

Пояснювальна записка

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

на тему:

ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ
СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ
08-34.МКР.004.00.000 ПЗ

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

_____ Данилюк О. С.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ

_____ Семенова О.О.

« ____ » _____ 2019 р.

Рецензент: к.т.н., доцент каф. РТ

_____.

« ____ » _____ 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 Технології та засоби телекомунікацій

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

“ ___ ” _____ 2019 року

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

Данилюку Олегу Сергійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Покращення параметрів сигналів систем мобільного зв'язку

керівник роботи Семенова Олена Олександрівна, к. т. н, доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затвержені наказом вищого навчального закладу від “02” 10 2019 року № 254

2. Строк подання студентом роботи 02 грудня 2019 року

3. Вихідні дані до роботи: діапазон частот – 1850...1990 МГц, довжина ансамблів послідовностей Уолша – 16 чіп, модуляція – QAM, кількість піднесучих – 128, частота несучої – 512 кГц, відношення сигнал/шум – -20,5 дБ, швидкість турбокодування – 0,9; довжина кодової комбінації – 255.

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) вступ; обґрунтування тематики роботи; дослідження спотворень сигналів; корегування сигналу; прогнозування характеристик розповсюдження сигналу; дослідження параметрів сигналу; економічна частина; охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях; висновки; література; додатки.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

1) Приймач OFDM сигналів. Схема структурна

2) Нейронна мережа. Схема структурна

3) Корегування сигналів. Плакат

4) Модель каналу. Плакат

5) Порівняння спектру сигналу. Плакат

6) Порівняння величини BER. Плакат

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Технічна частина	Семенова О.О., доцент каф. ТКСТБ		
Економічна частина	Адлер О.О. доцент каф. ЕПВМ		
Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	Березюк О.В., доцент каф. БЖДПБ		

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.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	13.09.2019р.	
3.	Дослідження спотворень сигналів	04.10.2019р.	
4.	Прогнозування характеристик розповсюдження сигналу	25.10.2019р.	
5.	Дослідження параметрів сигналу	08.11.2019р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	15.11.2019р.	
7.	Аналіз безпеки життєдіяльності, цивільний захист	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 ДЕК	09.12. 2019р.	

Студент _____ Данилюк О. С.
(підпис)

Керівник роботи _____ Семенова О.О.
(підпис)

РЕФЕРАТ

УДК 621.396

Данилюк Олег Сергійович. Покращення параметрів сигналів систем мобільного зв'язку. Магістерська кваліфікаційна робота. – Вінниця: ВНТУ, 2019. – 103с.

На українській мові. Бібліогр.: 34 назв; Рис.:32; Табл.: 23.

У магістерській роботі проведено дослідження сигналів систем стільникового зв'язку та їх основних характеристик. Оцінено спотворення. Проведено аналіз параметрів сигналів. Промодельовано роботу каналів. Розраховано економічний ефект. Розглянуті питання безпеки життєдіяльності та охорони праці. Отримані результати задовольняють вимогам технічного завдання.

Ключові слова: мобільний, система, сигнал.

ВНТУ ФІРМЕНА 2019
ТКСТЬ МКР

ABSTRACT

UDK 621.396

Danyliuk Oleh Serhiiiovych. Improving parameters of mobile communication system signals. Increasing of operation efficiency for mobile networks of the fourth generation. Master thesis. – Vinnytsya: VNTU, 2019. – 103pp.

In Ukrainian language. Refs.: 34 titles; figs.: 32; tables: 23.

In the master thesis researching the cellular communication system signals and their characteristics has been performed. Distortions have been evaluated. Analysis signal parameters has been performed. Channel operation has been simulated. The economic gain has been calculated. Problems of industrial and occupational safety have been considered. The obtained results satisfy preliminary specifications.

Keywords: mobile, system, signal.

ВНТУ ФІЗИКА
ТІСЬ МКР 2019

ЗМІСТ

Вступ.....	4
1 ОБҐРУНТУВАННЯ ТЕМАТИКИ РОБОТИ.....	7
1.1 Стан проблеми.....	7
1.2 Аналіз шляхів рішення проблеми	8
1.3 Вибір оптимального варіанта рішення проблеми	8
2 ДОСЛІДЖЕННЯ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛІВ	10
2.1 Модель групового сигналу.....	10
2.2 Проходження групового сигналу QAM через нелінійне коло.....	12
2.3 Закон розподілу демодульованого сигналу	14
2.4 Оцінювання середньої потужності завад	14
2.5 Обчислення ймовірності бітової помилки.....	19
3 КОРЕГУВАННЯ СИГНАЛУ	23
3.1 Моделювання підсилювачів потужності	23
3.2 Моделювання цифрових коректорів	27
3.3 Критерії оцінки алгоритмів лінеаризації	28
3.4 Порівняльний аналіз роботи цифрових коректорів.....	30
4 МЕТОДИ ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ.....	34
4.1 Прогнозування характеристик сигналу.....	34
4.2 Підвищення завадозахищеності.....	39
5 ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ	42
5.1 Дослідження характеристик каналів з MIMO.....	42
5.2 Дослідження характеристик каналів з OFDM.....	55
6 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	58
6.1 Аналіз комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку.....	58
6.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи.....	60

6.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку.....	65
6.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності.....	66
7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	69
7.1 Гігієна праці та виробнича санітарія.....	69
7.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення дослідження.....	76
7.3 Визначення області працездатності системи мобільного зв'язку в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.....	78
7.4 Висновки до розділу.....	83
ВИСНОВКИ.....	84
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	86
ДОДАТКИ.....	90
Додаток А (обов'язковий) Технічне завдання.....	91
Додаток Б (обов'язковий) Приймач OFDM сигналів. Схема структурна.....	98
Додаток В (обов'язковий) Нейронна мережа. Схема структурна.....	99
Додаток Д (обов'язковий) Корегування сигналів. Плакат	100
Додаток Е (обов'язковий) Модель каналу. Плакат	101
Додаток Ж (обов'язковий) Порівняння спектру сигналу. Плакат	102
Додаток И (обов'язковий) Порівняння величини BER. Плакат	103

ВСТУП

Актуальність теми.

Наразі мережеві технології є однією з найбільш швидко прогресуючих областей науки і техніки [1]. При цьому, одним з їхніх передових напрямів є мережі безпроводового зв'язку. Поява пристроїв, здатних підтримувати технології безпроводового доступу надає суттєву свободу вибору абонентам, що призводить до ще більшого зростання популярності безпроводових мереж, що мають ряд переваг у порівнянні з проводовими:

- економічні та прості в установці,
- більш продуктивні,
- володіють більшою гнучкістю доступу до мережі.

Доступність безпроводових мереж призводить до збільшення кількості абонентів. В свою чергу це збільшує число різних безпроводових мереж передачі даних, що призводить до збільшення завад у мережах. Безпроводові системи стали настільки популярними та широкопоширеними, що подальше їх поширення створює нові серйозні проблеми та потребує застосування досконаліших методів передавання даних, розроблення ергономічних мережевих архітектур, більш високий рівень обслуговування користувачів.

Із зростанням числа мобільних користувачів у безпроводових мережах, навантаження на мережу і базові станції зростає. Виникає необхідність підвищення пропускної здатності, у наслідок цього підвищується число базових станцій, що призводить до появи нових високощільних мереж.

Для ефективної роботи мережі стільникового зв'язку необхідний ретельний підхід до її проектування та оптимізації. Лише таким чином можливо організувати роботу окремих компонентів мереж, що одночасно функціонують у реальних умовах експлуатації із потрібною якістю, не створюючи при цьому завад один одному.

Проектування – це один з найбільш складних та відповідальних етапів розгортання мереж стільникового зв'язку. Хоча формально ця задача виглядає просто: потрібно визначити місця встановлення базових станцій та розподілити частотні канали між стільниками, для забезпечення обслуговування території з заданими параметрами якості. Але фактично ця задача ускладнюється труднощами розрахунку характеристик поширення сигналу та нерівномірністю навантаження на мережу. Саме тому, актуальною є задача розроблення методів покращення ефективності функціонування мереж стільникового зв'язку за рахунок оптимізації параметрів сигналів.

Аналіз останніх досліджень. У створення та розвиток методів покращення параметрів сигналів систем мобільного зв'язку вагомий внесок зробили такі вчені: В.С. Сюваткін, В.І. Слюсар, В.М. Безрук, Л.Н. Беркман, С.Г. Бунін., М.М. Климаш, В.О. Пелішок, В.В. Поповський, І.Н. Прудиус [1-5].

У проаналізованих роботах увага зосереджується на методах керування потужністю випромінювання базових станцій при цьому невирішеними залишаються питання оптимізації антенних систем та адаптивного корегування діаграми спрямованості. Таким чином, потребують удосконалення методи покращення параметрів сигналів з урахуванням абонентського навантаження в межах зон обслуговування мереж мобільного зв'язку.

Мета та задачі дослідження. Метою даної магістерської роботи є підвищення ефективності функціонування мобільної мережі за рахунок покращення параметрів сигналів.

Для досягнення мети необхідно розв'язати такі задачі:

- дослідити основні спотворення сигналів при передаванні по радіотракту;
- обґрунтувати методи корегування параметрів сигналів;
- дослідити параметри сигналів шляхом комп'ютерного моделювання.

Об'єктом дослідження є процес передавання та обробки інформації в сучасних стільникових мережах зв'язку.

Предметом дослідження є методи оцінки параметрів сигналів стільникових мереж зв'язку.

Методи дослідження. Для рішення поставлених завдань були використані методи теорії інформації та передавання сигналів, методи теорії телетрафіку, методи комп'ютерного моделювання та оптимізації.

Наукова новизна одержаних результатів полягає у наступному:

- запропоновано метод синтезу кодових конструкцій з ортогональним частотним мультиплексуванням;
- запропоновано метод прогнозування характеристик сигналів на базі нейронної мережі.

Практичне значення – розроблено структурну схему нейронної мережі для прогнозування характеристик сигналів при поширенні.

Особистий внесок здобувача: досліджено параметри сигналів у програмі Matlab.

Апробація результатів роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на I-й міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» СПРН-2019.

1 ОБГРУНУВАННЯ ТЕМАТИКИ

1.1 Стан проблеми

Усі сучасні мережі мобільного зв'язку побудовані на базі технологій WCDMA, LTE або WiMAX. При цьому вимоги до пропускної здатності каналів між базовою станцією та абонентом постійно зростають з метою надання абонентам високоякісних мультимедійних послуг, що є рушійною силою для розвитку технологій побудови мобільних мереж. Для надання абонентові високоякісного каналу для обміну даними із радіомережею потрібним є оптимальне керування потужністю випромінювання базових станцій. Подібне керування технологічно можна реалізувати на базі адаптації діаграми направленості антенної системи чи шляхом оптимального вибору параметрів та структури системи за критерієм співвідношення сигнал/шум на вході її приймача. Завдяки розвитку новітніх послуг та постійного зростання вимог до радіоінтерфейсу, необхідним є підвищення ефективності функціонування безпроводових систем зв'язку.

Для підвищення ефективності та продуктивності роботи мережі стільникового зв'язку необхідно визначити параметри оцінювання ефективності передачі інформації. Такими параметрами в мобільних мережах є: ймовірність появи помилок в розрахунку на один біт, пропускна здатність, ємність мережі та коефіцієнт територіальної доступності, що характеризує відсоток території, в межах якого задовольняються вимоги по якості зв'язку.

Зміни технологій стільникового зв'язку найбільше проявляється у змінах радіоінтерфейсів. Використання ортогонального частотного мультиплексування (OFDM) та просторового (MIMO) рознесення, котрі наразі є найважливішими напрямками в розвитку технологій стільникового зв'язку нових поколінь, забезпечує наближення їхньої спектральної ефективності до межі Шеннона. Але, подальший розвиток систем стільникового зв'язку із технологіями OFDM та MIMO неможливий без максимального повного використання усіх можливих ресурсів частотної, часової та поляризаційної обробки сигналів, а також без завадостійкого

кодування. Тому розроблення раціональних шляхів покращення роботи мереж стільниковго зв'язку неможлива без оцінки параметрів сигналів.

