

Пояснювальна записка

до магістерської кваліфікаційної роботи
за освітньо-кваліфікаційним рівнем «магістр»

на тему:

ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ПРИЙМАННЯ ДИСКРЕТНИХ ДАНИХ
ПРИ ВИКОРИСТАННІ ТЕХНОЛОГІЇ МІМО В КАНАЛАХ З ПАМ'ЯТТЮ
08-34.МКР.009.00.000 ПЗ

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТКС-18м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

_____ Погребняк О.І.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ

_____ Стальченко О.В.

« ____ » _____ 2019 р.

Рецензент: к.ф.-м.н., проф. каф. ЕНС

_____ Кравченко Ю.С.

« ____ » _____ 2019 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
Галузь знань 17– Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітня програма Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ТКСТБ
к.т.н., професор Г.Г. Бортник

“ ___ ” _____ 2019 року

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

Погребняку Олександрю Івановичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю
керівник роботи Стальченко Олександр Володимирович, канд. техн. наук, доцент,
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджені наказом вищого навчального закладу від “02” 10 2019 року № 254
2. Строк подання студентом роботи 02 грудня 2019 року
3. Вихідні дані до роботи 1. Відношення сигнал/шум при використанні алгоритму еквалайзера (ML) та модуляції BPSK – 17 дБ; 2. Коефіцієнт помилок для системи MIMO в релеївському каналі з модуляцією BPSK - 10^{-4} ; 3. Відношення сигнал/шум при використанні алгоритму еквалайзера (MMSE) та модуляції QAM-16 – 25 дБ; 4. Коефіцієнт помилок для системи MIMO в релеївському каналі з модуляцією BPSK - 10^{-3} ; 5. Відношення сигнал/шум при використанні алгоритму оброблення сигналів (MMSE) – 13 дБ; 6. Коефіцієнт помилок для системи MIMO-2x2 в каналі з пам'яттю довжиною 3 - 10^{-2} ; 7. Відношення сигнал/шум при використанні алгоритму оброблення сигналів (ML) – 7 дБ; 8. Коефіцієнт помилок для системи MIMO-2x2 в каналі з пам'яттю довжиною 6 - 10^{-4} .
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) 1 Технологія MIMO та її застосування в системах зв'язку; 2. Лінійні алгоритми обробки сигналів в каналах зв'язку; 3. Нелінійні еквалайзери; 4. Імітаційне моделювання.
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)
1. Загальна схема системи зв'язку; 2. Спрощена блок-схема просторово-часового кодування; 3. Блок-схема простої системи MIMO; 4. Передавальна і приймальна частини системи передачі; 5. Вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE; 6. Структура MIMO еквалайзера; 7 Структурна схема оптимального когерентного приймача; 8. Структура коректора типу MLSE; 9.

Структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦППР; 10. Загальна структурна схема системи МІМО 2x2.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Стальченко О.В., доцент кафедри ТКСТБ		
Економічна частина	Кавецький В.В., старший викладач		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Березюк О.В. к.т.н., доцент		

7. Дата видачі завдання 02 вересня 2019 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	06.09.2019р.	
2.	Технологія МІМО та її застосування в системах зв'язку	13.09.2019р.	
3.	Лінійні алгоритми обробки сигналів в каналах зв'язку	04.10.2019р.	
4.	Нелінійні еквалайзери	25.10.2019р.	
5.	Імітаційне моделювання	08.11.2019р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	15.11.2019р.	
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	22.11.2019р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	29.11.2019р.	
9.	Нормоконтроль МКР	02.12.2019р.	
10.	Попередній захист МКР, рецензування МКР	06.12. 2019р.	
11.	Захист МКР ЕК	09.12. 2019р.	

Студент

(підпис)

Погребняк О.І.

Керівник роботи

(підпис)

Стальченко О.В.

РЕФЕРАТ

УДК 621.391

Погребняк Олександр Іванович. Дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 127 с. На українській мові.

Рисунків 45, таблиць 12, бібліографія 41.

Розглянуто модель системи МІМО в каналі з пам'яттю з конфігурацією 2x2. За допомогою даної моделі проведено докладне дослідження завадостійкості для різних алгоритмів прийому дискретних повідомлень.

Досліджено лінійні і нелінійні алгоритми обробки сигналів в каналах зв'язку для систем SISO і МІМО. З результатів дослідження видно, що нелінійні алгоритми мають найкращі властивості завадостійкості, в порівнянні з нелінійними. Так в релеївському каналі і модуляцією BPSK для ймовірності помилки 10^{-3} енергетичний виграв алгоритму ML над ZF становить 12 дБ, а над MMSE 9 дБ.

Розроблено алгоритм «прийому» в цілому »з поелементним прийняттям рішення» при використанні технології МІМО. При цьому прийом дискретних повідомлень в каналі з пам'яттю здійснювався на інтервалі пам'яті, при використанні зворотного зв'язку за рішенням. При цьому обчислювальна складність алгоритму ПЦППР нижче, ніж у алгоритму ML.

Виконано моделювання роботи алгоритмів ZF, MMSE, V-BLAST, ML і ПЦППР в системах МІМО при використанні різних видів модуляції. При цьому для систем МІМО моделювання роботи алгоритмів обробки сигналів було здійснено не тільки в каналі з пам'яттю, а й в каналі без пам'яті, але з релеївськими завмираннями. Так для ймовірності помилки рівної 10^{-3} енергетичний виграв алгоритму ПЦППР над V-BLAST становить понад 10 дБ.

Встановлено, що в каналах з пам'яттю розроблений алгоритм «прийому» в цілому »з поелементним прийняттям рішення» при використанні технології МІМО майже збігається з оптимальним алгоритмом максимальної правдоподібності і істотно перевершує лінійні алгоритми в характеристиках завадостійкості.

ABSTRACT

UDC 621.391

Pogrebnyak Alexander Ivanovich. Explore algorithms for receiving discrete data when using MIMO in memory channels. Master's qualification work in the specialty "Telecommunications and Radio Engineering" - Vinnitsa: VNTU, 2019. - 127 p. In Ukrainian language.

Figures 45, tables 12, bibliography 41.

A model of the MIMO system in a 2x2 memory channel is considered. With this model, a detailed noise immunity study was conducted for various algorithms for receiving discrete messages.

Linear and nonlinear signal processing algorithms in communication channels for SISO and MIMO systems are investigated. The results of the study show that nonlinear algorithms have the best noise immunity properties compared to nonlinear ones. So in the Rayleigh channel and BPSK modulation for the error probability of 10^{-3} , the energy gain of the ML algorithm over ZF is 12 dB and over MMSE is 9 dB.

The algorithm of "whole" with elementary decision making "using MIMO technology has been developed. The reception of discrete messages in the memory channel was carried out at the memory interval, using feedback by decision. The computational complexity of the PCMSD algorithm is lower than that of the ML algorithm.

Modeling of ZF, MMSE, V-BLAST, ML and PCSD algorithms in MIMO systems was performed using different types of modulation. In this case, for the MIMO systems, simulation of signal processing algorithms was performed not only in the memory channel, but also in the memoryless channel, but with Rayleigh fading. Thus, for a probability of error equal to 10^{-3} , the power gain of the PTSD algorithm over the V-BLAST is more than 10 dB.

It is established that in memory channels the algorithm of "reception" as a whole "with elemental decision making" when using MIMO technology almost coincides with the optimal algorithm of maximum likelihood and significantly exceeds the linear algorithms in the characteristics of noise immunity.

ЗМІСТ

ВСТУП	7
1 АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЇ МІМО ТА ЇЇ ЗАСТОСУВАННЯ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ	10
1.1 Бездротові системи зв'язку	10
1.2 Система МІМО	16
1.3 Застосування технології МІМО	25
1.4 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР	27
1.5 Оцінювання комерційного потенціалу дослідження	30
1.6 Прогнозування витрат на виконання НДДКР	34
1.7 Доцільність науково-дослідної роботи з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю	38
1.8 Висновки до розділу 1	39
2 ЛІНІЙНІ АЛГОРИТМИ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ	42
2.1 Вирівнювачі в SISO системах	42
2.2 Лінійні МІМО-еквалайзери	52
2.3 Висновки до розділу 2	53
3 НЕЛІНІЙНІ ЕКВАЛАЙЗЕРИ	55
3.1 Оптимальне когерентне приймання сигналів	55
3.2 Алгоритм максимальної правдоподібності для систем МІМО	56
3.3 Алгоритм приймання в цілому з поелементним прийняттям рішення для SISO систем	59
3.4 Алгоритм ПЦППР для МІМО систем в каналах з пам'яттю	62
3.5 Висновки до розділу 3	63
4 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ	65
4.1 Імітаційна модель системи МІМО	65
4.2 Моделювання роботи алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології МІМО в каналах зв'язку без пам'яті	68
4.3 Результати моделювання	72
4.4 Моделювання МІМО-каналу з пам'яттю	74
4.5 Висновки до розділу 4	82
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	84

5.1 Розрахунок витрат на проведення НДР з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю.....	84
5.2 Визначення коефіцієнта наукової значимості отриманих результатів науково-дослідної роботи.....	91
5.3 Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР	92
5.4 Висновки до розділу 5.....	93
6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	94
6.1 Гігієна праці та виробнича санітарія	94
6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони.....	94
6.1.2 Виробниче освітлення.....	95
6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання.....	98
6.1.4 Виробничі випромінювання.....	99
6.2 Промислова та пожежна безпека при проведенні дослідження.....	99
6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць.....	100
6.2.2 Електробезпека.....	100
6.2.3 Пожежна безпека.....	100
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії загрозливих факторів НС.....	101
6.3.1 Дослідження стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії іонізуючих випромінювань.....	102
6.3.2 Дослідження стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	103
6.3.3 Розробка превентивних заходів по підвищенню стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії НС.....	104
6.4 Висновки по розділу 6.....	105
ВИСНОВКИ.....	107
СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ.....	108
ДОДАТКИ.....	112
Додаток А (Технічне завдання).....	113
Додаток Б (Загальна схема системи зв'язку).....	114
Додаток В (Спрощена блок-схема просторово-часового кодування)	115
Додаток Г (Блок-схема простої системи МІМО).....	116

Додаток Д (Передавальна і приймальна частини системи передачі).	117
Додаток Е (Вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE).....	118
Додаток Є (Структура MIMO еквалайзера).....	119
Додаток Ж (Структурна схема оптимального когерентного приймача).....	120
Додаток З (Структура коректора типу MLSE).....	121
Додаток К (Структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦППР).....	122
Додаток Л (Загальна структурна схема системи MIMO 2x2).....	123
Додаток М (Довідниковий).....	124

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ВСТУП

Актуальність теми. Останнім часом проявляється тенденція зростання інтересу до бездротових систем передачі інформації. Тому постає питання про підвищення пропускної здатності при підтриманні необхідної якості послуг зв'язку. Дану проблему можна вирішити за допомогою технології Multiple Input Multiple Output (MIMO), тобто антенних систем з «багатоканальним входом багатоканальним виходом». В даному випадку загальний потік даних ділиться на кілька підпотоків, а потім передається в загальному каналі зв'язку. Тим самим зростає швидкість передачі даних при незмінній смузі частот. Для забезпечення незалежності підпотоків в MIMO-системах використовують просторове і поляризаційне рознесення. При цьому системи MIMO добре працюють поза зоною прямої видимості і при наявності добре розсіює середовища, кожен з переданих сигналів виявляється «маркірованим» самим середовищем передачі (міжканальною і міжсимвольною інтерференцією, загасанням, затримкою в часі, і іншими спотвореннями).

Проте, для того, щоб відчути переваги технології MIMO, потрібні потужні процедури обробки сигналів від безлічі антен в приймачі, з метою підвищення пропускної спроможності каналу і підвищення достовірності прийнятих повідомлень. Основними факторами, що перешкоджають вирішенню поставлених завдань, є адитивні перешкоди (сигнали заважаючих станцій і флуктуаційний шум) і розсіювання енергії переданого сигналу в часі, що призводить до явища міжсимвольної і міжпоточної інтерференції.

Таким чином, розробка і аналіз алгоритмів прийому дискретних повідомлень, заснованих на принципі «прийому» в цілому »при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю, є досить актуальною темою.

Аналіз останніх досліджень. Розробці і вивчення технології MIMO були присвячені роботи Крейнделіна В.Б., Бакуліна М.Г., Шлома А.М., Флаксмана А.Г., Ісмайлова А.В., Кукушкіна Д.С., Колесникова О.В., Слюсара В.І .. Серед зарубіжних вчених, вивчають дану проблему, варто особливо виділити А.Р. Каяе і Д.А. Джордж, W. VanEtten, які в 70-ті роки вперше запропонували дану технологію [1-5].

Найбільш популярними лінійними алгоритмами вирівнювання є алгоритм зведення до нуля або Zero Forcing (ZF) і найменших квадратів або Minimum Mean Square Error (MMSE). Їх вивчення присвячено безліч

наукових робіт. Реалізація подібних алгоритмів пов'язана з процедурою звернення каналної матриці. Нелінійне вирівнювання здійснюється за допомогою оптимальних алгоритмів, заснованих на критерії максимальної правдоподібності (ML). В даний час ведуться активні дослідження подібних алгоритмів вирівнювання для систем MIMO. Питанню дослідження і розробці алгоритмів лінійної і нелінійної фільтрації при використанні технології MIMO були присвячені роботи наступних авторів К. S. Madhavan Pillai, S. Y. Kung, Xinying Zhang, Chad L. Myer, Ahmed Hesham Mehana, Aria Nosratinia, Amit Grover, В.Т. Єрмолаєв, А.Г. Флакман, В.Джіган [6-10].

У даній роботі вирішується завдання розробки і аналізу алгоритму «прийому» в цілому» з поелементним прийняттям рішення при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю при різних видах модуляції. Цей алгоритм був розроблений, спираючись на публікації Д.Д. Кловського, Б. І. Миколаєва, В.Г. Карташевського і Д.В. Мішина, де розглядалася система SISO [11-17].

Мета та постановка задачі. Метою даної кваліфікаційної роботи є розробка і аналіз алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- розробка моделі системи MIMO в каналі з пам'яттю;
- дослідження лінійних та нелінійних алгоритмів обробки сигналів в каналах зв'язку для систем SISO і MIMO;
- розробка алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю;
- моделювання алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю;
- аналіз завадостійкості алгоритмів обробки сигналів системи MIMO в каналах з пам'яттю.

Об'єкт дослідження є алгоритми прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю.

Предмет дослідження є завадостійкість алгоритмів обробки сигналів в системах MIMO для каналу з пам'яттю.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії ймовірностей, математичної статистики, векторного аналізу і теорії матриць, імітаційного моделювання та обчислювальних методів, реалізованих в пакеті Matlab.

Наукова новизна одержаних результатів:

- Запропоновано новий підхід до вирішення задачі обробки сигналів систем MIMO в каналах з пам'яттю, заснований на принципі «прийому» в цілому».

- Розроблено алгоритм «прийому» в цілому» сигналів з модуляцією BPSK і технології OFDM в каналах з пам'яттю для систем MIMO, з конфігурацією 2x2.

- Розроблено програмну модель для аналізу системи MIMO в каналі з пам'яттю і каналі з загальними завмираннями при дії адитивної перешкоди.

- В результаті імітаційного моделювання отримані дані завадостійкості запропонованого алгоритму «прийому» в цілому» для системи MIMO в каналі з пам'яттю.

Практичне значення. Практичне значення роботи полягає в розглянутих алгоритмах, які доцільно використовувати при розробці приймальних пристроїв систем MIMO в каналах зв'язку. У каналах з пам'яттю розроблений алгоритм «прийому» в цілому» з поелементним прийняттям рішення» при використанні технології MIMO майже не поступається оптимальному алгоритму максимальної правдоподібності і істотно перевершує лінійні алгоритми в характеристиках завадостійкості, при цьому характеризується малою обчислювальною складністю.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на I Міжнародній науково-технічній конференції "Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем" і на науковій конференції ВНТУ у 2019 році.

1 АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЇ МІМО ТА ЇЇ ЗАСТОСУВАННЯ В СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Бездротові системи зв'язку

У сучасному суспільстві використання пристроїв зв'язку давно стало повсякденним і звичним. При цьому складність систем зв'язку постійно зростає, проте їх базова конструкція і принципи роботи залишаються незмінними протягом вже досить тривалого часу. Відтворення переданого повідомлення на приймальній стороні з мінімальним числом помилок є основною метою теорії зв'язку. Передавач посилає сигнали, які оброблені таким чином, щоб вони могли відновлюватися в приймачу. Але, приймач може додатково підвищити якість сигналу, обробляючи сигнал, тобто відфільтровувати проникаючі шуми, видалити шумові сигнали і боротися з іншими факторами, що погіршують властивості каналу, покращуючи тим самим якість прийнятих повідомлень. Відповідно оброблені вихідні дані з передавача передаються по каналу. Канал вносить певні зміни, які можуть спотворювати сигнал, додавати шум і сигнал перешкоди, призводити до відставання сигналу в часі, викликати міжсимвольну інтерференцію (МСІ, Inter symbol Interference (ISI)) і послаблювати потужність сигналу. Приймач повинен виправити як якомога більше внесених змін, і в результаті обробки видати дані дуже близькі до вихідних.

Аналогові і цифрові сигнали відрізняються тим, що цифрові сигнали описуються дискретною функцією часу, в той час як аналогові сигнали описуються безперервними функціями часу, і амплітуда коливань може приймати будь-яке значення в межах максимуму. Можна помітити, що переважна більшість інформації зберігається і обробляється в цифровій формі. Тому, фактично цифровий зв'язок функціонально перевершує майже у всіх випадках аналоговий зв'язок, що вказує на переважну більшість сучасних цифрових систем зв'язку. Тому, раціонально розглядати тільки цифрові системи.

Для всіх систем зв'язку є два універсальних параметра при проектуванні, які повинні бути оптимізовані, це спектральна ефективність та енергетична ефективність. Спектральна ефективність визначає кількість інформації, що передана по даній смузі пропускання, і має одиницю вимірювання біт / с / Гц. Енергетична ефективність (потенційна

завадостійкість) визначається мінімальним відношенням сигнал / шум, необхідним приймача для передачі даних через канал з ймовірністю помилки, що не перевищує заданої. Енергетична ефективність визначає мінімальну потужність передавача, необхідну для задовільної роботи. Зроблені за останній час дослідження цифрового бездротового зв'язку пов'язані з оптимізацією цих двох параметрів.

Схематичне представлення системи зв'язку показано на рисунку 1.1. Кожен її блок є принциповою або логічною частиною системи.

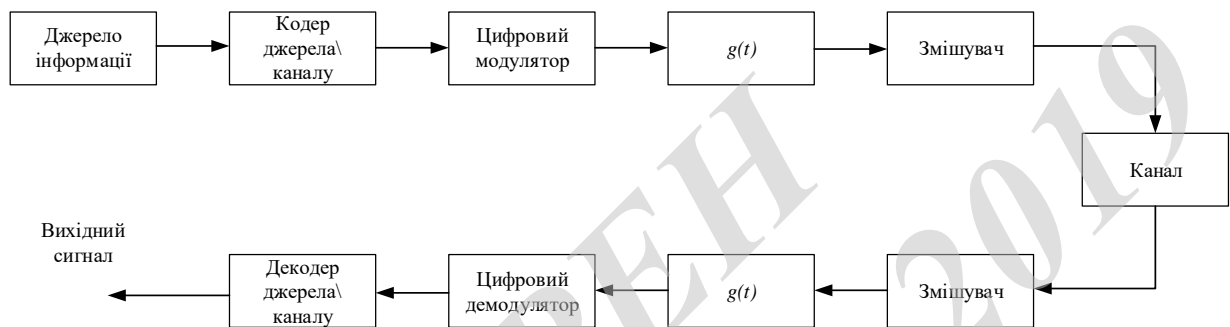


Рисунок 1.1 - Загальна схема системи зв'язку

Передавач отримує від деяких джерел сигнали (наприклад, голосовий сигнал), і вихідний кодер перетворює цей сигнал у відповідний цифровий формат. Потім кодер каналу додає надмірність (тобто додаткові біти) до послідовності бітів для виявлення помилок / або виправлення помилок в приймачі, тобто для подолання шуму інтерференції, які виникають при проходженні сигналу через канал.

Модулятор замінює послідовності символів (бітів) дискретними сигналами. Серед великої кількості можливих видів модуляції, два найбільш популярних представлені на рисунку 1.2 (а) і рисунку 1.2 (б) [1]. Символи (s_i) зображені в двовимірному символному просторі на ортогональному базисі, вираженим за допомогою реальних і уявних чисел. Подання символів в комплексній формі є дуже зручним. В досліджуваному передавачі уявні і реальні частини розділені до обробки сигналу і, врешті-решт, змішуються на несучій частоті з використанням тієї ж несучої, але з 90 градусним зміщенням (фазовим і квадратурно-фазовим). Цей зсув фази на частоті досягається за допомогою ортогонального базису, вираженого комплексними числами. Схема передачі, подібна до розглянутої, називається квадратурним мультиплексором і частину такого передавача можна побачити на рисунку

1.2 (в). Символ s_i розділяється на реальну і уявну частини перед обробкою і змішується на частоті несучої з 90 градусним зміщенням.

Фільтр формування імпульсу позначений як $g(t)$, він ставить у відповідність символам послідовність імпульсів Найквіста. Якщо час між символами позначено, як T_s (період символів), тоді найквістовський імпульс повинен задовольняти відношенню для цілого числа N :

$$g(NT_s) = \begin{cases} 1, & \text{если } N = 0, \\ 0, & \text{если } N \neq 0 \end{cases}$$

тобто імпульс має значення тільки на поточному інтервалі дискретизації, і дорівнює нулю для всіх інших значень. Це видно на рисунку 1.2 (г), де три символи були послані через фільтр, який формує імпульси Найквіста.

При кратних періодах символів інші символи дорівнюють нулю, таким чином, інтерференція між символами не спостерігається. Після проходження сигналу через фільтр формування імпульсів в передавачі він стає аналоговим за допомогою ЦАП (цифро-аналоговий перетворювач), цеперетворення відбувається за допомогою змішувача.

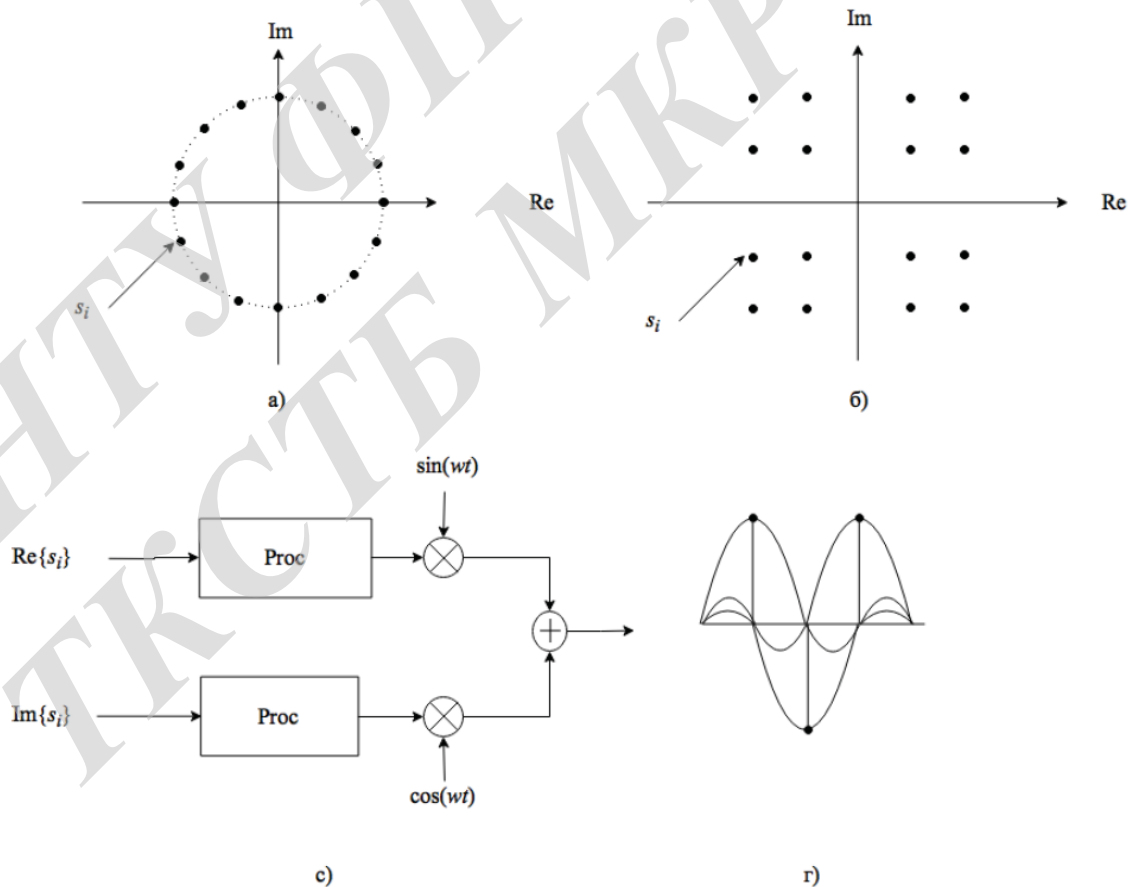


Рисунок 1.2 - а) Шістнадцяткова фазова модуляція (16-PSK), де s_i - один символ; б) квадратурна амплітудна модуляція (16-QAM);
в) квадратурний мультиплексор; г) формувальний фільтр

Змішувач є невід'ємною частиною для більшості бездротових систем. Типове цифрове радіо виконує таку обробку сигналу на основній смузі частот, яка знаходиться між 0 і B [рад / с]. Для того щоб ефективно використовувати доступний спектр, сигнал попередньо перетворюється з підвищенням частоти в виділеній смузі частот для подальшого застосування. Крім того, недоцільно передавати вихідний сигнал, тому його перетворюють з підвищенням несучої частоти.

У приймачі сигнал перетвориться назад з пониженням частоти за допомогою змішувача, фільтрується в узгодженому фільтрі (фільтр такого ж виду, як і в передавачі) з метою мінімізації шуму, а потім квантується аналого-цифровим перетворювачем (АЦП). Далі він проходить через демодулятор на вихідний / каналний декодер, який проводить декодування.

В результаті, приймач даних впливає в деякому сенсі на отримані дані, наприклад, відтворює голосовий сигнал. Більш детально можна дізнатися про конструкції системи зв'язку, наприклад, в [2, 3].

Під каналом тут розуміється шлях, по якому електричний сигнал проходить від передавача (Пер., Tx) до приймача (Пр., Rx). Він може включати в себе частини Tx і Rx, такі як підсилювачі і генератори, в залежності від умов використання. Бездротові канали значно складніші, в порівнянні з дротовими каналами. Ефір (або середовище поширення) є загальним для всіх користувачів. При цьому він дуже схильний до інтерференції. З точки зору обробки сигналів, канал може привносити шум і інші сторонні сигнали, такі як міжсимвольна інтерференція (ISI) і завмирання в прийнятий сигнал.

Загальною моделлю шуму для розрахунків і моделювання при аналізі систем радіозв'язку є адитивний білий гауссовський шум (АБГШ) або Additive White Gaussian noise (AWGN), так як він є зразковою моделлю більшості видів шуму (наприклад, тепловий шум, флуктуаційний шум і т.д.). AWGN є адитивним, тому він складається з корисним сигналом, який білий, отже, він має однакову потужність для всіх частот в межах смуги пропускання системи, і він гаусівський, значить його реальна і уявна частини можна описати розподілом Гаусса. Відношення між потужністю сигналу і потужністю шуму називається відношенням сигнал / шум (ВСШ, SNR), і визначається формулою 1.2.

$$SNR = \frac{E \left[|r(t)|^2 \right]}{E \left[|n(t)|^2 \right]} = \frac{E_s}{N_0 B T_s} = \frac{E_b}{N_0 B T_b}. \quad (1.2)$$

Радіочастотний сигнал, який передається з однієї точки в іншу, може досягати кінцевої точки прийому по декількох шляхах. Сигнал може відбитися від поверхонь, тому в середовищі поширення може існувати безліч копій одного і того ж сигналу, що приймається приймачем, кожен зі своєю власною затримкою фази і потужністю сигналу. Ці різні копії сигналу можуть складатися, що може привести, як і до позитивних, так і до негативних наслідків. Потужність сигналу може сильно послабитися (глибокі завмирання).

Якщо окремі складові сигналу мають різні амплітуди і зсуви початкової фази, і при цьому смуга частотної когерентності менше або співрозмірна з шириною спектра сигналу B_s , то канал називається частотно-селективним. Якщо всі спектральні компоненти сигналу в межах смуги частот приймача будуть відчувати одночасні і пропорційні флуктуації, то такі завмирання називаються плоскими. Когерентний діапазон частот B_c - це кількісна величина ширини смуги пропускання, в якій канал може розглядатися плоским, при цьому вона обернено пропорційна часовій дисперсії сигналу. Так, якщо смуга пропускання сигналу менше, ніж смуга когерентності, канал плоский, але, якщо смуга частотної когерентності менше або співрозмірна з шириною спектра сигналу, канал частотно-селективний.

Оскільки властивості бездротового каналу залежать від навколишнього середовища, яке може бути досить нестійким, канал також змінюється з плином часу.

Час когерентності T_c - це кількісна величина швидкості цих змін і статистична міра періоду часу, протягом якого імпульсна характеристика каналу не змінюється в часі. Якщо час передачі символу T_s менше, ніж час когерентності, то такий канал є каналом з повільним завмиранням, це означає, що кожен символ потрапляє під ті ж завмирання, що і решта символів періоду. Якщо час передачі символу більше, ніж час когерентності, то канал є каналом з швидкими завмираннями [5].

Міжсимвольна інтерференція (МСІ, ISI) спостерігається, коли поточний отриманий символ перекритий і спотворений оточуючими символами. Дивлячись на рисунок 1.2 (в) видно, що, якщо один символ

зміщений у часі, він починає впливати на навколишні символи. Так як в багатопробному середовищі кожен символ може бути отриманий відразу в декількох інтервалах часу i / або бути зміщеним в рамках свого інтервалу, це означає, що ISI може спотворити прийом, якщо належним чином цьому не протидіяти. Два інших механізми виникнення ISI, є часові спотворення символу і ненайквістовські фільтри на передачу i / або прийом. Приклад імпульсної характеристики каналу з міжсимвольною інтерференцією можна побачити нарисунку 1.3.

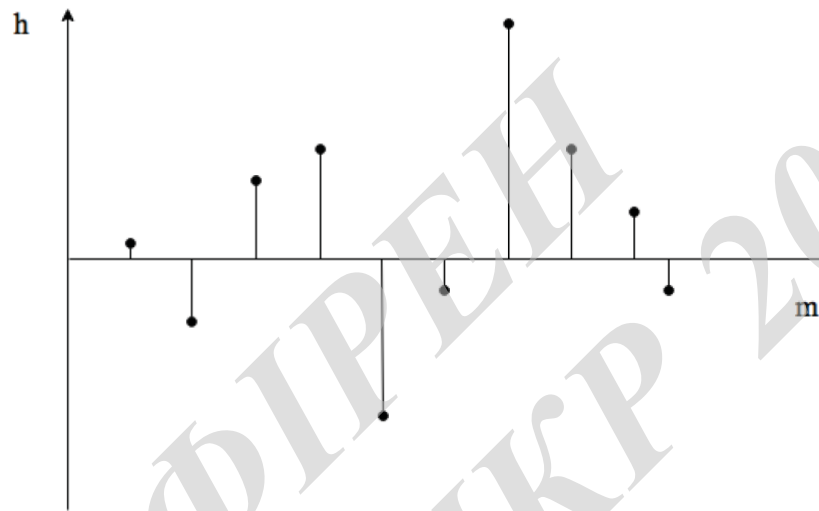


Рисунок 1.3. Приклад імпульсної характеристики каналу з міжсимвольною інтерференцією

При математичному моделюванні міжсимвольної інтерференції необхідно провести операцію згортки послідовності сигналів s_n імпульсної характеристики каналу [1]:

$$r_n = \sum_i h_i s_{n-i} + n_n = h_\delta s_{n-\delta} + \sum_{i \neq \delta} h_i s_{n-i} + n_n, \quad (1.4)$$

де n_n - шум, і h_i - імпульсна характеристика каналу. Перший член в представленому вище рівнянні є очікуваний символ, з деякою затримкою і збільшенням h_δ . Другий доданок - це деякі небажані домішки від різних оточуючих символів з інших каналів які формують МСІ.

