використовуватися для мультиплексування множини сигналів, що надходять на кілька антен.

Таким чином, FDM може використовуватися замість CDM, щоб забезпечити ортогональність для складання сигналів, прийнятих на різні антени, для одночасної вибірки та обробки. Наприклад, альтернативний спосіб, заснований на FDM, може використовуватися для мультиплексування множини сигналів, що надходять на кілька антен. FDM мультиплексування може здійснюватися в основному діапазоні, на ПЧ або РЧ, аналогічно



підходу з CDM, застосовуючи кілька синтезаторів частот і змішувачів, по одному для кожного кола приймальної антени.

В якості додаткового варіанту, може використовуватися TDM замість CDM, щоб забезпечити ортогональність для складання сигналів, прийнятих на різні антени, для одночасної вибірки та обробки. В одному з аспектів, спосіб, заснований на TDM, може використовуватися для мультиплексування множини сигналів, що надходять на кілька антен. Мультиплексування з TDM може здійснюватися в основному діапазоні, на ПЧ або РЧ, аналогічно підходу з CDM. Підхід з TDM використовує буферизацію дискретних даних в аналоговій області перед мультиплексуванням

## 2.6 Вибір та обґрунтування елементів системи зв'язку

На рисунку 2.10 проілюстрована система для виконання прийому бездротової передачі на множині прийомних антен. Наприклад, система на рисунку 2.10 може перебувати, щонайменше, частково в межах базової станції. Слід зазначити, що система представлена як включає в себе функціональні блоки, які можуть представляти функції, реалізовані обчислювальною платформою, оброблювальним пристроєм, програмним забезпеченням або їх комбінацією (наприклад, програмно-апаратним забезпеченням).

Система включає в себе логічне об'єднання електричних компонентів, які можуть діяти спільно.

Наприклад, логічне об'єднання може включати в себе електричний компонент для здійснення прийому на кожній з множини антен сигналу пакетної передачі даних, модульованого на РЧ несучої, і можливо, але не обов'язково, кодованого для просторового рознесення.

Крім того, логічне об'єднання може включати в себе електричний компонент для обробки на відповідній множині кіл прийому для кожної з множини антен прийнятих сигналів пакетної передачі даних, для формування множини аналогових сигналів. Додатково, логічне об'єднання може включати

в себе електричний компонент для формування дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу, відповідно, для кожного з множини аналогових сигналів.

Логічне об'єднання може включати в себе електричний компонент для розширення кожного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу з унікальним кодом розширення. Крім того, логічне об'єднання може включати в себе електричний компонент для додавання кожного розширеного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу, для формування єдиного аналогового сигналу. Крім цього, логічне об'єднання може включати в себе електричний компонент для генерування цифрової версії єдиного аналогового сигналу, для формування комбінованого цифрового сигналу. Логічне об'єднання може включати в себе електричний компонент для стиснення цифрової версії, для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних. Додатково, система може включати в себе запам'ятовуючий пристрій, який вміщує інструкції для виконання функцій, співвіднесених з електричними компонентами. Хоча показані як зовнішні для пристрою, що запам'ятовує, зрозуміло, що один або більше з електричних компонентів можуть існувати в межах запам'ятовує.

На рисунку 2.11 представлений набір елементів для здійснення прийому бездротової передачі на множині прийомних антен. Передбачається засіб для прийому на кожній з множини антен сигналу пакетної передачі даних, модульованого на РЧ несучої, і можливо, але не обов'язково, кодованого для просторового рознесення.

Щоб ясно проілюструвати взаємозамінність апаратного та програмного забезпечення, різні ілюстративні компоненти, блоки, модулі, схеми і етапи в цілому описані виходячи з їх функціональних можливостей. Чи реалізуються такі функціональні можливості у формі апаратного або програмного забезпечення, залежить від конкретного додатка і конструктивних обмежень, накладених на систему в цілому.



Рисунок 2.10 – Логічне об'єднання компонентів для виконання прийому сигналів пакетної передачі даних

Терміни "компонент", "модуль", "система" і т.п. маються на увазі відносяться до пов'язаного з застосуванням комп'ютера елементу або до апаратного забезпечення, комбінації апаратного та програмного забезпечення, програмного забезпечення, або до виконання програмного забезпечення.

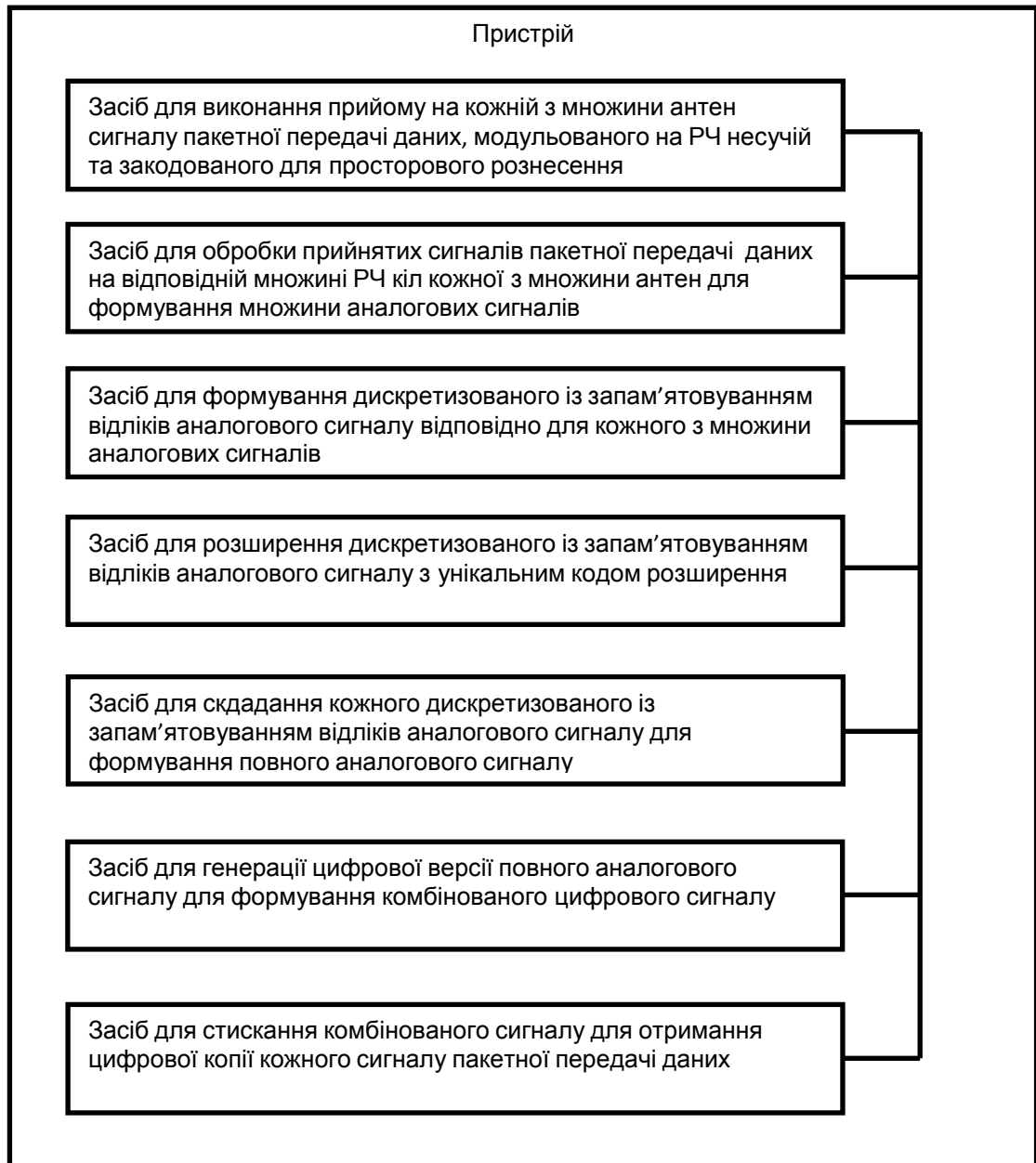


Рисунок 2.11 – Набір елементів пристрою багатоантенного прийому

Наприклад, компонент може бути, але не обмежується цим, процесом, запущеним на процесорі, процесором, об'єктом, виконуваним файлом, потоком виконання, програмою і / або комп'ютером. В якості ілюстрації, і додаток, запущене на обслуговуючому вузлі, і обслуговуючий вузол можуть бути компонентами.

Один або більше компонентів можуть належати процесу та / або потоку виконання, і компонент може бути локалізований на одному комп'ютері або розподілений між двома або більше комп'ютерами.

Слово "ілюстративний" використовується для позначення в якості прикладу. Принципи, викладені в кваліфікаційній роботі, можуть бути виконані на електричних пристроях, в тому числі на пристроях, які задіють технології пристрою відображення з сенсорним екраном і / або інтерфейс типу миша-і-клавіатура. Приклади таких пристроїв включають в себе комп'ютери (настільні і мобільні), інтелектуальні стільникові телефони, кишенькові персональні комп'ютери (КПК) та інші електронні пристрої, як провідні, так і бездротові.

Програмний модуль може перебувати в пристрої ОЗУ, у накопичувачі ЕППЗУ, у накопичувачі ПЗУ, у накопичувачі СППЗУ, у накопичувачі ЕСППЗУ, в регістрах, на жорсткому диску, знімному диску, компактному оптичному диску або носії даних будь-якого іншого виду, відомому в даній галузі техніки.

Носій даних на рисунку 2.1 з'єднується з процесором, так що процесор може зчитувати інформацію з цього носія даних і записувати на нього інформацію. Як варіант, носій даних може бути вбудований в процесор. Процесор і носій даних можуть розміщуватися в СІС. СІС може розміщуватися в користувальницькому терміналі. Як варіант, процесор і носій даних можуть розміщуватися в користувальницькому терміналі у вигляді окремого компонента.

## 2.7 Математичне моделювання системи з обґрунтуванням вибору параметрів моделі

Для оцінки ефективності розробленого методу просторової обробки сигналів потрібно провести математичне моделювання системи зв'язку з його використанням. У якості середовища для проведення математичного моделювання обираємо прикладний пакет матричної обробки MathWorks MATLAB з середовищем моделювання фізичних процесів SIMULINK.

Пакет матричної обробки MATLAB забезпечує такі можливості:

– цифрова обробка сигналів, зображень і даних: DSP Toolbox, Image Processing Toolbox, Wavelet Toolbox, Communication Toolbox, Filter Design Toolbox - набори функцій, що дозволяють вирішувати широкий спектр завдань обробки сигналів, зображень, проектування цифрових фільтрів і систем зв'язку;

– системи управління: Control Systems Toolbox,  $\mu$ -Analysis and Synthesis Toolbox, Robust Control Toolbox, System Identification Toolbox, LMI Control Toolbox, Model Predictive Control Toolbox, Model-Based Calibration Toolbox - набори функцій, що полегшують аналіз і синтез динамічних систем, проектування, моделювання та ідентифікацію систем управління, включаючи сучасні алгоритми управління, такі як робастного керування,  $H_{\infty}$ -управління, ЛМН-синтез,  $\mu$ -синтез та інші;

– фінансовий аналіз: GARCH Toolbox, Fixed-Income Toolbox, Financial Time Series Toolbox, Financial Derivatives Toolbox, Financial Toolbox, Datafeed Toolbox – набори функцій, що дозволяють швидко і ефективно збирати, обробляти і передавати різну фінансову інформацію;

– аналіз і синтез географічних карт, включаючи тривимірні: Mapping Toolbox;

збір та аналіз експериментальних даних: Data Acquisition Toolbox, Image Acquisition Toolbox, Instrument Control Toolbox, Link for Code Composer Studio - набори функцій, що дозволяють зберігати й обробляти дані, отримані в ході експериментів, у тому числі в реальному часі.