1.2 Аналіз шляхів рішення проблеми

Відомі різні методи підвищення ефективності роботи мереж та їхньої пропускної спроможності, до них належать: адаптивний доступ із контролем несучої, квазіортогональні ансамблі сигналів, адаптивні антени, алгоритми вибору найкращого вузла доступу, алгоритми адаптивного керування MAC-рівнем. Кожен з перелічених методів представляє собою цілком окремий випадок та спрямовується на коригування лише одного параметра. Середовище, у якому існують мобільні мережі, є динамічним, тобто постійно змінюється, тому проблеми, які воно породжує, неможливо вирішити коригуванням лише одного параметра. Для визначення рівня взаємних завад від мобільних абонентів застосовують метод еквівалентного джерела [3], який дає можливість пов'язати потужність завади від мобільних абонентів з такими параметрами як: відстань між центрами базових станцій, котрі працюють на однакових частотах або розподіл користувачів у зоні обслуговування базової станції або мережі.

1.3 Вибір оптимального варіанта рішення проблеми

Покращити параметри сигналів можна за рахунок розроблення нових методів та алгоритми передачі сигналів систем стільникового зв'язку у радіоканалах. При цьому велика увага приділяється методам модуляції сигналів і технології ортогонального частотного мультиплексування.

Ортогональне частотне мультиплексування у більшості випадків здійснюється з використанням QAM-модуляції символами. В початок кожного OFDM-символу додається циклічний префікс, який являє собою циклічне повторення закінчення символу.

З метою зменшення довжини циклічного префікса у приймач вводять еквалайзер часової області. Таким чином можна скоротити довжину циклічного префікса, забезпечивши при цьому підвищенн яшвидкості передачі даних. Також застосування попередньої часової еквалізації сприяє зниженню міжблокової інтерференції, так як забезпечує більш чітку періодичність блоку даних.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

2 ДОСЛІДЖЕННЯ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛІВ

2.1 Модель групового сигналу

У системах з QAM цифровий сигнал від кожного користувача модулює привоєну йому двійкову кодову послідовність із ортогонального базису з розмірністю N , це може бути, наприклад, функція Уолша-Радемахера. Кожний інтервал ортогональності містить N елементів-чипів. У одному окремо взятому інтервалі ортогональності випадкові значення чипів групового сигналу на входах модулятора, які є незалежні один від одного, синфазного I та квадратурного Q компонентних стовбурів можна подати як

$$a(t) = \sum_{m=0}^{L-1} D_I^{(m)}(t) w^{(m)}(t) ;$$

$$b(t) = \sum_{n=0}^{L-1} D_Q^{(n)}(t) w^{(n)}(t)$$

де L – число каналів, задіяних у стволі;

D – інформаційні символи;

$w(t)$ – функції Уолша-Радемахера.

Представлений на рис. 2.2 розподіл за безліччю величин чипів, котрі приймають у стовбурах I і Q , відповідає біноміальному закону.

Випадкові параметри групового радіосигналу $S(t) = A(t) \cos[\omega t + \varphi(t)]$ в межах інтервалу ортогональності: амплітуда $A(t) \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}$ і початкова фаза $\varphi(t) = \arctg[b(t)/a(t)]$ – постійні в межах кожного чіпа, але залежні від номера $r = 1, 2, \dots, N$ чіпа в інтервалі ортогональності, при $L \geq 2$ практично не корельовані між собою.

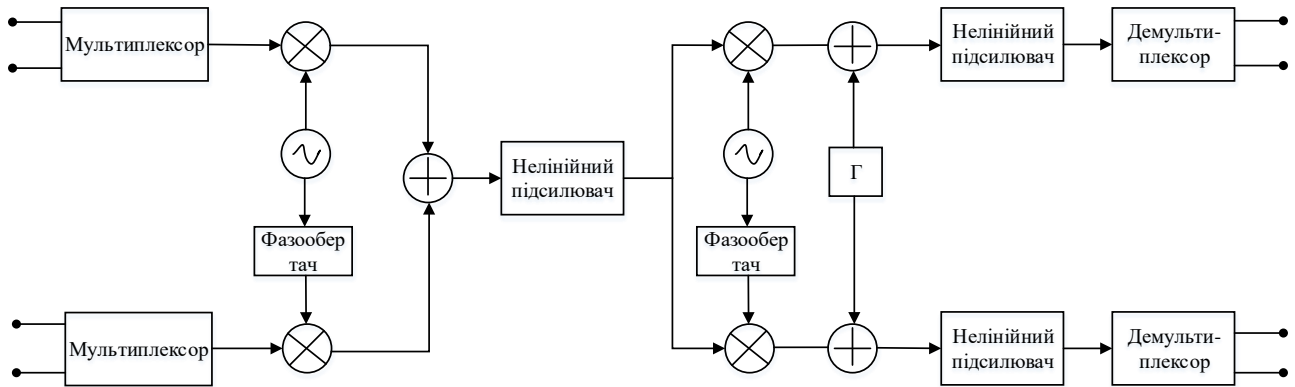


Рисунок 2.1 – Система з QAM

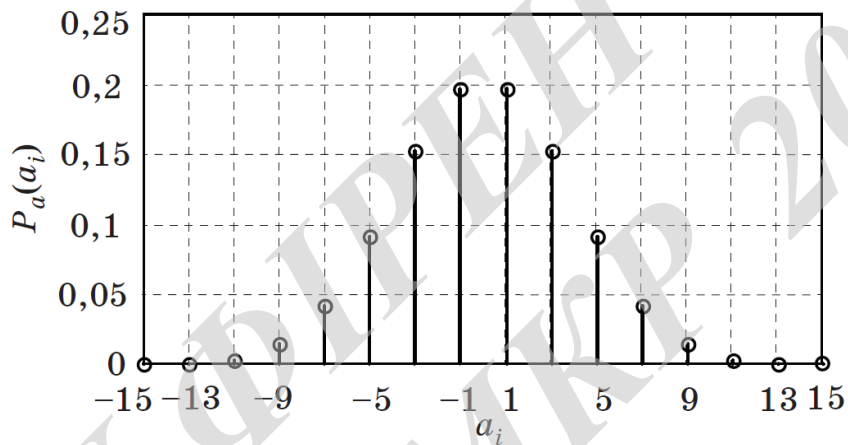


Рисунок 2.2 – Закон розподілу синфазного групового сигналу

Розподіл по безлічі величин чипів (рис. 2.1), які приймають в стовбурах I і Q нормировані дискретні значення $a_i = 2i - L$ і $b_k = 2k - L$ відповідно, де $i, k = 0, 1, \dots, L$, підкоряється біноміальному закону:

$$P_a(a_i) = C_L^{\frac{L+a_i}{2}} q^{\frac{L+a_i}{2}} (1-q)^{\frac{L-a_i}{2}};$$

$$P_a(b_k) = C_L^{\frac{L+b_k}{2}} q^{\frac{L+b_k}{2}} (1-q)^{\frac{L-b_k}{2}}.$$

Тут q і $1-q$ – ймовірність передачі символів $+1$ і -1 відповідно. Якщо $q = 1 - q = 0,5$, то середні значення $m_1(a) = m_1(b) = 0$, дисперсії $\sigma_a^2 = \sigma_b^2 = L$.

2.2 Проходження групового сигналу QAM через нелінійне коло

На рис. 2.3 показано сузір'я амплітуд сигналу системи QAM-64 при $L = 7$. При цьому статистичні характеристики вхідних сигналів $a(t)$ і $b(t)$ від обох модулаторів, а також умови їх проходження через груповий тракт є ідентичними.

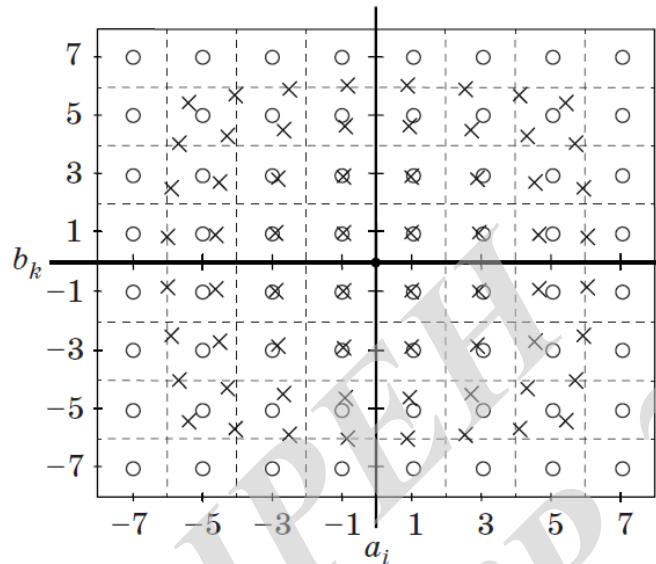


Рисунок 2.3 – Сузір'я амплітуд сигналу

Саме тому статистичні характеристики вихідних сигналів від обох демодуляторів, а також одномірні щільності розподілу, що є необхідними для подальшого обчислення ймовірності бітової помилки, теж є однаковими. Зокрема, надалі достатньо розглянути тільки один чи два з чотирьох квадрантів сузір'я, наприклад перший, де сигнали $a(t)$ і $b(t)$ додатні, або перший та другий [8].

Для подальших розрахунків доцільно буде використати матричний апарат. Методику розрахунків можна проілюструвати на прикладі системи з QAM-256, що побудована на основі ортогонального базису Уолша-Радемахера із розмірністю $N = 16$, з кількістю користувачів у кожному стовбурі $L = 15$. У такому випадку радіосигнали $a(t)$ і $b(t)$ будуть представляти собою дискретні випадкові величини a_i і b_k відповідно, які приймають в межах кожного чіпа першого квадранта додатні значення із такого набору 1; 3; 5; 7; 9; 11; 13; 15.

Матриця A , подана нижче, містить повну сукупність можливих у першому квадраті значень амплітуди радіосигнала на вході нелінійного підсилювача радіосигнала.

$$A = \begin{pmatrix} 1,414 & 3,162 & 5,099 & 7,071 & 9,055 & 11,045 & 13,038 & 15,033 \\ 3,162 & 4,243 & 5,831 & 7,616 & 9,487 & 11,402 & 13,342 & 15,297 \\ 5,099 & 5,831 & 7,071 & 8,062 & 10,296 & 12,083 & 13,928 & 15,811 \\ 7,071 & 7,616 & 8,062 & 9,899 & 11,402 & 13,038 & 14,765 & 16,553 \\ 9,055 & 9,487 & 10,296 & 11,402 & 12,708 & 14,213 & 15,811 & 17,493 \\ 11,045 & 11,402 & 12,083 & 13,038 & 14,213 & 15,556 & 17,029 & 17,029 \\ 13,038 & 13,342 & 13,928 & 14,765 & 15,811 & 17,029 & 18,385 & 19,849 \\ 15,033 & 15,297 & 15,811 & 16,553 & 17,493 & 18,601 & 19,849 & 21,213 \end{pmatrix}.$$

На рис. 2.4 подано сімейство амплітудних характеристик першого квадранту, побудованих за даними матриці.

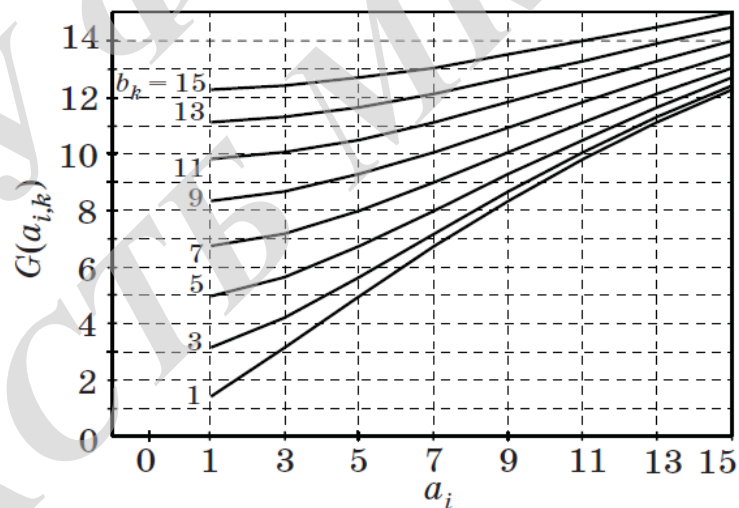


Рисунок 2.4 – Сімейство амплітудних характеристик в першому квадранті

На рис. 2.5 подано сімейство графіків для сигналу синфазного стовбура, побудоване за даними матриці побудовано. Окрім того, за даними матриці можна побудувати сімейство кривих сигналу квадратурного стовбура.