1.2 Система MIMO

Найбільш важливою проблемою в сучасній високошвидкісній системі передачі дискретних повідомлень є підвищення якості обслуговування користувача при збільшенні швидкості передачі інформації, за рахунок зменшення ймовірності помилки передачі даних. Наростання числа інформації робить досить актуальним питання про збільшення пропускну здатності, тобто необхідності прийому і передачі більшої кількості даних, і при цьому задіяти ту ж частину спектру, або меншу. Класичні шляхи вирішення даного завдання пов'язані з розширенням смуги частот і з збільшенням випромінюваної потужності. Однак на сьогодні вони майже не доступні через дорожнечу частотних діапазонів і вимог біологічного захисту.

Істотно знизити помилки при передачі даних дозволяє рознесений прийом, а також це стає можливим за рахунок передачі декількома антенами, при цьому відстань між ними підбирається такою, щоб спостерігалася слабка кореляція завмирань сигналів в цих антенах. Однак в сучасних високошвидкісних системах передачі дискретних повідомлень значно поліпшити ємність мережі, спектральну ефективність і швидкість передачі інформації можна при використанні технології з багатоканальним входом і багатоканальним виходом (Multiple Input Multiple Output, MIMO) [6, 7], тобто використовувати антенні решітки на обох кінцях лінії зв'язку. При цьому, кожній парі, передавальної і приймальної антен, поєднаним в окремий канал передачі інформації. Можна стверджувати, що канална швидкість передачі даних підвищується пропорційно числу використовуваних антен. Найчастіше є рівне число антен на передавальній і приймальній стороні, що дозволяє досягти високу швидкість передачі даних. У передавачі встановлюється подільник потоків. Він розбиває дані для передачі на кілька низькошвидкісних підпотоків відповідно до числа антен. Потім на приймальній стороні кожен приймач отримує сигнал від кожної передавальної антени.

Просторове рознесення забезпечує слабку кореляцію сигналів. Також для ідентифікації сигналу на прийомі, можна передавати його від кожної антени з різною поляризацією. Головне, що кожен з переданих сигналів виявляється «Поміченим» самим середовищем передачі (міжканальною і міжсимвольною інтерференцією, загасанням, затримкою в часі, і іншими спотвореннями).

На приймальній стороні також встановлюється кілька антен з деяким просторовим рознесенням. Отримані потоки даних надходять на приймальні пристрої, і їх число відповідає кількості антен і каналів зв'язку.

Оскільки на кожний приймальний пристрій надходять інформаційні потоки від всіх антен системи, кожен приймач забезпечений суматором. З його допомогою з загального потоку може бути виділена енергія сигналу підканала, за який він відповідає. Дане виділення відбувається за певною ознакою, яке заздалегідь було визначено. Середовище поширення також «маркує» корисні сигнали затримкою, загасанням, або зсувом фаз, що також сприяє поділу даних за допомогою аналізу спотворень [5].

Ймовірність помилки в подібних системах знижується, через використання спільного рознесення як на передачу, так і на прийом. Адаптивна просторова обробка сигналів [8-11] дозволяє істотно збільшити швидкість передачі інформації (просторове кодування), що дозволяє формувати декілька паралельних інформаційних підпотоків [2,5, 12-14].

Якщо збільшити число потоків даних, швидкість передачі зросте, але ймовірність бітової помилки при фіксованій випромінюваній потужності теж почне рости. Постає завдання оптимізації ймовірності помилки і швидкості передачі даних. Необхідно шукати компроміс між двома цими параметрами.

Між кожною парою на передавальній і приймальній стороні необхідно провести оцінку багатоканальної імпульсної характеристики (БІХ) для забезпечення оптимальної просторової обробки сигналів. Для вирішення даної проблеми використовують псевдошумові тестові послідовності.

При цьому для оцінки БІХ застосовуються квазіортогональні вектора, які забезпечують якісну оцінку.

Сьогодні різні комітети стандартизації вже схвалили МІМО технологію або роздумують про її прийнятті. Однак дана технологія дуже складна, не дивлячись на її привабливість. Як зазначалося вище, радіоканал основна причина для визначення характеристик системи бездротового зв'язку. Складнощі пов'язані з радіоканалом і ефектами кореляції в ньому, наприклад, втратами в тракці передачі і завмираннями при багатопроменевому поширенні. Необхідно гарантувати істотні відмінності підрадіоканалів в кожному каналі зв'язку для забезпечення багато потокової передачі в одному частотно-часовому просторі. Необхідно добре усвідомлювати ефекти кореляції між підканалами при оптимізації характеристик МІМО-систем. Тому при оптимізації характеристик МІМО необхідно добре розуміти ефект

кореляції між каналами. Якщо середовище поширення володіє безумовним ефектом багатопроменевого поширення, то MIMO-системи будуть мати явну перевагу серед систем бездротового зв'язку. На стороні передавача і на стороні приймача в подібних системах використовується кілька трактів прийому-передачі для створення декількох незалежних шляхів поширення сигналу, які можна відновити в приймачі. У назві Multiple Input Multiple Output - MIMO слова Input («вхід») і Output («вихід») відносяться до радіоканалу між антенами.

Одночасна відправка сигналу в радіоканал відразу декількома передавальними антенами і комбінація цих сигналів на одночасному прийомі дозволяє поліпшити характеристики. Існує кілька базових конфігурацій систем бездротового зв'язку: Single Input Single Output - SISO (один вхід, один вихід), Single Input Multiple Output - SIMO (один вхід, кілька виходів), Multiple Input Single Output - MISO (кілька входів, один вихід) і MIMO (кілька входів, кілька виходів) [15]. Вони зображені на рисунку 1.4, де між двома антенами стрілками показані відмінні шляхи поширення багатопроменевого сигналу.

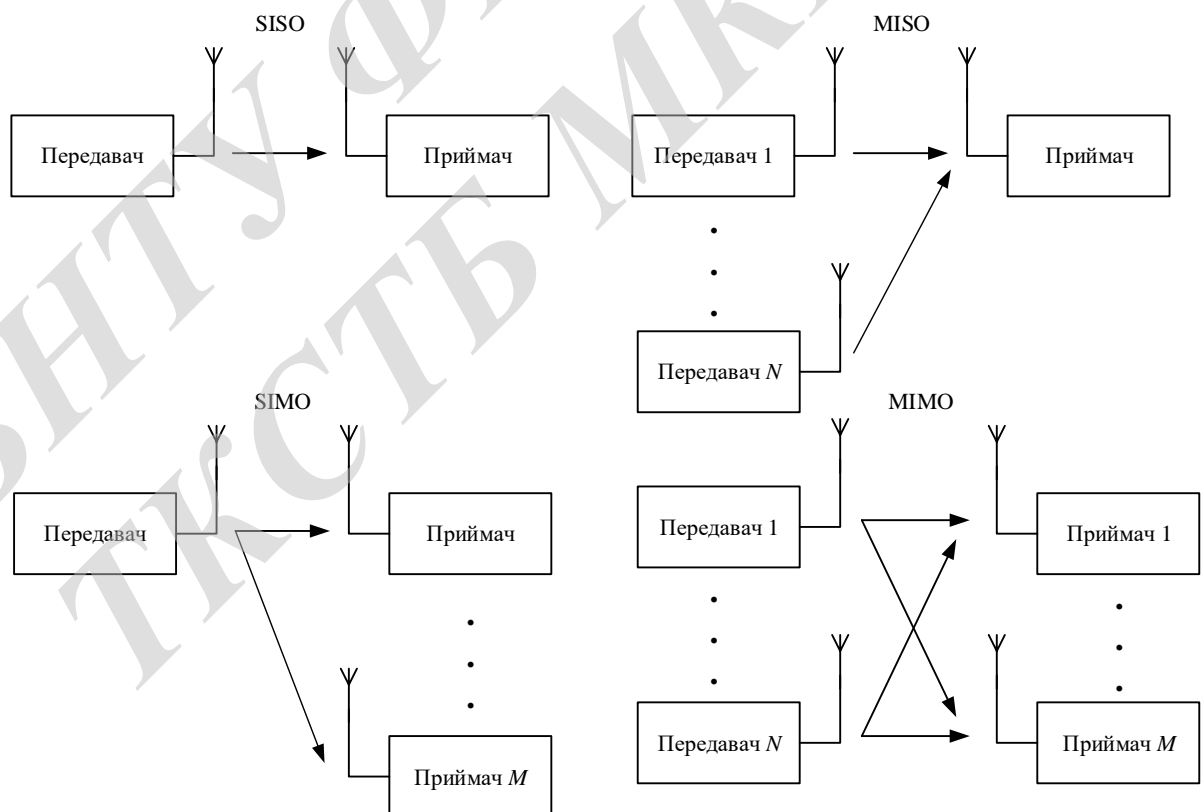


Рисунок 1.4 - Конфігурації бездротової системи зв'язку

Також можливий варіант і лінії прямої видимості LOS (Line of Sight) [1, 16, 17]. При цьому в ці шляхи включені і траси багатопроменевих сигналів, що виникають в результаті відображення, розсіювання і дифракції на оточуючих об'єктах. Якщо розглядати систему-MIMO з конфігурацією 2x2, то кожна передавальна антена має два виділені канали передачі, а кожна приймальна антена - два об'єднаних каналу прийому. Кількість антен на прийомі і передачі може бути не тільки 2x2, сьогодні розробляються системи і з конфігурацією 64x64. Також застосовуються варіанти з нерівною кількістю прийомних і передавальних антен.

Основних два переваги систем MIMO дозволяють боротися або з ефектом завмирання сигналу, або використовуються для підвищення пропускної здатності. Як було показано в [15], існують наступні види багатоантенних систем, що формують діаграми спрямованості з просторовим рознесенням і просторовим мультиплексуванням.

Далі розглянемо всі три типи. Перший метод - це просторове рознесення. Даний спосіб дозволяє підвищити ефективність по потужності за допомогою мінімізації повторної передачі даних. Це здійснюється за рахунок застосування просторово-часове блочне кодування (Space-TimeBlockCodes, STBC) [15] рознесення затримки і просторово-часове загразоване кодування (Space-TimeTrellisCodes, STTC). Залежно від довжини шляху поширення і часу потужність сигналу в радіоканалі змінюється дуже швидко в середовищі з властивостями багатопроменевості. На приймальній стороні виникає багатопроменеве завмирання, тобто потужність сигналу сильно слабшає. Рознесений прийом може вирішити дану проблему, оскільки копії одного і того ж сигналу проходять за різними каналах, де завмирання неідентичні, а потім складаються. Розглянемо приклад для системи типу SIMO. Систему можна вважати поліпшеною, якщо при рознесеному прийомі приймач найкращим чином складає сигнали від декількох різних антен так, щоб амплітуда будь-якого з них була більшою в порівнянні з амплітудою результуючого сигналу. Кратність рознесення - це поняття характерне для каналу із завмираннями і визначається кількістю незалежних каналів. Для системи SIMO вона відповідає кількості прийомних антен. Варто сказати, що рознесений прийом може поліпшити основні показники приймання-передачі тільки в разі, якщо канали є незалежними. У разі систем MISO, кратність рознесення визначається числом передавальних антен в незалежних трактах з завмираннями. При використанні спеціально сформованих сигналів при

передачі - на прийомі можна отримати виграш, навіть не знаючи властивостей каналу і не виставляючи необхідні параметри в передавачі. На сьогоднішній день просторово-часове кодування (Space Time Coding, STC) набуло широкого поширення серед технологій, використовуваних в багатоантенній передачі. В даному випадку ймовірність «Правильного» відновлення переданого сигналу зростає, так як одні й тіж дані при передачі одночасно відправляються усіма антенами з часовим зсувом, при цьому використовується як часове, так і просторове кодування. На рисунку 1.5 зображена спрощена блок-схема системи STC з застосуванням просторово-часового кодування Аламоуті [18]: в одинчасовий відлік передаються два різних символи через дві антени.

Дана технологія спрямована на поліпшення якості сигналу, а не на збільшення швидкості передачі. Існує варіація кодування в просторовій і частотній області, коли використовується дві несучі частоти, а не два послідовних символи. Поєднання рознесенного прийому і рознесеної передачі - це і є технологія MIMO, де кратність рознесення, в разі незалежних каналів із завмираннями між кожною приймально-передавальною парою антен, визначається добутком числа прийомних і передавальних антен.

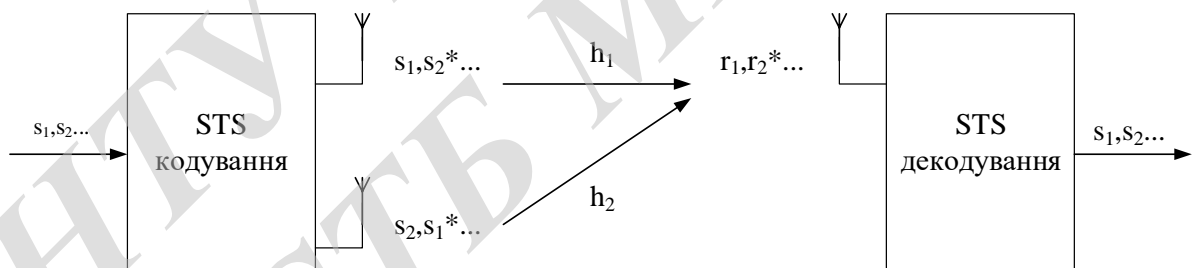


Рисунок 1.5 - Спрощена блок-схема просторово-часового кодування

Ще один спосіб організації много антенних систем це просторове мультиплексування. В данному випадку через різні антени віддаються різні дані, що збільшує швидкість передачі інформації. Слід відзначити, що дана технологія забезпечує підвищення швидкості, використовуючи при цьому ту ж смугу частот і потужність, що і звична система з однією антенною на передачу і прийом SISO. Теоретично, пропускна здатність лінійно залежить від числа використовуваних прийомних і передавальних антенних пар. У випадках, коли число прийомних і передавальних антен не дорівнює,

пропускна здатність визначається меншим з цих двох чисел. Просторове мультиплексування використовується в технології множинного доступу з просторовим розділенням каналів SDMA (Space Division Multiple Access).

Розглянемо цю технологію на прикладі мобільних абонентів. Нехай по одному і тому ж каналу передачі даних два мобільних абонента посилають сигнали. Обидва сигнали приходять на базову станцію, обладнану двома антенами, де вони поділяються за допомогою просторового мультиплексування. В даному випадку зростання пропускної здатності буде пропорційний або кількості мобільних абонентів, або числа антен базової станції, це залежить від того, яка величина є виявиться менше. При цьому даний ефект буде вигідний провайдеру, оскільки тим самим зможе збільшити число користувачів мережею свого, для конкретного користувача переваги цієї технології будуть не помітні. Ця технологія доступу визначена в профілі Wave2 стандарту WiMAX і отримала назву UL-CSM (Uplink Collaborative Spatial Multiplexing – спільне просторове мультиплексування в висхідному каналі). Однак якщо середовище поширення не володіє властивостями багатоприменності, просторове мультиплексування не призведе до зростання швидкості передачі інформації. При низькій міжканальній кореляції характеристики просторового мультиплексування поліпшуються, і передані дані легко відновити. Висока міжканальна кореляція призводить до зворотних ефектів.

Третій метод організації багатоантенних систем – це формування діаграми спрямованості. В данному випадку на передавальній стороні використовується попередньо задана інформація про канал зв'язку. У кожен тракт кожної антеною передаються однакові символи разом з комплексним коефіцієнтом по амплітуді і / або по фазі. При цьому антенна решітка підлаштовується під певне відношення сигнал / шум каналу. Якщо формування діаграми спрямованості оптимізовано для просторового рознесення або просторового мультиплексування, кожен антенний елемент одночасно передає зважену комбінацію двох символів даних. В приймачі і передавачі знаходяться фільтри попередньої і наступної корекції, які потрібні для формування матриці попереднього коригування.

Побудова такої матриці діаграми спрямованості можливо, якщо на передавальній стороні є інформація про властивості каналу радіозв'язку. Тим самим можливий вииграш пропускної здатності. Звичайно ж в цьому випадку при зміні характеристик каналу, матрицю попереднього коригування

доведеться змінювати. На приймальній стороні можуть бути отримані дані про канал, а потім відправлені передавачу для подальшої корекції його роботи.

Системи з багатоканальним входом - багатоканальним виходом (MIMO) - це системи мають (як випливає з назви) більше, ніж один вхід і вихід, під цим розуміють, що і передавач і приймач мають кілька антен, працюючих на однакових частотах.

Найпростіша схема системи MIMO представлена на рисунку 1.6 з N_{tr} передавальними антенами і M_r приймальними антенами. У MIMO-передавачі відбуваються процеси з обробки і розбиття на підпотоків всіх надійшли даних. Число підпотоків на передавальній стороні відповідає числу передавальних антен. Потім сигнал проходить через канал зв'язку, який може бути описаний канальною матрицею H . Далі на кожен прийомну антену надходить змішаний сигнал. У MIMO-приймачі відбуваються процеси обробки прийнятих сигналів і подальше їх відтворення.



Рисунок 1.6 - Блок-схема простої системи MIMO з N_{tr} передавальними і M_r приймальними антенами

Інформація про стан каналу може бути відома, як і на прийомі (CSIR), так і на передачі (CSIT) відповідно. Існують три основні схеми, які використовуються для отримання CSIR це: тестові послідовності, напів сліпа і сліпа оцінка каналу. У методі тестових послідовностей [20] попередньо відправляються тестові символи (символи, які відомі на прийомі заздалегідь) і використовують їх для порівняння з отриманими символами, а результат порівняння направляється для розрахунку оцінки каналу. Ці тестові символи можуть надсилатися періодично, в заздалегідь певні проміжки часу, під час передачі основного потоку символів, відстежуючи зміни каналу. Сліпий метод [21] заснований на тому, що приймач має інформацію про вид модуляції і, таким чином, має деякі знання про те, як переданий сигнал

повинен виглядати. Таким чином, можна порівняти форму прийнятих символів з тим, що могло б бути передано. Оскільки насправді не відомо, що саме передається, цей метод може повільно сходиться і відчувати деяку фазову невизначеність. Напівсліпий метод використовує поєднання методу тестових послідовностей і сліпого методу. Тесові послідовності передаються тільки на початку [22-24] або вкладаються в символи даних [25-30], які називаються накладеними пілот-сигналами (SIP). Вони можуть позбавити від невизначеності фази, а також поліпшити швидкість збіжності в порівнянні зі сліпими методами. CSIT зазвичай доступна для приймача, тому що інформація про канал отримана в передавачі, або передавач(де це можливо) використовує реакцію каналу.

Сингулярне розкладання і коефіцієнт стану, як згадувалося раніше не всім середовищам підходять для передачі MIMO. Якщо, наприклад, канал має один домінуючий шлях передачі, такий як в середовищі LoS[1, 16, 17], то ємність системи MIMO погіршується. Далі необхідно застосувати деякі математичні методи з лінійної алгебри, а саме сингулярне розкладання (Singular value decomposition, SVD).

Так як ці сингулярні значення являють собою коефіцієнти підсилення кожного отриманого каналу SISO, кращою каналовою матрицею є та, яка буде підсилювати сигнал, а сингулярні значення повинні бути ідентичними. Чим більше різниця між цими сингулярними значеннями, тим гірше для MIMO-каналу. Для теоретичного опису каналів MIMO необхідно знати всі сингулярні значення каналової матриці. Найменше сингулярне значення буде в найбільшій мірі впливати на BER. Коефіцієнт стану вводиться як міра того, наскільки хороший MIMO канал. Коефіцієнт стану – це співвідношення між найбільшим і найменшим сингулярним числом. Коли канал в ідеальному стані, коефіцієнт стану дорівнює одиниці, але він буде рости з погіршенням стану каналу. Коефіцієнт стану визначається наступною формулою:

$$\kappa = \frac{\max(\sigma_i)}{\min(\sigma_i)}. \quad (1.9)$$

Коефіцієнт не має математичного строгого зв'язку з BER і з втратами, але існує правило, що, якщо коефіцієнт стану великий, втрати повинні бути близькі до квадрату коефіцієнта стану. Тобто ставлення сигнал / шум має бути підняте до значення κ^2 , для досягнення тієї ж продуктивності, як яби

коефіцієнтом стану була одиниця. Треба також пам'ятати, що втрати, як правило, виражаються в дБ, а коефіцієнт стану в лінійному масштабі.

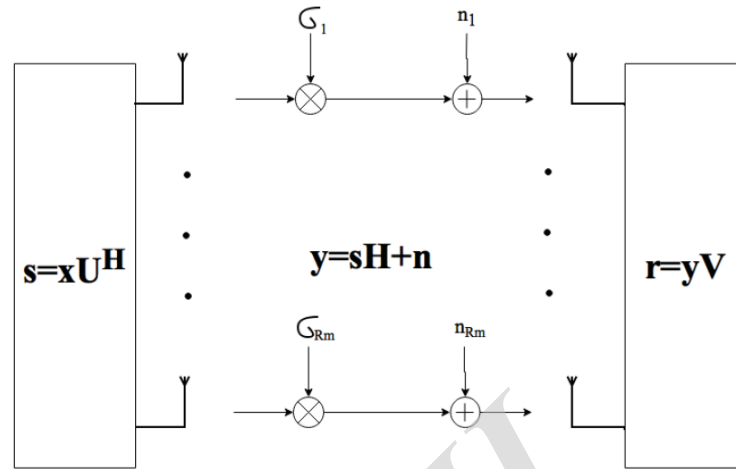


Рисунок 1.7 - Розпаралелювання MIMO-каналу, за допомогою сингулярного розкладання

Пропускна здатність каналу (ємність каналу) ємність системи SISO визначається теоремою Шеннона-Хартлі [1-3]:

$$c = \log_2 \left(1 + \frac{E_B}{N_0} \right), \quad (1.10)$$

Формула ємності системи MIMO була отримана Telatar [31]:

$$c = \log_2 \left[\det \left(I_M + \frac{E_B}{N_0 N_r} \mathbf{H} \mathbf{H}^H \right) \right] = \sum_{i=1}^{\min(N_r, M_r)} \log_2 \left(1 + \frac{E_b}{N_0 N_r} \lambda_i \right), \quad (1.11)$$

Таким чином, MIMO краще всього працює при високих SNR, які найбільш часто доступні при наявності LoS. Слід також зазначити, що, якщо на передачу канал відомий (CSIT), він може посилити сигнал в «кращому» підканалі, тим самим збільшити пропускну здатність.

Однією з перших технологій, розробленої для систем MIMO, є архітектура приймача Bell Laboratories Layer Space-Time (BLAST).

Існує дві її конфігурації: діагональна і вертикальна. Через меншу складності і відсутності часових втрат найбільшу популярність отримала різновид Vertical-BellLabs Layered Space Time Architecture (V-BLAST) [32 - 35]. Даний алгоритм демодуляції сигналів з неортогональної просторово-

часовим кодуванням для систем МІМО орієнтований на роботу в каналі без пам'яті.

Як було показано в [6], на передавальній стороні вхідні дані проходять етап демультимплексування на підпотоків (їх кількість відповідає числу передавальних антен N_{tr}). Потім відбувається етап модуляції. Сукупність усіх передавальних пристроїв є векторним передавачем, де компонентами кожного переданого M_r - мірного вектора є символи, вибрані зсузір'я модуляції.

Для простоти розглянемо канал H з релеєвськими завмираннями і адитивним білим гауссовским шумом. Тут і далі припустимо, що його оцінка проведена точно, наприклад, методом тестової послідовності.

На приймальній стороні сигнали демодулюються і мультимплекуються в один потік даних, а потім проходять каналне декодування. На кожне з M_r приймальних пристроїв надходить сигнал від кожного з N_{tr} передавальних пристроїв.

Особливості процесу детектування залежать від критерію оцінювання, найбільш загальними з яких є мінімум середньоквадратичної помилки (MMSE) і перехід нуля (ZF).

1.3 Застосування технології МІМО

Перші ідеї в області технології МІМО були продемонстровані в роботах A.R. Kaye і D.A. George (1970), W. VanEtten (1975, 1976). У 1984 і 1986, Jack Winters і Jack Salz з Bell Laboratories [7] опублікували кілька статей проформуванні діаграми спрямованості і отримали перший патент на використання МІМО-принципу в радіозв'язку. А. Paulraj і Т. Kailath запропонували в 1993 році концепцію просторового мультимплексування (Spatial Multiplexing SM), використовуючи технологію МІМО. А в 1994 році їм видали патент № 5345599 США, який описує використання просторового мультимплексування в бездротової трансляції. У 1996 році GregRaleigh і GerardJ. Foschini запропонували новий підхід до технології МІМО, коли безліч передавальних антен розташовані разом в одному передавачі, це якісно покращує пропускну здатність системи. У BellLabs в 1998 році вперше був продемонстрований лабораторний макет просторового мультимплексування, яке є основною передбачуваної технологією для підвищення продуктивності і збільшення потенціалу системи зв'язку МІМО.

У промисловості, компанія Iospan WirelessInc. в 2001 році розробила першу комерційну систему, використовуючи технологію MIMO-OFDMA.

Технологія компанії Iospan поєднує, як і кодування, так і просторове мультиплексування.

У 2003 році компанія Airgo початку поставки перших в світі мікросхем MIMO-OFDM. У 2005 році компанії Airgo Networks розробки в області технології MIMO дозволили продемонструвати першу версію стандарту 802.11n. Після цього в 2006 році, кілька компаній (Broadcom, Intel) також вийшли на ринок з обладнанням MIMO-OFDM для роботи в попередньому стандарті IEEE 802.11n WiFi. Також в 2006 році кілька компаній (Beceem Communications, Samsung, Runcom Technologies і т.д.) розробили деякі рішення MIMO-OFDMA для стандарту IEEE 802.16e WiMAX широкосмугового мобільного стандарту. Технологія MIMO використовується для всіх 4G-систем.

Широке поширення набув стандарт WiFi 802.11n, який використовує технологію MIMO. З цього стандарту вдається отримати швидкість передачі даних до 300 Мбіт / сек. Варто відзначити, що колишній стандарт 802.11g забезпечував швидкість до 50 Мбіт / сек. Також використання MIMO технології в стандарті 802.11n, не тільки збільшило швидкість передачі, але і дозволило поліпшити якість обслуговування на місцевості, де рівень сигналу маловисокий. Найпоширеніше використання 802.11n – це системи типу точка / багатоточка (Point / Multipoint) WiFi при створенні локальної обчислювальної мережі LAN (Local Area Network). Однак подібні рішення використовуються і для створення з'єднання типу точка / точка, яке може бути задіяно для організації високошвидкісних магістральних каналів зв'язку (швидкість кілька сотень Мбіт / сек) і дозволяє передавати дані на десятки кілометрів (до 50км).

MIMO технологія також використовується в стандарті WiMAX, який також має кілька версій. Один з релізів це 802.16e. У ньому описується спосіб забезпечення послугами мобільного широкосмугового доступу, що дозволяє передавати дані зі швидкістю до 40 Мбіт / сек у напрямку від базової станції до абонентського обладнання. При цьому в 802.16e технологія MIMO не є основоположною, а існує лише як доповнення до конфігурації 2x2.

Технологія MIMO стає невід'ємною частиною наступної версії стандарту 802.16m, в якій конфігурація може бути і 4x4. При цьому WiMAX виступає як різновид стільникового системи зв'язку четвертого покоління,

оскільки має список характерних властивостей: хендовер, роумінг, голосові з'єднання.

Якщо використовувати WiMAX пристрою в якості мобільного, швидкість передачі даних можлива до 100 Мбіт / сек, а при стаціонарному стані швидкість можлива порядку 1 Гбіт / сек.

Однак найцікавіше застосування технологія MIMO знайшла в системі стільникового зв'язку починаючи з третього покоління. Наприклад, в стандарті UMTS, в Rel. 6 вона використовується спільно з технологією HSPA (технологія бездротового широкопasmового радіозв'язку, яка використовує пакетну передачу даних і що є надбудовою до мобільних мереж WCDMA / UMTS) з підтримкою швидкостей до 20 Мбіт / сек, а в Rel. 7 - з HSPA+, де швидкості передачі даних досягають 40 Мбіт / сек. При цьому в системах 3GMIMO так і не знайшла широкого застосування.

У стандарті бездротової високошвидкісної передачі даних четвертого покоління 4G LTE передбачено використання систем MIMO в конфігурації до 8x8, що теоретично дозволяє передати інформацію від базової станції до абоненту зі швидкістю понад 300 Мбіт / с. Варто відзначити, що при цьому стійкість з'єднання підвищується в незалежності від положення абонента всередині стільника. Зменшення швидкості передачі інформації можливе лише за екстремальних умов, наприклад, при значній відстані від базової станції абонента, або при знаходженні в глухому екраніруемому приміщенні.

Видно, що технологія MIMO знаходить широке практичне застосування майже у всіх системах бездротової передачі даних. Однак можливості її використання не до кінця вивчені. На сьогоднішній день йдуть розробки нових конфігурацій системи, аж до 64x64 MIMO. Все це призведе до підвищення швидкості передачі інформації, ємності мережі та спектральної ефективності.

1.4 Оцінка наукового, технічного та економічного рівня НДДКР

Останнім часом проявляється тенденція зростання інтересу до бездротових систем передачі інформації. Тому завдання підвищення пропускної спроможності системи зв'язку (при високій якості послуг, що надаються) завжди актуальна. Дану проблему можна вирішити за допомогою технології Multiple Input Multiple Output (MIMO), тобто антенних систем з «Багатоканальним входом - багатоканальним виходом». В даному випадку

загальний потік даних ділиться на кілька підпотоків, а потім передається в загальному каналі зв'язку. Тим самим підвищується швидкість передачі даних при незмінній смузі частот. Для забезпечення незалежності підпотоків в MIMO-системах використовують просторове і поляризаційне рознесення. При цьому системи MIMO добре працюють поза зоною прямої видимості і при наявності розсіює середовища, кожен з переданих сигналів виявляється «маркованим» самим середовищем передачі.

Проте, для того, щоб відчуті переваги технології MIMO з метою підвищення пропускної спроможності каналу і достовірності прийнятих повідомлень, потрібні потужні процедури обробки сигналів від безлічі антен в приймачі. Основними чинниками, що перешкоджають вирішенню поставлених задач, є адитивні перешкоди (сигнали завад станцій і флукуаційний шум) і розсіювання енергії сигналу, що передається в часі, що призводить до явища міжсимвольної і міжпоточної інтерференції.

Таким чином, розробка і аналіз алгоритмів прийому дискретних повідомлень, заснованих на принципі «прийому в цілому» при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю, є досить актуальною роботою. Технологія MIMO знаходить широке практичне застосування майже у всіх системах бездротової передачі даних. Однак можливості її використання не до кінця вивчені. На сьогоднішній день йдуть розробки нових конфігурацій системи, аж до 64x64 MIMO. Все це призведе до підвищення швидкості передачі інформації, ємності мережі та спектральної ефективності.

Суспільство потребує швидкого впровадження досягнень науково-технічного прогресу галузі, а це звісно вимагає зменшення часу на проведення НДДКР і скорочення строку окупності витрат. Виходячи з цього, доцільно орієнтуватися на час проведення НДДКР не більше 2 років, при чому технічні показники результатів плануються на рівні кращих світових зразків; передбачаються часткові можливості отримання авторських свідоцтв; строк окупності витрат 2 роки і менше.

В таблиці 1.1 наведено критерії та бальна оцінка для визначення наукового та технічного рівня науково-дослідної роботи

Таблиця 1.1 – Критерії та бальна оцінка для визначення наукового, технічного та економічного рівня науково-дослідної роботи.

Критерії оцінки	Шкала критеріїв	Індекс оцінки
Час, необхідний для проведення НДР	2 роки і менше	+2
	3 роки	+1
	4 роки	0
	5-6 років	-1
	7 років і більше	-2
Технічні показники результатів розробки	Вище рівня кращих світових зразків	+2
	На рівні кращих світових зразків	0
	Нижче рівня кращих світових зразків	-2
Можливості отримання авторських свідоцтв на винахід	Впевненість в отриманні авторських свідоцтв	+2
	Часткові можливості	0
	Можливості немає	-1
Строк окупності витрат	2 роки і менше	+3
	3-4 роки	+2
	5 років	0
	6-7 років	-1
	8 років і більше	-2

В таблиці 1.2 наведено можливі результати оцінки теми НДДКР.

Таблиця 1.2 – Можливі результати оцінки теми НДДКР

Сума індексів	Оцінка теми
Позитивна(+)	Розробка є досить перспективною
Задовільна(0)	Розробка перспективна
Негативна(-)	Розробка не перспективна

Проаналізувавши дані таблиць 1.1 та 1.2, та підрахувавши загальну суму балів $+2+0+0+3=+5$, робимо висновок, що проведення науково-дослідної роботи є досить перспективним.