– візуалізація та подання даних: Virtual Reality Toolbox - дозволяє створювати інтерактивні світи і візуалізувати наукову інформацію за допомогою технологій віртуальної реальності та мови VRML;

– засоби розробки: MATLAB Builder for COM, MATLAB Builder for Excel, MATLAB Builder for NET, MATLAB Compiler, Filter Design HDL Coder – набори функцій, що дозволяють створювати незалежні додатки з середовища MATLAB;

- функцій, що дозволяють зберігати дані в різних видів таким чином, щоб інші програми могли з ними працювати;
- взаємодія з зовнішніми програмними продуктами: MATLAB Report Generator, Excel Link, Database Toolbox, MATLAB Web Server, Link for ModelSim – набори
  - бази даних: Database Toolbox - інструменти роботи з базами даних;
  - наукові та математичні пакети: Bioinformatics Toolbox, Curve Fitting Toolbox, Fixed-Point Toolbox, Fuzzy Logic Toolbox, Genetic Algorithm and Direct Search Toolbox, OPC Toolbox, Optimization Toolbox, Partial Differential Equation Toolbox, Spline Toolbox, Statistic Toolbox, RF Toolbox - набори спеціалізованих математичних функцій, що дозволяють вирішувати широкий спектр наукових і інженерних задач, включаючи розробку генетичних алгоритмів, вирішення завдань в частних похідних, цілочисельні проблеми, оптимізацію систем та інші;
  - нейронні мережі: Neural Network Toolbox - інструменти для синтезу та аналіз нейронних мереж;
  - нечітка логіка: Fuzzy Logic Toolbox - інструменти для побудови і аналізу нечітких множин;
  - символні обчислення: Symbolic Math Toolbox - інструменти для символних обчислень з можливістю взаємодії з символним процесором програми Maple.

Побудуємо модель системи зв'язку у середовищі MATLAB.

Будь-яка система зв'язку складається з наступних основних компонентів:

- джерело інформації;
- перетворювач інформаційного сигналу в електричний сигнал
- передавач;
- канал зв'язку з перешкодами;
- приймач;

- декодер сигналу;
- одержувач інформації.

Схематична структура системи зв'язку показана на рисунку 2.12.

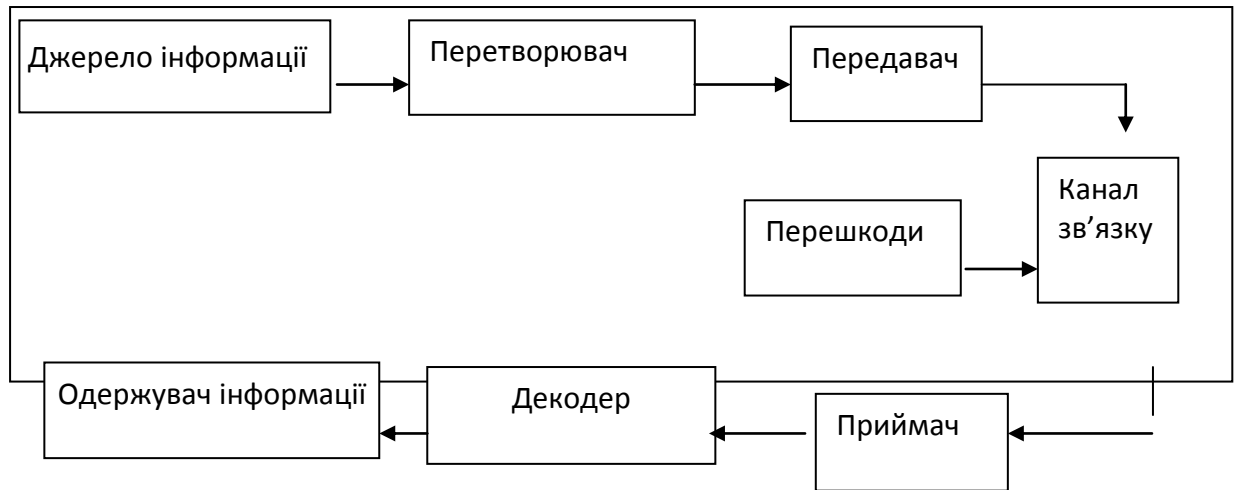


Рисунок 2.12 – Схематична структура системи зв'язку

У якості джерела інформації у моделі використовується генератор випадкових послідовностей RANDOM INTEGER (рис. 2.13)

Перетворювач та передавач об'єднано в один блок модулятора. У моделі використовуються різні модулятори: BPSK, QPSK, QAM (рис. 2.14)

Також можливо додавання у систему MIMO кодера. У бібліотеці елементів MATLAB є просторово-часовий кодер за схемою Аламоуті (рис. 2.15)

У якості середовища передачі використовуються такі канали зв'язку:

- релеевський багатопроменевий канал 1x2 з адитивним білим гауссовським шумом (рис. 2.16);
- релеевський багатопроменевий канал 2x2 з адитивним білим гауссовським шумом (рис. 2.16);

Приймач будується згідно схеми обробки сигналу на рисунку 2.8, коли обробка сигналу виконується повністю на проміжній частоті. Структура блоку обробки сигналу показана на рис. 2.18.



Декодер сигналу включає в себе демодулятор BPSK, QPSK, QAM в залежності від використаного модулятора і також може включати в себе просторово-часовий декодер рознесених сигналів.

Одержувач інформації являє собою схему порівняння переданих і прийнятих символів з дисплеєм кількості кадрів (рисунок 2.19). Перший рядок – кадрова помилка, другий – кількість помилок, третій – загальна кількість кадрів.

Додатково у модель вставляємо службові блоки, такі як аналізатор спектру та точкова діаграма з дискретним часом для дослідження спектру та форми прийнятого сигналу.

Структуру схеми підрахунку помилок подано на рисунку 2.20.

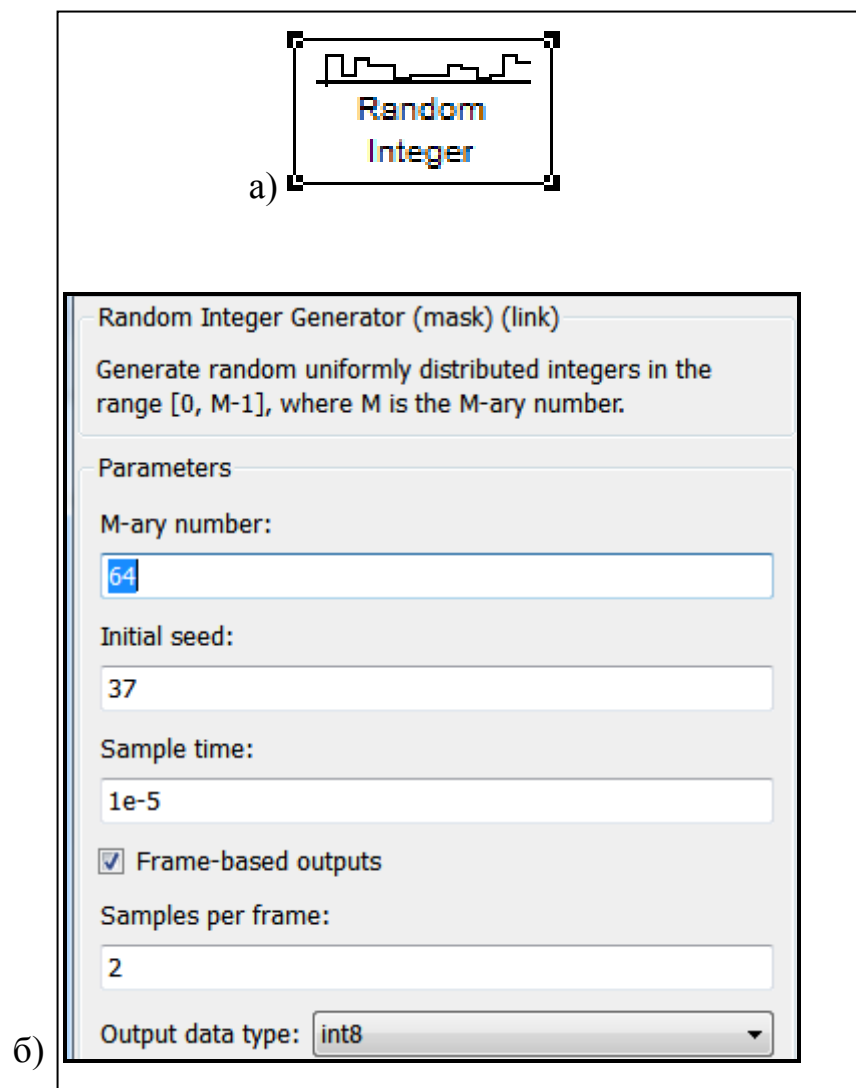


Рисунок 2.13 – Зображення функціонального блоку RANDOM INTEGER (a) та його параметри (б)

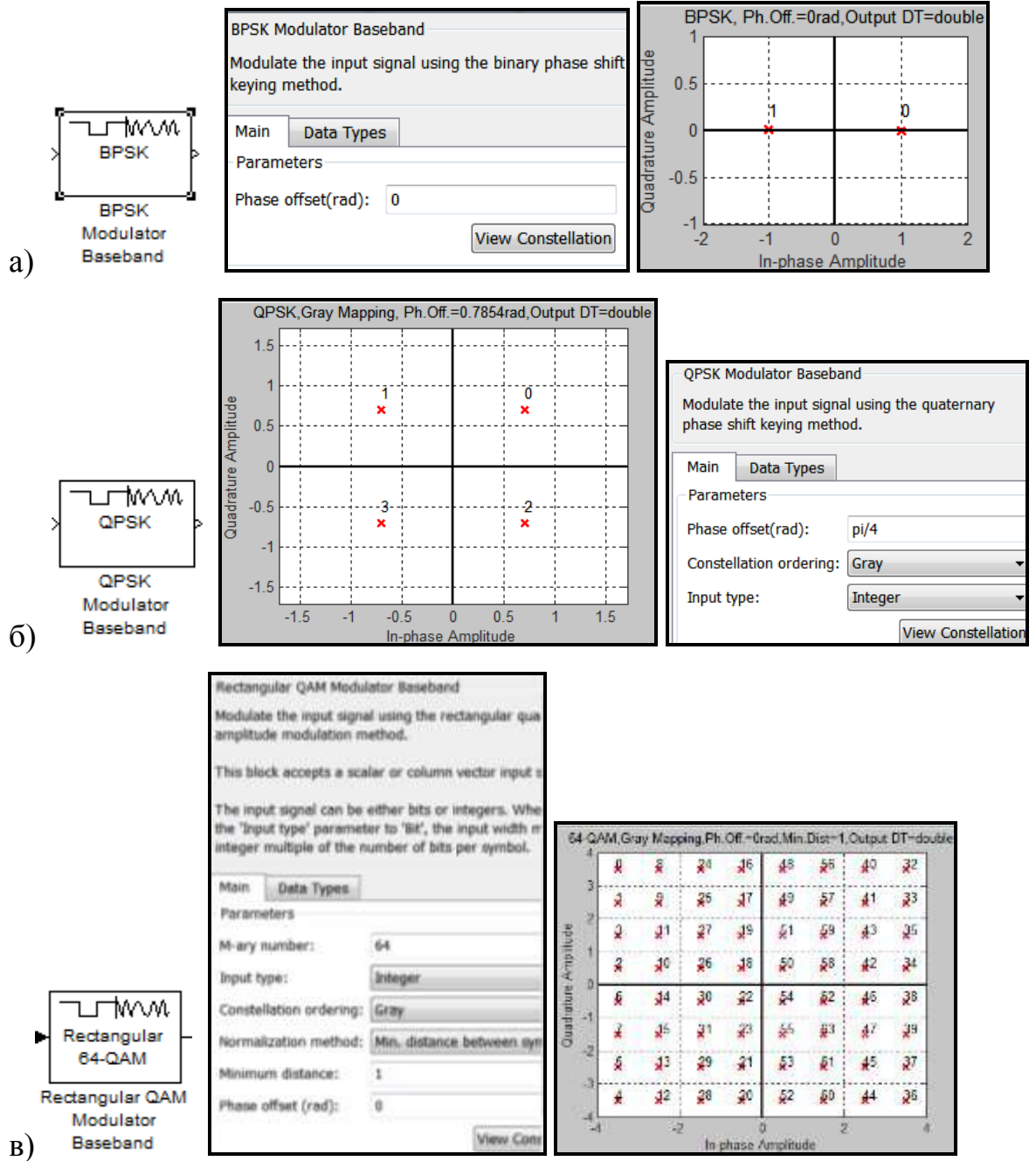


Рисунок 2.14 – Зображення блоку, параметри, сигнальне сузір'я для BPSK (а), QPSK (б) та QAM-64 (в)