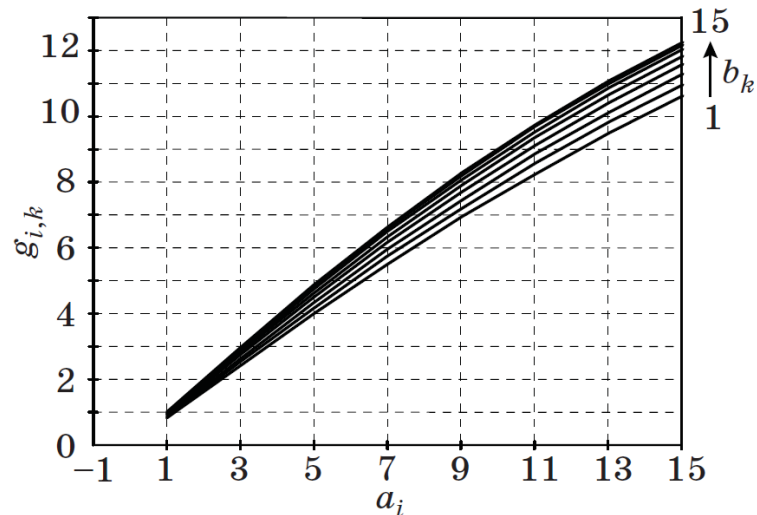


Рисунок 2.5 – Сімейство характеристик $g_{i,k} = g(a_i)$ при $b_k = \text{const}$ для синфазної складової

2.3 Закон розподілу демодульованого сигналу

На вході нелінійного підсилювача відеосигналу у приймальній частини системи адитивний гаусів шум з нульовим середнім і дисперсією додається до відеосигналу. Його щільність:

$$W_{\varepsilon}(\varepsilon) = \frac{1}{\sigma_{\varepsilon} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\varepsilon^2}{2\sigma_{\varepsilon}^2}\right).$$

На вході нелінійного підсилювача відеосигналу щільність розподілу суміші сигналу та шуму є середня за всіма значеннями, вона виражається через згортку функцій та подана на рис. 2.6 для першого та другого квадрантів.

2.4 Оцінювання середньої потужності завад

Амплітудна характеристика безінерційного нелінійного підсилювача може бути виражена формулою:

$$y(x) = \frac{x}{\left[1 + (x/s_B)^{2p_B}\right]^{1/2p_B}}.$$

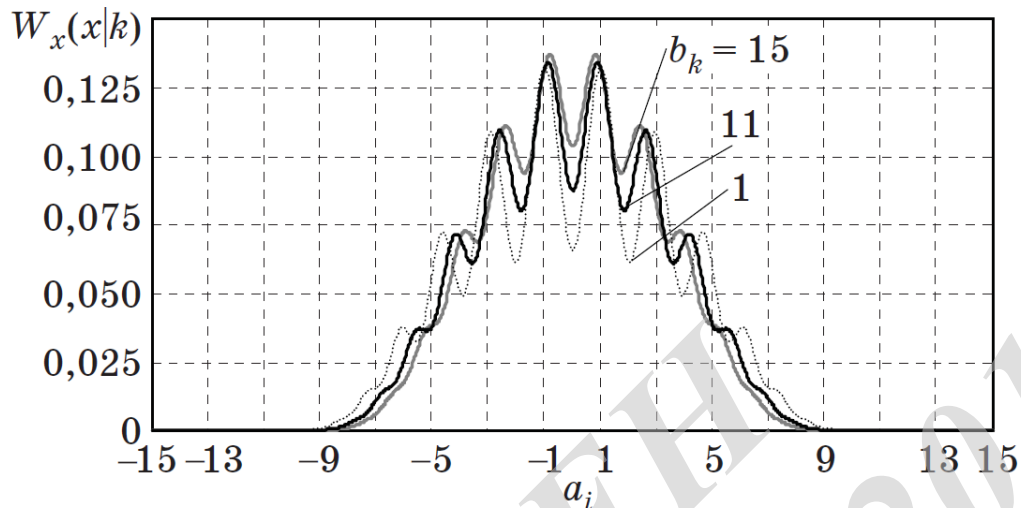


Рисунок 2.6 – Умовна щільність розподілу суміші сигналу з шумом на вході синфазного стовбура

Представимо, слідуючи роботам [14, 15], нелінійне перетворення суміші сигналу з адитивним шумом у нелінійному підсилювачі відеосигналу у вигляді додавання до корисного сигналу завади, яка складається із двох окремих частин: мультиплікативної – корелятивної і адитивної, яка є некорелятивною із цим сигналом. Тоді вихідний процес у межах окремо взятого чіпа:

$$y(t) = \gamma g_{i,k} + \xi(t),$$

де $\gamma g_{i,k}$ – корисна (інформативна) частина вихідної суміші,

$(1 - \gamma g_{i,k})$ і $\xi(t)$ – відповідно корельована і некорельована з $g_{i,k}$ складові завади,

$0 \leq \gamma \leq 1$ – числовий коефіцієнт.

На рис. 2.7 подана залежність функції від значень вихідного сигналу у перших двох квадрантах, що відповідають значенням спотвореного сигналу $g_{i,k}$ при $k = 15$. На рис 2.8 подана залежність від a_i дисперсії некорельованої завади.

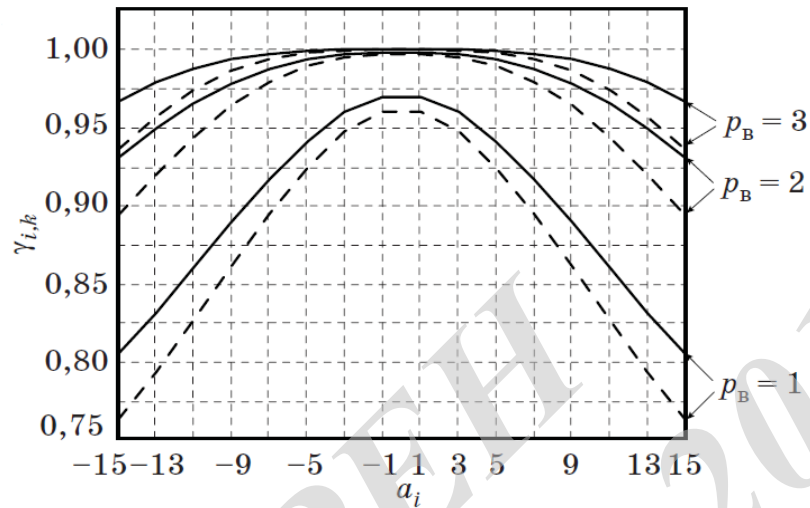


Рисунок 2.6 – Залежності коефіцієнта $\gamma_{i,k}$ від амплітуди чіпа

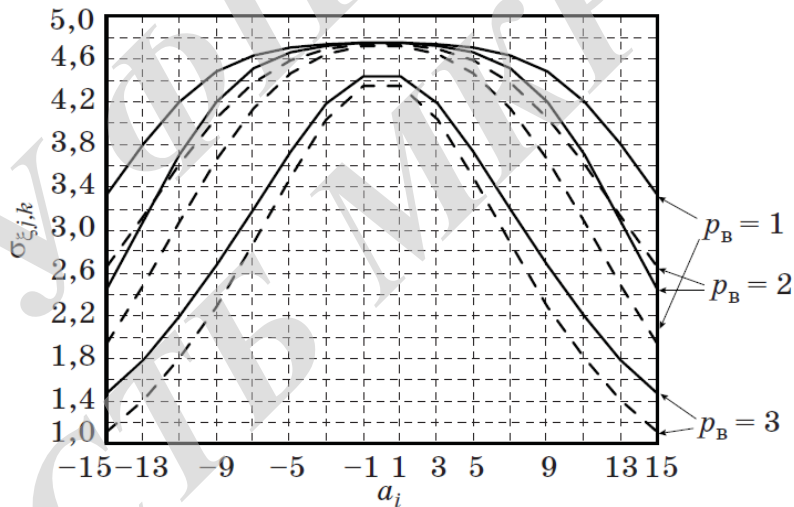


Рисунок 2.7 – Залежність дисперсії від амплітуди чіпа

На рис. 2.9, 2.10 сімейства кривих демонструють вплив, який чинить амплітуда b_k чіпів квадратурного стовбура на коефіцієнт $\gamma_{i,k}$ та дисперсію у випадку, коли $k = \text{var}$. Можна побачити, що у правій і лівій частинах цих графіків вплив ϵ більшим, ніж у центральній частині.

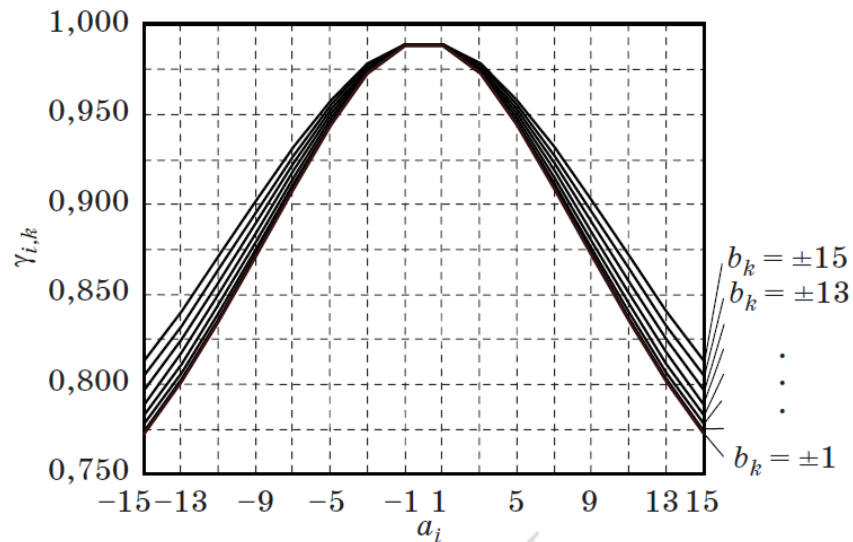


Рисунок 2.9 – Вплив величини індексу k на коефіцієнт γ_i .

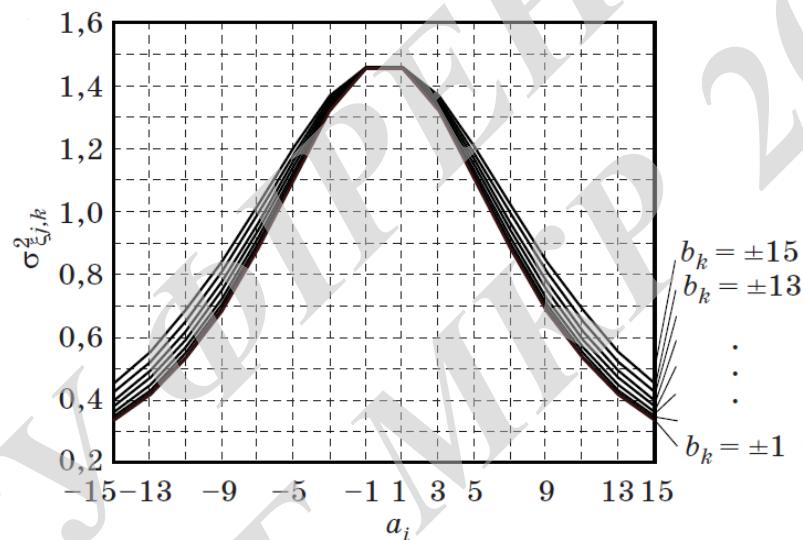


Рисунок 2.10 – Вплив величини індексу k на дисперсію

На рис. 2.11, 2.12 подані сімейства кривих на вході нелінійного підсилювача відеосигналу при фіксованому $k = 6$ та різних співвідношеннях сигнал/завада $\rho = 5, 6, \dots, 12$ дБ. Чим нижчою є амплітуда чіпа групового сигналу, тим більшим буде вплив адитивної завади.

На рис. 2.13 представлена залежність потужності корисного сигналу на виході нелінійного підсилювача від амплітуди чіпа результуючого сигналу при умові, що $k = 15$ з урахуванням і без урахування нелінійних спотворень, вносених нелінійним підсилювачем.

Значення дисперсії некорельованої завади на виході нелінійного підсилювача відеосигналу у загальному випадку можна знайти, використовуючи методи чисельного інтегрування.