1.5 Оцінювання комерційного потенціалу дослідження

У промисловості, компанія Iospan Wireless Inc. в 2001 році розробила першу комерційну систему, використовуючи технологію MIMO-OFDMA. Технологія компанії Iospan поєднує, як і кодування, так і просторове мультиплексування.

У 2003 році компанія Airgo початку поставки перших в світі мікросхем MIMO-OFDM. У 2005 році компанії Airgo Networks розробки в області технології MIMO дозволили продемонструвати першу версію стандарту 802.11n. Після цього в 2006 році, кілька компаній (Broadcom, Intel) також вийшли на ринок з обладнанням MIMO-OFDM для роботи в попередньому стандарті IEEE 802.11n WiFi. Також в 2006 році кілька компаній (Vericom Communications, Samsung, Runcom Technologies і т.д.) розробили деякі рішення MIMO-OFDMA для стандарту IEEE 802.16e WiMAX широкосмугового мобільного стандарту. Технологія MIMO використовується для всіх 4G-систем.

Широке поширення набув стандарт WiFi 802.11n, який використовує технологію MIMO. З цього стандарту вдається отримати швидкість передачі даних до 300 Мбіт / сек. Варто відзначити, що колишній стандарт 802.11g забезпечував швидкість до 50 Мбіт / сек. Також використання MIMO технології в стандарті 802.11n, не тільки збільшило швидкість передачі, але і дозволило поліпшити якість обслуговування на місцевості, де рівень сигналу невисокий. Найпоширеніше використання 802.11n - це системи типу точка / мультиточка (Point / Multipoint) WiFi при створенні локальної обчислювальної мережі LAN (Local Area Network). Однак подібні рішення використовуються і для створення з'єднання типу точка / точка, яке може бути задіяно для організації високошвидкісних магістральних каналів зв'язку (швидкість кілька сотень Мбіт / сек) і дозволяє передавати дані на десятки кілометрів (до 50 км).

MIMO технологія також використовується в стандарті WiMAX, який також має кілька версій.

Технологія MIMO стає невід'ємною частиною наступної версії стандарту 802.16m, в якій конфігурація може бути і 4x4. При цьому WiMAX виступає як різновид стільникової системи зв'язку четвертого покоління,

оскільки має список характерних властивостей: хендовер, роумінг, голосові з'єднання.

Однак найцікавіше застосування технологія MIMO знайшла в системі стільникового зв'язку починаючи з третього покоління. В стандарті UMTS, в Rel. 6 вона використовується спільно з технологією HSPA (технологія бездротового широкосмугового радіозв'язку, яка використовує пакетну передачу даних і є надбудовою до мобільних мереж WCDMA / UMTS) з підтримкою швидкостей до 20 Мбіт / сек, а в Rel. 7 - з HSPA +, де швидкості передачі даних досягають 40 Мбіт / сек.

Рекомендується здійснювати оцінювання комерційного потенціалу розробки за 12-ма критеріями, наведеними в таблиці 1.3. [2]

У стандарті бездротової високошвидкісної передачі даних четвертого покоління 4G LTE передбачено використання систем MIMO в конфігурації до 8x8, що теоретично дозволяє передати інформацію від базової станції до абонента зі швидкістю понад 300 Мбіт / с.

Таблиця 1.3 - Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Бали (за 5-ти бальною шкалою)					
Критерій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
1	Достовірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботою в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
2	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
3	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів
4	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів

5	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в
Ринкові перспективи					
6	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
7	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
8	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідне незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідне незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї
9	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
10	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
11	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від 3-х до 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років

12	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту
----	---	--	---	--	---

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу результатів НДДКР. В результаті оцінювання можна зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого впровадження результатів з врахуванням встановленого рейтингу.

Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки зведемо до таблиці 1.4.

Таблиця 1.4 - Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	експерт		
	1	2	3
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	4	4
2	4	3	4
3	2	2	3
4	3	3	3
5	2	2	2
6	2	4	4
7	4	2	3
8	2	3	4
9	2	2	2
10	4	2	2
11	2	2	3
12	2	3	2
Сума балів	33	32	35
Середньоарифметична сума балів СБ	33,33		

За даними таблиці 1.4 зробимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу дослідження. При цьому доцільно користуватися рекомендаціями, наведеними в таблиці 1.5. [2]

Таблиця 1.5 - Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів СБ , розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 - 10	Низький
11 - 20	Нижче середнього
21 - 30	Середній
31 - 40	Вище середнього
41 - 48	Високий

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 33,33 бала, що, згідно таблиці 1.5, свідчить про комерційну важливість проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

1.6 Прогнозування витрат на виконання НДДКР

Для детального обґрунтування доцільності проведення досліджень необхідно провести попередній розрахунок витрат на проведення науково-дослідної роботи. Для визначення суми витрат на проведення НДДКР передбачено складання приблизного кошторису цих витрат [2].

Таблиця – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	10580,00	480,91	46	22121,82
2. Ст. науковий співробітник	9450,00	429,55	27	11597,73
3. Інженер-конструктор телекомунікаційних систем	9310,00	423,18	32	13541,82
4. Фахівець-консультант з аналітично-математичних досліджень	9550,00	434,09	6	2604,55
5. Інженер-схемотехнік вищ. кат.	9310,00	423,18	15	6347,73
6. Технік	5250,00	238,64	46	10977,27
Разом приблизно				67190,00

Витрати на основну заробітну плату працівників (Зр), що здійснюють підготовку робочих місць необхідних для досліджень, підготовку та формування баз даних складе в межах 2000,00 грн.

Додаткова заробітна плата розробників складе приблизно 8300,00 грн.

Нарахування на заробітну плату розробників складуть приблизно 17000,00 грн.

Таблиця – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір канцелярський офісний (A4)	уп.	103,00	7,0	721,00
Папір для заміток (A5)	уп.	32,00	8,0	256,00
Начиння канцелярське	шт.	140,00	8,0	1120,00
Органайзер офісний	шт.	242,00	8,0	1936,00
Картридж для принтера (SEEK-212)	шт.	1380,00	2,0	2760,00
Диск оптичний (CD-R)	шт.	10,00	4,0	40,00
Диск оптичний (CD-RW)	шт.	10,00	4,0	40,00
FLASH-пам'ять (16 ГБ)	шт.	350,00	2,0	700,00
Всього				7573,00

Амортизація обладнання

Таблиця - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Програмно-аналітичний комплекс	20800,00	4	2	866,67
Графічно-	22840,00	5	2	761,33

обчислювальний комплекс обробки даних				
Програмне забезпечення (PC Wizard; CPU-Z Version 1.28; SiSoftware Sandra Lite.SR1; PCMark04 Build 1.3.0;)	10760,00	2	2	896,67
Антенa вузьконаправлена	4x2000,00	4	2	333,33
Модулятор високочастотний	8573,00	4	2	357,21
Еквалайзер EZ1000F	9245,00	4	2	385,21
Фільтр узгоджувачий	6780,00	4	2	282,50
Вхідний радіочастотний каскад (блок А12)	7952,00	5	2	265,07
Передавач сигналу РС3	2460,00	5	2	82,00
Передавач сигналу РС8	2470,00	5	2	82,33
Приймач сигналу СС3	3762,00	5	2	125,40
Приймач сигналу СС8	3940,00	5	2	131,33
Місце оператора спеціалізоване	9200,00	5	2	306,67
Офісна оргтехніка	11400,00	4	2	475,00
Дослідницька лабораторія	171500,00	20	2	1429,17
Всього				6780,00

Таблиця – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Програмно-аналітичний комплекс	360,00	0,72	1	572,83
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	360,00	0,76	1	604,66
Офісна оргтехніка	90,00	1,2	1	238,68
Місце оператора спеціалізоване	360,00	0,32	1	254,59
Антена вузьконаправлена	205,00	0,06	1	27,18
Модулятор високочастотний	205,00	0,2	1	90,61
Еквалайзер EZ1000F	205,00	0,11	1	49,84
Фільтр узгоджуючий	205,00	0,01	1	4,53
Вхідний радіочастотний каскад (блок А12)	205,00	0,25	1	113,26
Передавач сигналу РС3	205,00	0,32	1	144,98
Передавач сигналу РС8	205,00	0,40	1	181,22
Приймач сигналу СС3	205,00	0,02	1	9,06
Приймач сигналу СС8	205,00	0,04	1	18,12
Всього				2300,00

Інші витрати (210%) складуть в межах 145300,00 грн.

Загальні витрати на проведення досліджень

$$B = 67190,00 + 2000,00 + 8300,00 + 17000,00 + 6780,00 + 2300,00 + 7573,00 + 145300,00 = 256443,00 \text{ (грн.)}$$

1.7 Доцільність науково-дослідної роботи з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у практичну діяльність, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня НДДКР розраховується за формулою [3]:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}$$

I

де - коефіцієнт важливості роботи, $I = 2 \dots 5$;

n - коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок;

T_c - коефіцієнт складності $T_c = 1 \dots 3$ роботи, ;

R - коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, $R = 1$ то ;

B – вартість НДР, (тис.грн.);

t - час дослідження роботи, років.

Підставляючи числові дані в () отримаємо

$$K_p = \frac{3^3 \cdot 3 \cdot 4}{256,4 \cdot \frac{2}{12}} = 7,6.$$

Оскільки $K_p > 1$, тому науково-дослідну роботу з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю можна вважати економічно доцільною з достатньо високим науковим, технічним та економічним рівнем.

1.8 Висновки до розділу 1

У цьому розділі була описана система бездротового зв'язку в загальному вигляді, приведена конструкція системи, описаний канал зв'язку і ефекти, що протікають в ньому. Велику увагу приділено МІМО систем: приведена типологія подібних систем, описана модель МІМО-каналу без пам'яті, показано сингулярне розкладання каналної матриці H , наведені формули коефіцієнта стану пропускної здатності каналу. Так само була розглянута модель МІМО-каналу з пам'яттю, для неї також була показана формула ємності каналу. В заключній частині описано застосування технології МІМО.

Основним завданням теорії зв'язку є відновлення повідомлення, сформованого передавачем в певний момент часу в певній точці простору, в деякій іншій точці простору через деякий інтервал часу. З точки зору обробки сигналів, канал може привносити шум і інші сторонні сигнали, такі як міжсимвольна інтерференція (ISI) ізавмирання в прийнятий сигнал.

Найбільш важливою проблемою в сучасній високошвидкісній системі передачі дискретних повідомлень є підвищення якості обслуговування користувача при збільшенні швидкості передачі інформації, за рахунок зменшення ймовірності помилки передачі даних. Значно поліпшити ємність мережі, спектральну ефективність і швидкість передачі інформації можна при використанні технології з багатоканальним входом і багатоканальним виходом (Multiple Input Multiple Output, МІМО), тобто використовувати антенні решітки на обох кінцях лінії зв'язку. При цьому переваги систем

MIMO дозволяють боротися або з ефектом загасання радіосигналу, або використовуються для підвищення пропускної здатності.

Існує кілька базових конфігурацій систем бездротового зв'язку: Single Input Single Output - SISO (один вхід, один вихід), Single Input Multiple Output - SIMO (один вхід, кілька виходів), Multiple Input Single Output - MISO (Кілька входів, один вихід) і MIMO (кілька входів, кілька виходів).

Існують наступні види багатоантенних систем: формують діаграми спрямованості, з просторовим рознесенням і просторовим мультиплексуванням.

Найпростіша модель вузько смужової системи MIMO з N_{tr} передавальними і M_r приймальними антеннами будується за наступним принципом. У MIMO-передавачі відбуваються процеси з обробки і розбиття на під потоки всіх прийнятих даних. Число підпотоків на передавальній стороні відповідає числу передавальних антен. Потім сигнал проходить через канал зв'язку, який може бути описаний канальною матрицею H . Далі на кожен прийомну антену надходить змішаний сигнал. У MIMO-приймачі відбуваються процеси обробки прийнятих сигналів, що дозволяють «очистити» сигнал від впливу каналу.

Технологія V-BLAST - це алгоритм демодуляції сигналів з не ортогональним просторово-часовим кодуванням для систем MIMO орієнтований на роботу в каналі без пам'яті. В цьому випадку відбувається послідовне виключення символів, про які вже було винесено рішення, і скорочення канальної матриці. Таким чином, зменшується обчислювальна складність, так як алгоритми критерію оцінювання ґрунтуються на пошуку псевдообратної канальної матриці H .

На сьогоднішній день система MIMO знайшла широке застосування в системах бездротового зв'язку. І всі сучасні стандарти передачі інформації в ефірі припускають наявність технології MIMO.

Розробка і аналіз алгоритмів прийому дискретних повідомлень, заснованих на принципі «прийому в цілому» при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю, є досить актуальною роботою. Технологія MIMO знаходить широке практичне застосування майже у всіх системах бездротової передачі даних. Однак можливості її використання не до кінця вивчені.

Згідно проведених досліджень рівень комерційного потенціалу розробки становить 33,33 бала, що свідчить про комерційну важливість

проведення даних досліджень (рівень комерційного потенціалу розробки вище середнього).

Також, комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи $K_p > 1$, тому науково-дослідну роботу з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю можна вважати економічно доцільною з достатньо високим науковим, технічним та економічним рівнем.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

2 ЛІНІЙНІ АЛГОРИТМИ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В КАНАЛАХ ЗВ'ЯЗКУ

2.1 Вирівнювачі в SISO системах

Розкид затримок викликає міжсимвольні перешкоди ISI які, якщо час модуляції символу буде того ж порядку, що і розкид затримок в каналі, можуть привести до рівня помилок, знизити який неможливо. Обробка сигналу представляє потужний механізм протидії міжсимвольним перешкод ISI. В широкому сенсі, вирівнюванням називають будь-який метод обробки сигналу на прийомі для пом'якшення проблеми міжсимвольних впливів, викликаних розкидом затримок. Обробку сигналу можна також провести в передавачі з тим, щоб зробити сигнал менш сприйнятливим до розкиду затримок. До методів обробки сигналу на передачі відносяться розширення спектра сигналу і модуляція на декількох несучих.

Зменшення міжсимвольних перешкод ISI необхідно, коли час модуляції символу T_s представляє величину того ж порядку, що і середньоквадратическое значення розкиду затримок в каналі σ_{Tm} . Наприклад, бездротові телефони зазвичай використовуються всередині приміщень, де розкид затримок невеликий [5].

Крім того, оскільки передача мови в каналі проводиться з відносно низькою швидкістю, то в вирівнюванні амплітудно-частотної характеристики бездротових телефонів зазвичай немає необхідності. Додатки з високою швидкістю передачі даних більш чутливі до розкиду затримки і зазвичай потребують високоякісних коригувальних пристроях або інших засобах зниження міжсимвольних перешкод ISI. В суті, зниження впливу розкиду затримок представляє одну з найбільш складних проблем високошвидкісних бездротових систем.

Схеми корекції зазвичай повинні балансувати між зменшенням міжсимвольних перешкод ISI і збільшенням шуму, так як через коректор проходять і сигнал, і шум, а це може збільшити рівень шуму. нелінійні коректори збільшують рівень шуму набагато менше, ніж лінійні Вирівнювачі, але при цьому вони зазвичай складніше в реалізації, про що докладніше буде сказано нижче. Більш того, для зменшення впливу міжсимвольних перешкод ISI коректора потрібна оцінка імпульсної або частотної характеристики каналу. Так як бездротовий канал змінюється в

часі, то коректор повинен розпізнавати частотну або імпульсну характеристику каналу (настройка), а потім зі зміною каналу оновлювати цю оцінку (відстеження). Процес настройки коректора і відстеження часто називають адаптивним вирівнюванням, так як коректор адаптується до змінюється каналу. Якщо канал змінюється швидко, то настройка і відстеження можуть представляти досить складний процес. В цьому розділі обговорюються різні проблеми, пов'язані з розробкою вирівнювачів, включаючи питань балансу між зниженням між символних перешкод ISI і збільшенням шуму.

Коректор може працювати в вихідній частині діапазону частот модулюючого сигналу або в робочій частині трактів на несучої або проміжній частоті. Більшість коректорів забезпечують цифрову обробку після аналого-цифрового перетворення, так як такі Вирівнювачі невеликі, недорогі, легко налаштовуються і дуже економічні щодо споживаної потужності.

Завдання вирівнювання полягає в зменшенні впливу міжсимвольних перешкод ISI. Однак рішення цього завдання має бути врівноважено таким чином, щоб в процесі усунення міжсимвольних перешкод ISI в прийнятому сигналі не підвищувалася потужність шуму. Простий аналоговий вирівнювач, показаний на рисунку 2.1, ілюструє прорахунки при усуненні ISI без урахування ефекту шуму.

Розглянемо сигнал $s(t)$, що пройшов через канал з частотною характеристикою $H(f)$. У вхідному каскаді приймача до сигналу додається білий гаусів шум $n(t)$, і, таким чином, сигнал на вході приймача дорівнює $R(f) = S(f)H(f) + N(f)$, де $N(f)$ - білий шум зі спектральною щільністю $N_0/2$. Якщо смуга частот сигналу $s(t)$ дорівнює B , то потужність шуму всередині нас цікавить діапазону дорівнює N_0B . Припустимо, що нам потрібно вирівняти приймається сигнал так, щоб повністю видалити вносяться каналом міжсимвольні перешкоди ISI. Це просто зробити, вводячи в тракт приймача аналоговий вирівнювач с передавальної характеристикою, яка дорівнює:

$$H_{eq}(f) = 1/H(f). \quad (2.1)$$

Прийнятий сигнал $R(f)$ після проходження через вирівнювач стає рівним:

$$[S(f)H(f) + N(f)]H_{eq}(f) = S(f) + N'(f),$$

де $N'(f)$ - кольоровий гаусів шум зі спектральною щільністю потужності $2 \cdot 0,5N_0 / H(f)$. Таким чином, міжсимвольні перешкоди ISI повністю видалені з переданого сигналу $S(f)$

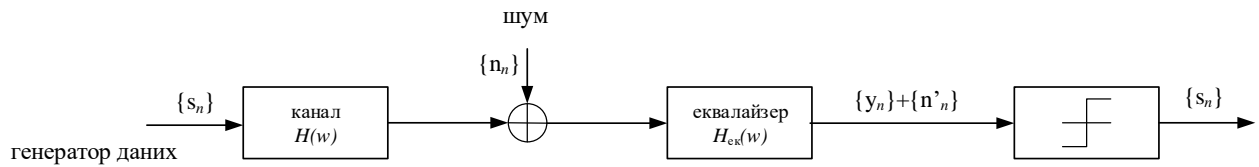


Рисунок 2.1 - Ілюстрація збільшення шуму при аналоговій корекції

Однак, якщо передавальна характеристика $H(f)$ має нульове значення на деякій частоті ($H(f_0) = 0$ для деякого f_0) в межах частотного діапазону $s(t)$, то тоді потужність шуму $N'(f)$ стає нескінченно великою. Але навіть при відсутності нулів, якщо деякі частоти передавальної функції $H(f)$ вносять велике загасання, то коректор з характеристикою $H_{eq}(f) \propto 1 / H(f)$ буде істотно збільшувати потужність шуму на цих частотах. В цьому випадку, навіть при усуненні ефекту міжсимвольних впливів ISI, збалансована система буде погано працювати через сильно знижену захищеності SNR. Тому задача вирівнювання полягає в пошуку балансу між зниженням міжсимвольних перешкод ISI і максимізацією завадозахищеності SNR сигналу після вирівнювання. Зазвичай лінійні цифрові коректори працюють, інвертуючи апроксимовану частотну характеристику каналу, і тому вносять найбільший рівень шумів. Нелінійні фільтри не інвертують частотну характеристику каналу, тому вони вносять значно менше шумів. У наступному розділі будуть розглянуті різні типи вирівнювачів, їх структура і алгоритми, які використовуються для оновлення коефіцієнтів при налаштування і відстеження.

Як було показано в [5], методи вирівнювання поділяються на дві великі категорії: лінійну і нелінійну. Лінійні методи зазвичай самі прості в реалізації і розумні ідеї. Однак методи лінійного вирівнювання, на відміну від нелінійних, зазвичай призводять до істотного збільшення шуму і тому не використовуються в більшості бездротових додатків. Серед методів нелінійного вирівнювання найбільш поширений метод вирівнювання з вирішальною зворотним зв'язком (Decision-feedback equalization DFE), так як він досить простий в реалізації і має хороші показники. Однак в каналах з

низькою величиною завадозахищеністю SNR коректори з вирішальною зворотним зв'язком DFE сприяють розмноженню помилок при декодуванні біт, що знижує їх експлуатаційні показники. Оптимальний метод вирівнювання представляє оцінка максимальної правдоподібності послідовності – MLSE (Maximum like lihood sequence estimation). На жаль, складність реалізації цього методу зростає експоненціально в залежності від тривалості розкиду затримок, тому він непрактичний для більшості представляють інтерес каналів. Однак показники MLSE часто використовуються в якості верхньої межі характеристик інших методів вирівнювання. На рисунку 2.2 представлені різні типи коректорів, їх структури і алгоритми поновлення коефіцієнтів.

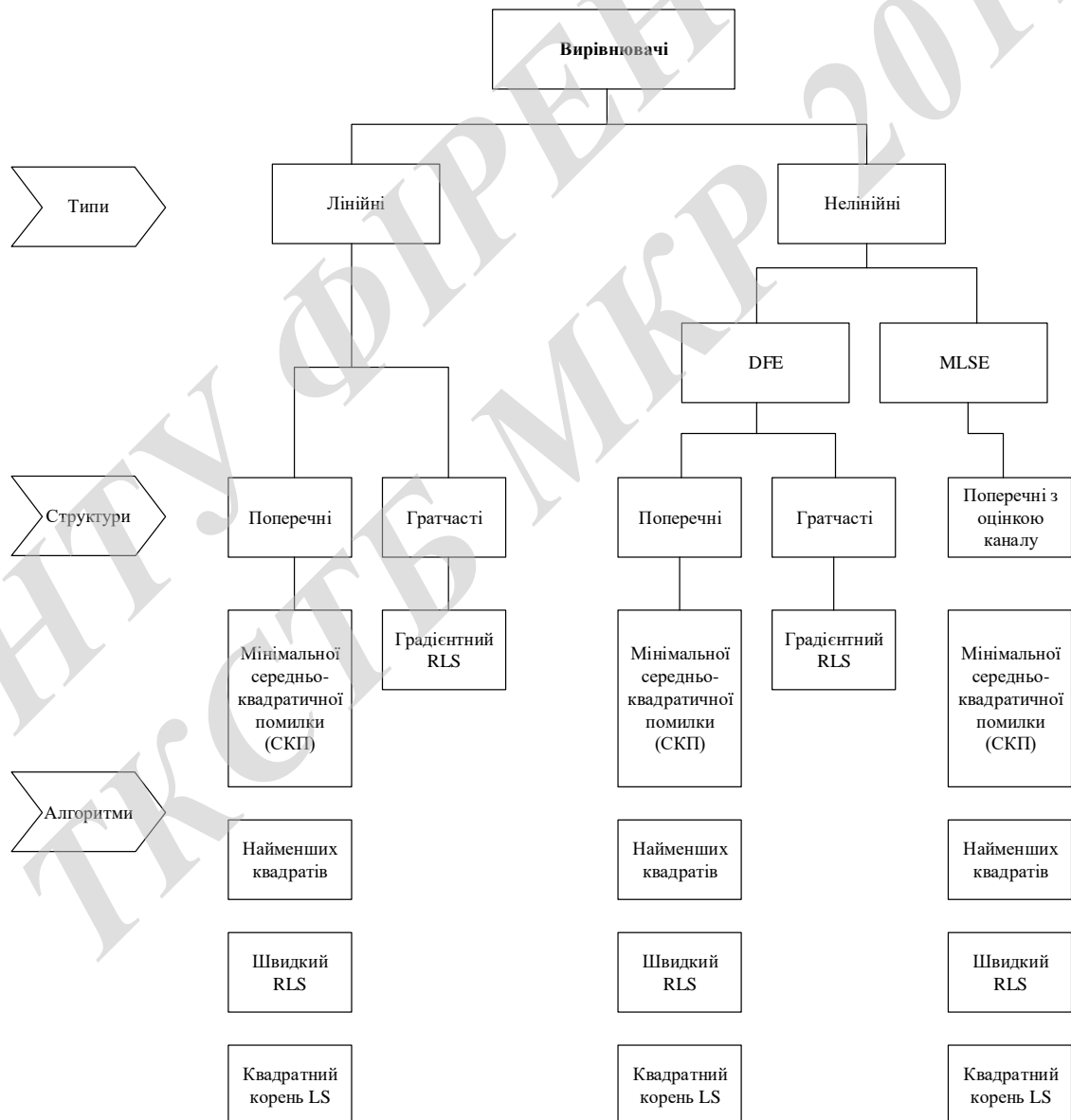


Рисунок 2.2 - Типи коректорів, їх структур та алгоритмів

Коректори можуть бути посимвольного (Symbol-by-symbol, SBS) або з оцінкою послідовності (Sequence estimation, SE). Вирівнювачі посимвольного типу SBS усувають міжсимвольні перешкоди ISI з кожного символу, а потім кожен символ окремо детектується. всі лінійні коректори, а також коректори з вирішальною зворотним зв'язком DFE, представлені на рисунку 2.2, є коректорами посимвольного типу SBS.

Коректори з оцінкою послідовності детектують всю послідовність символів, тому вплив міжсимвольних перешкод ISI становить частину самого процесу оцінювання. Оптимальну форму детектування послідовності представляє оцінка максимальної правдоподібності послідовності MLSE, але як зазначалося вище, вона надзвичайно складна. Лінійні і нелінійні фільтри зазвичай конструюються з використанням поперечної або ґратчастої структур.

Поперечна структура являє собою фільтр з $(N - 1)$ елементами затримки і N відгалуженнями, в якому використовуються перебудовувані комплексні вагові коефіцієнти. Ґратчасті фільтри використовують складнішу рекурсивну структуру [12]. За рахунок більш високої складності (в порівнянні з поперечними структурами), ґратчасті структури часто мають кращу обчислювальну стійкість і сходимість, а також більшою гнучкістю при зміні своєї довжини [13]. Детальну інформацію про ґратчасті структури і їх експлуатаційні показники в порівнянні з поперечними структурами можна знайти в [2, 12-14].

В доповнення до класифікації за типами і структурам, адаптивні вирівнювачі класифікують за алгоритмами поновлення коефіцієнтів відгалужень фільтра в процесі настройки (тренування) і стеження. В останнє час з цією метою було розроблено безліч алгоритмів. В основному вони являють собою компроміси між складністю, швидкістю збіжності та обчислювальною стійкістю.

Зазвичай коректори реалізуються в цифровому вигляді. На рисунку 2.3 представлена еквівалентна блок-схема передавальної і приймальної частин системи з цифровим вирівнювачем. Вхідний символ s_i проходить через фільтр формування імпульсу $z(t)$, а потім передається через канал з міжсимвольними спотвореннями ISI і еквівалентною імпульсною характеристикою $g(t)$. Імпульсна характеристика складеного каналу визначається у вигляді $h(t) = z(t) * g(t)$, а еквівалентний низькочастотний сигнал, що передається в такому випадку задається виразом $s(t) * c(t) * g(t)$ для послідовності

інформаційних символів. Форма імпульсу $s(t)$ покращує спектральні характеристики переданого сигналу. Ця форма імпульсу визначається розробником системи, тоді як канал $g(t)$ визначається природою і знаходиться поза сферою його впливу.

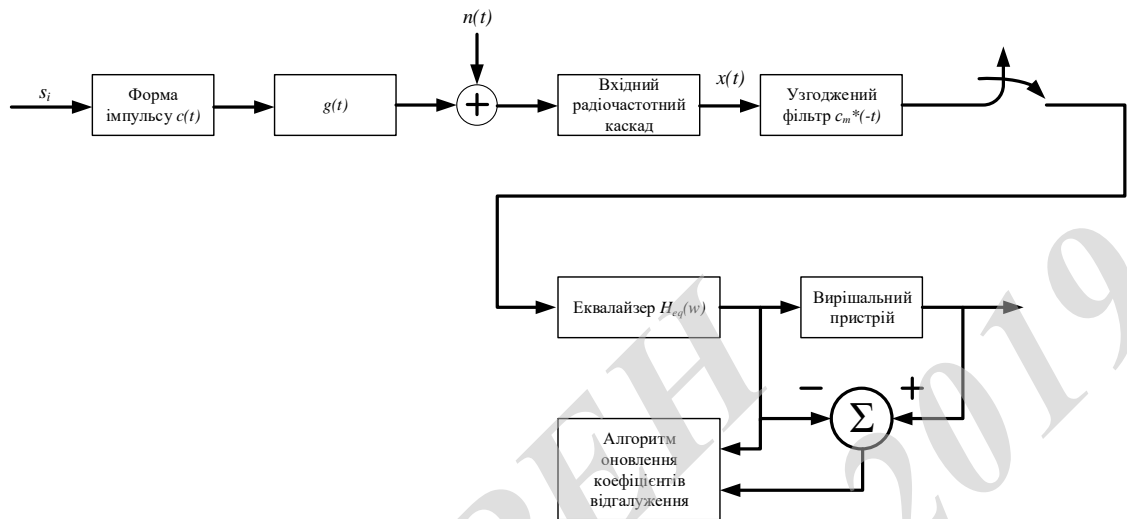


Рисунок 2.3 - Передавальна і приймальна частини системи передачі

У вхідному каскаді приймача до отриманого сигналу додається еквівалентний білий низькочастотний гаусів шум $n(t)$ зі спектральною щільністю N_0 , що в результаті дає сигнал $x(t)$. Цей сигнал пропускається через аналоговий узгоджений фільтр $c_m^*(-t)$ для отримання еквівалентного низькочастотного вихідного сигналу $r(t)$, який потім за допомогою аналого цифрового перетворювача (АЦП) перетворюється в цифрову форму. Призначення узгодженого фільтра полягає в максимізації помехозахищеності SNR сигналу перед дискретизацією і наступною обробкою. У каналі з адитивним білимгаусовим шумом AWGN перешкодозахищеність SNR прийнятого сигналу максимізується до дискретизації з використанням фільтра, узгодженого з формою імпульсу. З цього випливає, що в системі, зображеній на рисунку 2.3, захищеність SNR до дискретизації максимізується за рахунок пропускання $x(t)$ через узгоджений фільтр з характеристикою $h(t)$, так що в ідеалі було б отримано $c_m(t) = h(t)$.

Однак, оскільки імпульсна характеристика каналу $g(t)$ змінюється під часу, а настройка аналогових фільтрів досить складна, то зазвичай досягти умови $c_m(t) = h(t)$ неможливо. Тому частина мистецтва розробки коректора

полягає у виборі такого формувача імпульсу $c_m(t)$, який давав би хороші параметри. Часто характеристика $c_m(t)$ узгоджується з формою імпульсу $g(t)$, яка буде оптимальною при $g(t)$, але така схема явно субоптимальність при $g(t)$. Неузгодженість $c_m(t)$ і $h(t)$ може привести до значного погіршення експлуатаційних показників, а також зробити приймач надзвичайно чутливим до помилок синхронізації. Ці проблеми в якійсь мірі зменшуються за рахунок дискретизації $r(t)$ зі швидкістю, набагато перевищує швидкість символу, і створення коректора для цього сигналу з підвищеною частотою дискретизації. Цей процес називається дробно-інтервальною корекцією [2].

На виході коректора формується оцінка переданого символу. Потім ця оцінка подається на вирішальне пристрій, який, округляючи дані коректора, видає на вихід символи з алфавіту можливих переданих символів. Під час настройки сигнал з виходу коректора обробляється за допомогою алгоритму поновлення коефіцієнтів відгалужень, так що вихід коректора добре узгоджується з відомою налаштованою послідовністю. В режимі стеження помилка округлення, обумовлена вибором символу, використовується для підстроювання коефіцієнтів коректора.