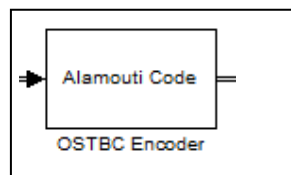


Рисунок 2.15 – Зображення блоку просторово-часового кодеру

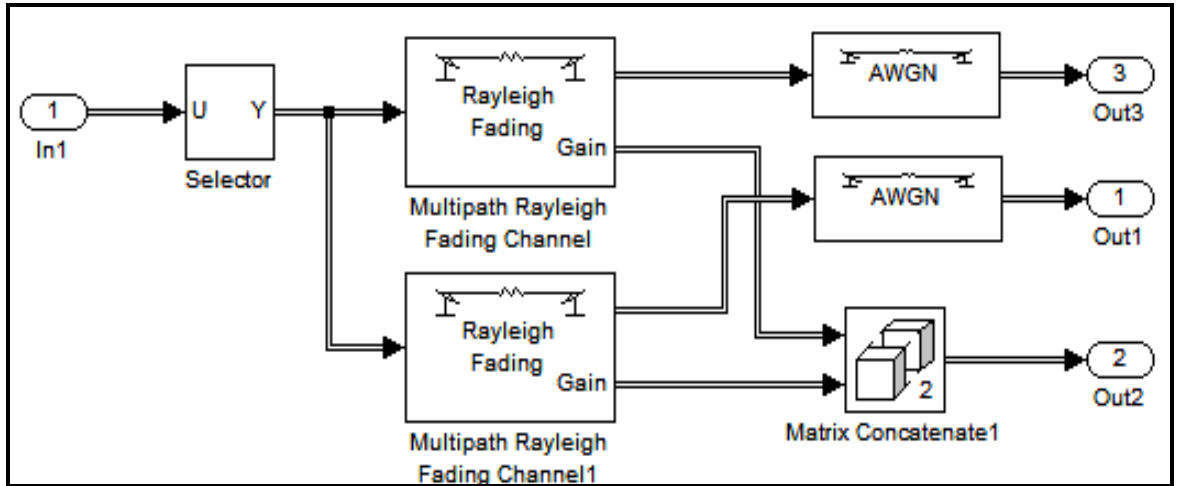


Рисунок 2.16 – Релеєвський багатопроменевий канал 1x2 з адитивним білим гауссовським шумом

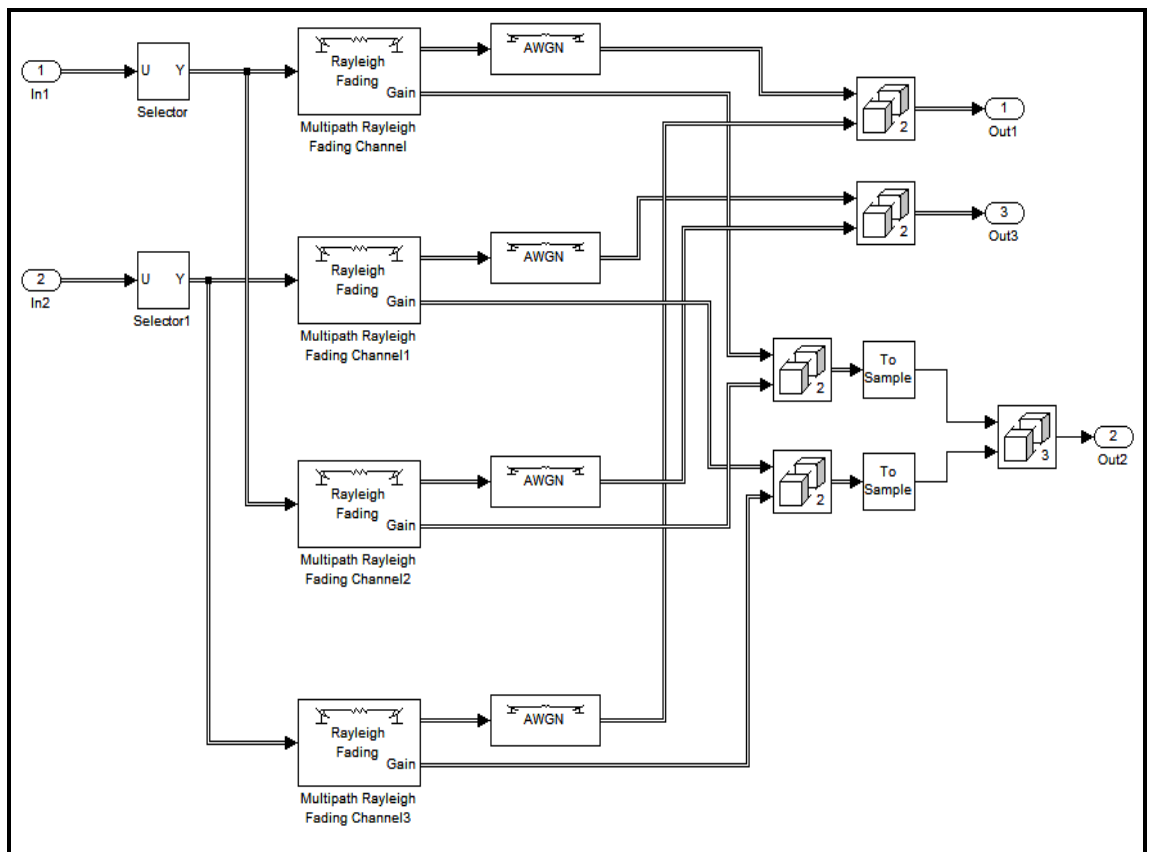


Рисунок 2.17 – Релеєвський багатопроменевий канал 2x2 з адитивним білим гауссовським шумом

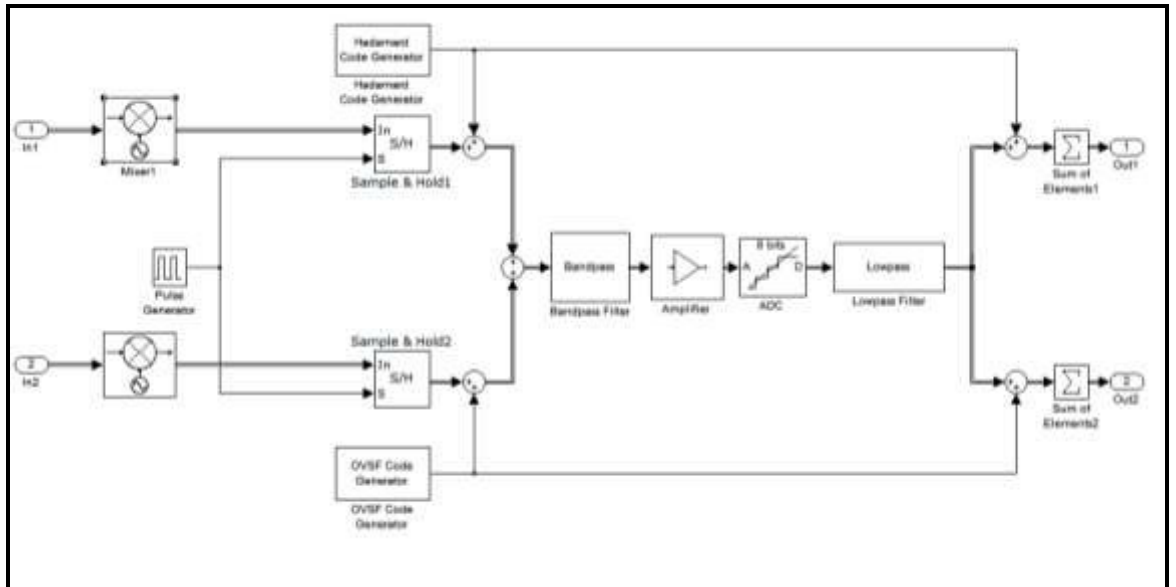


Рисунок 2.18 – Структура блоку обробки сигналу

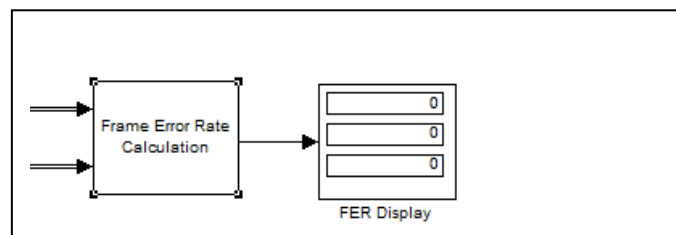


Рисунок 2.19 – Одержувач інформації

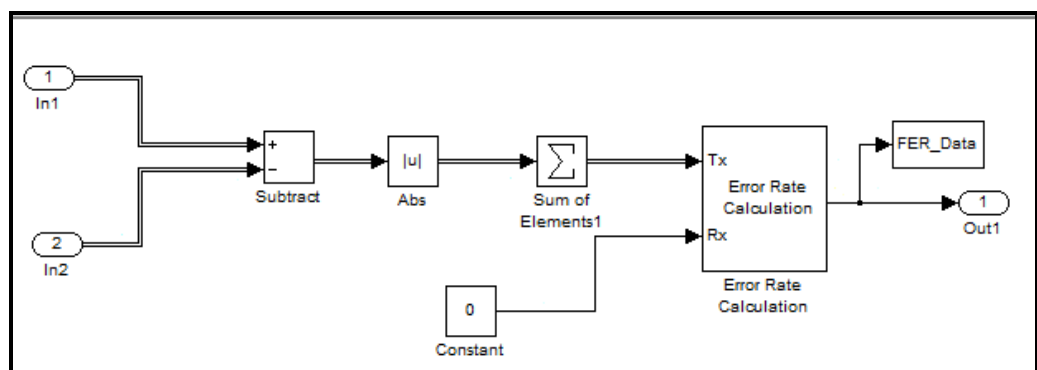


Рисунок 2.20 – Структура схеми підрахунку помилкових кадрів

Виконаємо математичне моделювання у середовищі MATLAB.

Математичне моделювання роботи системи зв'язку з використанням розробленого алгоритму обробки сигналу проводимо у декілька етапів.

По-перше, оцінка роботи розробленої системи в порівнянні зі схемою Аламоуті без додаткової обробки сигналу при різних видах модуляції при постійній швидкості передачі символів, бітова швидкість при цьому може розрізнятися в залежності від обраної модуляції.

По-друге, оцінка пропускної спроможності системи в залежності від відстані між антенами.

У першому випадку змінюється відношення сигнал-шум від 5 до 18 дБ з кроком 1 дБ. Час виконання моделювання береться нескінченний ( $\infty$ ). Умовою зупинки моделі є досягнення кількості помилкових кадрів 1000.

У другому випадку відношення сигнал-шум залишається постійним на рівні 20 дБ. Змінюється відстань між антенами. Оцінюється пропускна спроможність мережі при значенні помилки прийому  $10^{-5}$ .

Перший етап моделювання. Модуляція BPSK, символна швидкість 1000 кБод, канал 1x2, просторово-часове кодування не використовується. Вимірюємо відношення помилкових кадрів до загальної кількості кадрів при різних значеннях SNR та заносимо їх у таблицю 2.1. Графічне зображення даних таблиці 2.1 подано на рисунку 2.21.

У таблицях 2.2 – 2.5 наведено дані вимірювань для QPSK/QAM-4, QAM-8, QAM-16, QAM-64 відповідно. Графічні зображення даних з цих таблиць подано на рисунках 2.22 – 2.25. Символьна швидкість 1000 кБод.

Беремо канал 2x2 та вводимо просторово-часове кодування. Набір схем модуляції і символна швидкість ті ж самі, що й для каналу 1x2. Дані вимірювання помилки прийому заносимо у таблиці 2.6, таблиці 2.7, таблиці 2.8, таблиці 2.9, таблиці 2.10 для відповідних схем модуляції. Графіки залежності помилки прийому наведено на рисунку 2.26, рисунку 2.27, рисунку 2.28, рисунку 2.29, рисунку 2.30.

Другий етап. Зміну відстані між приймальними антенами моделюємо зміною кореляції просторових каналів, корегуючи параметри багатопроменевого каналу.