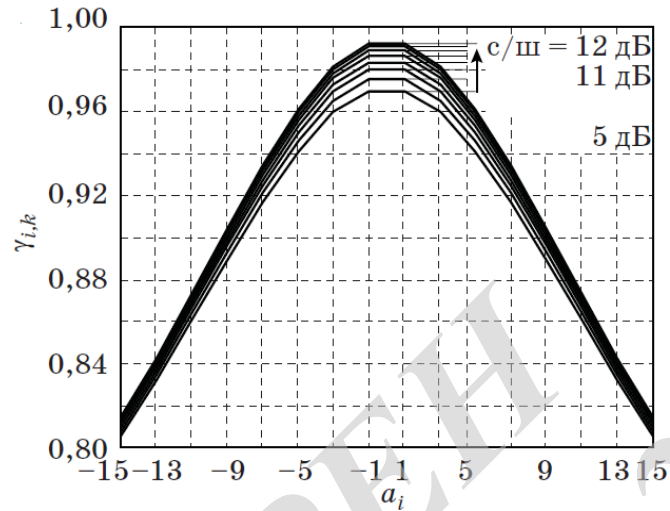


Рисунок 2.12 – Результати впливу відношення сигнал/шум на коефіцієнт $\gamma_{i,k}$

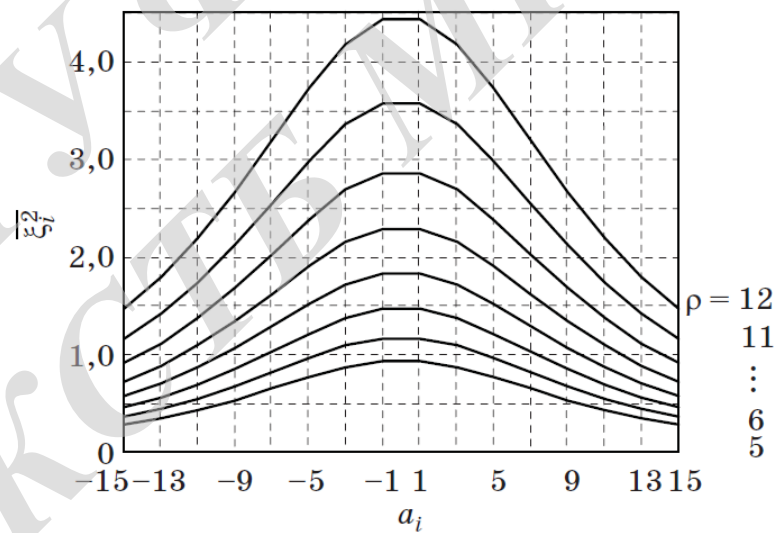


Рисунок 2.12 – Результати впливу відношення сигнал/шум на дисперсію

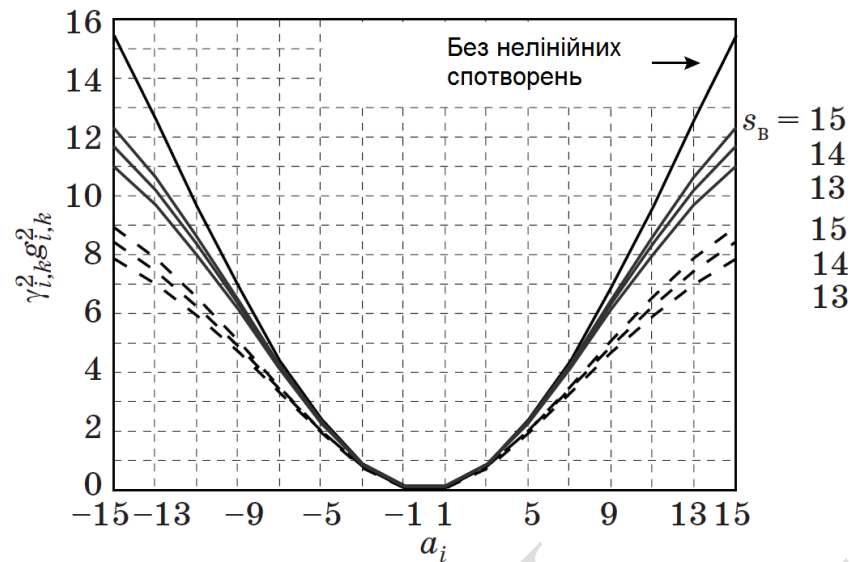


Рисунок 2.13 – Залежності потужності сигналу від a_i при різних параметрах амплітудної характеристики

2.5 Обчислення ймовірності бітової помилки

У демультиплексорі кожного стовбура є L каналних селекторів (рис. 2.1). Вони реалізуються у межах кожного інтервалу ортогональності шляхом інтегрування із вагою $w(m)(t)$ або $w(n)(t)$. Також у демультиплексорі є L вирішальних пристроїв, котрі мають приймати рішення про реєстрацію інформаційного біта як +1 або -1.

Представимо кожен чіп процесу $y(t)$ на виході нелінійного підсилювача відеосигналу як суми корисного групового сигналу та завади, що некорельовані з сигналом. Реакція $Z_m(t)$ пари каналний перемножувач – інтегратор у каналному селекторі m -го каналу на r -й чіп сигналу синфазного стовбура є сумою сигнальної складової та завади. Сума сигнальних складових по всім чіпам інтервалу ортогональності

$$B_{m,i,k} = \sum_{r=0}^{N-1} \int_{rT/N}^T \gamma_{i,k,r} g_{i,k,r}^{w(m)}(t) dt.$$

Аналогічний вигляд має вираз для квадратурного стовбура. Для прикладу на рис. 2.14 подано приклад однієї із можливих реалізацій сигналу на виході канального перемножувача.

У кожному інтервалі ортогональності є N чіпів, у яких сигнали по-різному поєднуються між собою залежно від значень i та k . Знаходження дисперсій корисного сигналу і завад, сумарних по всім чіпам інтервалу ортогональності, суттєво ускладнюється через багатоваріантність селективного корисного сигналу. Але, розрахунки можливо суттєво спростити, у випадку, коли враховується комбінаторна структура такого сигналу. Через непарну симетрію амплітудної характеристики у вихідному сигналі кожного канального перемножувача в межах інтервалу ортогональності часто мають місце пари імпульсів з протилежною полярністю, що є однаковими за абсолютною величиною. Вони взаємно компенсуються у процесі інтегрування, причому результат інтегрування не залежить від взаємного розташування чіпів в інтервалі ортогональності.

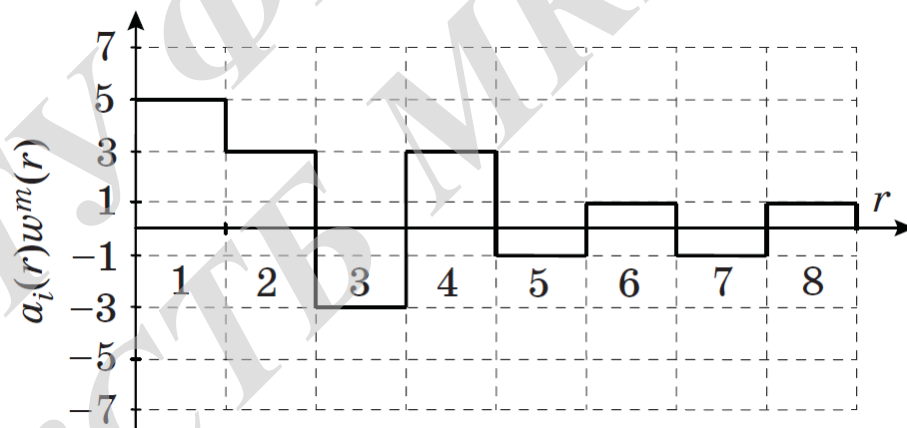


Рисунок 2.14 – Вихідний сигнал

Всі можливі реалізації сигналу знаходяться шляхом перебору. Результати машинного експерименту видно, що число різних можливих комбінацій невірноважених доданків корисного сигналу в інтервалі ортогональності є невеликим, при цьому в різних інтервалах ортогональності та різних каналах стовбура ці комбінації повторюються.

Кожному сигналу відповідає некорельована завада. Такі завади взаємно не компенсуються, саме тому у межах кожного інтервалу ортогональності потрібно враховувати всі доданки сумарної завади у «врівноважених» і у «неврівноважених» чіпах.

Кількість і склад можливих комбінацій корисного сигналу і завади, котрі виникають в усіх каналах синфазного стовбура при будь-яких поєднаннях вхідних «бітів» +1 і -1, при будь-якому постійному значенні індексу k існує влише три можливих варіанти комбінацій неурівноважених складових.

Так як інтегратор є представляє собою лінійну ланку, то згідно принципу суперпозиції, корисні сигнали підсумовуються за напругою, а завади підсумовуються за потужністю.

На рис. 2.15 представлені графічні залежності ймовірностей, усереднених по всім індексам k (криві 1-3). Крива 4 відображає графік результуючої ймовірності бітової похибки, усередненої за всіма k . Для сигналів інших квадрантів обох стовбурів, враховуючи їх статистичну ідентичність, аналогічними є і проміжні викладки і кінцеві результати.

З метою порівняння на рис. 2.16 подано графіки залежності ймовірності бітової помилки на виході каналу, які були розраховані для системи передачі з QAM-64 з вищенаведеними вихідними даними за таких вхідних умов:

- крива 1: враховується негативний вплив нелінійних спотворень, але не враховується вплив комбінаторних властивостей групового сигналу Уолша;

- крива 2: враховуються нелінійні спотворення і комбінаторні властивості групового сигналу Уолша, реальний розподіл завад на вході замінюється гаусовим розподілом; результатом такої заміни є те, що розрахована завадостійкість каналу підвищується у порівнянні з реальною;

- крива 3: враховуються нелінійні спотворення і комбінаторні властивості групового сигналу Уолша згідно запропонованої методики, з розподіл завади на вході апроксимується за допомогою модифікованих поліномів. Крива 3 є проміжною між кривими 1 і 2 та повторює криву 4, причому вона є найбільш близькою до реальності.

Відомий графік ймовірності помилки в системі з модуляцією QAM-64 представлено на рис. 2.15, де роздільна реєстрація кожного чіпа відображена кривою 4. У такій системі швидкість передачі інформації у кожному стовбурі складає 3 біта/чіп при рівній ймовірності і незалежності всіх чіпів. Крива 4 дещо завищує реальну стійкість системи та не враховує той факт, що помилка при реєстрації одного чіпа веде до спотворення 1-3 біт вхідного цифрового потоку.

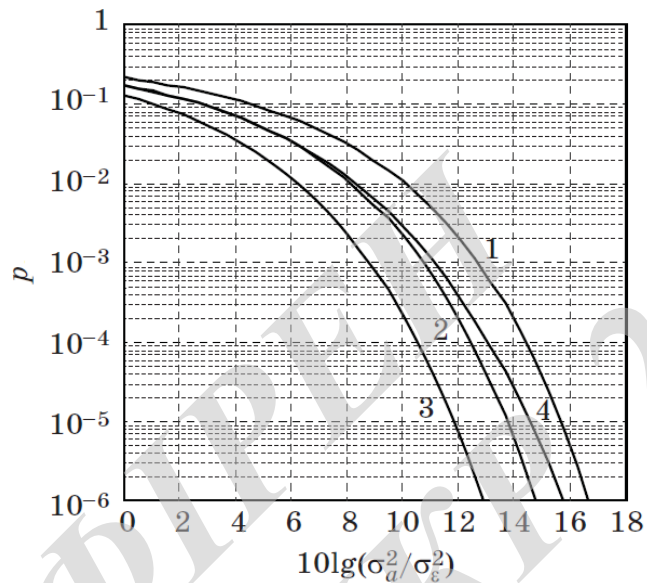


Рисунок 2.14 – Умовна ймовірність бітової помилки у каналі абонента

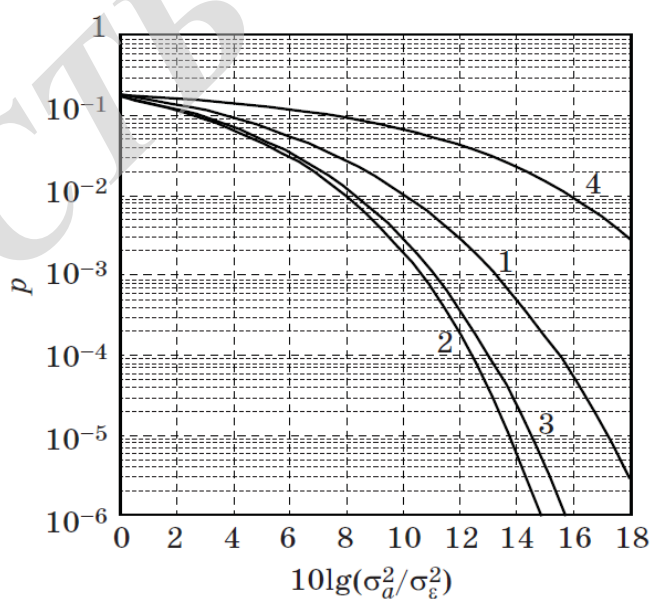


Рисунок 2.15 – Середня ймовірність бітової помилки у каналі абонента

3 КОРЕГУВАННЯ СИГНАЛУ

3.1 Моделювання підсилювачів потужності

Щоб проаналізувати ефективність застосування методу цифрових попередніх спотворень на основі різних коректорів для лінеаризації різних типів підсилювачів проводився комп'ютерний експеримент. При цьому підсилювачі потужності представлялися чотирма різними безструктурними моделями, з параметрами, визначеними в [5].