Введемо імпульсну характеристику еквівалентного складеного тракту $f(t)$, що включає імпульсні характеристики формувача імпульсів передавача, каналу і узгодженого фільтра:

$$f(t) \triangleq c(t) * g(t) * c_m^*(-t) \quad (2.2)$$

Тоді сигнал на виході узгодженого фільтра дорівнює:

$$r(t) = s(t) * f(t) + n_c(t) = \sum s_k f(t - kT_s) + n_c(t), \quad (2.3)$$

де $n_c(t) \approx n(t) \approx c_m(t)$ - еквівалентний низькочастотний шум на вході фільтра, а T_s - тривалість символу. Якщо позначити відліки $f(t)$ через кожні T_s секунд як $f[n] = f(nT_s)$, то дискретизація $r(t)$ через кожні T_s секунд дасть дискретний сигнал $r[n] = r(nT_s)$ у вигляді:

$$\begin{aligned}
 r[n] &= \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k f(nT_s - kT_s) + n_c(nT_s) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k f[n-k] + q[n] = \\
 &= s_n f[0] + \sum_{k \neq n} s_k f[n-k] + q[n],
 \end{aligned} \tag{2.4}$$

де перший член являє корисний інформаційний біт, другий член - міжсимвольні перешкоди ISI, а третій член - Дискретизований шум. В

Тепер покажемо, що умова передачі без міжсимвольних перешкод f задовольняється тоді і тільки тоді, якщо:

$$F_{\Sigma}(f) \triangleq \frac{1}{T_s} \sum_{n=-\infty}^{\infty} F(f + \frac{n}{T_s}) = f[0] \tag{2.5}$$

Функція $F(f)$ - періодична з періодом $1/T_s$, часто називається згорнутим спектром. Якщо $F(f) = f[0]$, то кажуть, що згорнутий спектр рівномірний. Щоб показати рівність між передачею без міжсимвольних перешкод ISI і рівномірним згорнутим спектром, почнемо з того, що

$$\begin{aligned}
 f[k] &= f(kT_s) = \int_{-\infty}^{\infty} F(f) e^{j2\pi f k T_s} df = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{0.5(2n-1)/T_s}^{0.5(2n+1)/T_s} F(f) e^{j2\pi f k T_s} df = \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-0.5/T_s}^{0.5/T_s} F(f' + \frac{n}{T_s}) e^{j2\pi (f' + n/T_s) k T_s} df' = \int_{-0.5/T_s}^{0.5/T_s} e^{j2\pi f k T_s} \left[\sum_{n=-\infty}^{\infty} F(f + \frac{n}{T_s}) \right] df.
 \end{aligned} \tag{2.6}$$

Рівняння (2.6) має на увазі, що функція $F(f)$ представляється рядом Фур'є виду:

$$F_{\Sigma}(f) = \frac{1}{T_s} \sum_k f[k] e^{-j2\pi f k T_s}.$$

Припустимо, що (2.5) вірно. Тоді підстановка (2.5) в (2.6) дає:

$$f[k] = T_s \int_{-0.5/T_s}^{0.5/T_s} e^{j2\pi f k T_s} f[0] df = \frac{\sin(\pi k)}{\pi k} f[0] = \delta[k] f[0], \tag{2.7}$$

що і потрібно було довести. Тепер покажемо, що має на увазі згортка рівномірного спектра. Відповідно до (2.6) і визначенням $F(f)$, маємо:

$$f[k] = T_s \int_{-0.5/T_s}^{0.5/T_s} F_\Sigma(f) e^{j2\pi f k T_s} df \quad (2.8)$$

Таким чином, $f[k]$ представляє зворотне перетворення Фур'є функції $F(f)$.

Якщо спектр $F(f)$ нерівномірний, то для скорочення впливу міжсимвольних перешкод ISI можна скористатися вирівнювачем з передавальною характеристикою $H_{eq}(z)$ [5], наведеної на малюнку 2.3. В даному розділі передбачається використання лінійного коректора з поперечним фільтром, мають $2L + 1 = N$ відгалужень:

$$H_{eq}(z) = \sum_{i=-L}^L w_i z^{-i} \quad (2.9)$$

Довжина коректора N зазвичай визначається його призначенням, так як велика N тягне за собою велику складність і величину затримки. звичайні лінійні фільтри мають $w_i = 0$ при $i < 0$. Для заданого розміру коректора N , технічні вимоги до коректора повинні визначати (i) вагові коефіцієнти відгалуження L w_i і L для заданої частотної характеристики каналу і (ii) алгоритм поновлення цих вагових коефіцієнтів при змінах в каналі. В бездротових системах показником якості служить ймовірність помилки (або ймовірність порушення зв'язку), тому оптимальними для даного каналу будуть такі коефіцієнти фільтра, які зводять до мінімуму ймовірність помилки. На жаль, оптимізувати w_i з урахуванням цього критерію надзвичайно складно.

Так як не можна безпосередньо оптимізувати потрібні показники якості, то необхідно замість цього використовувати непряму оптимізацію, яка врівноважує зниження міжсимвольних перешкод ISI і збільшення шуму, як пояснювалося раніше на прикладі простого аналогового коректора. далі будуть розглянуті два лінійних коректора: один з обнуленням коефіцієнтів (Zeroforcing, ZF) [2,3,5,39], а другий - з мінімальною середньоквадратичною помилкою (Minimum means square error, MMSE) [2,3,5]. Перший з них

пригнічує всі міжсимвольні перешкоди ISI, але може привести до значного збільшення шумів. Ґратчасті методи зводять до мінімуму очікувану середньоквадратичну помилку між переданим символом і символом, детектіруемим на виході коректора, забезпечуючи, таким чином, кращий баланс між зниженням міжсимвольних перешкод ISI і зростанням шуму. Завдяки цьому коректори MMSE мають кращі показники за коефіцієнтом помилок BER, ніж коректори, використовують алгоритм ZF.

Мета розробки схем вирівнювання з MMSE полягає в мінімізації середньоквадратичної помилки СКП (Mean-squareerror, MSE) між переданим символом s_k і його оцінкою \hat{s}_k на виході коректора. Так як вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE лінійний, то сигнал на його виході \hat{s}_k дорівнює лінійної комбінації відліків на вході $r[k]$:

$$\hat{s}_k = \sum_{i=-L}^L w_i r[k-i]. \quad (2.15)$$

По суті, процедура знаходження оптимальних коефіцієнтів фільтра w_i зводиться до стандартної задачі лінійного оцінювання. Дійсно, якщо шум на вході вирівнювача - білий, то це являє стандартне завдання лінійної фільтрації Вайнера. Однак через узгодженої фільтрації $c_m(t)$ ($\square t$) на вході приймача шум на вході вирівнювача не білий, а має «забарвлений» спектр потужності. Тому, щоб застосувати відомі методи оптимального лінійного оцінювання, передавальну функцію коректора $H_{eq}(z)$ поділяють на дві складові: це складова, «відбілююча» шум (рисунок 2.4).

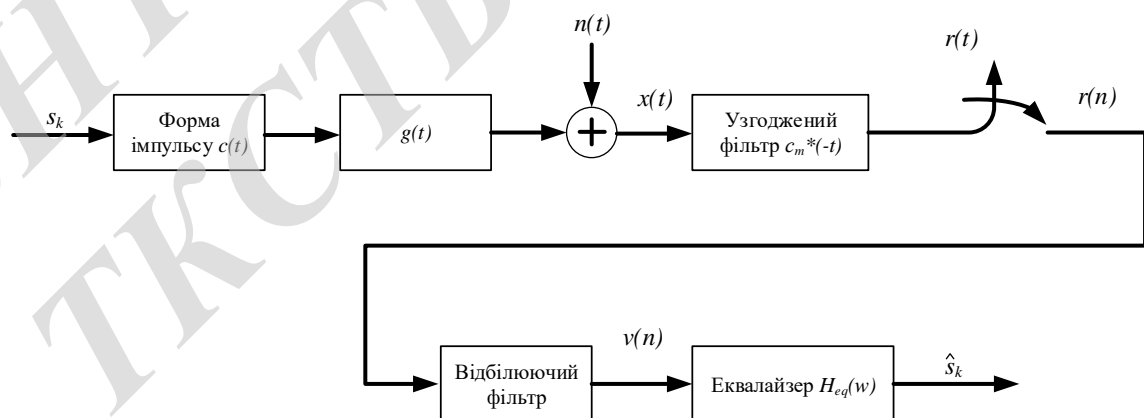


Рисунок 2.4 - Вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE з відбілюючим шум фільтром

Призначення відбілюючого фільтра (про що говорить уже сама його назва) складається в відбілюванні «пофарбованого» шуму, щоб складова шуму на виході цього фільтра мала рівномірний спектр потужності.

В отриманому результаті варто звернути увагу на три моменти. Перш за все, ідеальний вирівнювач MMSE з нескінченної довжиною компенсує вплив відбілюючого фільтра. По-друге, цей коректор з нескінченної довжиною ідентичний фільтру з обнуленням незначущих коефіцієнтів ZF, за винятком члена, що представляє шум N_0 , тому при відсутності шуму обидва фільтра еквівалентні. Нарешті, схема ідеального фільтра ясно показує рівновагу між перетворенням каналу і підвищенням шуму: якщо $F(z)$ сильно пригнічується на деяких частотах, то член шуму N_0 в знаменнику запобігає суттєве зростання шуму коректора. До того ж на частотах, де спектральна щільність потужності шуму N_0 мала в порівнянні з функцією передачі складеного каналу $F(z)$, вирівнювач ефективно перетворює $F(z)$.

2.2 Лінійні MIMO-еквалайзери

Ідея лінійної фільтрації зображена на рисунку 2.1. В даному випадку використовується матричний каналний фільтр. У цю категорію алгоритмів обробки сигналів входять алгоритм зведення до нуля (ZF) і алгоритм мінімальної середньоквадратичної помилки (MMSE), з описом роботи даних алгоритмів можна також ознайомитися в [15, 42-45]. Незважаючи на те, лінійні схеми фільтрації легко реалізувати, вони мають невисокими властивостями завадостійкості [46,47].

Як було показано в першому розділі, якщо канал з пам'яттю, сигнал на прийомних антенах може бути описаний через операцію згортки, вираз (1.11). Тоді як було показано в [42,50], властивості нестационарного MIMO-каналу, що з'єднує n -й передавальний елемент з m -м приймають елементом, можуть бути описані з допомогою відліків імпульсної характеристики $h_{nm}(l)$. Такі відліки утворюють матрицю $G(l)$, яка має рядків M_r і стовпців N_r . Оскільки дана матриця складається з відліків імпульсної характеристики, вона може змінюватися з плином часу, в залежності від каналу зв'язку.

На рисунку 2.5 зображена схема MIMO просторово-часового еквалайзера (ПВЕ) [1, 19]. Як видно з формул, що описують роботу лінійних алгоритмів, їх реалізація пов'язана з процедурою звернення матриць. З цього

виходить що обчислювальна складність алгоритмів ZF і MMSE визначається розмірністю оберненої матриці.

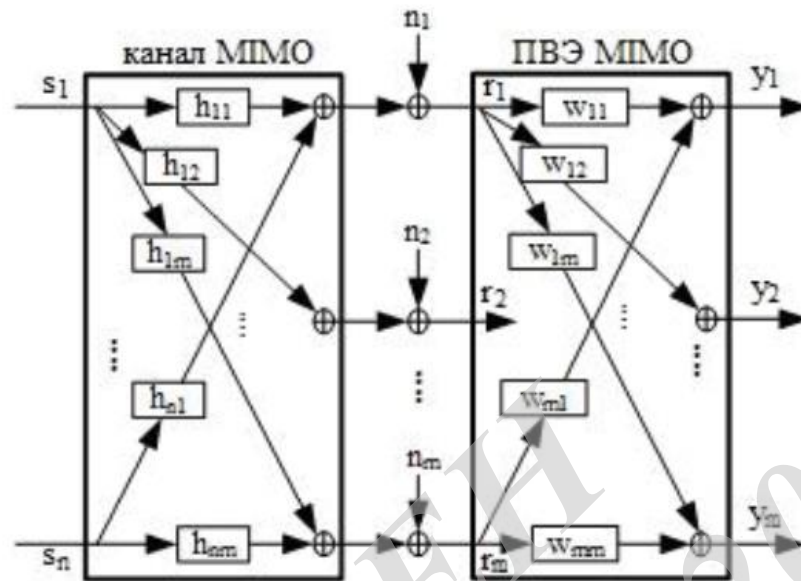


Рисунок 2.5 - Структура MIMO еквалайзера

При збільшенні пам'яті каналу також зростає і розмір матриці H , а з нею і обчислювальна складність лінійних алгоритмів.

2.3 Висновки до розділу 2

У другому розділі були розглянуті лінійні алгоритми вирівнювання сигналів. Описана загальна концепція роботи вирівнювачів в системах зв'язку. Наведено типологію вирівнювачів. Описаний випадок передачі без міжсимвольних спотворень ISI.

Для систем SISO і MIMO в каналах з пам'яттю і без пам'яті були розглянуті два лінійних коректора: один з обнуленням коефіцієнтів (Zeroforcing, ZF), а другий - з мінімальною середньоквадратичною помилкою (Minimum means squareerror, MMSE). Перший з них пригнічує все міжсимвольні перешкоди ISI, але може привести до значного збільшення шумів. другий алгоритм зводить до мінімуму очікувану середньоквадратичну помилку між переданим символом і символом, детектованих на виході коректора, забезпечуючи, таким чином, кращий баланс між зниженням міжсимвольних перешкод ISI і зростанням шуму. Завдяки цьому коректори

MMSE мають кращі показники за коефіцієнтом помилок BER, ніж коректори, що використовують алгоритм ZF.

З формул, що описують роботу лінійних алгоритмів для систем MIMO, видно, що їх реалізація пов'язана з процедурою звернення каналної матриці. З цього випливає, що обчислювальна складність алгоритмів ZF і MMSE визначається розмірністю оберненої матриці.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

3 НЕЛІНІЙНІ ЕКВАЛАЙЗЕРИ

3.1 Оптимальне когерентне приймання сигналів

У другому розділі увага була зосереджена на синтезі алгоритмів лінійних еквалайзерів. Процедура синтезу ґрунтувалася на припущенні, що імпульсна характеристика каналу H відома апіорі. У цьому розділі будуть розглянуті методи нелінійного вирівнювання, ґрунтуються на правилі максимально-правдоподібного (МП) детектування послідовностей. Як було відмічено в [2], дане правило з точки зору ймовірності помилки є оптимальним.

На рисунку 3.1 приведена структурна схема обчислення згідно (3.27) при оптимальному когерентному прийомі в цілому пакета з K кодових символів при дискретизації поля V антенами, $k = 1, V$ [56] На схемі введені такі позначення:

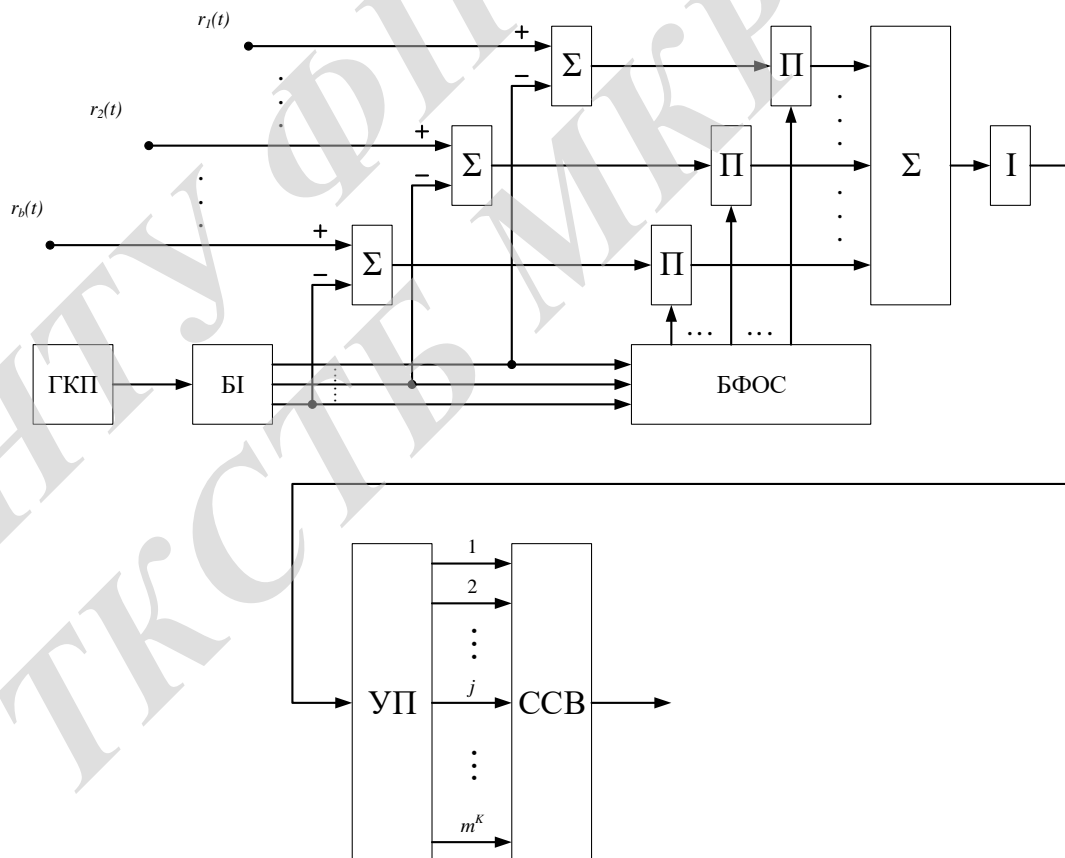


Рисунок 3.1 - Структурна схема оптимального когерентного прийому в цілому пакета з K кодових символів при дискретизації поля V антенами

алгоритмом MLSE (рисунку 3.2). для заданої складовою характеристики фільтра, що формує імпульси, і каналу $h(t)$, алгоритм MLSE відбирає вхідну послідовність $\{s_i\}$, яка максимально правдоподібно відповідає прийнятому сигналу $x(t)$. Розглянемо цей алгоритм більш детально.

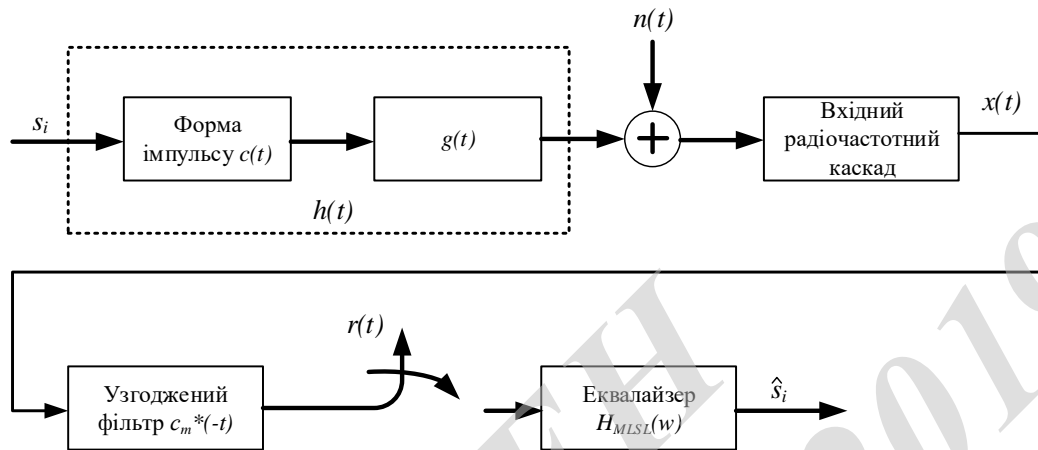


Рисунок 3.2 - Структура коректора типу MLSE

Як описувалося раніше, використовуючи процедуру ортонормування Грамма-Шмідта, можна висловити $x(t)$ на часовому інтервалі $[0, LT_S]$, аналогічно формулою (3.12), тобто:

$$x(t) = \sum_{k=1}^K x_k \varphi_k(t) \quad (3.34)$$

Кількість K функцій в цьому наборі залежить від пам'яті каналу L , так як $x(t)$ на $[0, LT_S]$ залежить від s_0, \dots, s_L .

Коректор MLSE декодує заданий сигнал, що приймається $x(t)$ або, що еквівалентно, x_K , як послідовність символів s_L , яка максимізує функцію правдоподібності $\square(x_K s_L, h(t))$ (або логарифм цієї функції). Таким чином, на виході коректора MLSE формується послідовність:

$$\begin{aligned}
\hat{s}^L &= \arg \max \left[\log \mathcal{L}(\mathbf{x}^K | s^L, h(t)) \right] = \arg \max \left[- \sum_{k=1}^K \left| x_k - \sum_i s_i h_{ki} \right|^2 \right] = \\
&= \arg \max \left[- \sum_{k=1}^K |x_k|^2 + \sum_{k=1}^K \left(x_k^* \sum_i s_i h_{ki} + x_k \sum_i s_i^* h_{ki}^* \right) - \right. \\
&\quad \left. - \sum_{k=1}^K \left(\sum_i s_i h_{ki} \right) \left(\sum_m s_m^* h_{km}^* \right) \right] = \\
&= \arg \max \left[2 \operatorname{Re} \left\{ \sum_i s_i^* \sum_{k=1}^K x_k h_{ki} \right\} - \sum_i \sum_m s_i s_m^* \sum_{k=1}^K h_{ki} h_{km}^* \right].
\end{aligned} \tag{3.39}$$

Так як висновок формули для коректора MLSE заснований тільки на сигналі з виходу каналу $x(t)$ (до узгодженої фільтрації), то цей висновок має на увазі, що узгоджений фільтр приймача на малюнку 3.2, з характеристикою $s_m(t) = h(t)$, оптимальний при детектуванні за алгоритмом MLSE (Зазвичай узгоджений фільтр оптимальний при детектуванні сигналів в каналі з адитивним білим гаусовим шумом AWGN, але даний висновок показує, що якщо використовується алгоритм MLSE, то він також оптимальний і при детектуванні сигналів з міжсимвольними перешкодами ISI).

Як зазначалося вище, методи лінійного вирівнювання є менш складними, ніж алгоритм максимальної правдоподібності, але їх продуктивність значно поступається ML [62,63]. Даний висновок можна застосувати не тільки до систем SISO, але і до MIMO-систем, з безліччю антен на вході і на виході. Це було підтверджено в наступних роботах [64-66].

Суть алгоритму максимальної правдоподібності для систем MIMO була показана в [47], вона складається в обчисленні мінімальної евклідової відстані між вектором прийнятих сигналів і всіх можливих переданих векторів сигналу в каналі зв'язку H .

Як зазначалося вище, алгоритм ML забезпечує оптимальне значення ймовірності помилок, але при цьому обчислювальна складність вельми висока, особливо для систем MIMO.

3.3 Алгоритм приймання в цілому з поелементним прийняттям рішення для SISO систем

Як зазначалося вище оптимальний прийом в цілому або поелементний прийом дискретних повідомлень в каналі з пам'яттю реалізувати досить складно, пов'язаних з великою обчислювальною складністю. Якщо m - це обсяг алфавіту, а K - це кількість переданих символів, то при збільшенні K , переданих протягом сеансу зв'язку, складність алгоритму еквалайзера буде зростати по показовому закону, і рішення буде виноситися з істотною затримкою.

Розглянемо інший спосіб - спосіб "прийому" в цілому "з по елементний прийняттям рішення" [68], який теж дозволяє організувати рекуррентну обробку сигналу в каналі з пам'яттю при K . Алгоритм ПЦППР є евристичним, при цьому в його основі лежать принципи організації оптимального приймача в каналі з пам'яттю, описані вище.

Відмінною рисою еквалайзера, в основі якого лежить алгоритм ПЦППР, є використання зворотного зв'язку за рішенням (ВСР). В [56] було доведено, що ВСР не сильно впливає на якість обробки сигналу.

Алгоритм (3.49) може бути реалізований структурною схемою, представленої на рисунку 3.3, для випадку дискретизації поля в N точках. Дана схема складається з блоку виміру (БІ), обчислювального блоку (ВБ), блоку формування сигналів міжсимвольної інтерференції (БФСМІ), вихідного регістра (ВР).

Розглянемо роботу алгоритму і схеми 3.3 при передачі двійкових повідомлень з використанням двійкової фазової маніпуляції на [56, 69]. Слід зробити припущення, що основною характеристикою каналу є імпульсна характеристика, при цьому блок вимірювання отримує її точне значення, а довжина пам'яті буде дорівнює $L = 4$. В БІ формується імпульсна реакція каналу, яка відповідає переданому повідомленню, тобто реакція каналу на одиночний сигнал, відповідний передачі символу $s = 1$. На передачі формується бінарне повідомлення.

У початковий момент часу A на заданому відрізку рішення про знак переданих раніше символах вважаються отриманими і зберігаються в ВР. Основним завданням структурної схеми є отримання знака першої послідовності на тимчасовому інтервалі, рівному довжині пам'яті каналу. У вихідному блоці зберігається реакція каналу на двійкове повідомлення при компенсації

імпульсної реакції каналу і перешкод. Часовий відрізок А, Б несе в собі не тільки відгук каналу на посилку, обрану для аналізу, але також і на $L = 1$ посилок, наступних до і після аналізованої посилки повідомлення. В момент часу Б закінчення обробки відрізка А, Б приймається рішення про обраної для аналізу, тобто першої посилці. На основі відомої \dot{X} і прийнятим в ВР рішенням про $L = 1$ попередніх символах в блоці формування сигналів межсимвольної інтерференції створюється сигнал $sL(t, z)$.

Потім сигнал надходить в віднімаючий пристрій і далі на вхід обчислювального блоку. На інтервалі часу перед моментом А різницю тотожно дорівнює нулю, оскільки перешкоди оцінені і компенсовані повністю, вимір реакції вироблено точно, шумів немає, знаки попередніх посилок визначені без помилок.

Після моменту Б сигнал не змінюється, а на інтервалі А, Б залишається сума відгуків на аналізовану і наступні посилки.

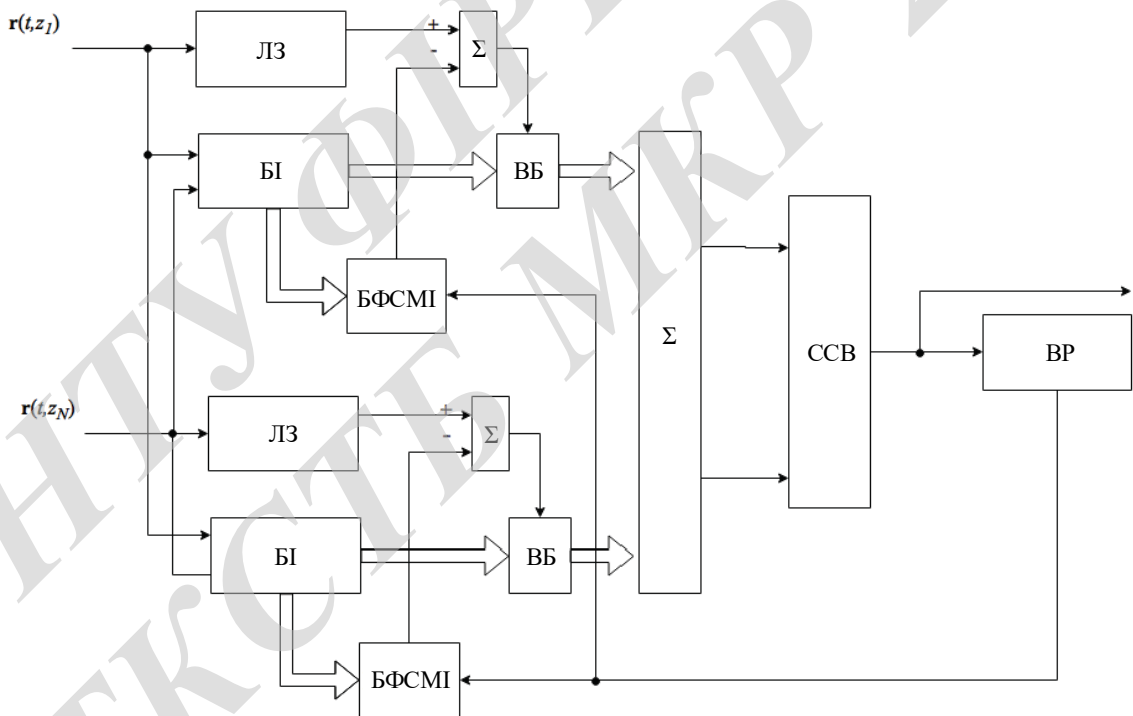


Рисунок 3.3 - Структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦПР

В обчислювальному блоці визначаються всі $mL = 16$ значень інтегралів за змінною t , які потім сумуються для однакових значень j від всіх гілок рознесення в загальному суммирующем пристрої. У схемі порівняння і

вибору (ССВ) визначається посилка повідомлень, у якій ця сума мінімальна. При цьому в ВР потрапляє тільки перший символ комбінації, тобто остаточне рішення приймається лише для символу з переданого повідомлення, у якого на інтервалі розсіювання А, Б повністю знаходиться імпульсна реакція. Далі інтервал аналізу А, Б по осі часу зсувається на один відлік вправо, і починається аналіз нової посилки за описаним алгоритмом.

Алгоритм ПЦППР виносить рішення на кожній ітерації тільки про перший символі ланцюжка, що максимізує функціонал правдоподібності. Запишемо алгоритм ПЦППР для детермінованого каналу з МСІ і БГШ, при використанні лінійних видів модуляції, через знак суми:

$$\hat{s}_i = \arg \min_j \left\{ \sum_{k=1}^L (r'(k) - r_{onj}(k))^2 \right\}, \quad j = \overline{1, m^K}. \quad (3.51)$$

У свою чергу, h_k є оцінкою зворотного зв'язку, обумовлена ланцюжком символів s , за якими вже було винесено рішення. А $r_{onj}(k)$ - це опорна коливання, яке формується з усіх можливих реалізацій $s(k)$.

Як видно з формули (3.51), на приймальній стороні інтервал аналізу дорівнює L , де укладається цілком відгук каналу на аналізований символ s_i . У каналі з МСІ приймається сигнал $r(t)$ на інтервалі аналізу також містить і часткові відгуки на $(L-1)$ символів, що передують аналізованого символу, і часткові відгуки на $(L-1)$ символів, що настають за ним. Для усунення попередніх символів застосовується ВСП $h_{os}(k)$, що складається з них. Внаслідок дії ВСП формується «очищений» сигнал $r(k)$. Алгоритм ПЦППР порівнює сигнал $r(k)$ і всі можливі реалізації опорного сигналу $r_{onj}(k)$, визначає мінімальне «відстань» між ними, яке відповідає комбінації символів, і виносить рішення про першому символі отриманої комбінації. Потім інтервал аналізу зсувається на один тактовий інтервал, і аналізу піддається наступний символ.

3.4 Алгоритм ПЦППР для MIMO систем в каналах з пам'яттю

Розглянемо принцип роботи алгоритму ПЦППР для системи MIMO на прикладі конфігурації 2x2, як в [64]. На рисунку 3.4 h_{ij} - це вектор відліків імпульсної характеристики каналу з пам'яттю, відповідного шляху поширення сигналу.

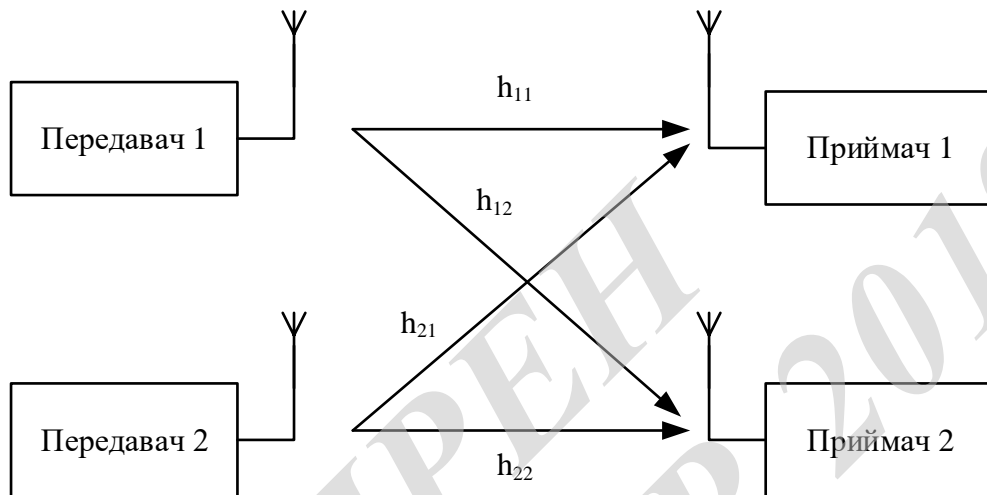


Рисунок 3.4 - Система MIMO з конфігурацією 2x2

Як зазначалося вище для систем SISO, при досить великому K «прийом «В цілому» може виявитися нереалізованим через очевидних складнощів обчислювального характеру. Це твердження також справедливо і для MIMO-систем, тому в даній ситуації можна запропонувати використання субоптимального алгоритму «прийом» в цілому »з поелементним прийняттям рішення »(ПЦППР) [45,64,66].

Використовуючи алгоритм ПЦППР в системах MIMO, будемо припускати, що імпульсні характеристики h_{ij} шляхів поширення сигналу відомі і не змінюються в часі.

Слід зазначити, що аналіз завадостійкості алгоритму ПЦППР в системі MIMO можна провести щодо просто методом побудови кордонів для ймовірності помилки, як це зроблено в роботі [56] для системи SISO.