Відстань між антенами змінюємо від  $0,125\lambda$  до  $2\lambda$  з кроком  $0,125\lambda$ , де  $\lambda$  - довжина хвилі основного діапазону. Наприклад, для діапазону 2100 МГц (стандарт UMTS, стандарт LTE)  $\lambda=0,14$  м.

Таблиця 2.1 – Дані вимірювання помилок прийому для BPSK, канал 1x2

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Класична схема
5	0,0694	0,0925
6	0,0565	0,0771
7	0,0449	0,0616
8	0,0345	0,05
9	0,0241	0,0375
10	0,0167	0,0281
11	0,0105	0,0185
12	0,00616	0,0131
13	0,00338	0,0091
14	0,0018	0,0056
15	0,00093	0,00253
16	0,0005	0,00118
17	0,0001	0,00031
18	0,00005	0,00018

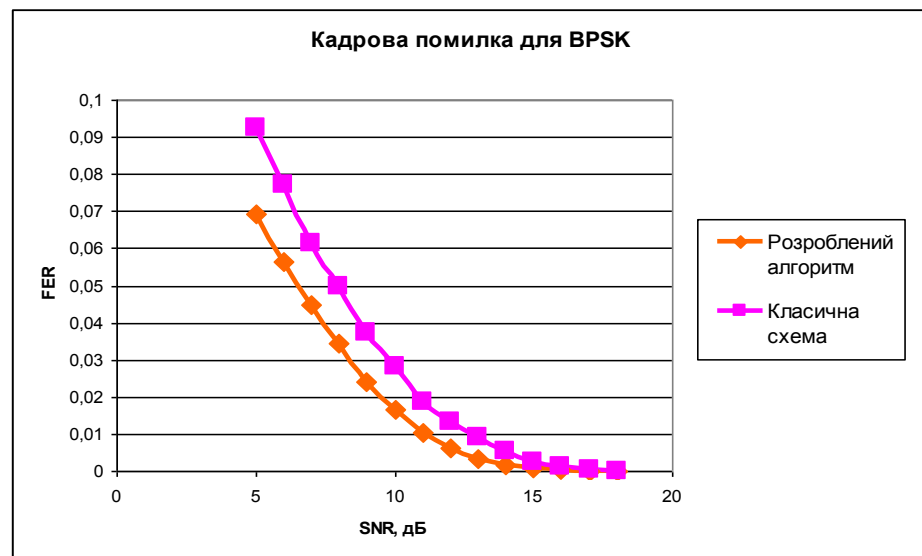


Рисунок 2.21 – Залежність помилки прийому від SNR для BPSK, канал 1x2

Визначаємо максимальну швидкість передачі для різних видів модуляції для розробленого алгоритму та схеми Аламоуті.

Таблиця 2.2 – Дані вимірювання помилок прийому для QPSK/QAM-4, канал 1x2

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Класична схема
5	0,0824	0,1222
6	0,0621	0,1012
7	0,0458	0,0793
8	0,0337	0,0627
9	0,0247	0,0457
10	0,0179	0,0331
11	0,0124	0,0249
12	0,0076	0,0186
13	0,0046	0,0135
14	0,0023	0,0089
15	0,0013	0,005
16	0,0007	0,0024
17	0,0003	0,0016
18	0,0001	0,0003

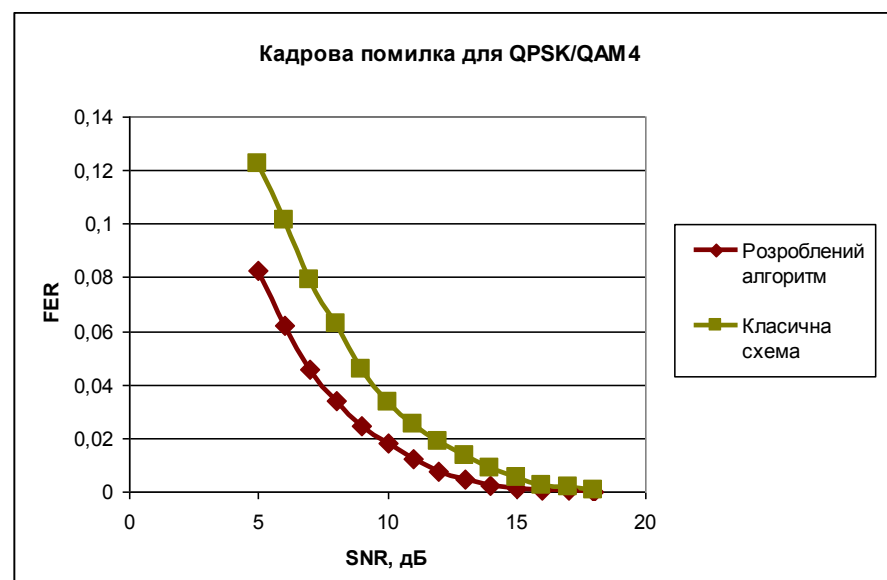


Рисунок 2.22 – Залежність помилки прийому від SNR для QPSK/QAM4, канал 1x2

Дані вимірювань занесені у таблиці 2.11 – 2.15. На рисунках 2.31 – 2.35 подано графічне представлення даних цих таблиць.

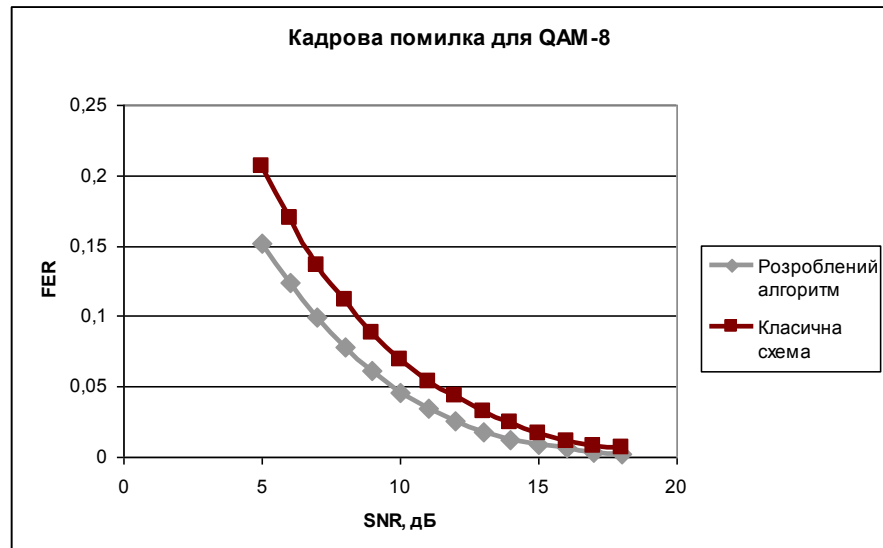


Рисунок 2.23 – Залежність помилки прийому від SNR для QAM-8, канал 1x2

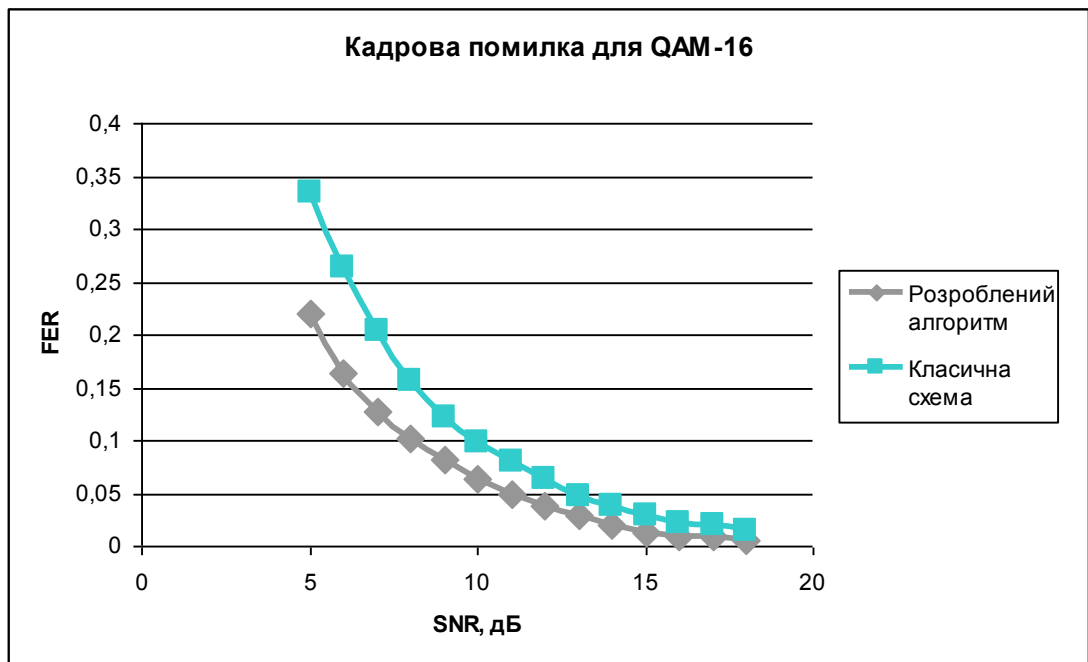


Рисунок 2.24 – Залежність помилки прийому від SNR для QAM-16, канал 1x2



Таблиця 2.3 – Дані вимірювання помилок прийому для QAM-8, канал 1x2

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Класична схема
5	0,1515	0,206
6	0,1236	0,1694
7	0,0989	0,1362
8	0,078	0,1111
9	0,0612	0,0881
10	0,046	0,0691
11	0,0349	0,0535
12	0,0255	0,0434
13	0,018	0,0328
14	0,0118	0,025
15	0,0089	0,0168
16	0,0064	0,0115
17	0,0039	0,0082
18	0,0025	0,0062

Таблиця 2.4 – Дані вимірювання помилок прийому для QAM-16, канал 1x2

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Класична схема
5	0,22	0,3339
6	0,1645	0,2629
7	0,1274	0,204
8	0,1016	0,1556
9	0,0815	0,1226
10	0,0644	0,0976
11	0,049	0,08
12	0,039	0,0637
13	0,029	0,0476
14	0,0209	0,0379
15	0,0136	0,0282
16	0,0091	0,0226
17	0,0082	0,0194
18	0,0054	0,0153

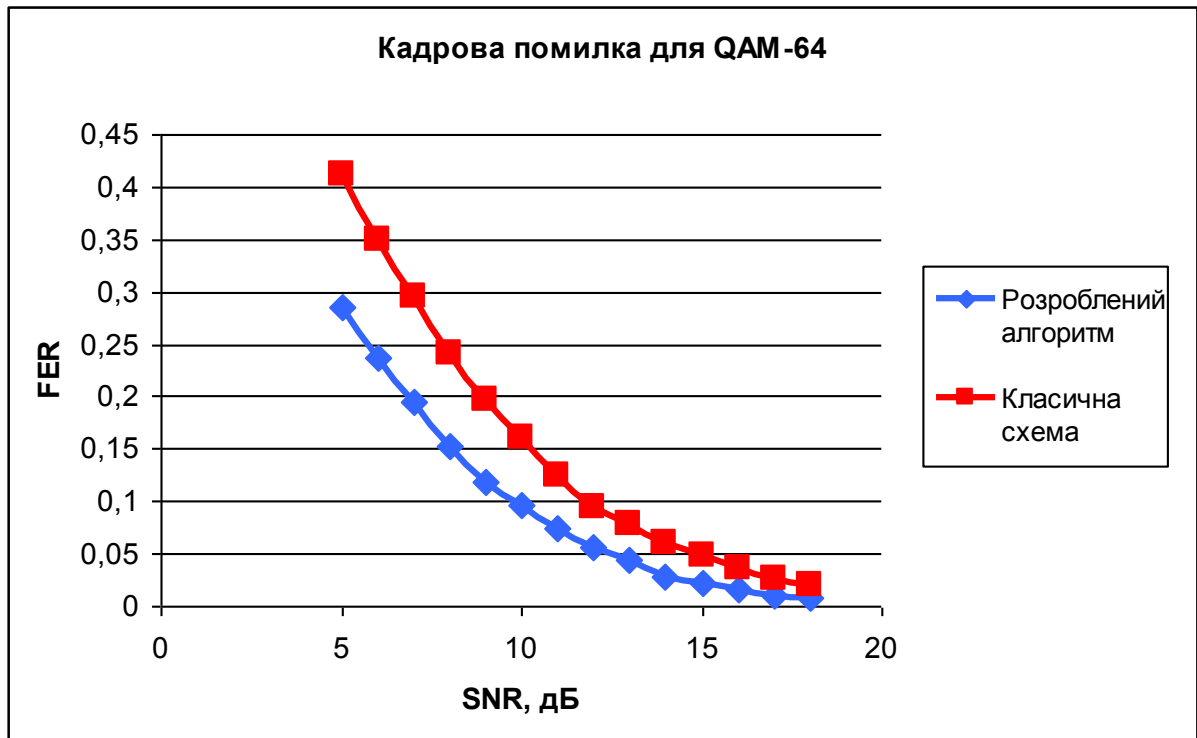


Рисунок 2.25 – Залежність помилки прийому від SNR для QAM-64, канал 1x2

Таблиця 2.5 – Дані вимірювання помилок прийому для QAM-16, канал 1x2

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Класична схема
5	0,286	0,4113
6	0,238	0,3494
7	0,194	0,2962
8	0,152	0,2412
9	0,118	0,1965
10	0,097	0,1617
11	0,075	0,1251
12	0,056	0,0949
13	0,044	0,0784
14	0,028	0,0604
15	0,02154	0,0474
16	0,016	0,0367
17	0,01	0,0266
18	0,008	0,0208