Модель 1 – модель Вінера-Хаммерштейна є послідовним з'єднанням трьох блоків: КІХ-фільтра, безінерційного нелінійного пристрою і ще одного КІХ-фільтра. Фільтри мають другий порядок, а характеристика нелінійного пристрою описується поліномом п'ятого ступеня:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K a_k v(n) |v(n)|^{k-1},$$

де $v(n)$, $y(n)$ – комплексні відліки сигналу на вході і виході нелінійного пристрою відповідно,

a_k – комплексні коефіцієнти моделі,

$K=1$.

Розраховані амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова передавальні характеристики такого підсилювача для розглянутого сигналу наведено на рис. 3.1. Видно, що в даному випадку підсилювач представляє собою динамічну систему зі слабкою нелінійністю (режим роботи А).

Модель 2 описується одноблоковою поліноміальною моделлю з пам'яттю:

$$y(n) = \sum_{k=1}^K \sum_{q=0}^Q b_{kq} x(n-q) |x(n-q)|^{k-1},$$

де $x(n)$, $y(n)$ – комплексні відліки сигналу на вході і виході моделі відповідно,
 b_{kq} – комплексні коефіцієнти моделі,
 $K=5$,
 $Q=3$.

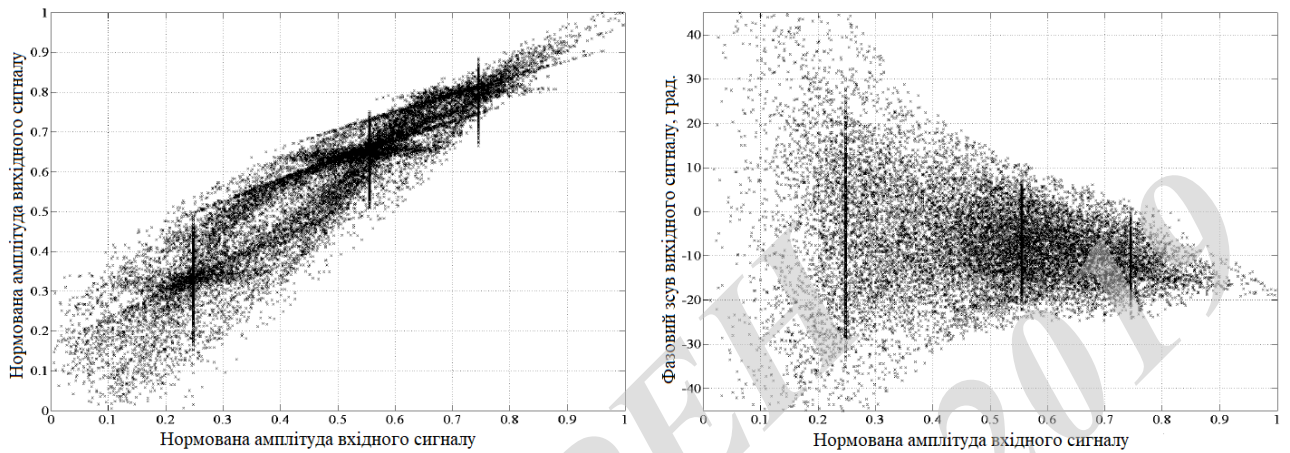


Рисунок 3.1 – Амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова характеристики підсилювача, що описується моделлю 1

Розраховані амплітудно-амплітудна і амплітудно фазова передавальні характеристики даної моделі для розглянутого сигналу приведені на рис. 3.2. У даному випадку модель описує роботу статичного підсилювача, що працює в режимі відсічення.

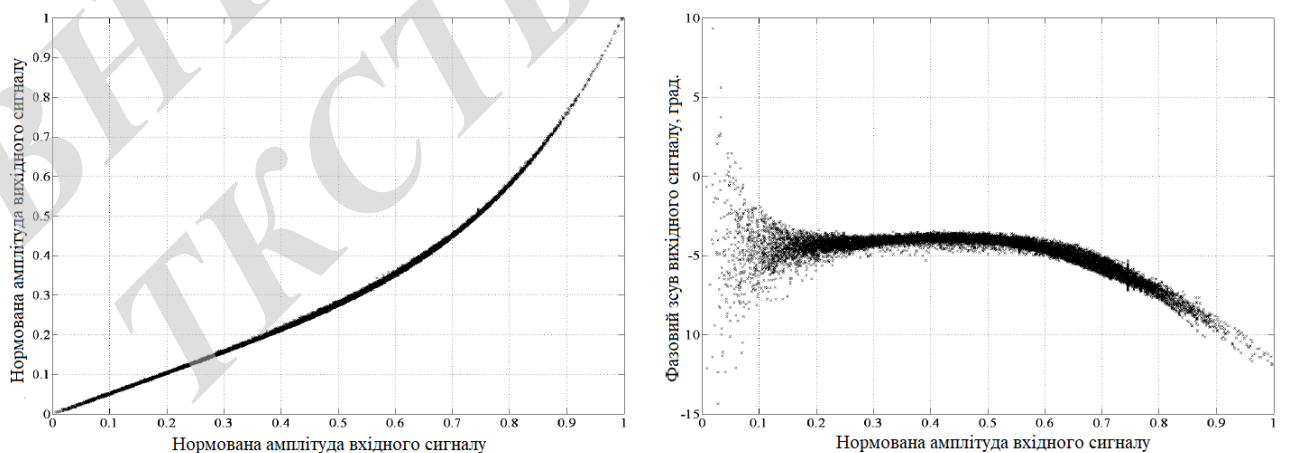


Рисунок 3.2 – Амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова характеристики підсилювача, що описується моделлю 2

Модель 3 являє собою паралельну модель Вінера, що складається з трьох гілок.

Кожна гілка при цьому складається з КІХ-фільтра і нелінійного безінерційного пристрою. Фільтри мають перший порядок, а характеристики нелінійних пристроїв описуються непарними поліномами p 'ятого ступеня:

$$y_i(n) = \sum_{k=1}^K c_{ki} v_i(n) |v_i(n)|^{k-1},$$

де $v_i(n)$, $y_i(n)$ – комплексні відліки сигналу на вході і виході i -ої гілки нелінійного пристрою відповідно,

c_{ki} – комплексні коефіцієнти моделі,

$K=5$,

i – номер гілки.

В результаті сигнал на виході пристрою дорівнює сумі вихідних сигналів гілок:

$$y(n) = y_1(n) + y_2(n) + y_3(n).$$

Розраховані амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова передавальні характеристики такого підсилювача для розглянутого сигналу наведено на рис. 3.3. Видно, що в даному випадку підсилювач являє собою статичну систему з середнім рівнем нелінійності (режим роботи АВ).

І, нарешті, модель 4 є аналогом моделі 1, тільки нелінійний блок описується наступним виразом:

$$y(n) = \left[(8,00335 - 4,61157i) \operatorname{arctg} (2,26895 |v(n)|) + (-3,77167 + 12,03758i) \operatorname{arctg} (0,8234 |v(n)|) \right] e^{i\angle v(n)},$$

де $v(n)$, $y(n)$ – комплексні відліки сигналу на вході і виході нелінійного пристрою відповідно.

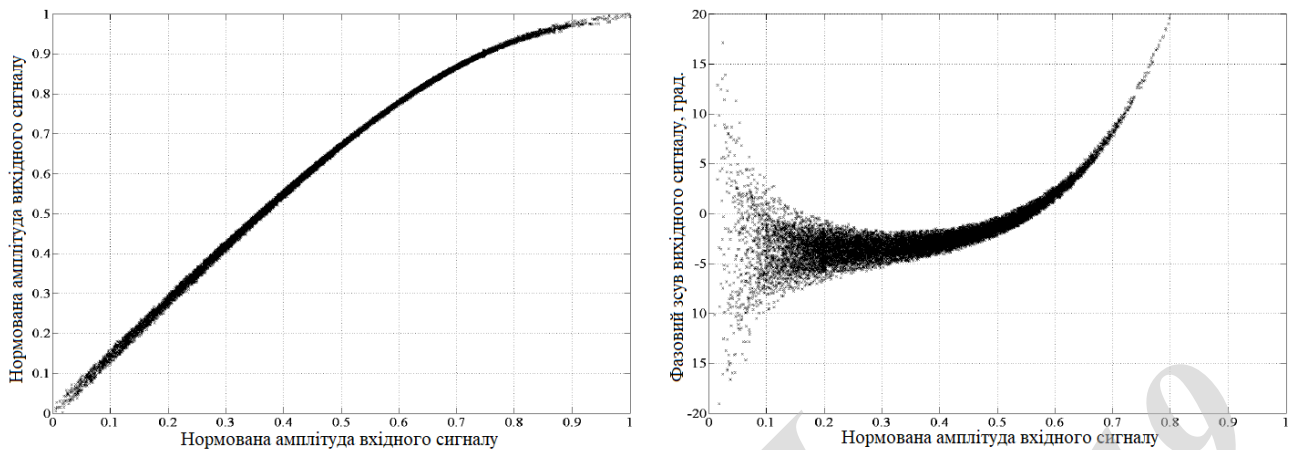


Рисунок 3.3 – Амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова характеристики підсилювача, що описується моделлю 3

Розраховані амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова передавальні характеристики даної моделі для розглянутого сигналу наведено на рис. 3.4. В даному випадку підсилювач являє собою сильно нелінійну систему (режим насичення) зі значною динамікою.

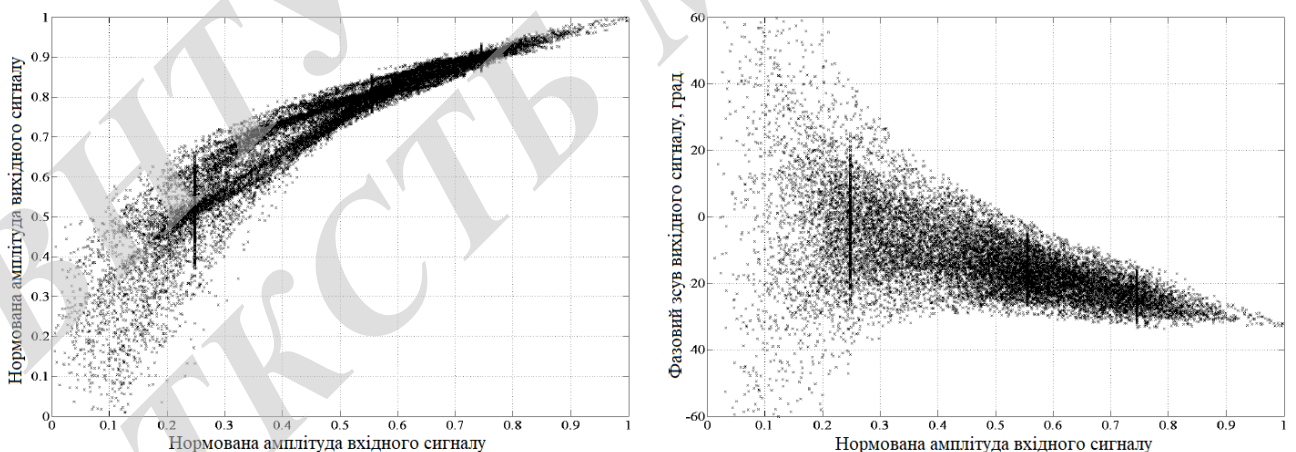


Рисунок 3.4 – Амплітудно-амплітудна і амплітудно-фазова характеристики підсилювача, що описується моделлю 4

3.2 Моделювання цифрових коректорів

Після того, як були обрані моделі, що дозволяють описати роботу підсилювача потужності при різних умовах, необхідно визначити моделі для цифрових коректорів, які дозволять лінеаризувати дані пристрої. Для проведення порівняльного аналізу роботи різних коректорів були обрані також чотири моделі.