Як було відзначено в [70], алгоритм ПЦППР для систем MIMO зводиться до такими принципами:

1. Одночасно виносяться рішення про декілька інформаційних символах s_1, \dots, s_n . Їх число відповідає числу передавальних антен N_{tr} .

2. Компенсація післядії від попередніх елементів здійснюється на основі ВСР, за коштами віднімання сигналів післядії від символів, за якими вже прийнято рішення (воно вважається точно встановленим).

3. На інтервалі аналізу розглядається m ($N_{tr} * L$) гіпотез, безліч яких розбивається на m частин, по числу гіпотез щодо кожного s_i з s_1, \dots, s_n .

4. Спочатку за критерієм максимальної правдоподібності виносяться рішення на користь однієї з m ($N_{tr} * L$) гіпотез, а потім з максимально правдоподібною комбінації отриманих оцінок утримується тільки N_{tr} перших елемента s_i .

5. На кожній ітерації інтервал аналізу зсувається на N_{tr} символи.

3.5 Висновки до розділу 3

У цьому розділі були розглянуті методи нелінійного вирівнювання, ґрунтуються на правилі максимально-правдоподібного (МП) детектування послідовностей, що є оптимальним з точки зору ймовірності помилки.

Описано оптимальний «прийом» в цілому в каналах з пам'яттю і сукупною гаусівською адитивною перешкодою. У просторово-часовому каналі з пам'яттю оптимальне Байєсова правило відмінності рівно можливих гіпотез призводить до процедури «прийому» в цілому в переданої послідовності дискретних символів. Оптимальний алгоритм відмінності при цьому зводиться до обчислення функціоналу відношення правдоподібності.

Практична реалізація прийому «в цілому» стає неможливою при $K \ll 0$, тому був продемонстрований ряд алгоритмів, що допускають побудову послідовних наближень реалізації процедури прийому «в цілому». Для систем SISO були описані алгоритм Вітербо, максимального правдоподібності (MLSE) і алгоритм ПЦППР, два останніх алгоритму також були показані і для систем типу MIMO. Для роботи алгоритму Вітербо необхідно $2mL$ осередків пам'яті.

Суть алгоритму максимальної правдоподібності для систем MIMO і SISO складається в обчисленні мінімального евклидова відстані між вектором прийнятих сигналів і всіх можливих переданих векторів сигналу в каналі зв'язку.

Так само було показано, що узгоджений фільтр, який зазвичай оптимальний при детектуванні сигналів в каналі з адитивним білим гаусовим

шумом AWGN, також оптимальний і при детектуванні сигналів з міжсимвольні перешкодами ISI при використанні алгоритму MLSE.

Для систем типу MIMO обчислювальна складність алгоритму ML буде рости по експоненті зі збільшенням кількості антен. Даний висновок впливає віднести і для алгоритму ПЦППР в разі множинного кількості антен на приймальної і передавальної стороні.

Суть алгоритму ПЦППР для SISO систем полягає в тому, що прийом «в цілому» здійснюється на інтервалі пам'яті каналу, але рішення виносяться тільки про перший символ аналізованого інтервалу. При зсуві інтервалу обробки на один такт вправо по осі часу післядія від символу, за яким прийнято рішення на попередньому інтервалі, віднімається з прийнятого сигналу на поточному інтервалі обробки за допомогою «зворотного зв'язку за рішенням» (VCP). «Реальна» VCP (тобто з можливими помилками в ухваленні рішення) практично не змінює характеристик завадостійкості алгоритму ПЦППР з «ідеальною» VCP, коли рішення про символах попереднього інтервалу обробки завжди приймається правильно.

Загальний висновок, який варто зробити з аналізу обчислювальної складності розглянутих алгоритмів, полягає в тому, що перевагу слід віддати алгоритму ПЦППР. Так, наприклад, для систем MIMO обчислювальна складність алгоритму ML становить $L N_{tr} m (2^1)$, а алгоритму ПЦППР $L N_{tr} m$.

4 ІМІТАЦІЙНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

Дослідження завадостійкості і ефективності алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології МІМО в каналах зв'язку була перевірена на ЕОМ, ґрунтуючись на методі статистичних випробувань, при якому моделювалися реалізації відліків інформаційного сигналу для чотирьох видів алгоритмів обробки сигналів: відомості до нуля (ZF); найменших квадратів (MMSE); максимальної правдоподібності (ML); прийому «в цілому» з поелементним рішенням (ПЦППР).

Моделювання даних алгоритмів проводилося для системи МІМО з конфігурацією 2×2 , як в каналі з пам'яттю, так і в каналі без пам'яті, але з релеївськими завмираннями. При цьому сигнал в приймачі модулювався різними способами: двійковій фазовій маніпуляцією (BPSK); квадратурного-амплітудної маніпуляцією (QAM-16); мультиплексуванням з ортогональним частотним розділенням каналів (OFDM).

В кінці, наводиться аналіз завадостійкості розробленого алгоритму ПЦППР для систем МІМО і схеми V-BLAST. Моделювання проводилося з використанням математичного пакета MATLAB.

4.1 Імітаційна модель системи МІМО

Програмне забезпечення для моделювання роботи алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології МІМО в каналах зв'язку було реалізовано в MATLAB. Для реалізації була вибрана конфігурація МІМО системи з двома передавальними і приймальними антенами, при цьому комп'ютерне моделювання проводилося як для каналу з пам'яттю, так і без пам'яті. Будемо розглядати передачу пакета з парного числа K m -ічних символів. Загальна структурна схема для всіх експериментів, описаних далі, наведена на рисунку 4.1. Дана схема подібна до схеми, описаної в [71].

Спочатку генерується випадкова послідовність, що складається з 0 і 1 ($a_1, a_2, a_3, a_4 \dots a_i, i \in \{1, 2, 3 \dots K\}$). Потім цей потік даних надходить в модулятор, де в залежності від обраного виду маніпуляції відбувається процес зміни параметрів сигналу. Дільник розділяє загальний потік відліків сигналу на два підпотоків. Дана операція залежить від числа передавальних антен.

оскільки була обрана конфігурація 2x2, то утворюється вектор парних s_1 і непарних s_2 сигналів.

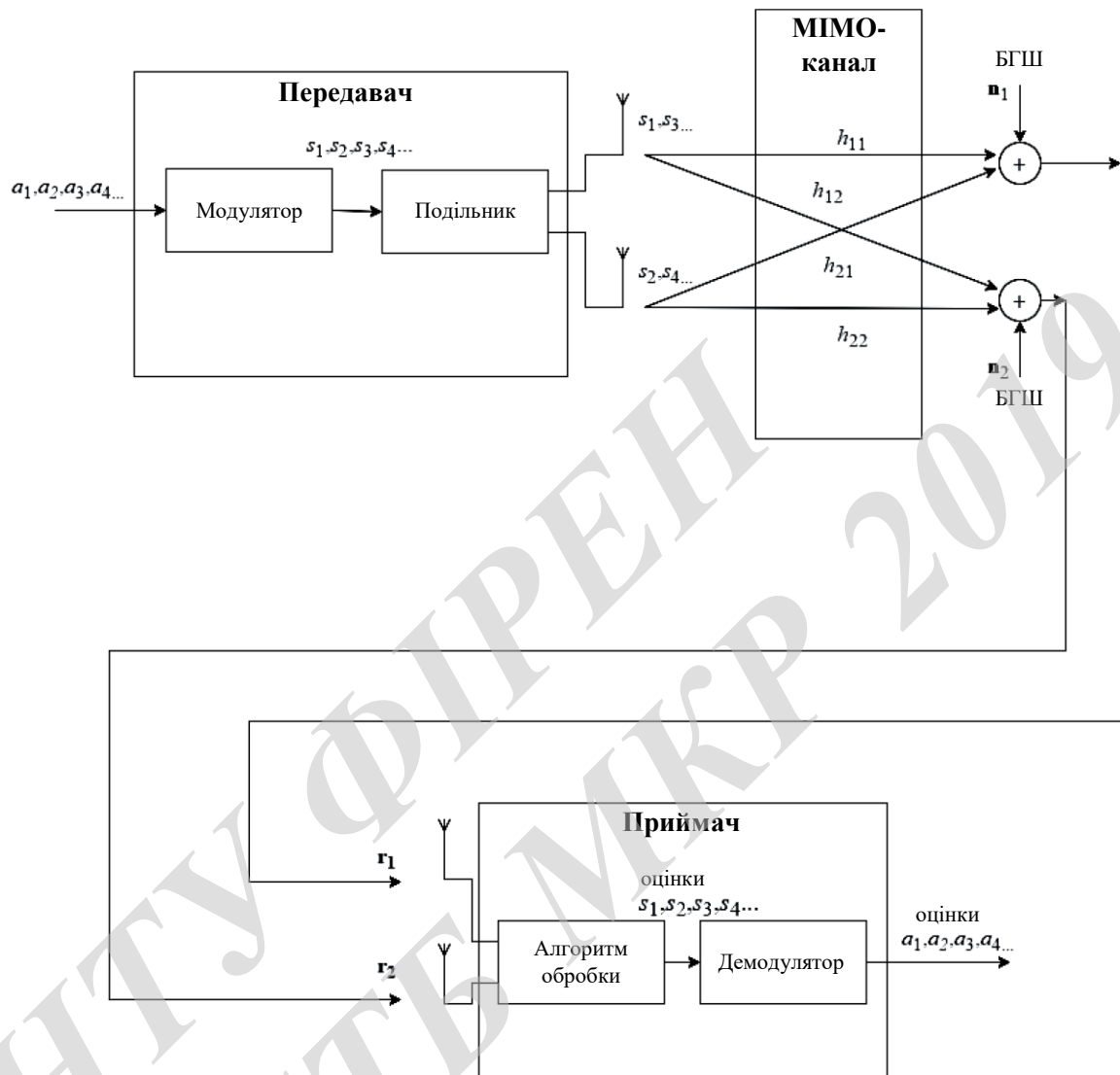


Рисунок 4.1 - Загальна структурна схема системи МІМО 2x2

Підпотоки даних перемішуються в каналі МІМО. Потім до кожного з підпотоків сигналів додається незалежна реалізація адитивного білого гауссовського шуму (n_1, n_2). Після цього сигнал надходить в приймач, де відбувається процес обробки сигналу і демодуляції. У підсумку, виходять оцінки переданого сигналу, які повинні бути дуже схожі на вихідні дані $a_1, a_2, a_3, a_4 \dots a_i, i = 1, 2, 3 \dots K$.

Для порівняння ефективності роботи алгоритмів обробки прийнятого сигналу потрібна деяка вимірювана величина, яка може бути використана

для оцінки. Величиною, що визначає стійкість, є бітовий коефіцієнт помилок (bit-error-rate, BER). він дорівнює співвідношенню кількості помилково прийнятих біт (символів) до загальної кількості біт, тобто:

$$BER = \frac{\sum_{i=1}^K (a_i - \hat{a}_i)}{K}, \quad (4.1)$$

де a_i - це i -ий передається біт (0 або 1), а \hat{a}_i оцінка a_i біта в приймачу. K - це загальна довжина послідовності біт.

Оскільки відносини сигнал / шум (ЗСШ) E_b / N_0 - це безрозмірна величина, яка є стандартною якісною мірою продуктивності систем зв'язку, необхідне значення E_b / N_0 можна розглядати як метрику порівняння якості.

Отже, чим менше необхідне значення E_b / N_0 , тим ефективніше процес детектування при даній ймовірності помилки. В результаті моделювання по кожному експерименту будується графік залежності ймовірності появи помилкового біта (BER) від відносини сигнал / шум E_b / N_0 .

Програмне забезпечення було реалізовано в системі Matlab, що дозволяє за допомогою модульної архітектури легко вибирати і поєднувати різні блоки і вбудовані функції, а також створювати власні.

Моделювання даної системи ММО відбувалося наступним чином:

1. Створюється випадкова двійкова послідовність.
2. Два символи групуються в пару, яка передається в один відлік часу.
3. Сигнал множиться на каналну матрицю.
4. Додається БГШ.
5. Процес обробки прийнятого сигналу відповідним алгоритмом.
6. Процес демодуляції.
7. Підрахунок бітових помилок (BER).

Дані дії повторюються для кількох значень ЗСШ.

4.2 Моделювання роботи алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології МІМО в каналах зв'язку без пам'яті

Як зазначалося вище, моделювання здійснювалося для системи МІМО з двома передавальними і двома приймальними антенами, тобто для системи з конфігурацією 2×2 (рисунок 4.2).

На рисунку 4.2 проілюстровані різні шляхи поширення сигналу h_{nm} . Дані коефіцієнти утворюють каналну матрицю \mathbf{H} :

$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} h_{11} & h_{21} \\ h_{12} & h_{22} \end{pmatrix}$$

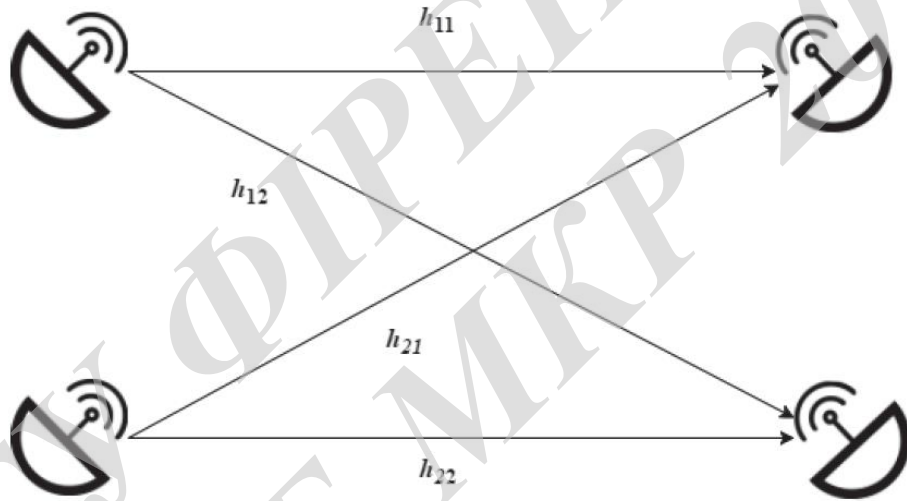


Рисунок 4.2 - МІМО система, з конфігурацією 2×2

Для моделювання слід зробити кілька припущень:

1. Розглядається модель каналу без пам'яті, тобто сигнал не розсіюється в часі, і операція згортки в рівнянні сигналу відсутня. А вплив амплітудних завмирань (flat fading) моделюється за допомогою простого множення.
2. Про з'єднання для кожної передавальної антени не залежить від каналу іншої передавальної антени.
3. На шляху від передавальної антени до приймальні антени, кожен переданий символ множиться на змінюється випадковим чином комплексне число h_{nm} .

4. Канали між кожної передавальної і приймальні антенами є незалежними і випадково змінюються в часі.

5. Для кожної прийомної антени вектори шуму незалежні, і мають гаусову функцію щільності ймовірності

6. Канал h_{nm} відомий на приймальній стороні.

При аналізі завадостійкості радіоканалів з багатокільні поширенням сигналу часто використовують релеївську модель. Дана модель на відміну від простої гауссовської моделі каналу зв'язку містить як адитивну, так і мультиплікативну перешкоду. Матеріальна і уявна компоненти мультиплікативної перешкоди h_{nm} є незалежними нормально розподіленими випадковими величинами з нульовим математичним очікуванням і дисперсією. Функція щільності ймовірності величини h_{nm} має вигляд [19,2]:

$$p(h_{nm}) = \frac{h_{nm}}{\sigma^2} e^{-\frac{h_{nm}^2}{2\sigma^2}}, \quad (4.2)$$

а модуль h_{nm} має розподіл Релея.

В цьому випадку, всі отримані компоненти символу надходять протягом часу передачі символу. Погіршення характеристик відбувається, оскільки компоненти вектора сигналу можуть деструктивно підсумовуватися, що призводить до значного зменшення відношення сигнал / шум (ВСП).

Для поліпшення характеристик завадостійкості використовують алгоритми фільтрації сигналів в каналах зв'язку. У даній роботі для систем MIMO в релеївському каналі було обрано такі алгоритми: відомості до нуля (ZF); найменших квадратів (MMSE); максимальної правдоподібності (ML).

Дані алгоритми описані у другій і третій главі. Для модельованої системи MIMO 2x2, в перший часовий відлік сигнал, що приймається на першій приймальній антені буде виглядати наступним чином:

$$r_1 = h_{11}s_1 + h_{21}s_2 + n_1 = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{21} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + n_1, \quad (4.3)$$

а сигнал, що приймається на другій приймальній антені:

$$r_2 = h_{12}s_1 + h_{22}s_2 + n_2 = [h_{12} \ h_{22}] \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} + n_2, \quad (4.4)$$

де r_1 і r_2 - прийняті символи першої і другої антенами, відповідно; h_{nm} - це ІХ каналу між n -ою передавальною і m -ою приймальною антенами; s_1 і s_2 є переданими символами; n_1 і n_2 - відліки вектора білого гауссовського шуму (БГШ) для першої і другої прийомної антени.

Даний алгоритм моделювався для випадку двійкової фазової маніпуляції (Binary Phase-Shift Keying, BPSK). Цей вид модуляції є найбільш простим, оскільки зсув фази несучого коливання може бути або 0, або π . Тому все передані сигнали можуть приймати значення, або +1, або -1, і їх оцінки також приймають лише ці значення. Отже, опорний сигнал s_{op} може бути тільки +1 або -1. Таким чином, алгоритм ML, для системи MIMO з конфігурацією 2x2, знаходить мінімальне значення серед чотирьох можливих комбінацій.

Як було відмічено вище, ймовірність бітової помилки (BER), визначається, як відношення середнього числа неправильно прийнятих біт до загального числа переданих біт.

В [2], при використанні маніпуляції BPSK в гауссовський каналі теоретичне значення ймовірність бітової помилки залежить від відносини сигнал / шум на біт E_b / N_0 наступним чином:

$$P_{BG} = Q \left[\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \right] \quad (4.11)$$

а з релієвськими завмираннями:

$$P_{BRL} = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{\frac{E_b / N_0}{E_b / N_0 + 1}} \right), \quad (4.12)$$

де $Q(x)$ називається гаусовим інтегралом помилок, ця функція визначається [2]:

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} e^{-\frac{u^2}{2}} du, \quad (4.13)$$

Для прямокутного безлічі, гауссова каналу і прийому за допомогою узгоджених фільтрів, ймовірність бітової помилки при модуляції КАМ-М, [72]:

$$P_{BG} \approx \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} Q \left[\sqrt{\left(\frac{3(\log_2 L)}{L^2 - 1} \right) \frac{2E_b}{N_0}} \right], \quad (4.14)$$

Для отримання ймовірності помилки, коли h випадкова величина, необхідно усереднити P_{BG} по b з функцією щільності ймовірності $p(\gamma_b)$, тобто необхідно обчислити інтеграл виду [2]:

$$P_{BRL} = \int_0^{\infty} P_{BG}(\gamma_b) p(\gamma_b) d\gamma_b. \quad (4.15)$$

Оскільки h розподілено по Релею, h^2 має хі-квадрат розподіл з двома ступенями свободи. Отже, γ_b також розподілено згідно із законом хі-квадрат. Легко показати, що

$$p(\gamma_b) = \frac{1}{\gamma_b} e^{-\frac{\gamma_b}{\gamma_b}}, \gamma_b \geq 0. \quad (4.16)$$

γ_b - середнє значення ЗСШ. Тепер можна підставити (4.16) в (4.15) і виконати інтегрування. Результат інтегрування для КАМ-16:

$$P_{BRL} = \frac{3}{8} \left(1 - \sqrt{\frac{0,4\gamma_b}{1+0,4\gamma_b}} \right), \quad (4.17)$$

для КАМ-64:

$$P_{BRL} = \frac{7}{24} \left(1 - \sqrt{\frac{\gamma_b}{7+\gamma_b}} \right). \quad (4.18)$$

4.3 Результати моделювання

На рисунку 4.3 наведені графіки залежності бітового коефіцієнта помилок від ЗСШ для системи MIMO 2x2 в релеєвському каналі, при використанні маніпуляції BPSK. При цьому моделювання здійснювалося для алгоритмів вирівнювання: відомості до нуля (ZF); найменших квадратів (MMSE); максимальної правдоподібності (ML).

Також на даному графіку наводиться крива теоретичного значення ймовірності помилки для двійкової фазової модуляції в релеєвському каналі. Моделювання роботи всіх алгоритмів здійснювалося на одній і тій же вибірці переданих відліків, що становить 10^6 .

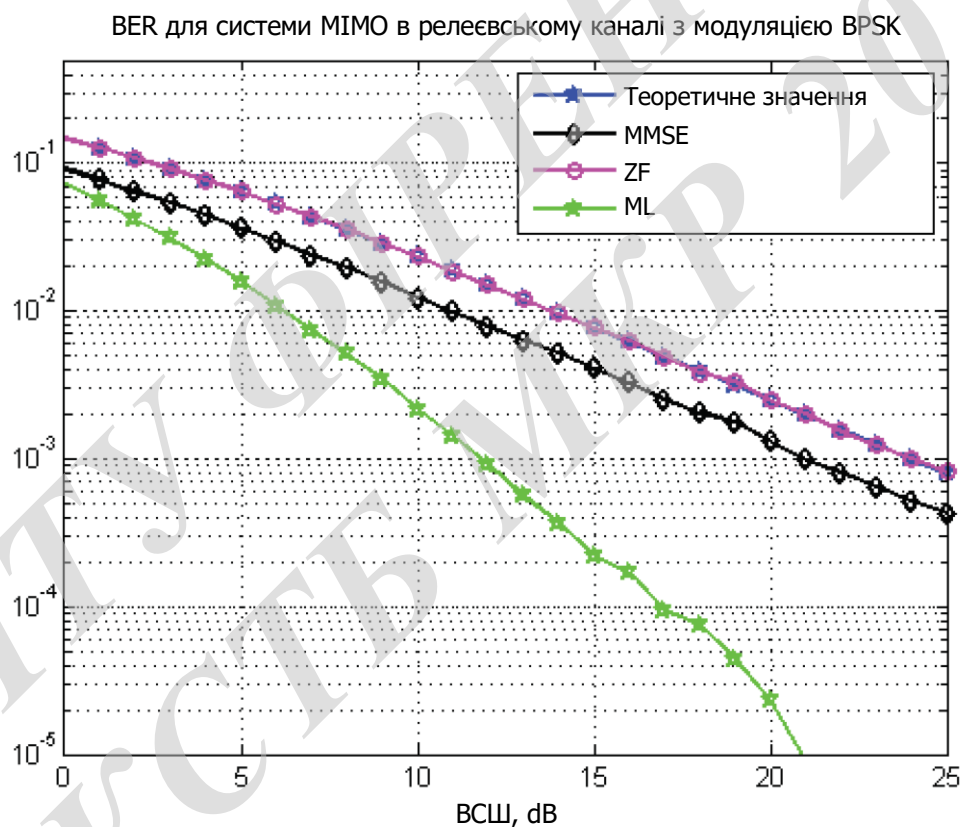


Рисунок 4.3 - BER MIMO-системи в релеєвському каналі з двійковою фазовою маніпуляцією для алгоритмів ML, MMSE, ZF

З графіків видно, що найбільшою завадостійкістю володіє алгоритм ML. Так для ймовірності помилки 10^{-3} енергетичний вигравш алгоритму ML над ZF становить 12 дБ, а над MMSE 9 дБ. Також варто відзначити, що теоретичне значення BER для системи 1x1 з двійкової фазової маніпуляцією

в релєївському каналі збігається з BER для алгоритму обробки ZF в системі MIMO 2x2.

На рисунку 4.4 наведені графіки залежності бітового коефіцієнта помилок від ЗСШ для системи MIMO 2x2 в релєївському каналі, при використанні маніпуляції QAM-16. При цьому моделювання здійснювалося тільки для алгоритмів прийому: відомості до нуля (ZF); найменших квадратів (MMSE).

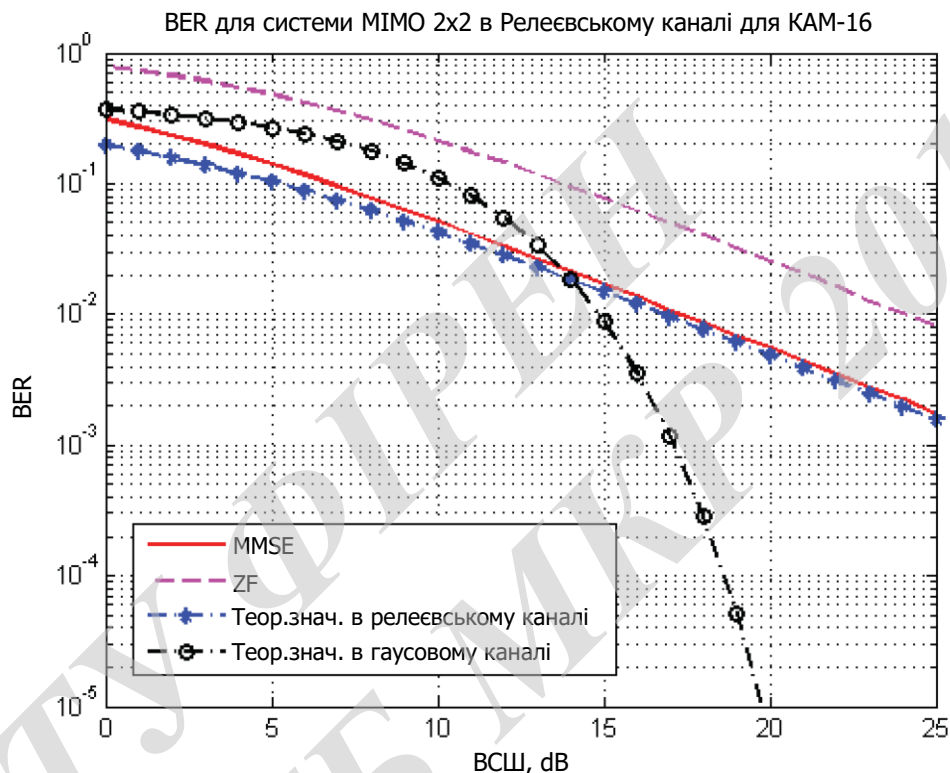


Рисунок 4.4 - BER MIMO-системи в релєївському каналі з QAM-16 для алгоритмів MMSE, ZF і теоретичне значення BER в релєївському і гаусівському каналах

Дане обмеження пов'язане з тим, що обчислювальна складність алгоритму ML складе для QAM-16 $22 * 4 = 256$ переборовши. Також на даному графіку наводиться крива теоретичного значення ймовірності помилки для квадратурної-амплітудної маніпуляції в релєївському і гаусівському каналі.

Моделювання роботи всіх алгоритмів здійснювалося на одній і тій же вибірці переданих відліків, що становить 10^6 .

З результатів моделювання випливає, що алгоритм еквалайзера MMSE забезпечує менше значення ймовірності помилки, ніж ZF. Наприклад, для ймовірності помилки 10^{-2} при QAM-16 енергетичний виграш MMSE алгоритму перед ZF становить приблизно 7 дБ.

Загальний висновок, який варто зробити з результатів моделювання алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах без пам'яті, що найбільшою завадостійкістю володіє алгоритм ML, проте його обчислювальна складність зростає з ростом підстави маніпуляції. Тому його використовують в якості визначення оптимального значення, і аналізу роботи інших алгоритмів. Серед лінійних алгоритмів обробки сигналів найбільшою завадостійкістю володіє алгоритм MMSE, оскільки враховує ЗСШ. Також варто відзначити, що теоретичне значення BER для системи 1x1 з BPSK в релієвському каналі збігається з BER для алгоритму обробки ZF в системі MIMO 2x2.

4.4 Моделювання MIMO-каналу з пам'яттю

Тепер розглянемо модель системи MIMO 2x2 в каналі з пам'яттю [42,64,73], коли імпульсний відгук каналу розтягується на кілька інтервалів передачі символів.

Для системи MIMO, всі компоненти багатопроменевого поширення від n -ої передавальної антени до m -ої прийомної антени описуються за допомогою імпульсної характеристики (ІХ) h_{nm} (1). Для ясності розглянемо випадок, коли пам'ять каналу становить $L = 3$. Таким чином, для кожного шляху поширення, зображеного на рисунку 4.2, імпульсна характеристика має такий вигляд:

$$\mathbf{h}_{11} = [h_{11}(1), h_{11}(2), h_{11}(3)],$$

$$\mathbf{h}_{12} = [h_{12}(1), h_{12}(2), h_{12}(3)],$$

$$\mathbf{h}_{21} = [h_{21}(1), h_{21}(2), h_{21}(3)],$$

$$\mathbf{h}_{22} = [h_{22}(1), h_{22}(2), h_{22}(3)].$$

При моделюванні MIMO-каналу з пам'яттю виконувалося при наступних умовах:

1. Канали зв'язку між кожної передавальної і приймальної антенами незалежні.
2. Параметри використовуваного каналу на інтервалі обробки пакета постійні.
3. Довжини всіх їх підканалів збігаються.
4. Для кожної прийомної антени вектори шуму незалежні, і мають гаусову функцію щільності ймовірності:
5. Їх каналу відома на приймальній стороні.

На рисунках 4.5 і 4.6 зображені криві залежності бітового коефіцієнта помилок від ЗСШ системи MIMO 2x2 в каналі з пам'яттю при різних значеннях L для двох алгоритмів обробки сигналу: відомості до нуля (ZF); найменших квадратів (MMSE).

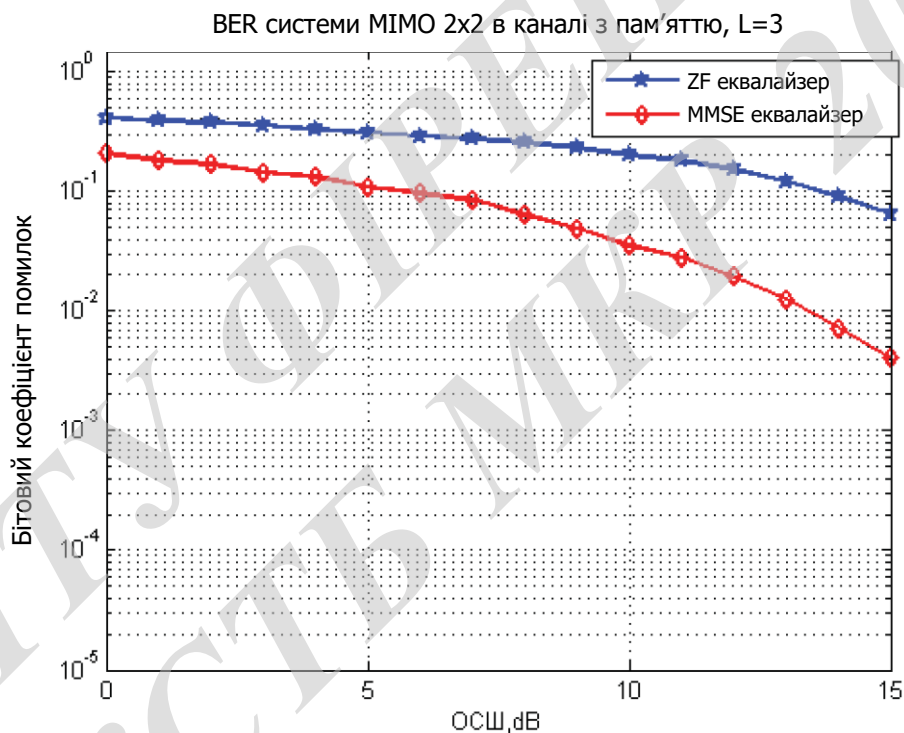


Рисунок 4.5 - BER системи MIMO 2x2 в каналі з пам'яттю при довжині пам'яті каналу $L = 3$ для алгоритмів ZF і MMSE

Всього обробці було піддано 10^6 символів блоками по 1000 символів. При цьому використовувалася двійкова фазова маніпуляція. Моделювання здійснювалося для випадку, коли пам'ять каналу $L = 3$:

$$\mathbf{h}_{11} = [0.2, 0.9, 0.3],$$

$$\mathbf{h}_{12} = [-0.3, 0.5, 0.1],$$

$$\mathbf{h}_{21} = [0.3, 0.6, -0.1],$$

$$\mathbf{h}_{22} = [-0.2, 0.8, 0.2];$$

і пам'ять каналу $L = 5$:

$$\mathbf{h}_{11} = [0.2, 0.9, -0.3, 0.5, 0.1],$$

$$\mathbf{h}_{12} = [-0.1, 0.5, -0.4, 0.2, -0.2],$$

$$\mathbf{h}_{21} = [0.1, 0.6, -0.2, 0.3, -0.1],$$

$$\mathbf{h}_{22} = [0.2, 0.8, -0.4, 0.4, -0.1].$$

З результатів моделювання випливає, що алгоритм еквалайзера MMSE забезпечує менше значення ймовірності помилки, ніж ZF. Наприклад, для ймовірності помилки 10^{-1} енергетичний виграш складе приблизно 8 дБ, при довжині пам'яті каналу $L = 3$. При збільшенні пам'яті каналу ($L = 5$) бітовий коефіцієнт помилок з ростом ЗСШ повільніше наближається до нуля, а криві BER ZF і MMSE еквалайзерів мало відрізняються.