Таблиця 2.6 – Дані вимірювання помилок прийому для BPSK, канал 2x2,  
просторово-часове кодування

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
5	0,0368	0,0732
6	0,0283	0,0584
7	0,0211	0,0451
8	0,0147	0,0335
9	0,0101	0,0252
10	0,0072	0,0177
11	0,005	0,012
12	0,0033	0,0075
13	0,0021	0,0057
14	0,0013	0,0035
15	0,00093	0,00253
16	0,0005	0,0013
17	0,0001	0,00031
18	0,00005	0,00018

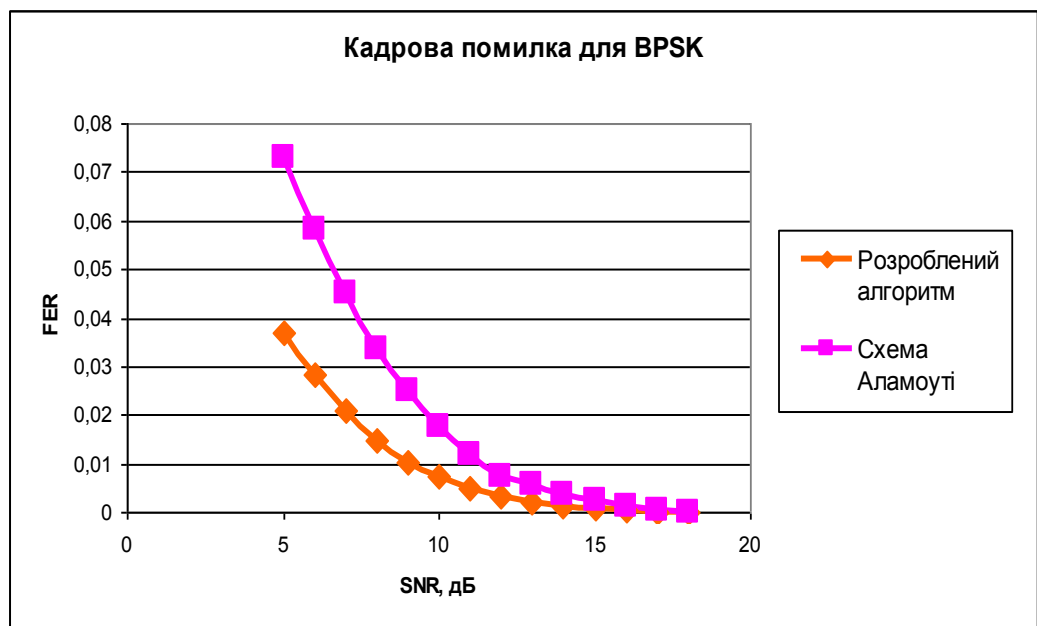


Рисунок 2.26 – Залежність помилки прийому від SNR для BPSK, канал 2x2, просторово-часове кодування

Таблиця 2.7 – Дані вимірювання помилок прийому для QPSK/QAM-4, канал 2x2, просторово-часове кодування

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
5	0,0432	0,087
6	0,0307	0,0707
7	0,0236	0,055
8	0,0179	0,0425
9	0,0139	0,0329
10	0,0104	0,0257
11	0,0071	0,0189
12	0,0046	0,0139
13	0,0032	0,0111
14	0,00141	0,0071
15	0,00085	0,0046
16	0,00024	0,0024
17	0,00016	0,0016
18	0,00007	0,0003

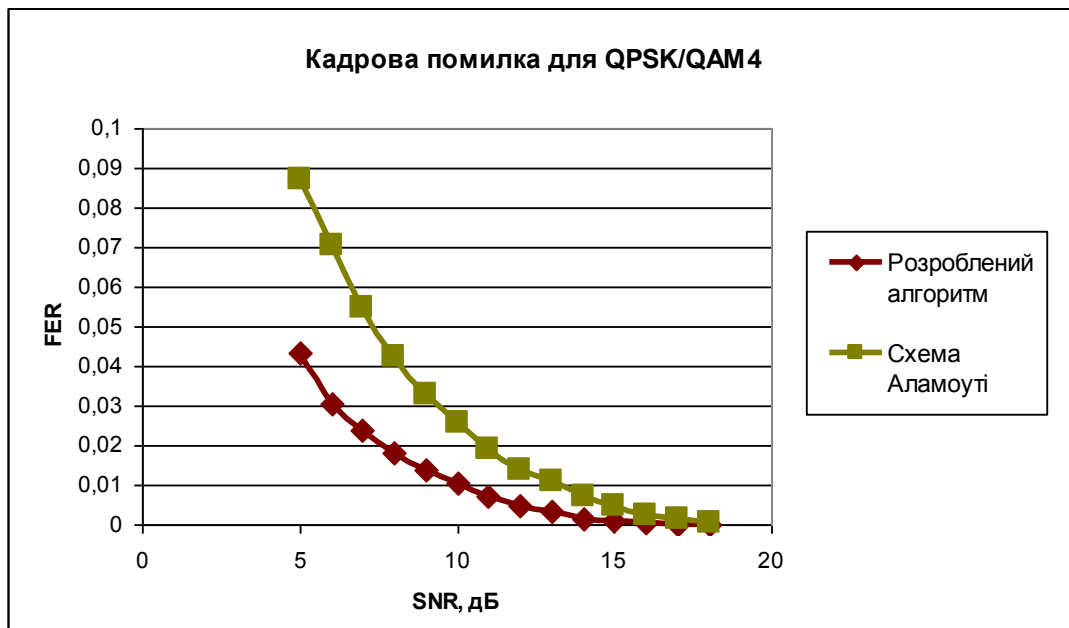


Рисунок 2.27 – Залежність помилки прийому від SNR для QPSK/QAM-4, канал 2x2, просторово-часове кодування

Таблиця 2.8 – Дані вимірювання помилок прийому для QAM-8, канал 2x2,  
просторово-часове кодування

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
5	0,052	0,1095
6	0,0331	0,0865
7	0,0212	0,064
8	0,014	0,0473
9	0,0109	0,0352
10	0,0078	0,0273
11	0,006	0,02
12	0,004	0,016
13	0,0027	0,0107
14	0,0018	0,0086
15	0,00124	0,0066
16	0,00075	0,0058
17	0,00022	0,0043
18	0,00013	0,0029

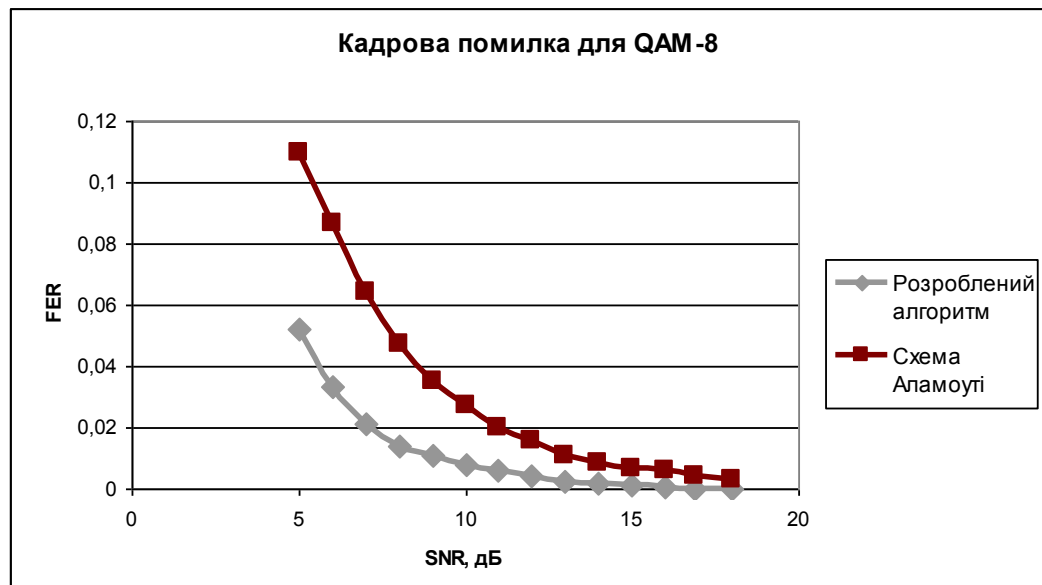


Рисунок 2.28 – Залежність помилки прийому від SNR для QAM-8,  
канал 2x2, просторово-часове кодування

Таблиця 2.9 – Дані вимірювання помилок прийому для QAM-16, канал 2x2,  
просторово-часове кодування

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
5	0,0788	0,1815
6	0,0623	0,1543
7	0,0437	0,1265
8	0,0298	0,1036
9	0,0216	0,0834
10	0,0155	0,0665
11	0,0116	0,05
12	0,0091	0,0374
13	0,0074	0,0252
14	0,0059	0,0195
15	0,0049	0,0149
16	0,0035	0,0123
17	0,0024	0,0106
18	0,0016	0,0089

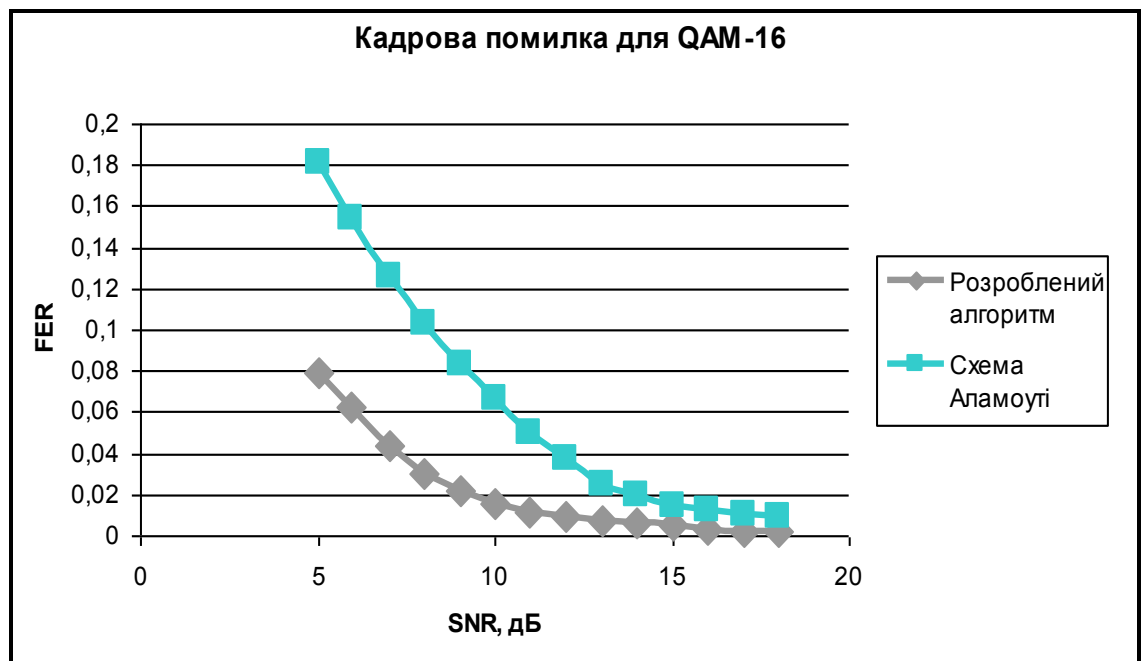


Рисунок 2.29 – Залежність помилки прийому від SNR для QAM-16,  
канал 2x2, просторово-часове кодування