Однією з найбільш простих моделей з точки зору практичної реалізації є поліноміальна модель з пам'яттю (MP), математична форма запису якої виглядає наступним чином:

$$y(n) = \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{pm} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1},$$

де $x(n)$, $y(n)$ – комплексні відліки сигналу на вході і виході коректора відповідно, h_{pm} – комплексні коефіцієнти моделі.

З метою підвищення точності і ефективності роботи поліноміальної моделі з пам'яттю в її опис вводять деякі перехресні члени – узагальнена поліноміальна модель з пам'яттю (GMP). Зазвичай враховуються твори затриманих один відносно одного відліків виду: $x(n)|x(n-m)|$ і $x(n)|x(n+m)|$. Тоді, для даної моделі отримуємо [6]:

$$\begin{aligned} y(n) = & \sum_{p=1}^P \sum_{m=0}^M h_{pm} x(n-m) |x(n-m)|^{p-1} + \\ & + \sum_{p=1}^{P_a} \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{q=1}^{Q_a} a_{pmq} x(n-m) |x(n-m-q)|^p + \\ & + \sum_{p=1}^{P_a} \sum_{m=0}^{M_a} \sum_{q=1}^{Q_a} b_{pmq} x(n-m) |x(n-m-q)|^p, \end{aligned}$$

де $x(n)$, $y(n)$ комплексні – відліки сигналу на вході і виході коректора відповідно,

h_{pm} , a_{pmq} , b_{pmq} – комплексні коефіцієнти моделі.

В якості третьої моделі коректора була обрана нейронна мережа на основі багат шарового перцептрона (NN) з двома прихованими шарами, яка представлена на рис. 3.5. Тут I_{in} , Q_{in} – квадратури вхідного сигналу, I_{out} , Q_{out} квадратури вихідного сигналу нейронної мережі.

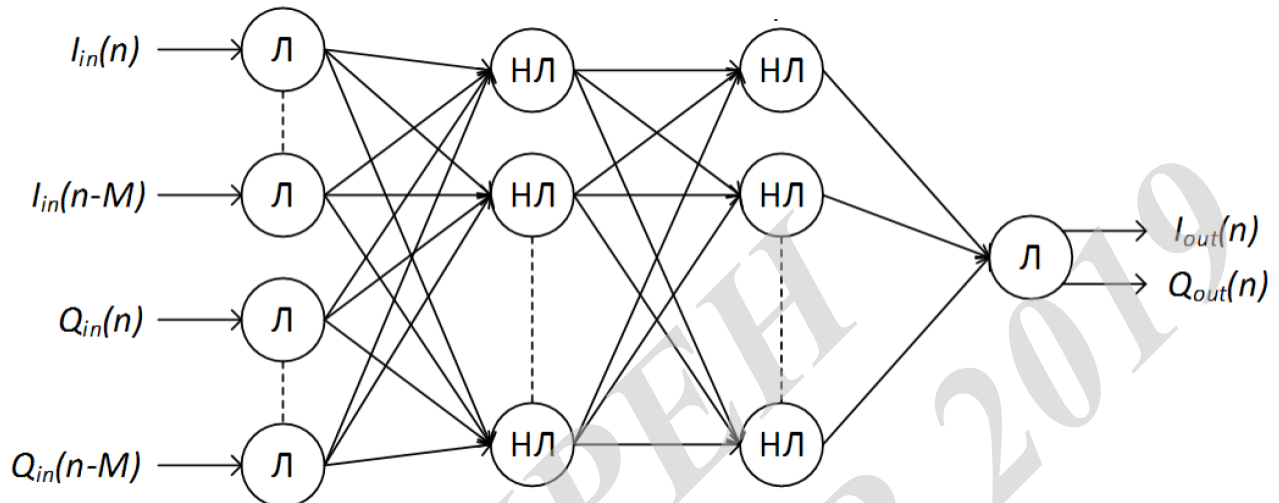


Рисунок 3.5 – Схема багат шарового перцептрона (Л – нейрон з лінійною функцією активації, НЛ – нейрон з нелінійною функцією активації)

І, нарешті, для четвертої моделі будувалася рекурентна нейронна мережа (RNN), представлена на рис. 3.6, яка відрізняється від багат шарового перцептрона наявністю зворотного зв'язку.

3.3 Критерії оцінки алгоритмів лінеаризації

Для оцінки ефективності роботи різних цифрових коректорів в роботі використовувалися два критерії.

Як параметр, що кількісно оцінює ефективність лінеаризації у часовій області зазвичай застосовується величина модуля вектора помилки (EVM), що визначається співвідношенням:

$$EVM = \frac{\sum_i \sqrt{(I_{екс}(i) - I_{ем}(i))^2 + (Q_{екс}(i) - Q_{ем}(i))^2}}{\sum_i \sqrt{I_{ем}^2(i) + Q_{ем}^2(i)}} \cdot 100\%,$$

де $I_{екс}$ і $Q_{екс}$ – квадратури лінеаризованого сигналу,

$I_{ет}$ і $Q_{ет}$ – квадратури вхідного (еталонного) сигналу.

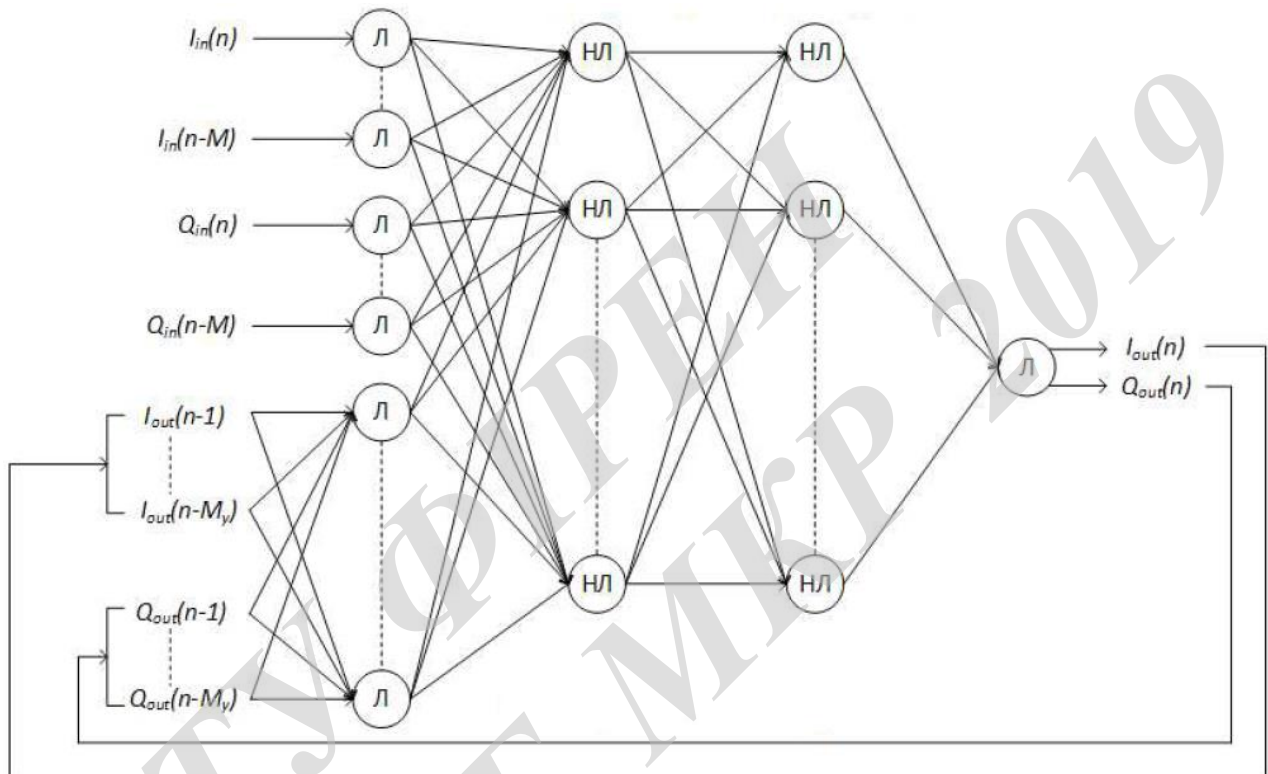


Рисунок 3.6 – Схема рекурентної нейронної мережі

Параметр АСРР оцінює відносний рівень позасмугового випромінювання сигналу і з його допомогою можна охарактеризувати роботу цифрового коректора в частотній області.

Він визначається наступним чином:

$$ACPR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{P_{сус}}{P_{осн}} \right),$$

де $P_{осн}$ – потужність сигналу в основній смузі,

$P_{\text{сус}}$ – потужність сигналу в сусідньому каналі.

Рисунок 3.7 ілюструє алгоритм визначення даного параметра за спектральною щільністю потужності сигналу.

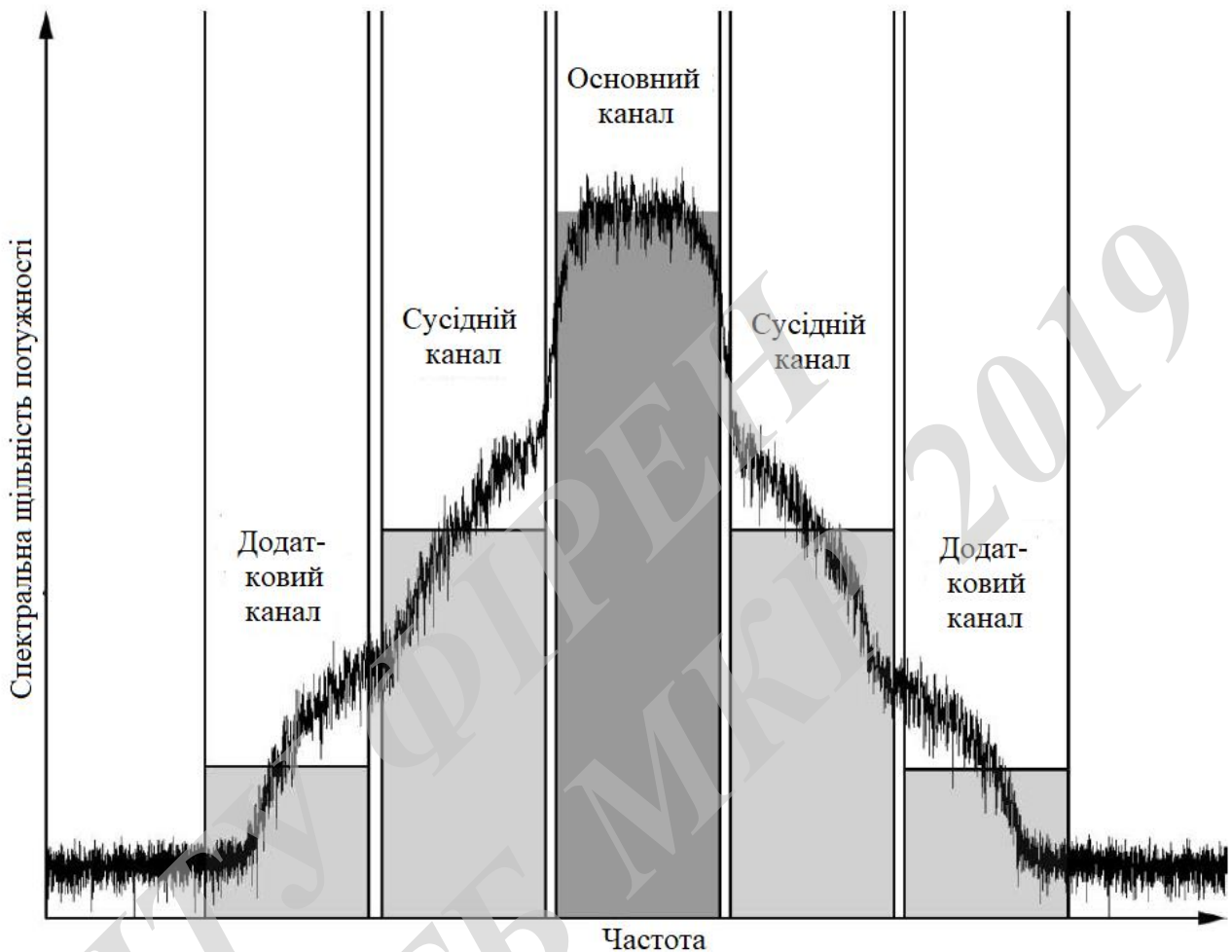


Рисунок 3.7 – Ілюстрація розрахунку АСРР

3.4 Порівняльний аналіз роботи цифрових коректорів

За допомогою комп'ютерного експерименту можна проаналізувати ефективність представлених типів коректорів для двох видів сигналів: з модуляцією QAM-16, що має пік-фактор 6дБ, і з ортогональним частотним мультиплексуванням (OFDM), що володіє пік-фактором 11дБ. Для ідентифікації параметрів різних коректорів використана зворотна система навчання, в якості вихідних даних для якої необхідні відліки сигналу на вході і виході підсилювача потужності. Для

отримання вихідних відліків вихідний сигнал пропускався через кожну з чотирьох представлених вище моделей підсилювача потужності з додаванням білого гаусового шуму. При цьому відношення сигнал/шум становило 60дБ, що характерно для реальних пристроїв. Для кожної моделі підсилювача потужності будувалися всі типи цифрових коректорів. Далі тестований сигнал пропускався через систему «цифровий коректор – модель підсилювача потужності», і оцінювалася ефективність роботи різних коректорів.