Також з графіків видно, що обидва алгоритму ZF і MMSE володіють не дуже високими властивостями завадостійкості. Дана обставина пов'язана з тим, що в обраних для моделювання умов їх підканалів сильно корельовані. Сигнали на прийомних антенах дуже схожі, що ускладнює процес фільтрації сигналів. Дана обставина буде враховано при виборі їх каналу. Всі подальші моделюються експерименти проводилися в умовах низької кореляції.

На рисунку 4.7 представлений графік BER сигналу з двійковою фазовою маніпуляцією в залежності від ЗСШ відповідно для алгоритмів ZF, MMSE, ML і ПЦППР, при довжині каналної пам'яті $L = 6$:

$$\mathbf{h}_{11} = [-0.9, 0.7, -0.2, 0.3, -0.1, 0.2],$$

$$\mathbf{h}_{12} = [-0.3, 0.5, 0.8, 0.4, 0.1, -0.2],$$

$$\mathbf{h}_{21} = [0.6, -0.3, 0.2, 0.5, 0.2, -0.1],$$

$$\mathbf{h}_{22} = [0.8, -0.6, 0.3, -0.2, 0.2, 0.1].$$

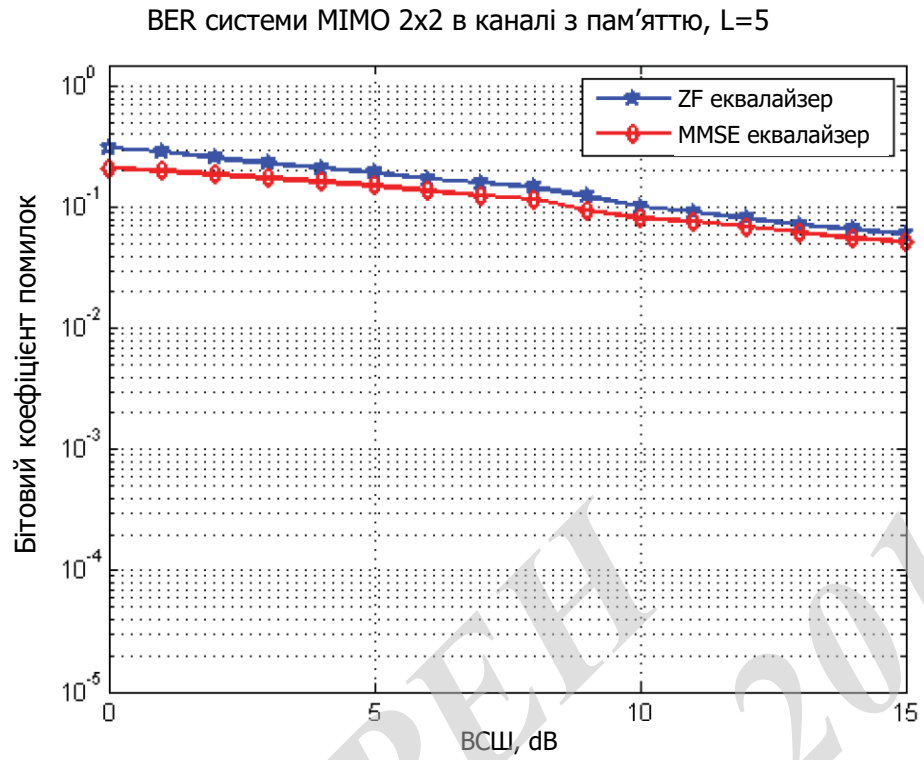


Рисунок 4.6 - BER системи MIMO 2x2 в каналі з пам'яттю при довжині пам'яті каналу $L = 5$ для алгоритмів ZF і MMSE

BER системи MIMO 2x2 в каналі з MCI, L=6

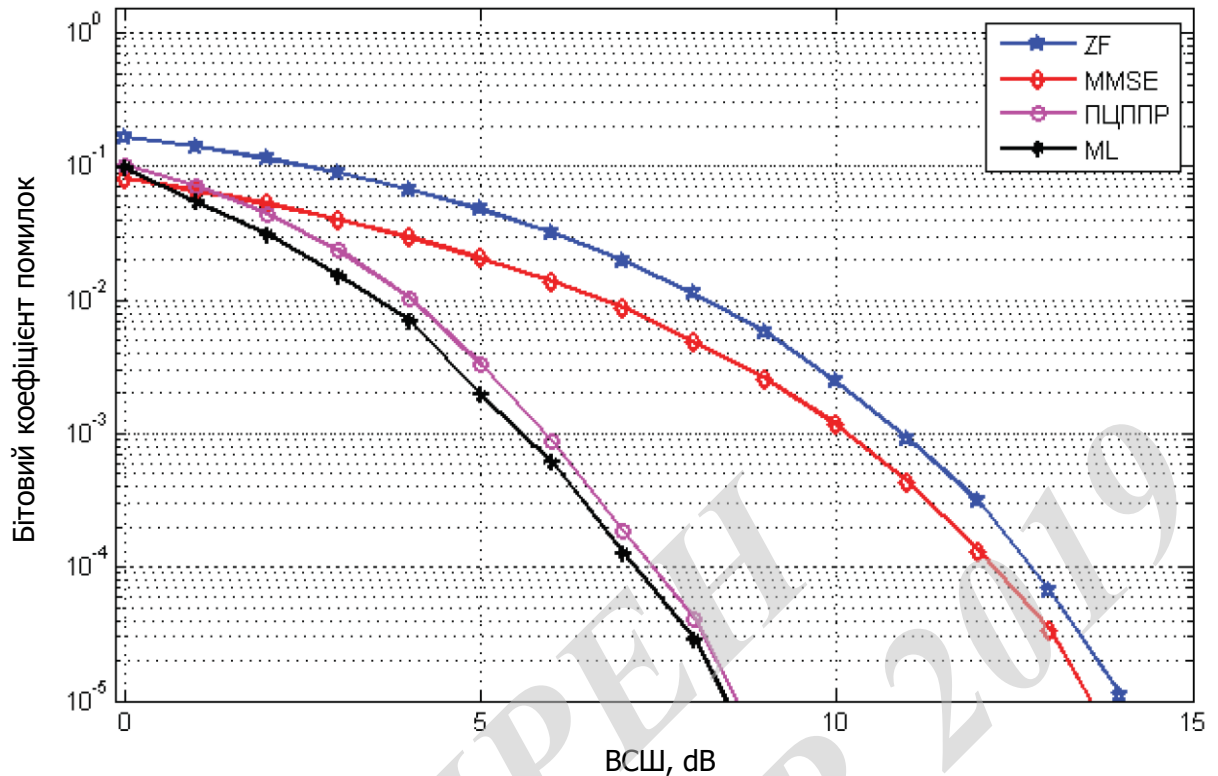


Рисунок 4.7 - BER системи MIMO 2x2 в каналі з пам'яттю при довжині пам'яті каналу $L = 6$ для алгоритмів ZF, MMSE, ML і ПЦППР

З результатів моделювання випливає, що найкращими властивостями завадостійкості володіє алгоритм ML. Однак алгоритм ПЦППР забезпечує значно більше значення ймовірності помилки, ніж ML над алгоритмами ZF і MMSE. Наприклад, для ймовірності помилки 10^{-4} енергетичний виграш алгоритму ПЦППР над MMSE складе приблизно 4 дБ, над ZF відповідно 5 дБ; а енергетичний виграш алгоритму ML над ПЦППР 0,5 дБ.

При цьому алгоритм максимального правдоподібності володіє обчислювальною складністю істотно вище, ніж ПЦППР. Так для $L = 6$ і модуляції BPSK вона складе в разі алгоритму ML 222 - 4194304, а для ПЦППР 212 - 4096.

Також варто відзначити, що лінійні алгоритми ZF і MMSE в модельованих умовах показали значення завадостійкості набагато вище, ніж на рисунку 4.5 і 4.6, навіть при зростанні пам'яті каналу. Це пов'язано з низькою корельованістю підканалов системи MIMO.

На рисунках 4.8 і 4.9 показані графіки завадостійкості систем MIMO при використанні модуляції OFDM.

Для системи MIMO-OFDM була змодельована робота трьох алгоритмів ZF, MMSE і ПЦППР при використанні QAM-16 для каналу з постійними параметрами при пам'яті каналу $L = 3$.

В [74] було показано, що матриця H при побудові еквалайзера для модуляції QAM-16 визначалася значенням $K = 8$. На обох малюнках криві MIMO-ПЦППР характеризують послідовне застосування алгоритму MMSE на інтервалі аналізу, що містить L відліків вхідного сигналу, з використанням процедури компенсації післядії від оціненого відліку на основі застосування «зворотного зв'язку по оцінці» [75]. Даний алгоритм має меншу обчислювальну складність за рахунок використання на кожному інтервалі аналізу матриці H істотно меншого розміру.

На рисунку 4.9 наведені графіки залежності BER від ЗСШ для випадку, коли імпульсні характеристики каналу, залишаючись постійними, оцінювалися в місці прийому з похибкою в 10%.

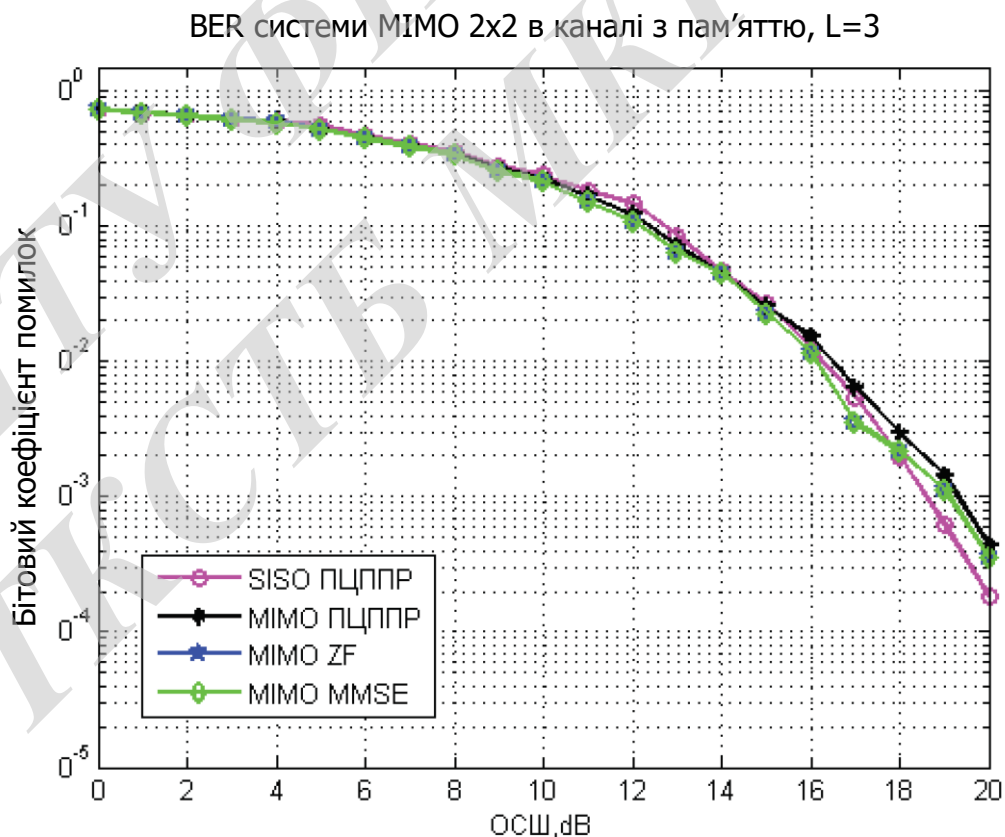


Рисунок 4.8 - BER системи MIMO-OFDM 2x2 в каналі з пам'яттю $L = 3$

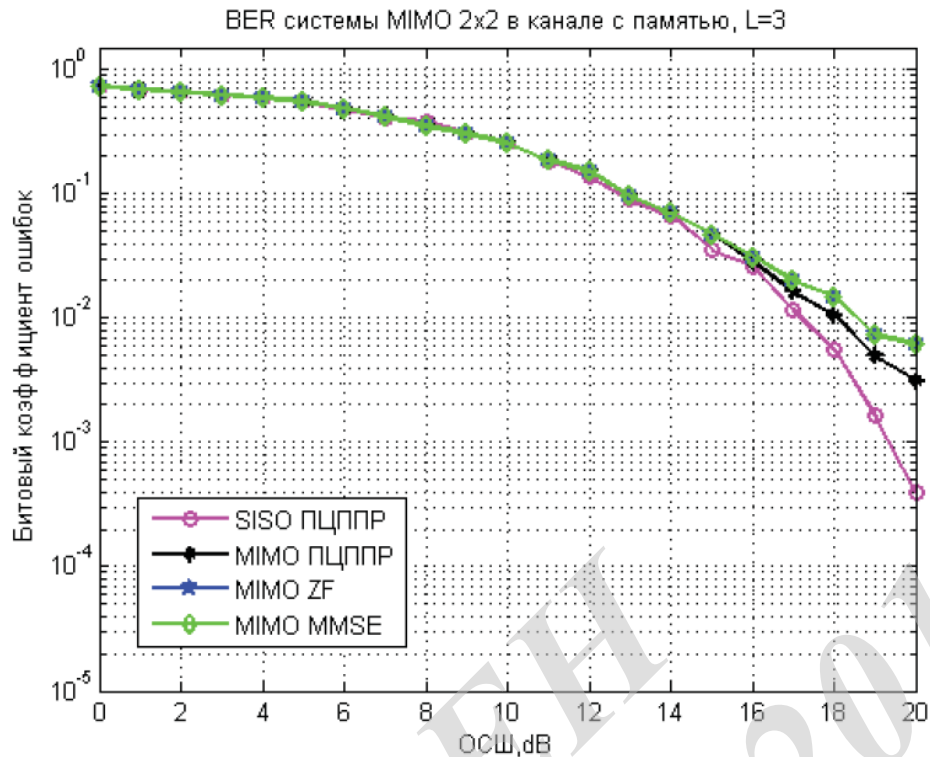


Рисунок 4.9 - BER системи MIMO-OFDM 2x2 в каналі з пам'яттю $L = 3$, при обліку похибки оцінювання характеристик каналу

Як видно з графіків, в обох випадках найкраща стійкість досягається в разі SISO-OFDM, при використанні алгоритму ПЦППР. Також варто відзначити, що характеристики для алгоритмів ZF і MMSE практично збігаються. І в разі, коли оцінка каналу відбувається ідеально, лінійні алгоритми показують себе краще, ніж алгоритм ПЦППР (рисунок 4.8).

Якщо ж умови прийому не ідеальні, і імпульсні характеристики каналу в місці прийому оцінені з похибкою, то алгоритм ПЦППР має найкращу характеристикою завадостійкості. Так енергетичний виграв алгоритму ПЦППР над алгоритмами MMSE і ZF несуттєвий, і для ймовірності помилки 6×10^{-3} становить 1 дБ. Однак найбільшою обчислювально складною операцією в алгоритмах MMSE і ZF є звернення ермітової матриці. Так при обробці тільки одного OFDM символу тривалістю кілька мілісекунд, має бути обчислено кілька сотень разів, відповідно до числа тих, що піднесуть використовуваних в OFDM системі. Якщо обчислювальна складність процедури псевдообернення матриці $G(l)$ в (4.18) пропорційна $O(3 N_{tr} M_r) \geq O(4 N_{tr})$ арифметичних операцій [35], тоді обчислювальна складність псевдообернення каналної матриці H , що складається з $G(l)$, ще вище. Тому алгоритм ПЦППР має меншу обчислювальною складністю в порівнянні з

лінійними алгоритмами в каналі з пам'яттю. V-BLAST [33,35,65,76] був першим алгоритмом, реально використовуваним в системах MIMO, представляє інтерес співвіднести можливості і характеристики цього алгоритму з можливостями алгоритмів, здатних працювати з системами MIMO в каналах з пам'яттю. Найкращими властивостями завадостійкості мають алгоритми ML і ПЦППР в каналі з пам'яттю, було прийнято рішення порівнювати саме їх з V-BLAST. Алгоритм V-BLAST використовується для каналу без розсіювання енергії. Як було доведено в [57] алгоритм ПЦППР для систем SISO в каналі без пам'яті є оптимальним приймачем Котельникова. Його крива завадостійкості буде збігатися з графіком BER алгоритму ML (рисунок 4.10).

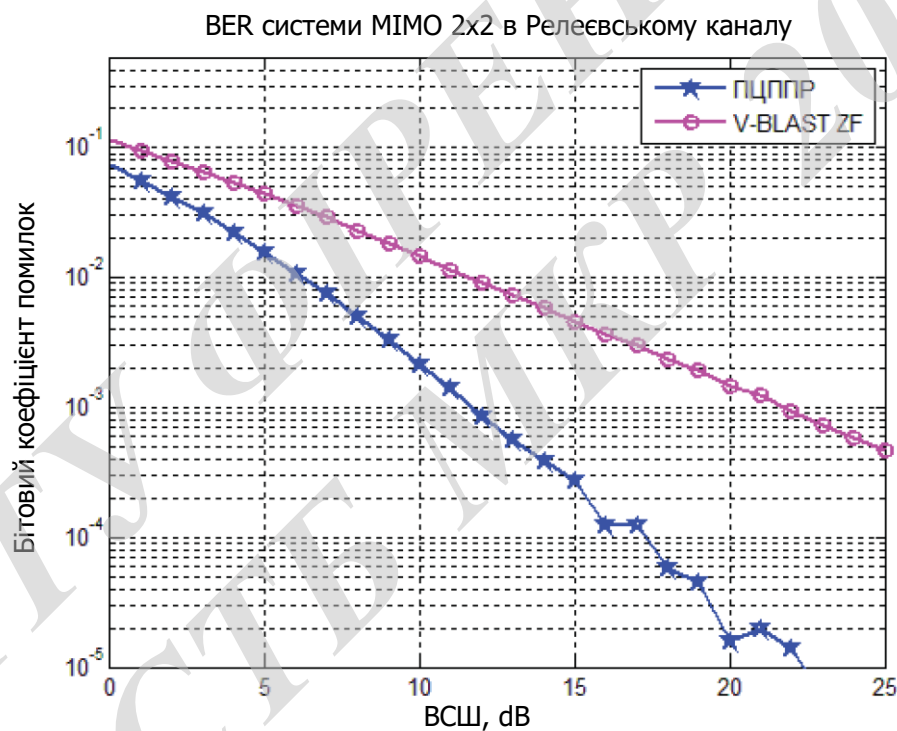


Рисунок 4.10 - BER системи MIMO 2x2 для алгоритмів ПЦППР і алгоритму VBLAST ZF в релеївському каналі

Було проведено порівняльне імітаційне моделювання алгоритмів, використовуваних в системах MIMO при передачі двійкових повідомлень в каналі з загальними релеєвськими замираннями, конфігурація системи MIMO була обрана 2x2, а вид модуляції - BPSK.

З графіка випливає, що в каналі без тимчасового розсіювання енергії переданого сигналу, схема V-BLAST суттєво поступається алгоритму ПЦППР.

Так, для ймовірності помилки рівної 10^{-3} енергетичний вигравш алгоритму ПЦППР над V-BLAST становить понад 10 дБ.

Загальний висновок, який випливає з аналізу результатів моделювання розглянутих алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю, полягає в тому, що перевагу слід віддати алгоритму ПЦППР, так як він володіє не поступаються іншим алгоритмам характеристиками завадостійкості, при меншій обчислювальній складності.

4.5 Висновки до розділу 4

У цьому розділі описані комп'ютерні експерименти: моделювання процесу оцінки завадостійкості алгоритмів ZF, MMSE і ML в каналі без пам'яті для системи MIMO 2x2; моделювання процесу оцінки завадостійкості алгоритмів ZF, MMSE, ML, ПЦППР в каналі з пам'яттю для системи MIMO 2x2.

Для імітаційного моделювання була розроблена система MIMO з двома прийомними і передавальними антенами. Проведено моделювання роботи алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналі з релеївськими амплітудними завмираннями і білим гаусівським шумом при різних видах модуляції.

В результаті, найбільшою завадостійкістю володіє алгоритм ML, проте його обчислювальна складність зростає з ростом підстави маніпуляції. Тому його використовують в якості визначення оптимального значення, і аналізу роботи інших алгоритмів. Серед лінійних алгоритмів обробки сигналів найбільшою завадостійкістю володіє алгоритм MMSE, оскільки враховує ЗСШ. Також варто відзначити, що теоретичне значення BER для системи 1x1 з BPSK в релеєвському каналі збігається з BER для алгоритму обробки ZF в системі MIMO 2x2.

Проведено моделювання роботи алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналі з пам'яттю, при різних видах модуляції і довжині пам'яті каналу.

Так в каналі з пам'яттю при $L = 6$ і двійковій фазовій маніпуляцією для ймовірності помилки 10^{-4} енергетичний вигравш алгоритму ПЦППР над MMSE складе приблизно 4 дБ, над ZF відповідно 5 дБ. Якщо ж умови прийому не ідеальні, і імпульсні характеристики каналу в місці прийому оцінені з похибкою 10%, при використанні OFDM енергетичний вигравш алгоритму ПЦППР над алгоритмами MMSE і ZF невеликий (для ймовірності помилки 6×10^{-3} становить 1 дБ), проте його обчислювальна складність менше, ніж у лінійних алгоритмів. Також в каналі без тимчасового розсіювання енергії переданого сигналу, схема V-BLAST суттєво поступається алгоритму ПЦППР.

Наприклад, для ймовірності помилки рівної 10^{-3} енергетичний вигравш для алгоритму ПЦППР над V-BLAST становить понад 10 дБ. Варто відзначити, що обчислювальна складність алгоритмів MMSE і ZF визначається пошуком зворотної каналної матриці, алгоритму ML складе $m^2 * (2 * L + 1)$, а ПЦППР - $m(2 * L)$, де m - підстава маніпуляції. Звідси слідує що найменшою обчислювальною складністю володіє алгоритм ПЦППР. Наприклад, енергетичний вигравш алгоритму ML над ПЦППР дорівнює 0,5 дБ, в разі $L = 6$ і модуляції BPSK. Алгоритм ML використовують для визначення теоретичного оптимального значення завадостійкості.

Загальний висновок, який випливає з аналізу результатів моделювання розглянутих алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю, полягає в тому, що перевагу слід віддати розробленим алгоритмом ПЦППР. Даний алгоритм володіє не поступаються іншим алгоритмам характеристиками завадостійкості, при меншій обчислювальній складності.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Розрахунок витрат на проведення НДР з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю

В техніко-економічному обґрунтуванні представленому в першому розділі даної магістерської кваліфікаційної роботи було приблизно обґрунтовано доцільність проведення НДР. Тому в даному розділі будуть проведені більш детальні розрахунки витрат на проведення НДР з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю.

Для економічного розрахунку проведення НДР потрібно скласти кошторис витрат, який передбачає розрахунок визначених основних статей витрат.

Основна заробітна плата дослідників та розробників, яка розраховується за формулою [2]:

$$Z_o = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (5.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (дослідника), грн.;

T_p – число робочих днів в місяці, 22 дн;

t – число днів роботи розробника (дослідника).

Проведені розрахунки зводимо до таблиці.

Таблиця – Основна заробітна плата дослідників та розробників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
1. Керівник проекту	10580,00	480,91	46	22121,82
2. Ст. науковий співробітник	9450,00	429,55	27	11597,73
3. Інженер-конструктор телекомунікаційних систем	9310,00	423,18	32	13541,82
4. Фахівець-консультант з аналітично-математичних	9550,00	434,09	6	2604,55

досліджень				
5. Інженер-схемотехнік вищ. кат.	9310,00	423,18	15	6347,73
6. Технік	5250,00	238,64	46	10977,27
Разом				67190,91

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p), що здійснюють підготовку робочих місць та пристроїв необхідних для досліджень, підготовку та формування баз даних тощо, розраховуються на основі норм часу, які необхідні для виконання даної роботи, за формулою [2]:

$$Z_p = \sum_1^n t_i \cdot C_i \cdot K_c, \quad (5.2)$$

де t_i - норма часу (трудомісткість) на виконання конкретної роботи, годин;
 n - число робіт по видах та розрядах;

K_c - коефіцієнт співвідношень, який установлений в даний час Генеральною тарифною угодою між Урядом України і профспілками, $K_c = 1$;

C_i - погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, який виконує відповідну роботу, грн./год.

C_i визначається за формулою [2]:

$$C_i = \frac{M_n \cdot K_i}{T_p \cdot T_{зм}}, \quad (5.3)$$

де, M_n - мінімальна місячна оплата праці, грн., $M_n = 4173,00$ грн.;

K_i - тарифний коефіцієнт робітника відповідного розряду;

T_p - число робочих днів в місяці, $T_p = 22$ дн.;

$T_{зм}$ - тривалість зміни, $T_{зм} = 8$ годин.

Проведені розрахунки внесемо до таблиці.

Таблиця – Витрати на основну заробітну плату працівників

Найменування робіт	Трудоміст- кість, нормо- годин	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн.	Величина оплати, грн.
1. Встановлення допоміжного обладнання	14,00	2	1,1	26,08	365,14
2. Інсталяція програмного забезпечення	12,00	4	1,35	32,01	384,11
3. Встановлення цифрових обчислювальних систем	4,50	5	1,7	40,31	181,38
4. Відлагодження модулів та блоків передачі сигналу	8,00	5	1,7	40,31	322,46
5. Узгодження параметрів цифрових блоків	6,00	5	1,7	40,31	241,84
6. Монтаж системи	5,00	4	1,7	40,31	201,54
7. Тренування системи	7,20	4	1,7	40,31	290,21
Разом					1986,68

Додаткова заробітна плата розробників, дослідників та працівників, які приймали участь в дослідженнях та розробці НДР з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю розраховується як 12 % від основної заробітної плати розробників та працівників:

$$Z_d = Z_o \cdot 12 / 100\% \quad (5.4)$$

$$Z_d = (67190,91 + 1986,68) \cdot 12 / 100 \% = 8301,31 \text{ (грн.)}$$

Нарахування на заробітну плату дослідників та працівників.

Згідно діючого законодавства нарахування на заробітну плату складають 22 % від суми основної та додаткової заробітної плати:

$$H_3 = (3_0 + 3_0) \cdot * 22 / 100\% \quad (5.5)$$

$$H_3 = (67190,91 + 1986,68 + 8301,31) \cdot * 22 / 100\% = 17045,36 \text{ (грн.)}$$

Витрати на матеріали та комплектуючі на даному етапі проведення НДР пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментального програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі офісних витратних матеріалів.

Витрати на матеріали, що були використані при проведенні досліджень, розраховуються по кожному виду матеріалів за формулою [2]:

$$M = \sum_1^n H_i \cdot C_i \cdot K_i, \quad (5.6)$$

де, - H_i - витрати матеріалу i -го найменування, кг;

C_i - вартість матеріалу i -го найменування, грн./кг.;

K_i - коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = 1,1$;

n - кількість видів матеріалів,

Проведені розрахунки зводимо до таблиці.

Таблиця – Витрати на основні матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Одиниця виміру	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір канцелярський офісний (A4)	уп.	103,00	7,0	721,00
Папір для заміток (A5)	уп.	32,00	8,0	256,00
Начиння канцелярське	шт.	140,00	8,0	1120,00
Органайзер офісний	шт.	242,00	8,0	1936,00
Картридж для принтера (SEEK-212)	шт.	1380,00	2,0	2760,00
Диск оптичний (CD-R)	шт.	10,00	4,0	40,00
Диск оптичний (CD-RW)	шт.	10,00	4,0	40,00
FLASH-пам'ять (16 ГБ)	шт.	350,00	2,0	700,00
Всього				7573,00

З врахуванням транспортних витрат вартість матеріалів складе

$$M = 7573,00 * 1,1 = 8330,30 \text{ грн.}$$

Амортизація обладнання для проведення досліджень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню можуть бути розраховані з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_е} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.7)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, приміщень тощо, які використовувались для розробки нового технічного рішення, грн.;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, приміщень під час розробки, місяців;

$T_е$ – строк корисного використання обладнання, приміщень тощо, років.

Проведені розрахунки необхідно звести до таблиці.

Таблиця - Величина амортизаційних відрахувань

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, міс.	Величина амортизаційних відрахувань, грн
Програмно-аналітичний комплекс	20800,00	4	2	866,67
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	22840,00	5	2	761,33
Програмне забезпечення (PC Wizard; CPU-Z Version 1.28; SiSoftware Sandra	10760,00	2	2	896,67

Lite.SR1; PCMark04 Build 1.3.0;)				
Антенa вuzьконаправлена	4x2000,00	4	2	333,33
Модулятор високочастотний	8573,00	4	2	357,21
Еквалайзер EZ1000F	9245,00	4	2	385,21
Фільтр узгоджуючий	6780,00	4	2	282,50
Вхідний радіочастотний каскад (блок А12)	7952,00	5	2	265,07
Передавач сигналу РС3	2460,00	5	2	82,00
Передавач сигналу РС8	2470,00	5	2	82,33
Приймач сигналу СС3	3762,00	5	2	125,40
Приймач сигналу СС8	3940,00	5	2	131,33
Місце оператора спеціалізоване	9200,00	5	2	306,67
Офісна оргтехніка	11400,00	4	2	475,00
Дослідницька лабораторія	171500,00	20	2	1429,17
Всього				6779,88

Витрати на силову електроенергію на проведення досліджень розраховують за формулою [2]:

$$B_e = B \cdot P \cdot \Phi \cdot K_n, \quad (5.8)$$

де, B – вартість 1 кВт-години електроенергії, $B = 2,21$ грн./кВт – година;

P – встановлена потужність обладнання, кВт.;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин. ;

K_n – коефіцієнт використання потужності.

Всі проведені розрахунки зведемо до таблиці

Таблиця – Витрати на електроенергію при проведенні досліджень

Найменування обладнання	Кількість годин роботи обладнання, год.	Встановлена потужність, кВт	Коефіцієнт використання потужності	Величина оплати
Програмно-аналітичний комплекс	360,00	0,72	1	572,83
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних	360,00	0,76	1	604,66
Офісна оргтехніка	90,00	1,2	1	238,68
Місце оператора спеціалізоване	360,00	0,32	1	254,59
Антена вузьконаправлена	205,00	0,06	1	27,18
Модулятор високочастотний	205,00	0,2	1	90,61
Еквалайзер EZ1000F	205,00	0,11	1	49,84
Фільтр узгоджуючий	205,00	0,01	1	4,53
Вхідний радіочастотний каскад (блок А12)	205,00	0,25	1	113,26
Передавач сигналу РС3	205,00	0,32	1	144,98
Передавач сигналу РС8	205,00	0,40	1	181,22
Приймач сигналу СС3	205,00	0,02	1	9,06
Приймач сигналу СС8	205,00	0,04	1	18,12
Всього				2309,56

Інші витрати охоплюють: загальновиробничі витрати, адміністративні витрати, витрати на відрядження, матеріали, окремі непередбачені витрати, зв'язок, витрати на інтернет-послуги тощо.

Інші витрати доцільно приймати як 200...300% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників.

Величина інших витрат складе:

$$I = (67190,91 + 1986,68) * 210\% / 100\% = 145272,94 \text{ (грн.)}$$

Загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи.

Сума всіх попередніх статей витрат дає загальні витрати на проведення науково-дослідної роботи:

$$B = 67190,91 + 1986,68 + 8301,31 + 17045,36 + 8330,30 + 6779,88 + 2309,56 + 145216,94 = 257216,94 \text{ (грн.)}$$

5.2 Визначення коефіцієнта наукової значимості отриманих результатів науково-дослідної роботи

Коефіцієнт наукової значимості результатів проведеної НДР K_{3H} можна підрахувати за формулою:

$$K_{3H} = \frac{\sum_1^3 b_i \cdot d_i}{\sum_1^3 b_{\max} \cdot d_i}, \quad (5.9)$$

де b_i - значимість отриманих результатів: b_1 - ступінь наукової новизни, b_2 - рівень теоретичної обґрунтованості, b_3 - ступінь експериментальної перевірки результатів.

Бальна оцінка отриманих результатів наведена в таблиці .