Таблиця 2.10 – Дані вимірювання помилок прийому для QAM-64, канал 2x2,  
просторово-часове кодування

SNR, дБ	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
5	0,1267	0,3369
6	0,1014	0,2725
7	0,0841	0,2214
8	0,0705	0,1868
9	0,06	0,1527
10	0,0495	0,1275
11	0,0414	0,1027
12	0,0321	0,0852
13	0,0247	0,0681
14	0,0173	0,056
15	0,014	0,0445
16	0,0091	0,0341
17	0,007	0,0247
18	0,005	0,0181

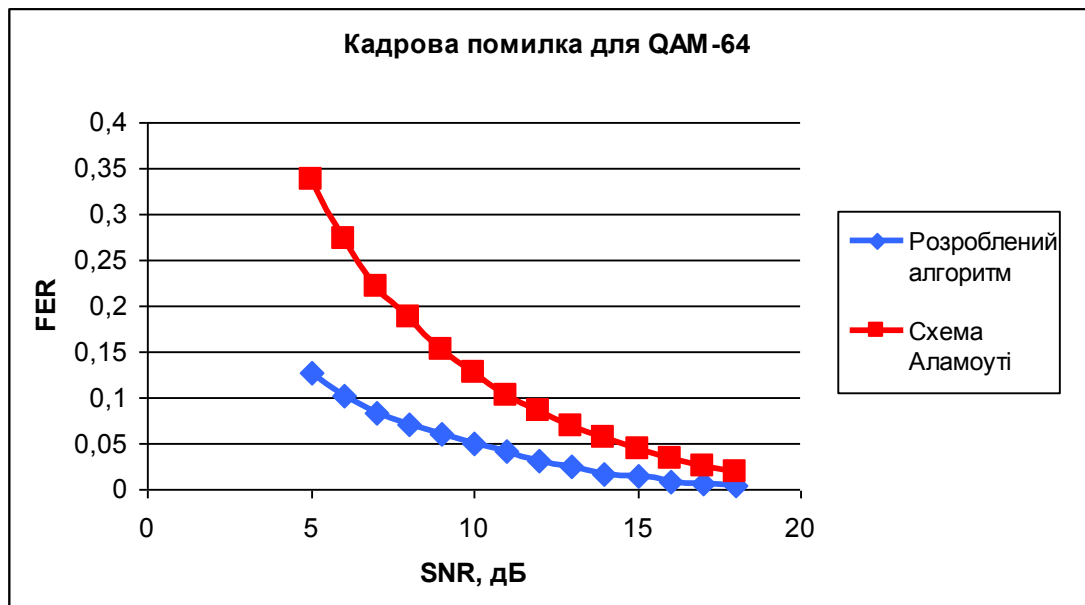


Рисунок 2.30 – Залежність помилки прийому від SNR для QAM-64,  
канал 2x2, просторово-часове кодування

Таблиця 2.11 – Дані вимірювання пропускної спроможності системи для BPSK

Відстань між антенами, $\lambda$	Пропускна спроможність, Мбіт/с	
	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
0,125	6,6	6,6
0,25	7,26	7
0,375	7,85	7,4
0,5	8,28	7,77
0,625	8,72	8,15
0,75	9,11	8,48
0,861	9,5	8,85
1	9,9	9,2
1,125	10,21	9,54
1,25	10,57	9,8
1,363	10,86	10,02
1,5	11,09	10,35
1,625	11,32	10,58
1,75	11,51	10,75
1,875	11,67	10,9
2	11,8	11,02

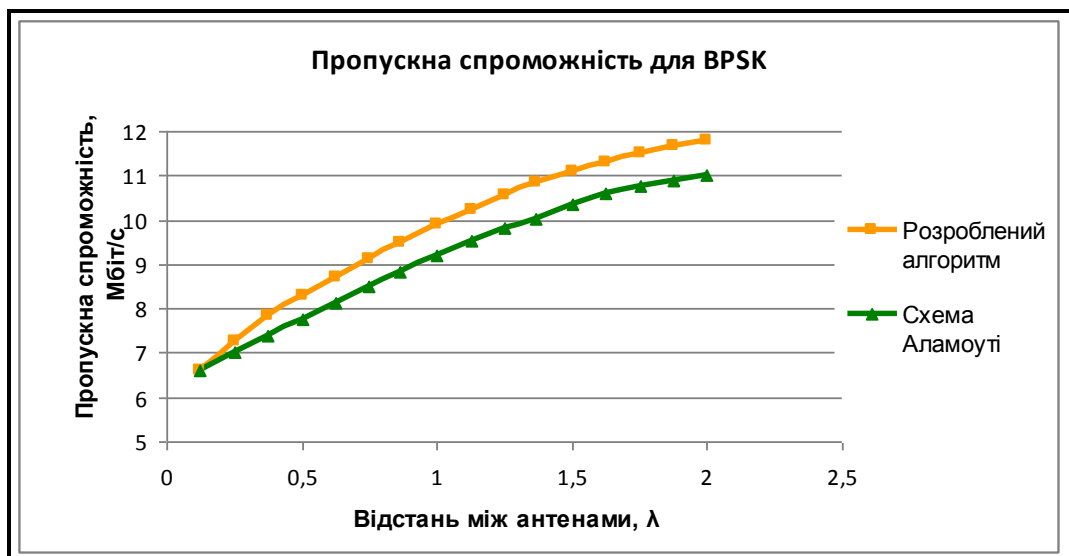


Рисунок 2.31 – Залежність пропускної спроможності системи від відстані між антенами для BPSK



Таблиця 2.12 – Дані вимірювання пропускної спроможності системи для QPSK/QAM-4

Відстань між антенами, $\lambda$	Пропускна спроможність, Мбіт/с	
	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
0,125	11,22	11,21
0,25	12,34	11,76
0,375	13,35	12,36
0,5	14,1	12,98
0,625	14,8	13,54
0,75	15,49	14,1
0,875	16,15	14,55
1	16,8	15
1,125	17,36	15,5
1,25	18	16
1,375	18,46	16,45
1,5	18,85	16,83
1,625	19,2	17,25
1,75	19,57	17,54
1,875	19,84	17,89
2	20,1	18,08

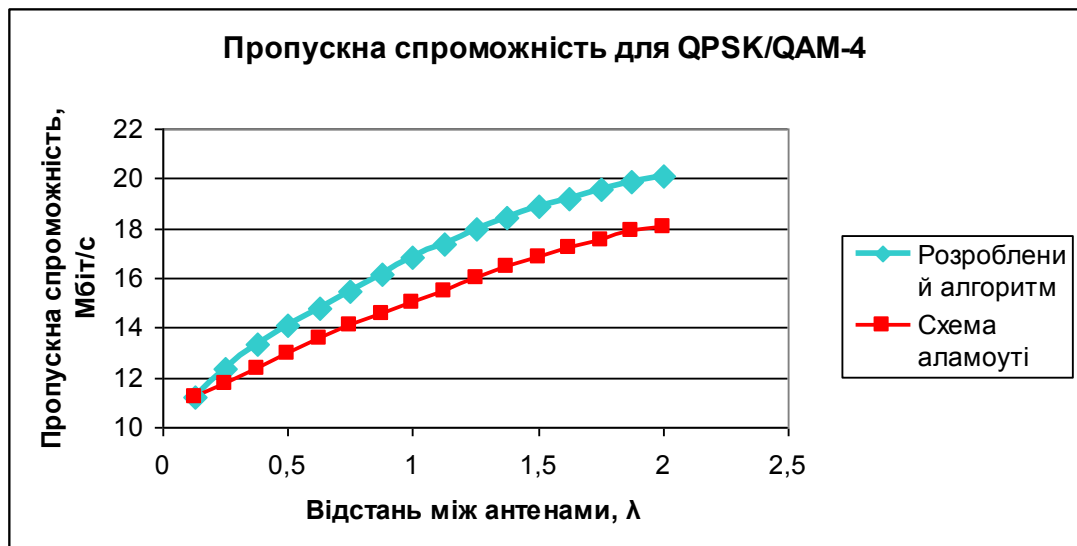


Рисунок 2.32 – Залежність пропускної спроможності системи від відстані між антенами для QPSK/QAM-4

Таблиця 2.13 – Дані вимірювання пропускної спроможності системи для QAM-8

Відстань між антенами, $\lambda$	Пропускна спроможність, Мбіт/с	
	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
0,125	17,16	16,91
0,25	18,87	17,8
0,375	20,41	18,4
0,5	21,52	19,32
0,625	22,8	20,15
0,75	23,69	21
0,875	24,7	21,65
1	25,7	22,42
1,125	26,55	23
1,25	27,48	23,9
1,375	28,24	24,5
1,5	28,83	25,05
1,625	29,4	25,67
1,75	29,92	26,1
1,875	30,34	26,625
2	30,65	26,9

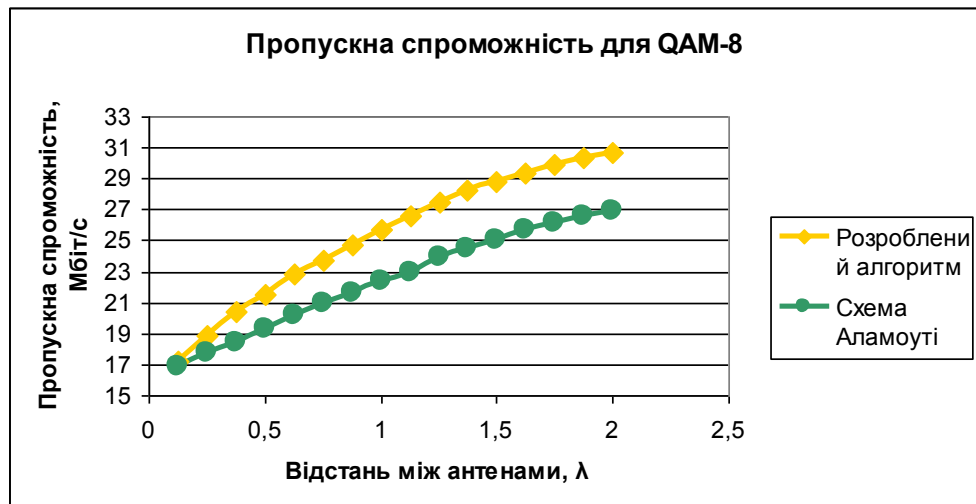


Рисунок 2.33 – Залежність пропускної спроможності системи від відстані між антенами для QAM-8

Таблиця 2.14 – Дані вимірювання пропускної спроможності системи для QAM-16

Відстань між антенами, $\lambda$	Пропускна спроможність, Мбіт/с	
	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
0,125	22,44	21,12
0,25	24,68	22,4
0,375	26,69	23,55
0,5	28,15	24,74
0,625	29,65	25,8
0,75	31	26,88
0,888	32,3	27,7
1	33,66	28,7
1,125	34,71	29,5
1,25	35,94	30,56
1,375	36,92	31,36
1,5	37,7	32
1,625	38,5	32,86
1,75	39,13	33,4
1,875	39,67	34,1
2	40,12	34,43