Спочатку для кожної моделі коректора визначалося кількість параметрів, необхідна для досягнення найкращих результатів лінеаризації. Так для поліноміальної моделі з пам'яттю вона склала 18, узагальненої поліноміальної моделі – 42, багат шарового персептрона з 15 вузлами (NN15) – 215, з 20 вузлами (NN20) – 372, рекурентної мережі – 432.

Результати лінеаризації різних типів підсилювачів з використанням різних коректорів представлені в табл. 3.1 (для сигналу QAM16) і табл. 3.2 (для OFDM сигналу).

Тут в першому стовпці наведені значення EVM і ACPR для сигналу на виході підсилювача без використання алгоритму попередніх спотворень. Наступні стовпці відображають дані для системи «коректор-підсилювач потужності». З отриманих результатів видно, що застосування цифрової корекції в передавальному тракті дозволяє як знизити рівень позасмугових випромінювань сигналу на 20-25 дБ, так і зменшити його векторну помилку до 0,5–1%. Ускладнення моделі коректора за рахунок застосування нейронних мереж на практиці може бути виправдано тільки для підсилювачів, що працюють в режимі суттєвої нелінійності (модель 4).

У всіх інших випадках можна обмежитися узагальненою поліноміальною моделлю, яка показує цілком задовільні результати при невеликих обчислювальних витратах.

Таблиця 3.1 – Результати лінеаризації при використанні сигналу QAM16

Тип підсилювача	Модель 1					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
АСPR, дБ	-29,4	-50,6	-47,1	-48,7	-50,3	-49,4
EVM, %	23,1	0,27	0,95	0,41	0,25	0,44
Тип підсилювача	Модель 2					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
АСPR, дБ	-33,8	-50,1	-50,99	-51,2	-51,3	-51,3
EVM, %	8,08	0,19	0,13	0,07	0,05	0,05
Тип підсилювача	Модель 3					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
АСPR, дБ	-31,6	50,99	-51,3	-51,36	-51,36	-51,39
EVM, %	5,27	0,11	0,07	0,04	0,04	0,04
Тип підсилювача	Модель 4					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
АСPR, дБ	-23,12	-49,7	-49,2	-49,6	-50,9	-50,98
EVM, %	24,02	0,45	0,35	0,25	0,16	0,15

У процесі досліджень встановлено, що використання коректорів на основі поліноміальних моделей дає цілком задовільні результати по лінеаризації передавального тракту, володіючи при цьому незначною обчислювальною складністю. Моделі на основі нейронних мереж для сигналів з частотним мультиплексуванням показують результати краще на 2-3 дБ. Однак для їх реалізації потрібно

коефіцієнтів в 10 разів більше, що значно ускладнить апаратну реалізацію коректора. Тому дані коректори слід застосовувати тільки в разі жорстких обмежень на спектр-маску випромінюваного сигналу.

Таблиця 3.2 – Результати лінеаризації при використанні сигналу OFDM

Тип підсилувача	Модель 1					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-28,61	-50,1	-43,9	-41,99	-43,94	-45,19
EVM, %	30,75	0,42	2,39	1,49	1,43	1,14
Тип підсилувача	Модель 2					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-31,37	-49,5	-53,4	-52,8	-54,5	-55,3
EVM, %	5,79	0,31	0,28	0,24	0,15	0,11
Тип підсилувача	Модель 3					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-29,0	-50,4	-53,7	-52,8	-54,9	-55,4
EVM, %	7,9	0,3	0,19	0,23	0,13	0,1
Тип підсилувача	Модель 4					
Тип коректора	Без коректора	MP	GMP	NN15	NN20	RNN
ACPR, дБ	-22,4	-49,02	-45,03	-44,5	-47,95	-48,5
EVM, %	25,84	0,61	0,85	0,6	0,5	0,46

4 МЕТОДИ ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ

4.1 Прогнозування характеристик сигналу

Для розвитку мереж мобільного зв'язку актуальним є пошук найкращого із можливих рішень задачі прогнозування втрат при розповсюдженні електромагнітних хвиль, розрахунку бюджету каналу та дальності зв'язку. Факторами, котрі впливають на розповсюдження сигналів є втрати сигналу у вільному просторі, ефект багатопробеневого поширення, відбиття, дифракція, проникнення сигналів у приміщення та автомобілі, інтерференція, розповсюдження сигналу над водою та через дерева. Для обчислення втрат сигналу при його розповсюдженні в засобах мобільного зв'язку застосовують напівемпіричні моделі, серед яких найбільш відомими є моделі Окамура-Хата, Уолфіш-Ікегамі, COST231-Nata, Кся-Бертоні, Альсбрука і Парсона [5].

При прогнозуванні втрат при розповсюдженні сигналу також застосовують статистичними методами, згідно яких зміни рівнів прийнятих сигналів класифікують залежно від руху абонента відносно базової станції [6]. У багатьох областях проблеми прогнозування можна успішно вирішити застосовуючи апарат нейронних мереж. Так, штучні нейронні мережі застосовують для прогнозування вартості валюти, для визначення ціни продукту та в промисловому виробництві [3].

Відомо багато різновидів штучних нейронних мереж, котрі класифікуються за такими ознаками як багатосаровість, наявності затримки, самоорганізованості зворотного зв'язку тощо. Для розв'язання різних задач використовуються різні види нейронних мереж: нейронні мережі з часовою затримкою застосовуються для розв'язання задач відновлення форми часової функції (форми сигналу), самоорганізовані штучні нейронні мережі призначені для розв'язання задачі розділення даних за класами. Для прогнозування найбільше підходить штучна нейронна мережа з прямим поширенням сигналу, що є багатосаровою нейронною мережу без зворотних зв'язків та затримок, котра може встановити фун-

кціональний зв'язок між початковими і прогнозованими даними [10]. Узагальнена архітектура нейронної мережі з прямим поширенням сигналу подана на рис.4.1. Тут у вхідному шарі N нейронів, у прихованому M нейронів, а у вихідному – K нейронів. IW (Input Weight) – це вагові коефієнти для сигналів з вхідного шару, LW (Layer Weight) – це вагові коефієнти для сигналів з прихованого шару, V – це ваговий коефіцієнт для сигналу, змінюючи який можна регулювати роботу штучного із нейрона з вхідними сигналами, а X і Y – це вхідний і вихідний вектори відповідно.

Така нейронна мережа може досить точно відтворювати функції із кінцевою кількістю точок розриву, у випадку, коли задано достатнє число нейронів прихованого шару.

Для навчання штучної нейронної мережі були створені навчальні вибірки на базі перерахованих вище моделей. З метою вибору оптимальної конфігурації штучної нейронної мережі було протестовано нейронні мережі з прямим поширенням сигналу із різним числом прихованих шарів та нейронів у них. Було обрано оптимальну тришарову нейронну мережу, що має 9 нейронів у вхідному шарі, 8 нейронів в прихованому і 1 нейрон в вихідному, що вносить мінімальну похибку в визначення прогнозованих параметрів. Похибка навчання штучної нейронної мережі є основним параметром оцінювання якості її роботи, який представляє собою різницю між цільовим значенням та вихідним значенням.

Для кожного елемента вибірки було обчислено значення похибки. За одержаною у результаті вибіркою похибок було проведено дослідження роботи штучної нейронної мережі – було побудовано графіки щільності ймовірності, підібрана відповідно функція розподілу щільності ймовірності, яка підходить для отриманих вибірок (рис.4.2), також було оцінено параметри підібраних функцій розподілу.

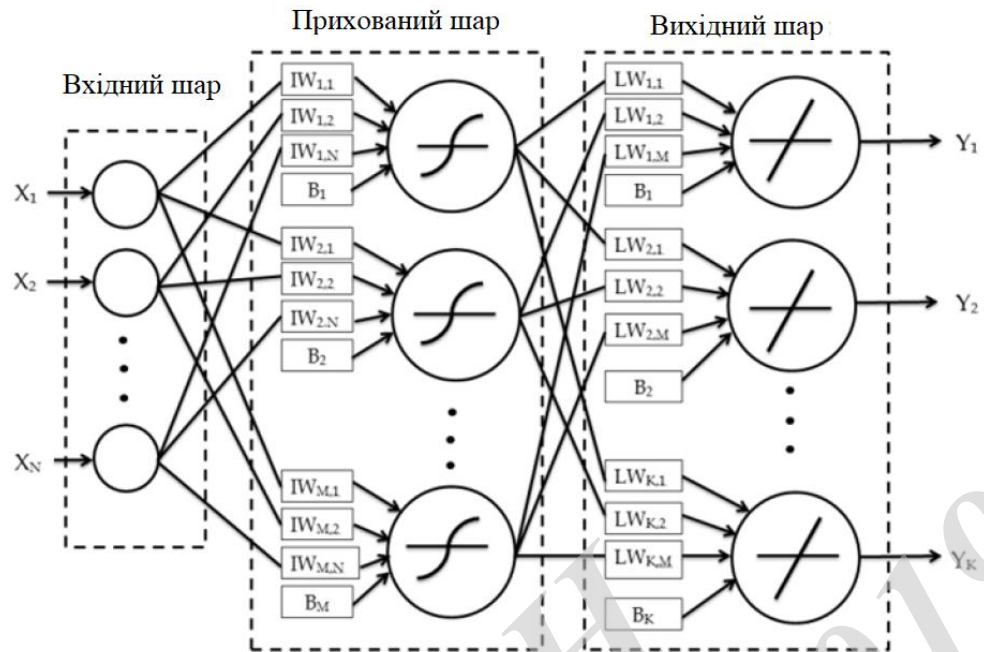


Рисунок 4.1 – Архітектура нейронної мережі із прямим поширенням

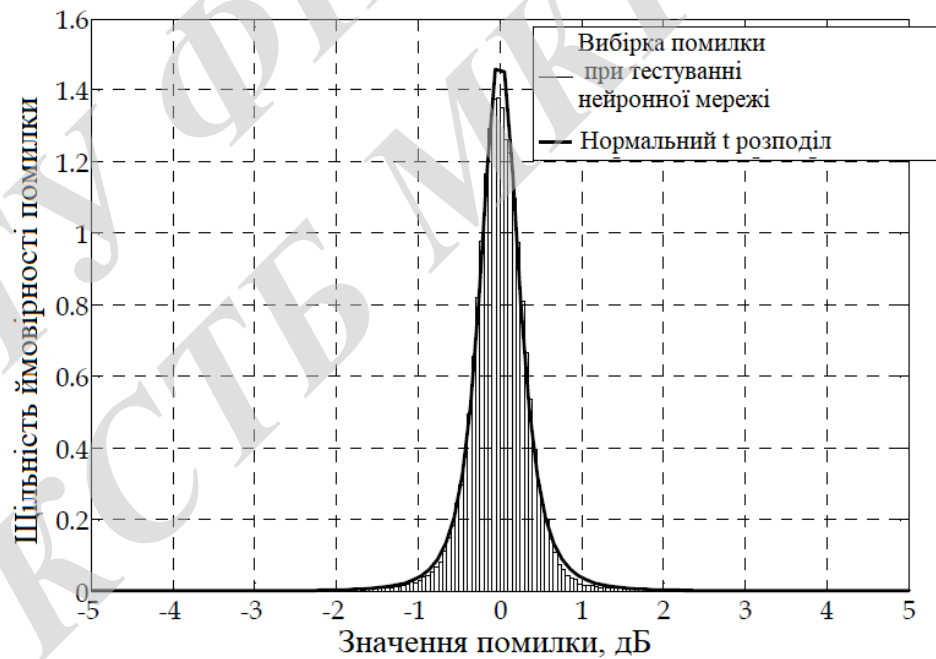


Рисунок 4.2 – Статистична оцінка похибки прогнозування для моделі Окамура-Хата

Як опція розподілу було вибрано розподіл t location-scale, що подібен розподілу Стюдента:

$$f(x) = \frac{\Gamma\left(\frac{\nu+1}{2}\right)}{\sigma\sqrt{\nu\pi}\Gamma\left(\frac{\nu}{2}\right)} \left[\frac{\nu + \left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2}{\nu} \right]^{-\left(\frac{\nu+1}{2}\right)},$$

де σ – параметр масштабу,

μ – параметр розташування,

ν – параметр форми.