Максимальне значення отриманих результатів можна прийняти в межах 7...10 балів;

d_i - питома вага кожної характеристики, значення якої наведено в таблиці;

3 – кількість характеристик, за якими була зроблена оцінка результатів науково-дослідної роботи.

Таблиця – Показники для оцінювання наукової значимості результатів виконання НДР

Характеристики	Питома вага характеристик	Бальна оцінка характеристик		
		Ступінь новизни b_1	Рівень теоретичної обґрунтованості b_2	Ступінь експериментальної перевірки результатів b_3
		1	3...5	7...10
b_1	0,500	Часткове удосконалення виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту, тощо	Суттєве удосконалення виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту, тощо	Нові напрямки в розробці виробів, технологій, матеріалів, програмного продукту, тощо. Створення принципово нової техніки
b_2	0,333	Позитивне рішення на основі зроблених узагальнень	Установлення залежностей, які використовувались в інших випадках	Відкриття нових шляхів рішення задачі
b_3	0,167	Експериментальна перевірка не робилась	Результати перевірялись на невеликій кількості даних	Результати перевірені на великій кількості даних

Підставляючи числові дані $d_1 = 0,5$, $d_2 = 0,333$, $d_3 = 0,167$, $b_{\max} = 10$ у вираз () оцінимо наукову значимість отриманих результатів:

$$K_{3H} = \frac{7 \cdot 0,5 + 6 \cdot 0,333 + 6 \cdot 0,167}{10 \cdot 0,5 + 10 \cdot 0,333 + 10 \cdot 0,167} = 0,65.$$

5.3 Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР

Внесок дослідника в досягнення отриманих результатів НДР з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю, можна розрахувати за формулою:

$$V = \frac{k_{TBI} \cdot Z_i}{\sum_1^n k_{TBI} \cdot Z_i}, \quad (5.10)$$

де k_{TBI} - коефіцієнт творчої участі кожного виконавця НДР, який оцінюється наступним чином: проведення досліджень – 3 бали, робоче проектування – 1,5 бали, освоєння – 1,0 балів.

Якщо виконавець приймав участь в декількох видах робіт, то береться сума відповідних балів;

Z_i - заробітна плата кожного виконавця НДР;

n - кількість всіх виконавців НДР,

Розраховуємо внесок дослідника:

$$V = \frac{3 \cdot 9450,00}{3 \cdot 9310,00 + 3 \cdot 10580,00 + 1,5 \cdot 9310,00} = 0,43.$$

5.4 Висновки до розділу 5

Загалом запланована науково-дослідна робота з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю вимагає вкладення для проведення досліджень в межах 257216,00 грн.

Однак отримані результати досліджень мають високий рівень наукової значимості (в межах 0,65), що свідчить про доцільність та перспективність проведення розробок.

6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Виробнича безпека, що її вивчає охорона праці, відіграє велику роль для працюючих, оскільки саме вона контролює фізичний стан працівника, що не може не позначитись на його здоров'ї, житті, а також продуктивності роботи зокрема і у сфері радіоелектроніки.

У даному розділі наводиться розгляд шкідливих, небезпечних [1] та уражаючих для людини і оточуючого довкілля факторів, що виникають під час проведення дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю. В ньому розглядаються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення загального рівномірного штучного робочого освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

6.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

6.1.1 Мікроклімат та склад повітря робочої зони

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

Згідно із [2] допустимі параметри температури, відносної вологості та швидкості руху повітря в робочій зоні для теплого та холодного періодів року наведені у таблиці М.1 додатку М.

Для опромінення менше 25% поверхні тіла людини, допустима інтенсивність теплового опромінення – 100 Вт/м^2 .

Вміст шкідливих речовин в повітрі робочої зони не повинен перевищувати гранично допустимих концентрацій (ГДК) у повітрі робочої зони та підпадає під систематичний контроль для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в таблиці М.2 додатку М.

При роботі з ЕОМ джерелом зараження повітря є також іонізація молекул речовин, які знаходяться у повітрі. Рівні додатних та від'ємних іонів повинні відповідати [4] і наведені у таблиці М.3 додатку М.

З метою встановлення нормованих параметрів мікроклімату та складу повітря робочої зони передбачено такі заходи: в приміщенні повинна бути встановлена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року; застосування вентиляції, яка видаляє забруднення або нагріте повітря з приміщення, а також за допомогою неї контролюється швидкість руху повітря і вологість.

6.1.2 Виробниче освітлення

Для створення гігієнічних раціональних умов на робочих місцях значні вимоги висуваються щодо кількісних та якісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, в якому проводиться робота з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю, відповідно до [3] визначаємо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – середній, а характеристику фону – середню, яким відповідає підряд *v*.

Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) та мінімальні значення освітленості при штучному освітленні наведені в таблиці 6.4 додатку X.

Оскільки приміщення знаходиться в місті Вінниця (2-га група забезпеченості природним світлом), а вікна орієнтовані за азимутом 45° , то для таких обставин КЕО визначатиметься за формулою [3, 4]

$$e_N = e_n m_N [\%], \quad (6.1)$$

де e_n – табличне значення КЕО для бокового освітлення, %;

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – номер групи забезпеченості природним світлом.

За відомими значеннями одержимо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

$$e_{N,b} = 1,5 \cdot 0,9 = 1,4 (\%);$$

$$e_{N,c} = 0,9 \cdot 0,9 = 0,8 (\%).$$

Для забезпечення нормативних значень показників освітлення запропоновано:

1) при недостатньому природному освітлені в світлу пору доби доповнення штучним завдяки використанню газорозрядних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;

2) застосування загального штучного освітлення у темну пору доби.

Визначення загального рівномірного штучного освітлення проведемо за допомогою методу ліній, що світяться. Приміщення має розміри (м): $9 \times 7 \times 3,3$.

Лінійна щільність світлового потоку визначається за формулою:

$$\Phi' = \frac{1000EK_3h}{\mu\Sigma\varepsilon} \text{ [лм/м]}, \quad (6.2)$$

де E – нормована освітленість загального штучного освітлення, лк;

K_3 – коефіцієнт запасу (для виробничих приміщень $K_3 = 1,3 \dots 1,5$);

h – висота світильника над робочою поверхнею, м;

μ – коефіцієнт, що враховує відбиту складову освітленості;

$\Sigma\varepsilon$ – сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці, лк.

Висоту світильника над робочою поверхнею знайдемо за формулою:

$$h = H - h_3 - h_p \text{ [м]}, \quad (6.3)$$

де h_3 – висота звісу світильника ($h_3 = 0,15$ м);

h_p – висота умовної робочої поверхні ($h_p = 0,8$ м).

Світловий потік в кожному ряді ламп визначається за формулою:

$$\Phi = \Phi' a \text{ [лм]}, \quad (6.4)$$

де a – довжина приміщення, м.

Визначимо відстань між рядами світильників за формулою

$$L_p = b / n_p \text{ [м]}, \quad (6.5)$$

де b – ширина приміщення, м;

n_p – кількість рядів світильників, шт.

Для забезпечення рівномірності освітлення розташовуємо світильники в $n_p = 2$ ряди.

Підставляючи відомі значення у формули (6.3, 6.5) одержимо:

$$h = 3,3 - 0,15 - 0,8 = 2,35 \text{ (м)};$$

$$L_p = 7 / 2 = 3,5 \text{ (м)}.$$

$E = 200$ лк. Вибираємо коефіцієнт запасу $K_3 = 1,3 \dots 1,5 = 1,4$.

Для загального штучного освітлення приймаємо $\mu = 1,1 \dots 1,15 = 1,125$.

Контрольна точка А освітлюється чотирма відрізками ліній ("піврядами"), що пронумеровані числами 1...4 і показані на рисунку 6.1.

Сумарна освітленість від найближчих світильників в контрольній точці ΣE визначається за допомогою лінійних ізолюксів в залежності від співвідношень величин p' і L' , значення яких визначається за формулами:

$$p' = \frac{p}{h}; \quad (6.6)$$

$$L' = \frac{L}{h}, \quad (6.7)$$

де p – відстань від розрахункової точки, до півряду, м;

L – довжина півряду, м.

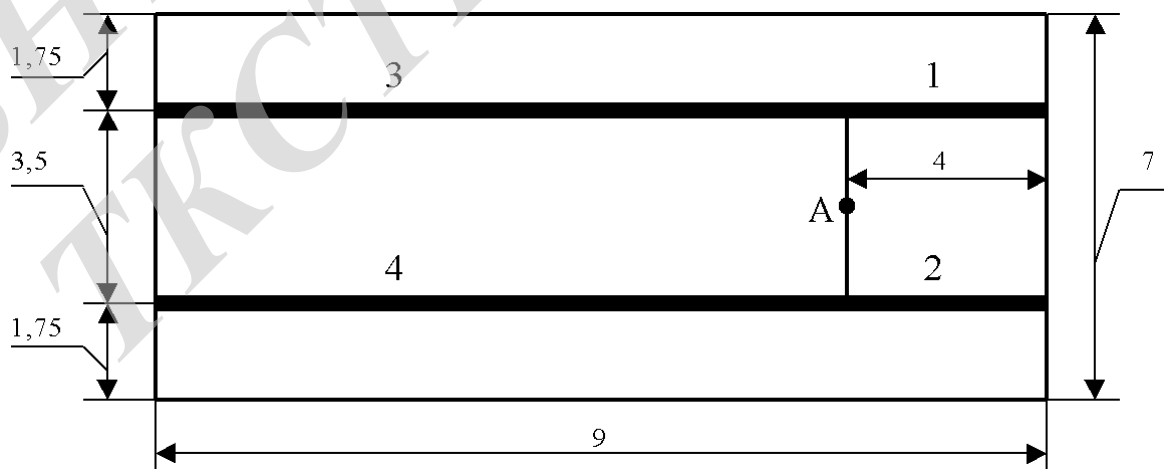


Рисунок 6.1 - Схема розміщення контрольної точки відносно світильників

Дані, щодо визначення сумарної освітленості від найближчих світильників в контрольній точці $\Sigma\varepsilon$ для світильників ЛДР з лампами ЛБ, отримані за формулами (6.6, 6.7) оформимо у вигляді таблиці 5.1.

Для світильників ЛДР приймаємо кількість ламп ЛБ-20 $n = 2$ шт., для яких світловий потік $\Phi_{л1} = 1200$ лм для кожної лампи.

Визначимо кількість світильників у ряді за формулою

$$N = \frac{\Phi}{n \cdot \Phi_{л1}} \text{ [шт.]}. \quad (6.8)$$

Таблиця 6.1 – Дані, щодо визначення сумарної освітленості від найближчих світильників в контрольній точці $\Sigma\varepsilon$

Півряд	r , м	L , м	r'	L'	ε , лк
1	1,75	4	0,7447	1,7	94,1
2	1,75	4	0,7447	1,7	94,1
3	1,75	5	0,7447	2,13	98,9
4	1,75	5	0,7447	2,13	98,9
					$\Sigma\varepsilon = 386$

Підставляючи відомі значення у формули (6.2, 6.4, 6.8) одержимо:

$$\Phi' = \frac{1000 \cdot 200 \cdot 1,4 \cdot 2,35}{1,125 \cdot 386} = 1515 \text{ (лм/м)};$$

$$\Phi = 1515 \cdot 9 = 13635 \text{ (лм)};$$

$$N = \frac{13635}{2 \cdot 1200} \approx 6 \text{ (шт.)}.$$

6.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого генерує шум та вібрацію, необхідно передбачити захист від шуму та вібрації.

Встановлено, що приміщення, де відбувається робота з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю може мати робочі місця із шумом та вібрацією, що створюється вентиляторами блоку живлення ЕОМ та кулерами мікропроцесора, відеоадаптера.

З метою попередження травмування працівників під дією шуму він підлягає нормуванню. Головним нормативом з питань промислового шуму, діючим на території нашої країни, є [5], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку і еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не повинні перевищувати значень, які приведені у таблиці М.5 додатку М. Норми виробничих вібрацій наведені в таблиці 6.6 додатку Х для локальної вібрації.

З метою встановлення нормованих параметрів шуму та вібрації у приміщенні запропоновано: оздоблення стін спеціальними перфорованими плитами, панелями з метою шумопоглинання; передбачено використовувати в приміщенні штори із щільної тканини.

6.1.4 Виробничі випромінювання

Величина напруженості електромагнітного поля на робочих місцях з персональними ЕОМ не повинні перевищувати граничнодопустимі, які складають 20 кВ/м.

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 5 см від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регулювальних пристроїв не повинні перевищувати $7,74 \cdot 10^{-12}$ Кл/кг, що відповідає потужності еквівалентної дози 0,1 мБер/год (100 мкР/год) у відповідності до [14].

Для гарантування захисту і досягнення нормованих рівнів випромінювань необхідно використовувати екранування робочого місця і скорочення часу опромінення за рахунок перерв на відпочинок.

6.2 Промислова та пожежна безпека при проведенні дослідження

Сучасний етап розвитку техніки, автоматизації розробок та досліджень характеризується широким використанням на робочому місці ЕОМ. Наявність великої кількості прикладних програм сприяє тому, що ЕОМ є основним робочим інструментом інженера в галузі радіотехніки.

6.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом повинні розміщатися на відстані не менше ніж 1,5 м від стіни з віконними прорізами, від інших стін – на відстані 1 м, одне від одного на віддалі не менше як 1,5 м. При розміщенні робочих місць необхідно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце раціонально розміщати так, щоб природне світло падало на нього збоку, бажано з лівого [7].

Розташовувати відеодисплейний термінал на робочому місці необхідно так, щоб поверхня екрана повинна розташовуватись на віддалі 0,4-0,7 м від очей працівника. Висота робочої поверхні столу під час виконання роботи сидячи має регулюватися у межах 0,68-0,8 м. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 0,6 м, шириною не менше ніж 0,5 м, глибиною на рівні колін не менше 0,45 м та на рівні витягнутої ноги не менше ніж 0,65 м [8].

6.2.2 Електробезпека

В середині приміщення, де проводиться робота з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю, особливу увагу слід надати уникненню загрози ураження електричним струмом. Згідно [9] це приміщення належить до приміщень з підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність значної (понад 75 %) вологості. Тому безпека використання електрообладнання повинна гарантуватись комплексом заходів, які включають використання ізоляції струмовідних елементів, захисних блокувань, захисного заземлення тощо [10].

6.2.3 Пожежна безпека

Згідно [11] приміщення, де проводиться робота з дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю, відноситься до категорії пожежної небезпеки В. Дане приміщення відноситься до 2-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з

природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону із застосуванням листових і плитних негорючих матеріалів.

Мінімальні межі вогнестійкості конструкцій розглядуваного приміщення наведені в таблиці 6.7. В таблиці 6.8 приведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Встановлюємо, що приміщення, де проводиться робота з дослідження, має бути оснащено двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [12].

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії загрозливих факторів НС

Експлуатація радіоелектронної апаратури (РЕА) в умовах дії радіоактивних випромінювань має такі особливості: РЕА може миттєво втратити працездатність при певних рівнях радіації; в елементах схем РЕА можуть відбутись зворотні і незворотні процеси.

Електромагнітний імпульс являє собою електричні і магнітні поля, що виникають в результаті дії гамма-випромінювань на атоми навколишнього середовища і утворення потоку електронів і позитивних іонів. Тривалість його дії складає декілька десятків мілісекунд.

Під час електромагнітного імпульсу можуть спостерігатись високі імпульси струмів і напруг в провідниках і кабелях зв'язку, електропередач, автоматичних систем управління і систем обчислювальних машин, антенах радіостанцій та ін.

Наведений в проводі електромагнітний імпульс може розповсюджуватися на великі відстані, і викликати зміни електричних характеристик електронних приладів. За відсутності спеціальних мір захисту електромагнітний імпульс може спричинити пошкодження радіоелектронної апаратури управління зв'язку, порушення роботи електричних пристроїв, підключених до зовнішніх ліній. Особливо піддаються дії електромагнітного імпульсу напівпровідникові, газорозрядні, вакуумні прилади, а також конденсатори і опори.

6.3.1 Дослідження стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії іонізуючих випромінювань

Початкові дані: рівень радіації через 1 год після аварії $P_{I_{max}} = 3,81$ Р/год; максимальне значення часу, протягом якого повинна працювати апаратура $t_{pmax} = 5400$ год; коефіцієнт ослаблення радіації $K_{осл} = 1$; час початку опромінення $t_n = 1$ год.

За критерій стійкості роботи приймаємо максимальне значення експозиційної дози, при якому РЕА каналу передачі даних буде працювати з потрібною якістю протягом часу напрацювання на відмову.

Дослідження стійкості роботи проводимо в такому порядку: аналізуємо принципову електричну схему і визначаємо елементи, від яких залежить його функціонування.

Визначаємо граничні значення експозиційних доз, при яких у елементах можуть виникнути зворотні зміни, але елемент ще буде працювати. Дані заносимо до табл. 6.1.

Таблиця 6.1 – Максимально допустимі експозиційні дози елементів РЕА

№	Елементи каналу РЕА	$D_{зв.i}, P$	$D_{зв}, P$
1	Діоди КС168	10^5	10 ⁴
2	Резистори СМД	10^6	
3	Конденсатори К50-6	10^6	
4	Транзистори МJ3521	10^4	
5	Мікросхеми SN74ALS245N	10^5	

За мінімальним значенням $D_{зв.i}$ визначаємо границю стійкості роботи каналу передачі даних в цілому. Це значення заносимо в табл. 6.1.

Граничне значення дози:

$$D_{гр} = D_{зв} \cdot K_{осл} [P]; \quad (6.9)$$

$$D_{гр} = 10^4 \cdot 1 = 1 \cdot 10^4 (P).$$

Можлива доза опромінення елементної бази в заданих умовах складає

$$D_M = \frac{2P_{1\max} (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{\text{осл}}} \text{ [P];} \quad (6.10)$$

$$D_M = \frac{2 \cdot 3,81 \cdot (\sqrt{5400} - \sqrt{1})}{1} = 552,33 \text{ (P)}.$$

Оскільки $D_M = 552,33 \text{ P} < D_{\text{сп}} = 1 \cdot 10^4 \text{ P}$, то апаратура каналу передачі даних працюватиме стійко із заданим рівнем надійності протягом гарантійного часу:

$$t_{\text{дон}} = \left(\frac{D_{\text{зв}} K_{\text{носл}}}{2P_1} + \sqrt{t_n} \right)^2 \text{ [год];} \quad (6.11)$$

$$t_{\text{дон}} = \left(\frac{10^4 \cdot 1}{2 \cdot 3,81} + \sqrt{1} \right)^2 = 1724851,34 \text{ (год)}.$$

6.3.2 Дослідження стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початкові дані: $E_B = 11,15 \text{ кВ/м}$; $U_{\text{жс}} = 220 \pm 5\% \text{ В}$; $l_{\Gamma} = 0,35 \text{ м}$; $l_B = 0,16 \text{ м}$.

Як критерій стійкості роботи каналу передачі даних до дії електромагнітного імпульсу приймаємо коефіцієнт безпеки:

$$K_s = 20 \lg \frac{U_{\text{д}}}{U_{\text{в(г)}}} \geq 40 \text{ [дБ]}, \quad (6.11)$$

де $U_{\text{д}}$ – допустимі коливання $U_{\text{жс}}$;

$U_{\text{в(г)}}$ – напруга наведення в вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах.

Визначаємо горизонтальну складову напруженості електромагнітного поля за формулою

$$E_z = 10^{-3} E_s \text{ [кВ/м]}, \quad (6.12)$$

де E_B – вертикальна складова напруженості електромагнітного поля, кВ/м.

Визначаємо вертикальну та горизонтальну напруги наведення на струмопровідних частинах РЕА за формулами:

$$U_6 = E_2 l_6 \text{ [В]}; \quad (6.13)$$

$$U_2 = E_6 l_2 \text{ [В]}, \quad (6.14)$$

де l_6, l_2 – довжини вертикальної та горизонтальної струмопровідних частин РЕА відповідно, м.

Визначаємо допустиме коливання напруги живлення:

$$U_0 = U_{жс} + \frac{U_{жс}}{100} N \text{ [В]}, \quad (6.15)$$

де $U_{жс}$ – робоча напруга живлення, В;

N – допустимі коливання напруги, %.

Після підстановки відомих значень у формули (6.12, ..., 6.15, 6.11) отримаємо

$$E_2 = 10^{-3} \cdot 11,15 = 0,011 \text{ (кВ/м)};$$

$$U_6 = 0,011 \cdot 1000 \cdot 0,16 = 1,76 \text{ (В)};$$

$$U_2 = 11,15 \cdot 1000 \cdot 0,35 = 3902,5 \text{ (В)};$$

$$U_0 = 220 + \frac{220}{100} \cdot 5 = 231 \text{ (В)};$$

$$K_{\delta 6} = 20 \lg \frac{231}{1,76} = 146,8 \text{ (дБ)};$$

$$K_{\delta 2} = 20 \lg \frac{231}{3902,5} = -36,5 \text{ (дБ)}.$$

Так як $(K_{\delta 6} = 146,8 \text{ дБ}) > (K_{\delta ном} = 40 \text{ дБ})$ і $(K_{\delta 2} = -36,5 \text{ дБ}) < (K_{\delta ном} = 40 \text{ дБ})$, то робота каналу передачі даних є нестійкою до дії електромагнітного імпульсу.

6.3.3 Розробка превентивних заходів по підвищенню стійкості роботи каналу передачі даних в умовах дії НС

Найефективнішим способом підвищення збільшення стійкості роботи РЕА є екранування системи або її елементів. З цією метою проводиться

розрахунок екрану. Визначаємо перехідне затухання енергії електричного поля сталеним екраном:

$$A = K_{\text{ном}} - K_{\text{мін}} \text{ [дБ];} \quad (6.16)$$

$$A = 40 - (-36,5) = 76,5 \text{ (дБ),}$$

де $K_{\text{ном}}$ – номінальний коефіцієнт безпеки ($K_{\text{ном}} = 40$ дБ);

$K_{\text{мін}}$ – мінімальний розрахунковий коефіцієнт безпеки.

Товщину захисного екрану визначаємо за формулою:

$$t = \frac{A}{k\sqrt{f}} \text{ [см];} \quad (6.17)$$

$$t = \frac{76,5}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,12 \text{ (см)} = 1,2 \text{ (мм),}$$

де k – коефіцієнт, який для сталеного екрану дорівнює 5,2;

f – найбільш характерна частота ($f = 15000$ Гц).

Підвищення стійкості роботи каналу передачі даних можна досягти шляхом посилення найбільш слабких елементів і ділянок системи, а також завчасним проведенням комплексу технологічних, інженерно-технічних та організаційних заходів, які спрямовані на максимальне зменшення дії уражаючих факторів та створення умов для відновлення працездатності пристрою.

6.4 Висновки до розділу 6

Отже в даному розділі нами було розглянуто такі питання охорони праці, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки.

Також у даному розділі досліджено стійкість роботи каналу передачі даних в умовах впливу загрозливих чинників надзвичайних ситуацій. З дослідження впливу електромагнітного імпульсу на стійкість роботи каналу передачі даних можна зробити висновок, що система РЕА виявилася нестійкою в роботі. Використання екранування РЕА суттєво підвищує її стійкість в умовах дії електромагнітного імпульсу.

В результаті виконання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення загального рівномірного штучного робочого освітлення методом ліній, що світяться, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки при проведенні дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології МІМО в каналах з пам'яттю, безпека у надзвичайних ситуаціях.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ВИСНОВКИ

У даній магістерській кваліфікаційній роботі було проведено дослідження і розробка алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю.

В цілому, за підсумками роботи можна сформулювати наступні основні висновки:

1. Розроблено модель системи MIMO в каналі з пам'яттю з конфігурацією 2×2 . За допомогою даної моделі проведено докладне дослідження завадостійкості для різних алгоритмів прийому дискретних повідомлень.

2. Досліджено лінійні і нелінійні алгоритми обробки сигналів в каналах зв'язку для систем SISO і MIMO. З результатів дослідження видно, що нелінійні алгоритми мають найкращі властивості завадостійкості, в порівнянні з нелінійними. Так в релеєвському каналі і модуляції BPSK для ймовірності помилки 10^{-3} енергетичний вииграш алгоритму ML над ZF становить 12 дБ, а над MMSE 9 дБ.

3. Розроблено алгоритм «прийому» в цілому »з поелементний прийняттям рішення» при використанні технології MIMO. Де задача прийому дискретних повідомлень в каналі з пам'яттю здійснювалася на інтервалі пам'яті, при використанні зворотного зв'язку за рішенням. При цьому обчислювальна складність алгоритму ПЦППР ($LN_{tr} m$) нижче, ніж у алгоритму ML.

4. промодельовати робота алгоритмів ZF, MMSE, V-BLAST, ML і ПЦППР в системах MIMO при використанні різних видів модуляції. При цьому для систем MIMO моделювання роботи алгоритмів обробки сигналів було здійснено не тільки в каналі з пам'яттю, а й в каналі без пам'яті, але з релеївськими завмираннями. Так для ймовірності помилки рівної 10^{-3} енергетичний вииграш алгоритму ПЦППР над V-BLAST становить понад 10 дБ.

5. Встановлено, що в каналах з пам'яттю розроблений алгоритм «прийому» в цілому »з поелементний прийняттям рішення» при використанні технології MIMO майже збігається з оптимальним алгоритмом максимального правдоподібності (різниця 0,5 дБ) і істотно перевершує лінійні алгоритми в характеристиках завадостійкості (різниця близько 5 дБ).

СПИСОК ВИКОРИСТАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Голдсмит, А. Беспроводные коммуникации. Основы теории и технологии беспроводной связи / А. Голдсмит – М.: Техносфера, 2011. – 904 с.
2. Методичні вказівки до виконання студентами-магістрантами наукового напрямку економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. В.О. Козловський – Вінниця: ВНТУ, 2012. – 22 с.
3. Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – Вінниця : ВДТУ, 2003. – 75с.
4. Коняева, О.С. О выборе оптимальной функции ошибки в задаче адаптивной фильтрации/ О.С. Коняева, С.В. Шатилов // 11-ая Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» – Уфа, 2010. – С.70-72.
5. Коняева, О.С. Задача моделирования процесса оценки негауссовских случайных процессов адаптивными алгоритмами, использующими кумулянты порядка выше второго / О.С. Коняева // Научно-практическая конференция «Проблемы подготовки специалистов для гражданской авиации и повышения эффективности работы воздушного транспорта» – Ульяновск, 2010. – С.161-163.
6. Коняева, О.С. Задача минимизации значения СКО оценки при фильтрации негауссовских сигналов адаптивными алгоритмами, использующими кумулянты порядка выше второго / О.С. Коняева, С.В. Шатилов // 13-ая Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (DSPA-2011) – Москва, 2011. – С.36-38.
7. Коняева, О.С. Разработка комбинированного алгоритма адаптивной фильтрации / О.С. Коняева // 18-ая российская научная конференция профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ – Самара, 2011. – С.65-66.
8. Коняева, О.С. Модель системы LOS MIMO / О.С. Коняева // 12-ая Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» – Казань, 2011. – С.199-201.
9. Карташевский, В.Г. Разработка принципа построения модели системы LOS MIMO / В.Г. Карташевский., О.С. Коняева // IV-ая Региональная научно-практическая конференция «Проблемы передачи информации в телекоммуникационных системах» – Волгоград, 2012. – С.30-34.

10. Коняева, О.С. Модель системы ММО в релейском канале / О.С. Коняева //Радиотехнические и телекоммуникационные системы. Научно технический журнал. – Муром, 2013г.– №3(11). –С.64-70.
11. Коняева, О.С. Моделирование системы ММО в канале с памятью / О.С.Коняева //Инфокоммуникационные технологии.– Самара, 2014. – том12, №3. – С. 32-36.
12. Kumar N. S. Performance analysis and comparison of $m \times n$ zero forcing and MMSE equalizer based receiver for mimo wireless channel/ N. S. Kumar , K. R. S. Kumar // Songklanakarin J. Sci. Technol.– 2011.–33 (3).–Р. 335-340,
13. Коняева, О.С. Сравнительный анализ адаптивных алгоритмов выравнивания в ММО-системах / О.С. Коняева // 14-ая Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» – Самара, 2013.– С.55-57.
14. Карташевский, В.Г. Анализ системы ММО в канале с памятью / В.Г Карташевский., О.С. Коняева, Е.С. Семенов // Приоритетные технологии: актуальные вопросы теории и практики: сб. науч. Докл. Первого Всерос. Конгресса. – Волгоград, 24-25 апреля 2014 г–С. 176-184.
15. Коняева, О.С. Применение и анализ алгоритмов эквализации для системы ММО 2×2 в канале с межсимвольной интерференцией / О.С. Коняева //Ежемесячный научный журнал "Prospero".– Москва, 29.07.2014. –№ 2. – С. 88-90.
16. Sidhu, P. S. An Analytical Design: Performance Comparison of MMSE and ZF Detector/ Pargat Singh Sidhu, Gurpreet Singh, Amit Grover // Innovative Systems Design and Engineering. – 2012.– Vol 3.– No.11. – P. 1-16.
17. Gupta, R. BER Performance Analysis of MIMO Systems Using Equalization Techniques/ Rohit Gupta, Amit Grover // Innovative Systems Design and Engineering . – 2012. – Vol 3, No 10. – P. 11-25.
18. Карташевский, В.Г. Прием “в целом” для системы ММО в канале с памятью/ В.Г Карташевский., О.С. Коняева, Е.С. Семенов // Успехи современной радиоэлектроники. – М, 2015.– №11.– С.49-53.
19. Карташевский, В.Г. Анализ характеристик алгоритмов V-BLAST и субоптимального ML в системе ММО / В.Г Карташевский., О.С. Коняева,Е.С. Семенов // Радиотехника. - М, 2017– № 1. С. 131-136
20. Коняева, О.С. Сравнение алгоритмов ПЦППР и ML для системы ММО в канале с памятью / О.С. Коняева // Материалы XXIII Российской научной

конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ. – Самара, 2016.– С. 11-12.

21. Карташевский, В.Г.. Алгоритм «приема «в целом» с поэлементным принятием решения» для системы ММО / В.Г Карташевский., О.С. Коняева //VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» – Москва, 2014– С.294-297.

22. Коняева, О.С. Моделирование системы ММО / О.С. Коняева // 13-ая Международная научно-техническая конференция «Проблемы техники и технологии телекоммуникаций» – Уфа, 2012г.–С.88-90.

23. Карташевский, В.Г. Исследование алгоритмов фильтрации приема дискретных сообщений при использовании технологии ММО в каналах с памятью / В.Г Карташевский., О.С. Коняева // Физика волновых процессов и радиотехнические системы – Самара, 2015 – том 18, №1.– С. 18-22.

24. Коняева, О.С. Общее описание канала связи с межсимвольной интерференцией для систем ММО / О.С. Коняева // Материалы XXII Российской научной конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов. ПГУТИ. – Самара, 2015– С. 74 - 75.

25. Бельский, К.А. Прием сигналов OFDM в системе ММО в канале с памятью / К.А Бельский, В.Г Карташевский., О.С. Коняева, Филимонов А.А. //Радиотехника – М, 2016г.– № 2.– С.91- 95.

26. Карташевский В.Г., Бельский К.А., Слипичук К.С. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием // Радиотехника – 2015г.– №2. – С.62-68.

27. Коняева, О.С. Результаты моделирования алгоритма ML и сравнение его работы с V-BLAST/ О.С. Коняева // Материалы XXIV Российской научной конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ. – Самара, 2017– С. 304.

28. ГОСТ 12.0.003-74.ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.

29. ДСН 3.3.6.042-99. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень.

30. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення.

31. Пособие по расчету и проектированию, естественного, искусственного и совмещенного освещения НИИСФ – М.: Стройиздат. 1985. – 384 с.

32. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвук та інфразвук.

33. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.
34. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.
35. Методичні вказівки до опрацювання розділу "Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях" в дипломних проектах і роботах студентів спеціальностей, що пов'язані з функціональною електронікою, автоматизацією та управлінням / Уклад. О. В. Березюк, М. С. Лемешев. – Вінниця : ВНТУ, 2012. – 64 с.
36. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.
37. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.
38. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.
39. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.
40. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.
41. Норми радіаційної безпеки України (НРБУ-97), МОЗ України. – К., 1997.