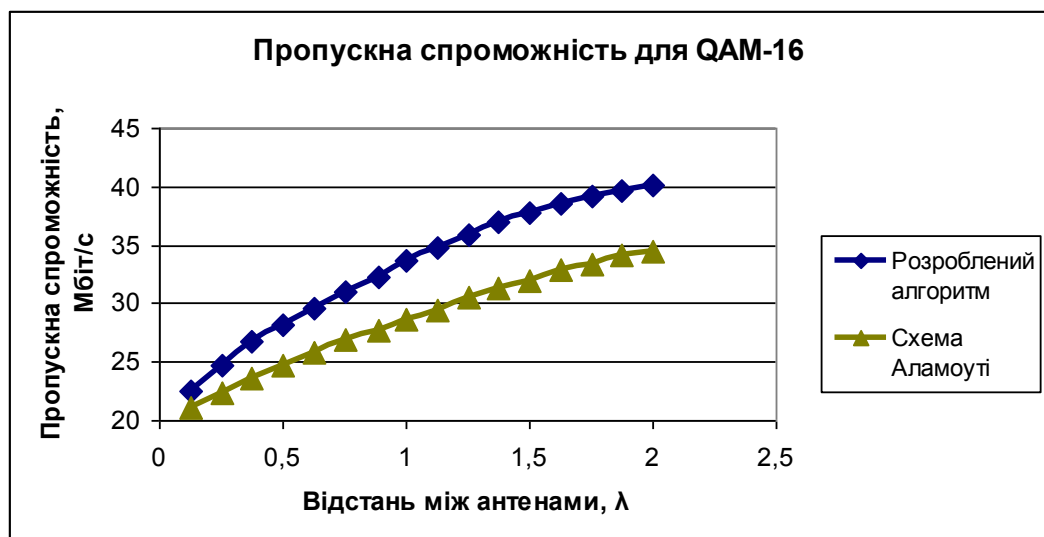


Рисунок 2.34 – Залежність пропускної спроможності системи від відстані між антенами для QAM-16

Таблиця 2.15 – Дані вимірювання пропускної спроможності системи для QAM-64

Відстань між антенами, $\lambda$	Пропускна спроможність, Мбіт/с	
	Розроблений алгоритм	Схема Аламоуті
0,125	36,3	35
0,25	39,93	37,1
0,375	43,17	39
0,5	45,54	41
0,625	47,96	42,72
0,75	50,1	44,5
0,875	52,25	45,9
1	54,45	47,54
1,125	56,16	48,87
1,25	58,135	50,62
1,375	59,73	51,94
1,5	61	53,1
1,625	62,2	54,43
1,75	63,3	55,33
1,875	64,19	56
2	64,9	57

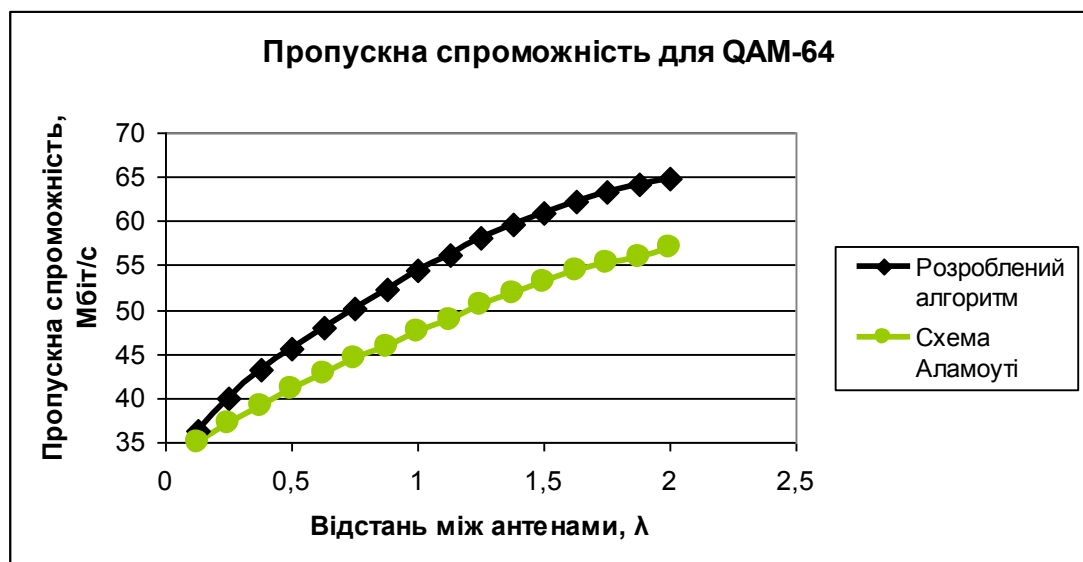


Рисунок 2.35 – Залежність пропускної спроможності системи від відстані між антенами для QAM-64

## 2.8 Аналіз отриманих результатів

Дані, отримані в ході проведення математичного моделювання системи зв'язку показують, що запропонований алгоритм обробки сигналу дає вигоду завадостійкості від 2 до 4 дБ для каналу 1x2 без використання просторово-часового кодування та від 3 до 6 дБ для каналу 2x2 з використанням просторово-часового кодування в залежності від обраної модуляції сигналу. Це викликано збільшенням відношення сигнал/шум квантування (QSNR).

Помилка прийому збільшується при підвищенні порядку QAM модуляції. Це викликано тим, що при однаковій потужності передавача відстань між символами стає меншою при підвищенні порядку модуляції, і сусідні символи накладаються один на одного. Однак при підвищенні порядку модуляції помилка прийому росте менше за швидкості передачі інформації.

При оцінці залежності пропускної спроможності від відстані між антенами було встановлено, що вже при рознесенні в  $0,75\lambda$  запропонований алгоритм обробки сигналу дає вигоду у швидкості передачі даних від 5 до 7% у порівнянні зі схемою Аламоуті. При збільшенні рознесення до  $2\lambda$  вигоду у швидкості досягає 15% при модуляції QAM-64.

## 2.9 Висновок до другого розділу

Запропонований метод обробки дозволяє зменшити кількість вузлів у приймачі (змішувачів, фільтрів, АЦП, підсилювачів), що сприяє спрощенню схеми, зменшенню її розмірів та вартості.

Цей метод обробки сигналу дає вигоду завадостійкості 3-6 дБ в залежності від виду модуляції за рахунок збільшення відношення сигнал/шум квантування (QSNR) у приймачі.

Отриманий вигоду завадостійкості дозволяє збільшити пропускну здатність систем бездротового зв'язку на 15-20%.

### 3 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

На протязі останніх років спостерігається стрімке зростання обсягу послуг доступу до мережі Інтернет за рахунок стільникових мереж. Користувачі споживають все більші об'єми трафіку та зацікавлені у збільшенні швидкості з'єднання з мережі.

Сучасні стільникові мережі базуються на різноманітних алгоритмах та методах обробки сигналів. Підвищення об'єму послуг зв'язку потребує розширення каналів зв'язку та впровадження відповідних алгоритмів обробки сигналів. Однак класичні методи підвищення пропускної спроможності каналів не є доцільними через обмеження на потужність сигналу та ширину використовуваного діапазону частот.

Ефективнішим є впровадження нових методів просторової обробки сигналу, які дозволяють покращити якість послуг зв'язку без значного навантаження на ресурси безпроводних каналів.

Метою даної кваліфікаційної роботи є покращення методу просторової обробки сигналів для бездротових систем зв'язку.

#### 3.1 Визначення трудомісткості розробки алгоритму

Трудомісткість розробки удосконаленого алгоритму просторової обробки сигналів може бути розрахована на основі системи моделей з різною точністю оцінки.

Трудомісткість розробки алгоритму можна розрахувати за наступною формулою:

$$t = t_{ТЗ} + t_{В} + t_{А} + t_{Р} + t_{М} + t_{Д}, \text{ годин,} \quad (3,1)$$

де  $t_{ТЗ}$  – витрати праці на підготовку та опис технічного завдання (50 годин);

$t_{В}$  – витрати праці на дослідження методів просторової обробки сигналів;

$t_{А}$  – витрати праці на розробку блок-схеми алгоритму;

$t_p$  – витрати праці на розробку структурної схеми системи зв'язку з просторовою обробкою сигналів;

$t_m$  – витрати на проведення математичного моделювання системи зв'язку.

$t_d$  – витрати праці на підготовку документації.

Складові витрати праці визначаються через умовну кількість елементарних операцій в алгоритмі.

Умовна кількість елементарних операцій в алгоритмі

$$Q = q \cdot C \cdot (1 + p), \quad (3.2)$$

де  $q$  – число базових елементарних операцій алгоритму (200);

$c$  – коефіцієнт складності алгоритму  $c=1.3$ ;

$p$  – коефіцієнт корекції алгоритму у ході розробки  $p=0.11$ .

Умовна кількість базових операцій:

$$Q = 1,3 \cdot 200 \cdot (1 + 0,11) = 289 \text{ (операцій)}.$$

Витрати праці на вивчення опису завдання  $t_B$  визначаються з урахуванням уточнення опису та кваліфікації програміста:

$$t_B = \frac{Q \cdot B}{(75 \dots 85) \cdot k}, \text{ годин}, \quad (3.3)$$

де  $B$  - коефіцієнт збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису задачі;

$K$  - коефіцієнт кваліфікації програміста, який визначається в залежності від стажу роботи за даною спеціальністю. При стажі роботи від 2 до 3 років, він складає 1.0.

Прийmemo збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису задачі не більше 50% ( $B = 1.5$ ). З урахуванням коефіцієнта кваліфікації  $k = 1.0$  отримуємо затрати праці на вивчення опису задачі:

$$t_B = (289 \cdot 1,5) / (80 \cdot 1) = 5,41 \text{ (годин)}.$$

Тривалість розробки блок-схеми алгоритму:

$$t_a = \frac{Q}{(20 \dots 25) \cdot k}, \text{ годин} \quad (3.4)$$

$$t_a = \frac{289}{23 \cdot 1} = 12.56 \text{ (годин)}.$$

Тривалість розробки структурної схеми системи зв'язку:

$$t_p = \frac{Q}{(20 \dots 25) \cdot k}, \text{ годин.} \quad (3.5)$$

$$t_p = \frac{289}{20 \cdot 1} = 14.46 \text{ (годин)}.$$

Тривалість проведення математичного моделювання системи:

$$t_m = \frac{1,5Q}{(4 \dots 5) \cdot k}, \text{ годин.} \quad (3.4)$$

$$t_m = \frac{1,5 \cdot 289}{4 \cdot 1} = 108.38 \text{ (годин)}.$$

Тривалість підготовки технічної документації на метод просторової обробки сигналу:

$$t_d = \frac{Q}{(15 \dots 20) \cdot k} + \frac{Q}{(15 \dots 20)} \cdot 0,75, \text{ годин} \quad (3.5)$$

$$t_d = \frac{289}{16 \cdot 1} + \frac{289}{16} \cdot 0,75 = 31.61 \text{ (годин)}.$$

Повний час проведення досліджень буде таким, згідно з (3.1):

$$t = 50 + 5,41 + 12,56 + 14,46 + 108,38 + 31,61 = 222,42 \text{ (годин)}$$

### 3.2 Витрати на створення алгоритму кодування

Витрати на створення алгоритму ( $K_{\text{ПО}}$ ) включають витрати на заробітну плату розробника ( $V_{\text{ЗП}}$ ) і вартість машинного часу, необхідного для його розробки на ЕОМ ( $V_{\text{МЧ}}$ ):

$$K_{\text{ПО}} = V_{\text{ЗП}} + V_{\text{МЧ}}, \text{ (грн.)} \quad (3.6)$$

Заробітна плата розробника визначається за формулою:

$$V_{\text{ЗП}} = t \cdot C_{\text{ПР}}, \text{ грн.,} \quad (3.7)$$

де  $t$  - загальна трудомісткість розробки програми, годин;

$C_{\text{ПР}}$  - середня годинна заробітна плата розробника з нарахуваннями.



З урахуванням того, що середня годинна зарплата молодшого програміста становить 30 грн / год, отримуємо:

$$B_{зп} = 222,42 \cdot 30 = 6672,60 \text{ (грн.)}$$

Вартість машинного часу, необхідного для створення алгоритму на ЕОМ, визначається за формулою:

$$C_{мч} = t_{рс} \cdot B_{мч}, \text{ грн.}, \quad (3.8)$$

де  $B_{мч}$  - вартість машинного часу ЕОМ (Для ЕОМ наступної конфігурації: ASUS P7Q57-M DO, Intel CoreI3, 2ГБ RAM, Seagate ST500DM005, Samsung S19B150N, клавіатура, миша, включаючи вартість ліцензій на програмне забезпечення, - складає 11,2 грн / год).

Підставивши у формулу (3.8) відповідні значення, визначимо вартість машинного часу, необхідного для створення методу просторової обробки сигналів:

$$C_{мч} = 167 \cdot 11,2 = 1870,40 \text{ (грн.)}$$

Звідси витрати на розробку методу просторової обробки сигналів:

$$K_{по} = 6672,60 + 1870,40 = 8543 \text{ (грн.)}$$

Очікуваний період розробки методу просторової обробки сигналів:

$$T = t / (B_k F_p), \text{ міс} \quad (3.9)$$

де  $B_k$  - число розробників (дорівнює 1),

$F_p$  - місячний фонд робочого часу (при 40-годинному робочому тижні  $F_p = 176$  годин).

Підставивши відповідні значення до (3.9), отримаємо:

$$T = 222,41 / (1 \cdot 176) \approx 1,3 \text{ (міс)}.$$

### 3.3 Визначення економічної переваги розробленого методу обробки сигналів

У ході визначення витрат на розробку методу обробки сигналів та його порівняння з існуючими, було виявлено що існує декілька аналогів (RU 2458408 C2, RU 2406234 C2, US 7299027 B2 тощо), патентна вартість яких в

середньому складає 4000 грн. Крім того, вищезгадані патенти характеризуються надмірною складністю технічного рішення, що призводить до зростання розмірів і вартості приймального обладнання.

З умови того, що розроблений метод просторової обробки сигналів є унікальним, його можна запатентувати. Виходячи з витрат на створення даного алгоритму, пропонується призначити вартість використання патенту на 25% дешевше за його аналогів, тобто 3000 грн., що сприятиме його використанню.

У зв'язку зі стрімким зростанням об'єму послуг зв'язку виробники обладнання та провайдери зацікавлені у використанні ефективних алгоритмів обробки сигналів для підвищення якості послуг абонентам. Це дає перевагу розробленому алгоритму і гарантує високий попит на нього.

При продажі прав на використання даного алгоритму трьом покупцям повністю окупується вартість його розробки.

### 3.4 Висновок до третього розділу

Отже, можна зробити такі висновки: розроблений метод просторової обробки сигналів дозволяє знизити складність приймального тракту пристроїв безпроводного зв'язку, що дозволить зменшити їхні розміри і вартість, крім того у даному методі досягається покращена обробка сигналів, що сприяє підвищенню якості зв'язку. Це, в свою чергу, сприятиме попиту на нього з боку виробників обладнання та операторів мереж мобільного зв'язку.

Даний метод кращий за попередні, бо використовує просторове розподілення сигналів, яке ефективно при обмежених ресурсах безпроводного каналу зв'язку. До того ж пропонується встановити патентну вартість даного методу обробки сигналів меншою за аналоги.

Вартість розробки удосконаленого методу обробки сигналів становить 8,543 тис. грн. Очікуваний час розробки методу становить 1,3 місяців.

## ВИСНОВКИ

В кваліфікаційній роботі запропонована технічна розробка що відноситься до засобів зв'язку, а точніше до методів для бездротового прийому пакетної передачі даних на множині приймальних антен.

Технічним результатом отриманим в кваліфікаційній роботі є скорочення кількості компонентів вхідних сигналів каскадів з числа фільтрів, змішувачів і АЦП, зниження вартості, площі та енергоспоживання багатоантенного терміналу, поліпшення відношення сигнал-шум квантування (QSNR) на виході АЦП.

У способі що запропоновано в кваліфікаційній роботі для здійснення прийому бездротової передачі на множині прийомних антен спочатку дискретизують кожен з множини аналогових сигналів. Надалі, кожен аналоговий сигнал комбінують з унікальним сигналом розширення, отримуючи в результаті аналоговий сигнал, який є ортогональним до іншого дискретизованого аналогового сигналу, із запам'ятовуванням відліків. На наступному етапі відбувається мультиплексування множини ортогональних сигналів за допомогою складання кожного дискретизованого із запам'ятовуванням відліків аналогового сигналу для формування єдиного аналогового сигналу. Після мультиплексування відбувається генерація цифрової версії єдиного аналогового сигналу для формування комбінованого цифрового сигналу. Далі відбувається стиснення цифрової версії для формування цифрової копії кожного сигналу пакетної передачі даних.

Математичне моделювання системи зв'язку з використанням запропонованого методу обробки сигналу показало, що запропонований метод обробки сигналу підвищує завадостійкість системи зв'язку з використанням просторової обробки сигналів, що дозволяє підвищити пропускну здатність мережі.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Bevan D.D.N., Ermolayev V.T., Flaksman A.G. Coherent multichannel reception of binary modulated signals with independent Rician fading // Proceedings of IEEE Sensor Array and Multichannel Signal
- 2 Флакман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в многоканальных информационных системах. Докторская диссертация. Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского. Нижний Новгород, 2004.
- 3 Вестник РГРТУ. № 1 (выпуск 27). Рязань, 2009 УДК 681.3.07 О.Р. Никитин, П.А. Полушин, М.В. Гиршевич, В.А. Пятов. Метод комбинированной обработки цифровых сигналов при разнесенном приеме.
- 4 Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи. Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского – Нижний Новгород, 2006.
- 5 Банкет В.Л., Незгазинская Н.В., Токарь М.С. Методы пространственно-временного кодирования для систем радиосвязи. Одесская национальная академия связи им. А.С. Попова, Одесса, 2009.
- 6 Прокис Д. Цифровая связь. Пер. с англ. – М: Радио и связь, 2000.
- 7 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Пер. с англ. М.: Вильямс, 2003.
- 8 Garg V.K. IS-95 CDMA and cdma2000: Cellular/PCS systems implementation. Prentice-Hall, Inc., 2000.
- 9 Ермолаев В.Т., Флакман А.Г., Чечиль К.В. Сравнительный анализ эффективности методов пространственной разнесенной передачи информации в системах с кодовым разделением пользователей // Прикладная радиоэлектроника. 2003, Т. 2, № 1.
- 10 Alamouti S.M. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications // IEEE Journal on Selected Areas in Communications. 1998. V. 16, No. 8. P. 1451-1458.

- 11 A. Paylraj, R. Nabar and D. Gore, "Introduction to Space-Time Wireless Communications". Cambridge University Press, 2003.
- 12 Крейнделин В.Б., Колесников А.В. Оценивание параметров канала в системах связи с ортогональным частотным мультиплексированием, Учебное пособие, Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2010.
- 13 Van Zelst A., Van Nee R., Awater G.A. // Proc. of Vehicular Tech. Conf., 2000. VTC 2000-Spring Tokyo. 2000 IEEE 51st. May 2000. V. 2. P. 1070–1074.
- 14 Shiu D.S., Fouchini G. J., Gans M.J., Kahn J.M. Fading Conelation and Its Effect on the Ca-pacity of Multielement Antenna Systems // IEEE Trans. On Commun. 2000. – Vol. 48. – No. 3. – P. 502–513.
- 15 Сюваткин В. С., Есипенко В. И., Ковалев И. П. Сухоробров В. Г. WiMAX — технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / Под ред. В. В. Крылова. —СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 368 с.
- 16 Гармонов А.В. Основы теории мобильной и беспроводной связи. Учебное пособие, Воронеж, 2010.
- 17 Архипкин В.Я., Голяницкий И.А. В-CDMA: синтез и анализ систем фиксированной радиосвязи. Учебное пособие, М: Эко-Трендз, 2002.
- 18 Ojanpera T., Prasad R. Wideband CDMA for Third Generation Mobile Communication. London: Artech House, 1998.
- 19 GSM/3G Market/ Technology Update. HSPA Devices survey – November 2010: Key Findings.
- 20 Harri Holma and Antti Toskala. WCDMA for UMTS – HSPA Evolution and LTE. - John Wiley & Sons Ltd, 2010.
- 21 Сюваткин В. С., Есипенко В. И., Ковалев И. П. Сухоробров В. Г. WiMAX — технология беспроводной связи: основы теории, стандарты, применение. / Под ред. В. В. Крылова. —СПб.: БХВ-Петербург, 2005.

22 3GPP RP-090625. Nokia Siemens Networks, Nokia Corporation.  
Dealing with UTRA single antenna UEs with transmit diversity. 3GPP TSG-RAN  
Plenary Meeting #44. May 2009.

23 3GPP TS 25.101 V9.5.0. User Equipment (UE) radio transmission and  
reception (FDD). September 2010

## ДОДАТОК А. Перелік документів КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

- 1 Пояснювальна записка на 86 сторінках.
- 2 Матеріали кваліфікаційної роботи на оптичному носії:
  - Пояснювальна записка Корчевський М.В.doc
  - Презентація.pptx

## ДОДАТОК Б. Відгук керівника економічного розділу

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

---

Керівник розділу

---

(підпис)

Романюк Н.М.

(прізвище, ініціали)



## ДОДАТОК В. ВІДГУК КЕРІВНИКА КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

## ВІДГУК

на кваліфікаційну роботу ступеня бакалавр студента групи 172-1бзск-1

Корчевського М.В. на тему:

«Удосконалення способу мультиплексування при багатоантенному прийомі»

Мета кваліфікаційної роботи – зниження складності реалізації пристрою мультиплексування для скорочення кількості компонентів вхідних каскадів (фільтрів, змішувачів і аналогово-цифрових перетворювачів).

Обрана тема є актуальною у зв'язку з тим, що на сьогоднішній день існує потреба у використанні методів просторової обробки сигналів, які побудовані на використанні багатопроменевого розповсюдження радіохвиль. Однак існуючі методи просторової обробки сигналів потребують складних схем обробки сигналу на приймальній стороні, які включають декілька кіл обробки сигналу для кожної приймальної антени. Це спричиняє великі розміри, вартість та енергоспоживання пристроїв, що використовують ці методи обробки сигналів.

В кваліфікаційній роботі розглянуто технічну розробку, що відноситься до способу передачі і прийому сигналів у системі радіозв'язку з множиною каналів передачі і множиною каналів прийому.

Технічним результатом отриманим в кваліфікаційній роботі є скорочення кількості компонентів вхідних сигналів каскадів з числа фільтрів, змішувачів і аналогово-цифрових перетворювачів (АЦП), зниження вартості, площі та енергоспоживання багатоантенного терміналу, покращення відношення сигнал-шум квантування (QSNR) на виході АЦП.

Оформлення кваліфікаційної роботи виконано на відповідному рівні і відповідає вимогам, що пред'являються до робіт даної кваліфікації. Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам «Положення про систему виявлення та запобігання плагіату». В цілому кваліфікаційна робота ступеня бакалавра повністю задовольняє вимогам, що пред'являються і заслуговує оцінки «відмінно», а її автор, Корчевський М.В. присвоєння кваліфікації технічного фахівця в галузі електроніки та телекомунікацій.

Керівник кваліфікаційної роботи, доц.

Магро В.І.

## ДОДАТОК Г. Рецензія

## РЕЦЕНЗІЯ

на кваліфікаційну роботу ступеня бакалавр студента групи 172-16зск-1  
Корчевського М.В. на тему:  
«Удосконалення способу мультиплексування при багатоантенному прийомі»

Представлена на рецензію кваліфікаційна робота виконана на 86 машинописних сторінках і складається з вступу, трьох розділів і висновку. Кваліфікаційна робота студента групи 172-16зск-1 Корчевського М.В. виконана в повному обсязі відповідно до завдання.

Стрімкий ріст об'ємів інформації, що передається вимагає значного скорочення часу доставки і обробки абонентом необхідної інформації. Це одна з причин впровадження технології МІМО – (множинний вхід множинний вихід), що дозволяє значно поліпшити спектральну ефективність системи, максимальну швидкість передачі даних і ємність мережі. Тому дослідження пристрою мультиплексування для множини прийомних антен є актуальним завданням..

Позитивні сторони:

1. Зміст кваліфікаційної роботи відповідає завданню. Робота, яка виконана Корчевським М.В., показала високий рівень знань і ступінь підготовленості його до майбутньої роботи з фаху.
2. Розглянуто загальну концепцію побудови МІМО систем.
3. Текст викладений грамотно, ясно, послідовно. Графічний матеріал оформлений якісно. Широко використовується науково-технічна література.

Недоліки:

1. Оглядова частина роботи виконана в трохи завищеному об'ємі.
2. Слід було б оцінити швидкість роботи запропонованої пристрою.

В цілому кваліфікаційна робота ступеня бакалавр повністю задовольняє вимогам, що пред'являються і заслуговує оцінки «відмінно», а її автор, Корчевський Микола Вадимович, присвоєння кваліфікації технічного фахівця в галузі електроніки та телекомунікацій.

Рецензент,

---

(підпис)