ДОДАТКИ

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Б
(обов'язковий)

Загальна схема системи зв'язку

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток В
(обов'язковий)

Спрощена блок-схема просторово-часового кодування

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Г
(обов'язковий)

Блок-схема простої системи МІМО

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Д
(обов'язковий)

Передавальна і приймальна частини системи передачі

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Е
(обов'язковий)

Вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Є
(обов'язковий)

Структура МІМО еквалайзера

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Ж
(обов'язковий)

Структурна схема оптимального когерентного приймача

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток 3
(обов'язковий)

Структура коректора типу MLSE

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток К
(обов'язковий)

Структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦПР

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Л
(обов'язковий)

Загальна структурна схема системи МІМО 2x2

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток М
(довідниковий)

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри ТКСТБ ВНТУ,
канд. техн. наук, професор
Г.Г.Бортник
“ _ ” _____ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
ДОСЛІДЖЕННЯ АЛГОРИТМІВ ПРИЙМАННЯ ДИСКРЕТНИХ ДАНИХ
ПРИ ВИКОРИСТАННІ ТЕХНОЛОГІЇ МІМО В КАНАЛАХ З ПАМ'ЯТТЮ
08-34.МКР.009.00.000 ТЗ

Керівник роботи
к.т.н., доц. кафедри ТКСТБ ВНТУ
Стальченко О.В.

Виконавець: ст. гр. ТКС-18м
Погребняк О.І.

Вінниця-2019

1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету від “02” 10 2019 року № 254 та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 02.09.2019 р.

Дата закінчення: 09.12.2019 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є аналіз алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- розробка технічного завдання;
- розробка моделі системи MIMO в каналі з пам'яттю;
- дослідження лінійних та нелінійних алгоритмів обробки сигналів в каналах зв'язку для систем SISO і MIMO;
- дослідження алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю;
- моделювання алгоритмів прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю;
- аналіз завадостійкості алгоритмів обробки сигналів системи MIMO в каналах з пам'яттю.

Об'єкт дослідження є алгоритми прийому дискретних повідомлень при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю.

Предмет дослідження є завадостійкість алгоритмів обробки сигналів в системах MIMO для каналу з пам'яттю.

Основними завданнями роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;

- технологія MIMO та її застосування в системах зв'язку;
- лінійні алгоритми обробки сигналів в каналах зв'язку;
- нелінійні еквалайзери;
- імітаційне моделювання;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Розглянуті алгоритми доцільно використовувати при розробці приймальних пристроїв систем MIMO в каналах зв'язку. У каналах з пам'яттю розроблений алгоритм «прийому» в цілому »з поелементним прийняттям рішення» при використанні технології MIMO майже не поступається оптимальному алгоритму максимальної правдоподібності і істотно перевершує лінійні алгоритми в характеристиках завадостійкості, при цьому характеризується малою обчислювальною складністю.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Робота базується на результатах звіту з переддипломної практики «Дослідження алгоритмів приймання дискретних даних при використанні технології MIMO в каналах з пам'яттю», який виконувався у ВНТУ 2019/2020 н.р. Під час підготовки магістерської кваліфікаційної роботи будуть використані матеріали цього звіту.

Список використаних джерел розробки:

3.1 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение / Бернард Скляр ; [пер. с англ]. – М.: Изд. Дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.

3.2 Коняева, О.С. Применение и анализ алгоритмов эквализации для системы MIMO 2x2 в канале с межсимвольной интерференцией / О.С. Коняева // Ежемесячный научный журнал "Prospero".– Москва, 29.07.2014. –№ 2. – С. 88-90.

3.3 Карташевский, В.Г. Прием “в целом” для системы MIMO в канале с памятью / В.Г. Карташевский., О.С. Коняева, Е.С. Семенов // Успехи современной радиоэлектроники. – М, 2015.– №11.– С.49-53.

3.4 Карташевский, В.Г. Анализ характеристик алгоритмов V-BLAST и субоптимального ML в системе MIMO / В.Г. Карташевский., О.С. Коняева, Е.С. Семенов // Радиотехника. - М, 2017– № 1. С. 131-136

3.5 Коняева, О.С. Сравнение алгоритмов ПЦППР и ML для системы MIMO в канале с памятью / О.С. Коняева // Материалы XXIII Российской научной конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ. – Самара, 2016.– С. 11-12.

3.6 Карташевский, В.Г.. Алгоритм «приема «в целом» с поэлементным принятием решения» для системы MIMO / В.Г. Карташевский., О.С. Коняева// VIII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» – Москва, 2014– С.294-297.

3.7 Карташевский, В.Г. Исследование алгоритмов фильтрации приема дискретных сообщений при использовании технологии MIMO в каналах с памятью / В.Г. Карташевский., О.С. Коняева // Физика волновых процессов и радиотехнические системы–Самара, 2015 –том 18, №1.– С. 18-22.

3.8 Бельский, К.А. Прием сигналов OFDM в системе MIMO в канале с памятью / К.А. Бельский, В.Г. Карташевский., О.С. Коняева, Филимонов А.А. // Радиотехника – М, 2016г.– № 2.– С.91- 95.

3.9 Карташевский В.Г., Бельский К.А., Слипечук К.С. Прием сигналов OFDM в каналах с рассеянием // Радиотехника – 2015г.– №2. – С.62-68.

3.10 Коняева, О.С. Результаты моделирования алгоритма ML и сравнение его работы с V-BLAST/ О.С. Коняева // Материалы XXIV Российской научной конференции профессорско-преподавательского состава, научных сотрудников и аспирантов ПГУТИ. – Самара, 2017– С. 304.

3.11 Положення про кваліфікаційну роботу у Вінницькому

національному технічному університеті / Уклад. О. Н. Романюк, Р. Р. Обертюх, Т. О. Савчук, Л. П. Громова – Вінниця : ВНТУ, 2015 – 27 с.

3.12 Кухарчук В.В., Ігнатенко О.Г., Обертюх Р.Р. Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей.- В.: ВДТУ, 2002.

3.13 Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – В.: ВДТУ, 2003.

3.14 ДСТУ 3008-2015. Інформація та документація, звіти у сфері науки і техніки.- К.: ДП «УкрНДНЦ», 2016.

3.15 Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Э.Т.Романычевой.- М: Радио и связь, 1989.

3.16 Бортник Г.Г., Васильківський М.В. Методичні вказівки до підготовки магістерських кваліфікаційних робіт для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» усіх форм навчання.- Вінниця: ВНТУ, 2018.- 50 с.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи ТКС-18м Погребняк О.І.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати дослідження алгоритмів підвищення завадостійкості системи МІМО в каналі з пам'яттю і каналі з загальними завмираннями при дії адитивної завади

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

- відношення сигнал/шум при використанні алгоритму еквалайзера (ML) та модуляції BPSK – 17 дБ;

- коефіцієнт помилок для системи MIMO в релеївському каналі з модуляцією BPSK - 10^{-4} ;

- відношення сигнал/шум при використанні алгоритму еквалайзера (MMSE) та модуляції QAM-16 – 25 дБ;

- коефіцієнт помилок для системи MIMO в релеївському каналі з модуляцією BPSK - 10^{-3} ;

- відношення сигнал/шум при використанні алгоритму оброблення сигналів (MMSE) – 13 дБ;

- коефіцієнт помилок для системи MIMO-2x2 в каналі з пам'яттю довжиною 3 - 10^{-2} ;

- відношення сигнал/шум при використанні алгоритму оброблення сигналів (ML) – 7 дБ;

- коефіцієнт помилок для системи MIMO-2x2 в каналі з пам'яттю довжиною 6 - 10^{-4} .

При розробці системи MIMO слід максимально використовувати стандартні та уніфіковані деталі.

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	02.09.2019р.	06.09.2019р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Технологія MIMO та її застосування в системах зв'язку	09.09.2019р.	13.09.2019р.	Проведений аналіз	Вступ. Розділ 1.
3.	Лінійні алгоритми обробки сигналів в каналах зв'язку	16.09.2019р.	04.10.2019р.	Проведений аналіз	Розділ 2
4.	Нелінійні еквалайзери	07.10.2019р.	25.10.2019р.	Досліджений метод	Розділ 3
5.	Імітаційне моделювання	28.10.2019р.	08.11.2019р.	Характеристики і параметри	Розділ 4

6.	Аналіз економічної ефективності	11.11.2019р.	15.11.2019р.	Економічна частина МКР	Розділ 5
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	18.11.2019р.	22.11.2019р.	Частина ОП та БНС	Розділ 6
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	25.11.2019р.	29.11.2019р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Нормоконтроль, попередній захист, рецензування МКР	02.12. 2019р.	06.12.2019р.	Позитивні відзиви	Відзив. рецензія
10.	Захист МКР ЕК		09.12. 2019р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- загальна схема системи зв'язку;
- спрощена блок-схема просторово-часового кодування;
- блок-схема простої системи MIMO;
- передавальна і приймальна частини системи передачі;
- вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE;
- структура MIMO еквалайзера;
- структурна схема оптимального когерентного приймача;
- структура коректора типу MLSE;
- структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦППР;
- загальна структурна схема системи MIMO 2x2;
- економічна частина МКР;
- розділ ОП та БНС;
- рекомендації щодо подальшого використання системи MIMO 2x2.

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі телекомунікацій:

- Регіональний Центр експлуатації телекомунікаційної мережі України шляхом впровадження схеми оптимального когерентного приймача;

- ПАТ “Укртелеком” шляхом впровадження системи MIMO 2x2.

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується підвищення завадостійкості системи MIMO в каналі з пам'яттю і каналі з загальними завадами при дії адитивної завади.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- техніко-економічне обґрунтування розробки;
- загальну схему системи зв'язку;
- спрощену блок-схему просторово-часового кодування;
- блок-схему простої системи MIMO;

- передавальну і приймальну частини системи передачі;
- вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE;
- структуру MIMO еквалайзера;
- структурну схему оптимального когерентного приймача;
- структуру коректора типу MLSE;
- структурну схему пристрою, що працює за алгоритмом ПЦППР;
- загальну структурну схему системи MIMO 2x2;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;
- рекомендації щодо подальшого використання системи MIMO 2x2.

11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

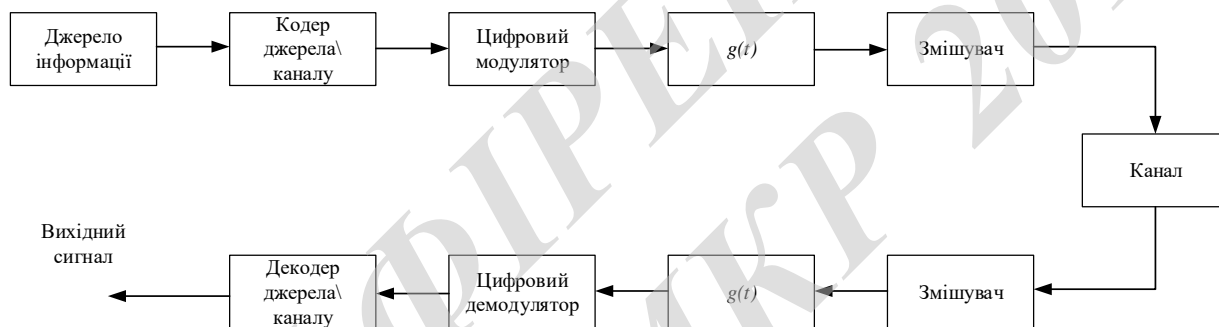


Рисунок Б.1 - Загальна схема системи зв'язку

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Погребняк О.І.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.				1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.			ВНТУ, гр. ТКС-18м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.					
Затверд.		Бортник Г.Г.					

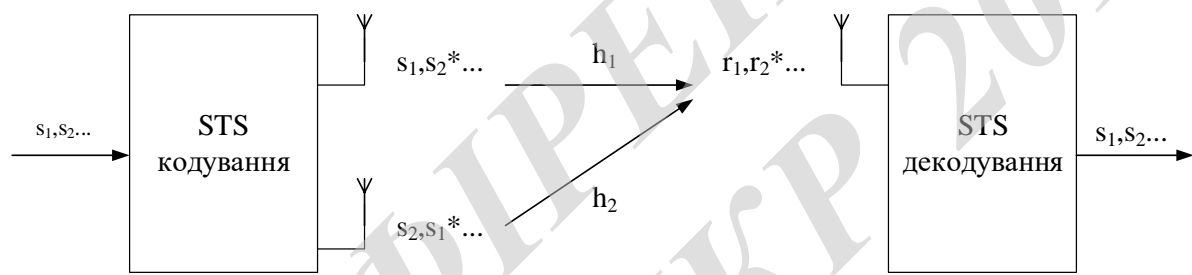


Рисунок В.1 - Спрощена блок-схема просторово-часового кодування

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Спрощена блок-схема просторово-часового кодування	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.	Погребняк О.І.						1	1
Перевір.	Стальченко О.В.							
Реценз.	Кравченко Ю.С.							
Н. Контр.	Стальченко О.В.							
Затверд.	Бортник Г.Г.					ВНТУ, гр. ТКС-18м		



Рисунок Г.1 - Блок-схема простої системи MIMO

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Погребняк О.І.			Блок-схема простої системи МІМО	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.					1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.				ВНТУ, гр. ТКС-18м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.						

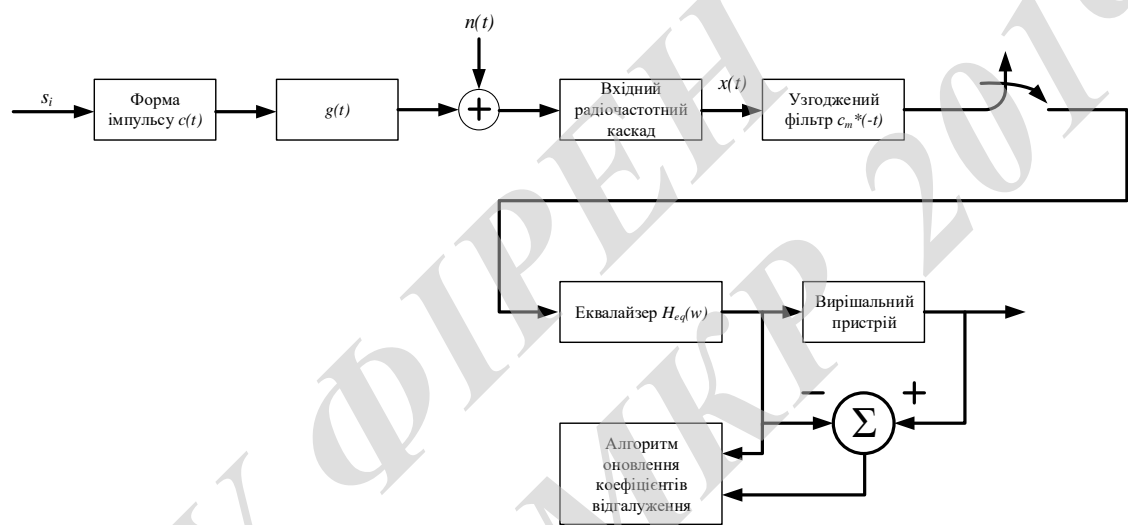


Рисунок Д.1 - Передавальна і приймальна частини системи передачі

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Погребняк О.І.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.				1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.			ВНТУ, гр. ТКС-18м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.					
Затверд.		Бортник Г.Г.					

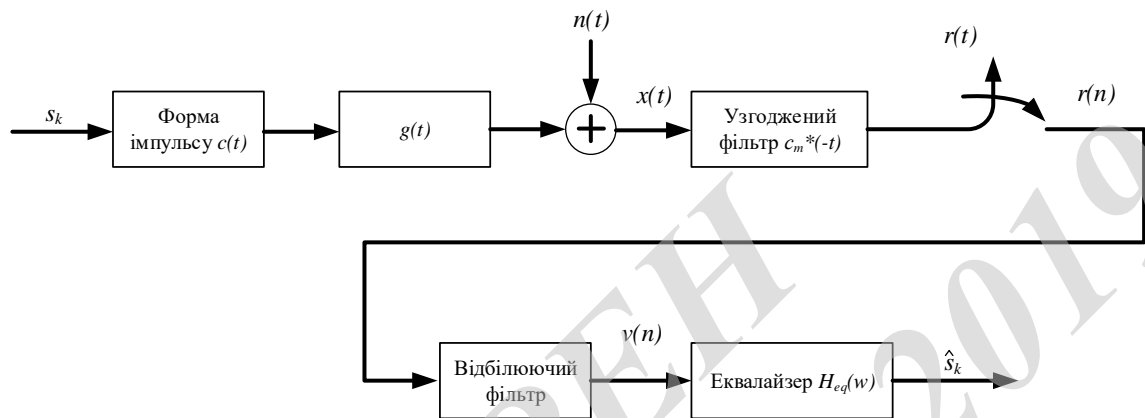


Рисунок Е.1 - Вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Погребняк О.І.			Вирівнювач з мінімальною середньоквадратичною помилкою MMSE	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.					1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.				ВНТУ, гр. ТКС-18м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.						

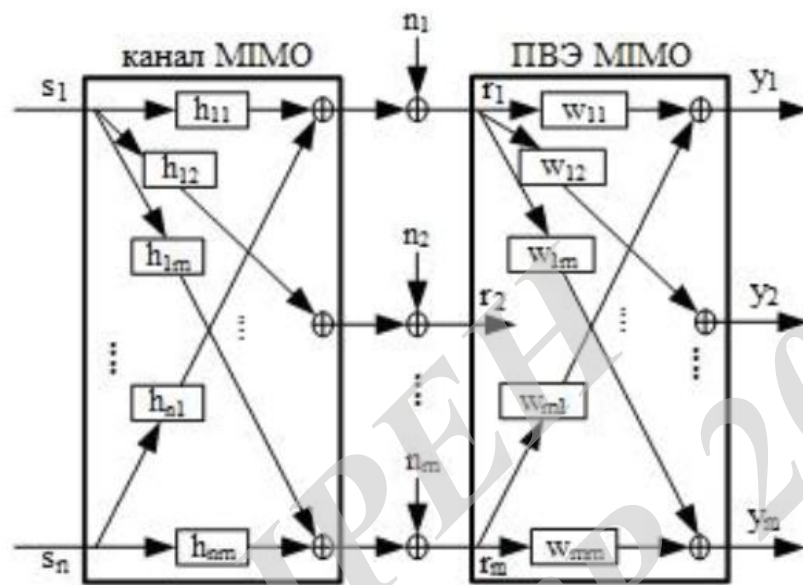


Рисунок С.1 - Структура MIMO эквалайзера

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Погребняк О.І.			Структура МІМО еквалайзера	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.					1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.						
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.				ВНТУ, гр. ТКС-18м		

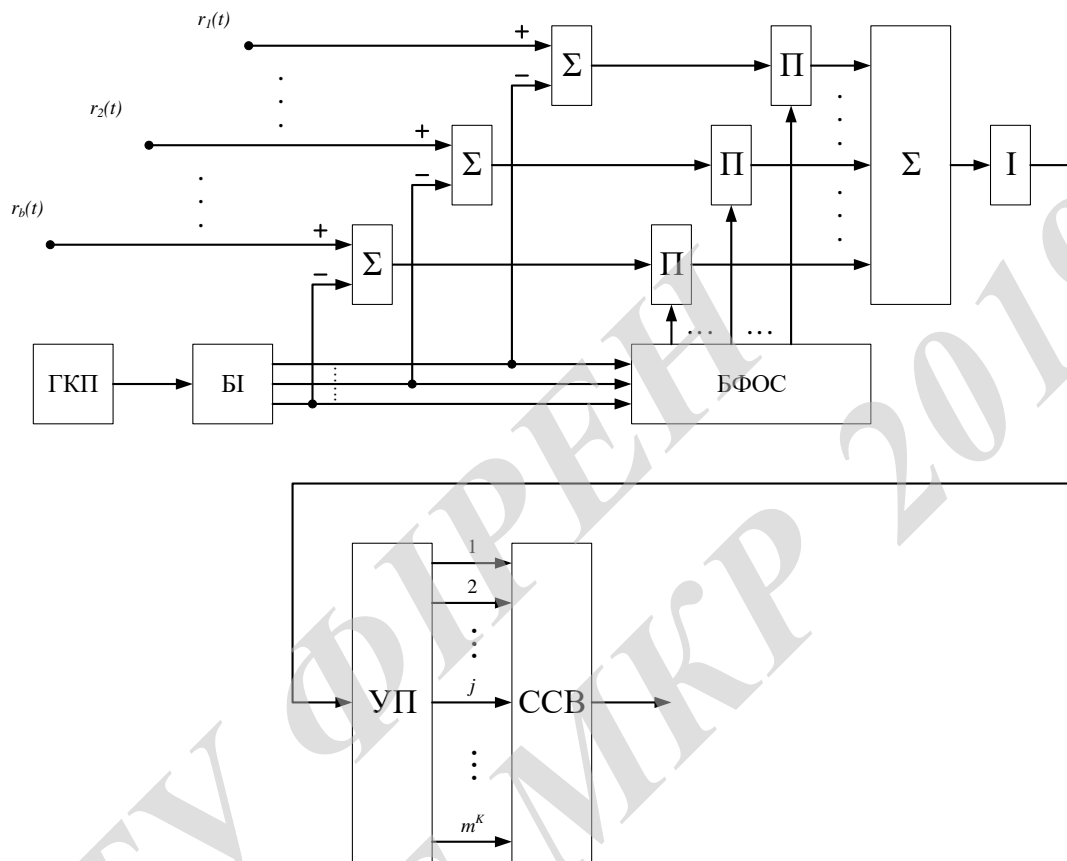


Рисунок Ж.1 - Структурна схема оптимального когерентного приймача

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Структурна схема оптимального когерентного приймача	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Погребняк О.І.					1	1
Перевір.		Стальченко О.В.						
Реценз.		Кравченко Ю.С.						
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.			ВНТУ, гр. ТКС-18м			

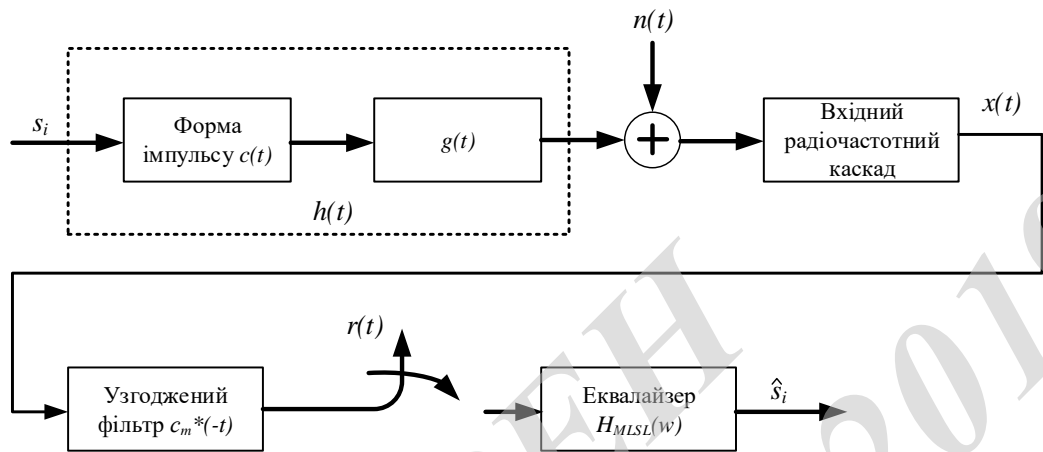


Рисунок 3.1 - Структура коректора типу MLSE

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Погребняк О.І.			Структура коректора типу MLSE	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.					1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.				ВНТУ, гр. ТКС-18М		
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.						

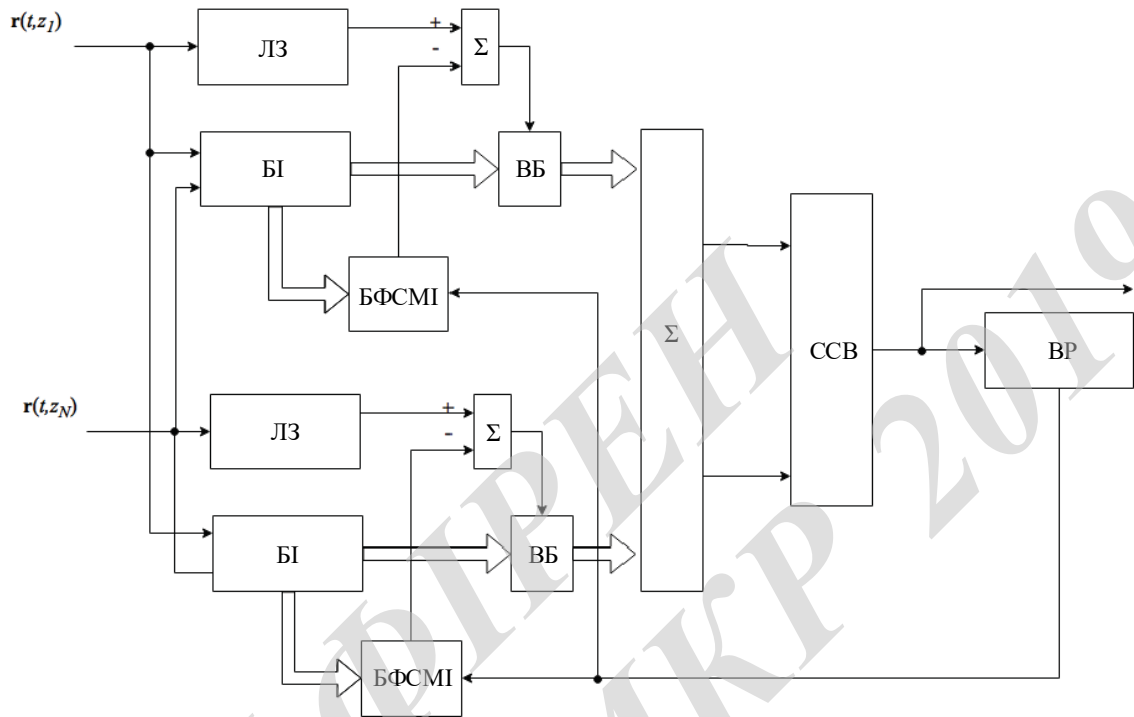


Рисунок К.1 - Структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦПІР

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Структурна схема пристрою, що працює за алгоритмом ПЦПР	Літ.	Арк.	Аркушів
Розроб.		Погребняк О.І.					1	1
Перевір.		Стальченко О.В.						
Реценз.		Кравченко Ю.С.						
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.			ВНТУ, гр. ТКС-18м			

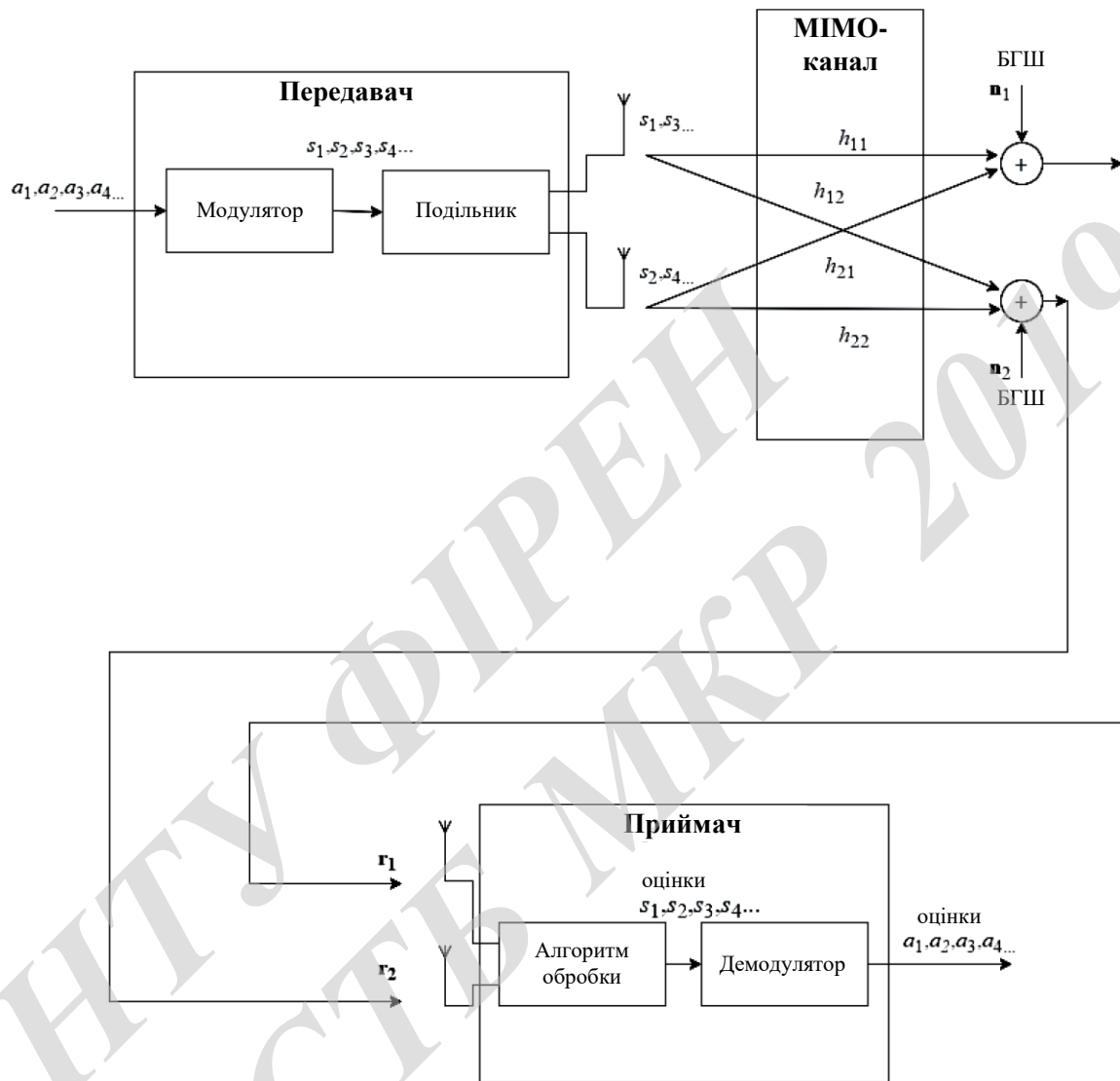


Рисунок Л.1 - Загальна структурна схема системи МІМО 2x2

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

					08-34. МКР.009.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Погребняк О.І.			Загальна структурна схема системи МІМО 2x2	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.					1	1
Реценз.		Кравченко Ю.С.				ВНТУ, гр. ТКС-18м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.						
Затверд.		Бортник Г.Г.						

Додаток М
Нормовані значення виробничих чинників

Таблиця М.1 – Нормовані допустимі параметри мікроклімату в приміщенні

Період року	Категорія робіт	Температура повітря, °С для робочих місць		Відносна вологість повітря, %	Швидкість руху повітря, м/с
		постійних	непостійних		
Холодний	Ia	21-25	18-26	75	≤0,1
Теплий		22-28	20-30	55 при 28°С	0,1-0,2

Таблиця М.2 – Гранично допустимі концентрації шкідливих речовин [4]

Назва речовини	ГДК, мг/м ³	Агрегатний стан	Клас небезпеки
Озон	0,1	Пара	4
Оксиди азоту	5	Пара	2
Пил	4	Аерозоль	2

Таблиця М.3 – Число іонів в 1 см³ повітря приміщення при роботі на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
позитивний	400	1500-3000	50000
негативний	600	3000-5000	50000

Таблиця М.4 – Нормативні значення коефіцієнта природного освітлення і мінімальні освітленості при штучному освітленні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення, мм	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фону	Освітленість для штучного освітлення, лк			КПО для бокового освітлення, %	
						комбіноване		загальне	Природного	Суміщеного
						всього	у т. ч. від загального			
Середньої точності	0,5-1	IV	в	середній	середній	400	200	200	1,5	0,9

Таблиця М.5 – Нормовані рівні шуму і еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
1,5	3	25	50	00	000	000	000	000	
6	1	1	4	9	5	2	0	8	50

Таблиця М.6 – Допустимі рівні вібрації [6]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах із середньо-геометричними частотами, Гц									Коректовані рівні віброприскорення, дБА
	6	1,5	3	25	50	00	000	1000	
3	3	9	5	1	7	03	09	1	76

Таблиця М.7 – Значення мінімальних меж вогнестійкості приміщення [11]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни					Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та сідчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки	Плити, прогони				Балки, ферми	
2	REI 120	REI 60	E 15	EI 15	R 120	R 60	REI 45	REI 15	R 30	
	M0	M0	M0	M0	M0	M0	M0	M0	M0	

Примітка. R – втрати несучої здатності; E – втрати цілісності; I – втрати теплоізолювальної спроможності; M – показник здатності будівельної конструкції поширювати вогонь (межа поширення вогню); M0 – межа поширення вогню дорівнює 0 см.

Таблиця М.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [13]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, для щільності людського потоку в загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуиходу	Відстань між будівлями та спорудами, м, для ступеня їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Максимально допустима площа поверху, м ² , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	В	2	100	60	40	110	9	9	12	8	н.о.	н.о.	н.о.

Примітки: н.о. – не обмежується.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019