У випадку, коли змінна x має функцію розподілу t location-scale із вказаними параметрами μ , σ та ν , змінна $(x-\mu)/\sigma$ має функцію розподілу Стьюдента із степенем свободи ν .

Було оцінено точність апроксимації розподілу похибки обраним розподілом. В табл.4.1 подано параметри оцінки та їхні значення.

Таблиця 4.1 – Параметри функцій розподілу

Модель	Параметр	Значення
Уолфиш-Икегами	μ	-0,0621849
	σ	1,55506
	ν	3,73478
Окамура-Хата	μ	-0,00222371
	σ	0,243982
	ν	2,77659
Кся-Бертони	μ	-0,00754698
	σ	0,166953
	ν	3,6536
Альсбрука-Парсона	μ	-0,039315
	σ	0,514419
	ν	2,30768

Значення, обумовлені моделями, лежать у діапазоні десятків і сотень децибел. Значення математичного сподівання близькі до нуля і становлять величини порядку сотих та тисячних децибел, значення середньо-квадратичного відхилення мають порядок десятих або одиниць децибел, що складає близько одного відсотка від визначених величин. Значення були отримані для вибірок, які містять 100 000 елементів. Для вибірок, що мають кількістю елементів менше за 100, нейронна мережа показала такі ж самі результати.

На практиці важливою характеристикою нейронної мережі є мінімально прийнятне число елементів у навчальній вибірці – це мінімальна кількість елементів, при якій нейронна мережа демонструє ефективну роботу. Під час тестування нейронної мережі, що була навчена за допомогою моделі Окамура-Хата у діапазоні вибірок 50–2000 елементів, відносна похибка становила не більше 1 відсотка при застосуванні 200 елементів і більше, а при зменшенні числа елементів від 200 до 50 відносна похибка різко зростала. У реальних умовах наявна похибка вимірюваних величин, котра вносить в виміряні значення випадкову складову. В процесі моделювання зашумленості вхідних за допомогою шуму з рівномірним законом розподілу значень навчальної вибірки була виявлена залежність, подана на рис. 4.3.

Найкращі результати тестування нейронна мережа показує за умов зашумленості, у випадку, коли навчання проводилося за умов зашумленості вхідних значень із відношенням сигнал/шум 400 та 100. При значному зменшенні відношення сигнал/шум у навчальній вибірці до значень порядку 10 штучна нейронна мережа демонструє при тестуванні низьке відношення сигнал/шум.

Метод прогнозування із застосуванням нейронних мереж дає змогу досить точно спрогнозувати результати моделювання. Штучні нейронні мережі характеризуються адаптивними властивостями та можуть встановлювати функціональні зв'язки за умов неточності здійснених вимірювань. Нейромережевий метод можливо застосовувати для розв'язання на практиці задач прогнозування рівня сигналу та частотно-територіального планування.

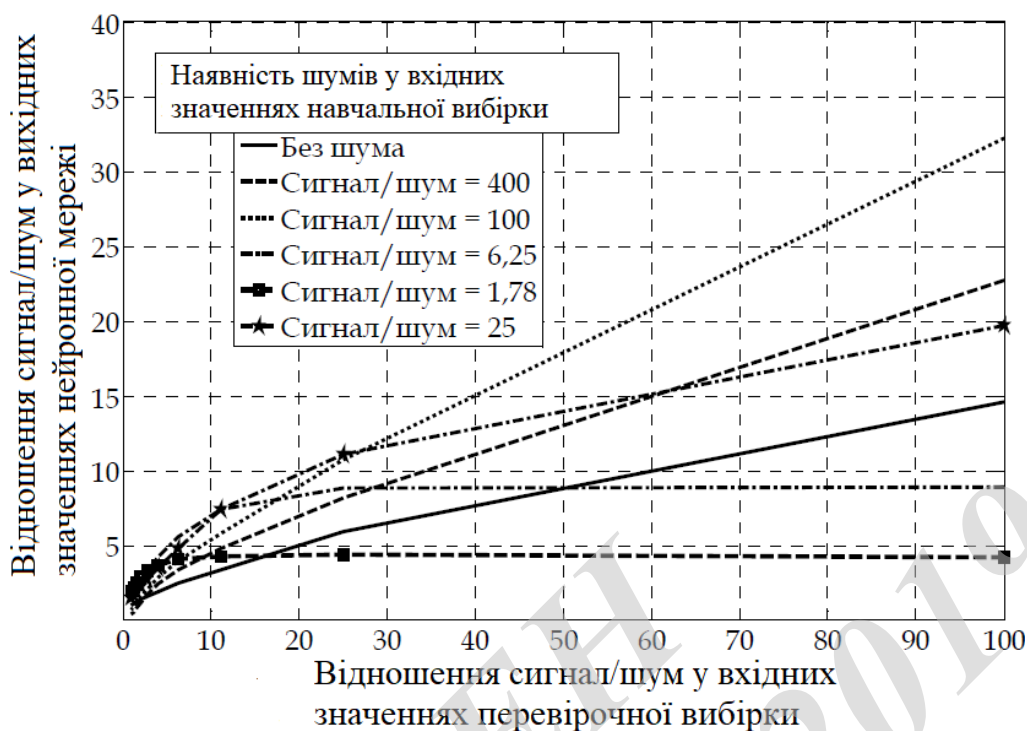


Рисунок 4.3 – Результати роботи штучної нейронної мережі при зашумленості вхідних даних

4.2 Підвищення завадозахищеності

У більшості випадків ортогональне частотне мультиплексування найчастіше реалізується із використанням QAM-модуляції символами, що мають вигляді прямокутних імпульсів з захисними інтервалами. При цьому циклічний префікс додається на початок кожного OFDM-символу та представляє собою циклічне повторення кінцевої частини символу. У приймачі циклічний префікс видаляється із прийнятого блоку, потім отриманий сигнал перетворюється з часого у частотний за допомогою швидкого прямого перетворення Фур'є (FFT). З блоку FFT сигнал надходить на еквалайзер. З виходу еквалайзера сигнал надходить на каналний декодер, на виході якого з'являється прийнятий потік бітів.

У загальному випадку, еквалайзінг може бути реалізовано у частотній області. Але, для того, аби забезпечити еквалізацію в частотній області близьку до оптимальної, у приймачі потрібно виконати якісну циклічну згортку відліків прийнятих сигналів із коефіцієнтами каналу. Для цього необхідно, аби довжина

циклічного префікса була рівною або більшою за максимальну затримку розповсюдження сигналу. Якщо ж затримка у каналі буде більшою, то потрібно буде збільшити довжину циклічного префікса, а це може понизити швидкість передавання даних до неприйнятно низького значення.

До складу приймача для скорочення довжини циклічного префікса доцільно додавати еквалайзер часової області. Це дасть змогу зменшити довжину циклічного префікса, а також забезпечити підвищення швидкості передавання даних, покращити умови роботи еквалайзера частотної області та збільшити його продуктивність. Але введення попередньої часової еквалізації сприяє зменшенню міжблокової інтерференції, так як забезпечує більш чітку періодичність блоку даних.

Отже, еквалайзінг у системі мобільного зв'язку із OFDM можна розглядати як трирівневий процес, що починається додаванням циклічного префіксу на передавальній стороні, а завершується дворівневою еквалізацією на приймальній стороні (рис.4.4).



Рисунок 4.4 – Приймач OFDM сигналів

Оскільки при введенні захисних інтервалів знижується спектральної ефективності використання сигналів OFDM і, відповідно, зменшується пропускна здатність системи зв'язку. Окрім того, спектру прямокутних символів OFDM притаманний підвищений рівень позасмугових компонент, що знижує компактність спектру та призводить до зростання внутрішньосистемних завад та міжканальної інтерференції. Тому доцільним є використання методу модуляції піднесучих зі зміщенням у часі OFDM/OQAM (OQAM – Offset QAM). Але, якщо при звичайній OFDM/QAM передаються комплексно-значні символи із заданою

швидкістю, то у випадку OFDM/OQAM передають реальні значущі символи з подвоєною швидкістю передавання.

Використання сигналів цього виду може забезпечити вищу швидкість передавання інформації, так як не потребує додавання захисних інтервалів, а огинаючи модулюючого імпульсу можна оптимізувати відповідно до частотної характеристики каналу із багатофазною фільтрацією.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

5 ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ

5.1 Дослідження характеристик каналів з MIMO

Технологія LTE, розроблена консорціумом 3GPP, є одним з найбільш перспективних стандартів для розгортання мереж бездротового широкосмугового зв'язку четвертого покоління [9]. Безліч робіт присвячені завадостійкості каналів зв'язку технології LTE, однак недостатньо відомостей по дослідженню завадостійкості при використанні квадратурної амплітудної модуляції.

Тому важливим є проведення експерименту для дослідження завадостійкості каналів зв'язку технології LTE за допомогою моделювання в середовищі MatLab.

У даному випадку досліджується стійкість каналу зв'язку технології LTE з використанням SISO- і MIMO-OFDM систем. Для цього створена програмна реалізація радіоканалу з використанням SISO і MIMO систем в середовищі Simulink пакета прикладних програм MatLab (рис. 5.1, 5.1).

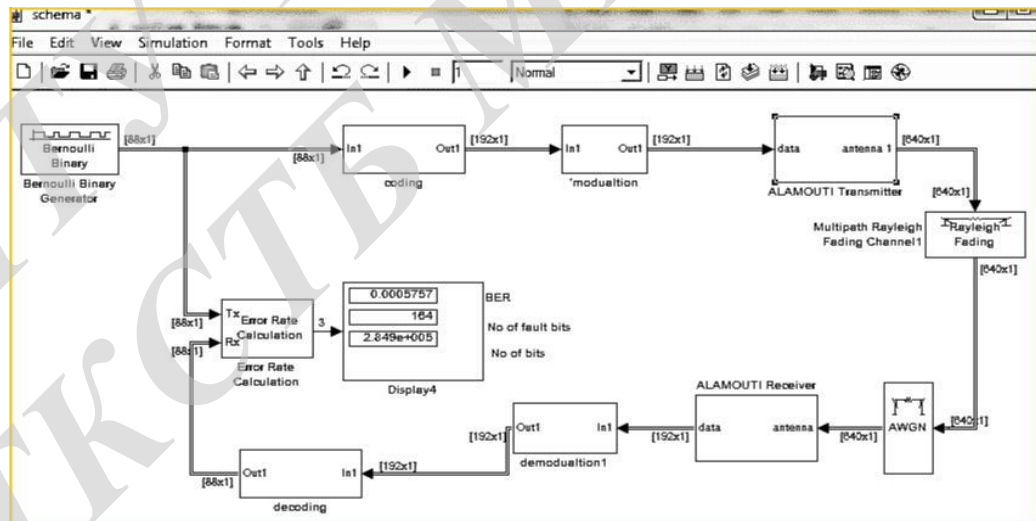


Рисунок 5.1 — Побудова імітаційної блок-схеми SISO каналу

Алгоритм роботи досліджуваної імітаційної моделі наступний: джерело сигналу (Bernoulli Binary Generator) генерує випадкову двійкову послідовність,

що надходить на вхід згорткового кодера, де за допомогою регістра зсуву проводиться кодування всієї переданої послідовності. Далі сигнал надходить на модулятор, де закладається інформація в зміна фази. Потім промодульований сигнал надходить на вхід просторово-часового кодера Аламоуті блоками по 2 символи, він формує матрицю за певним законом, кожен рядок якої надходить окремо на передавальні антени. Сигнал від передавальних антен надходить на приймальні антени по релеєвському каналу, зазнаючи багатопроменевого розсіювання, доплерівського зсуву, часової дисперсії. Після чого на просторово-часовому декодері за певним законом відновлюється передана послідовність. Далі слідує демодулятор, декодер, а потім пристрій, що порівнює сигнали на передачу і на прийомі, результат виводиться на лічильник помилок.

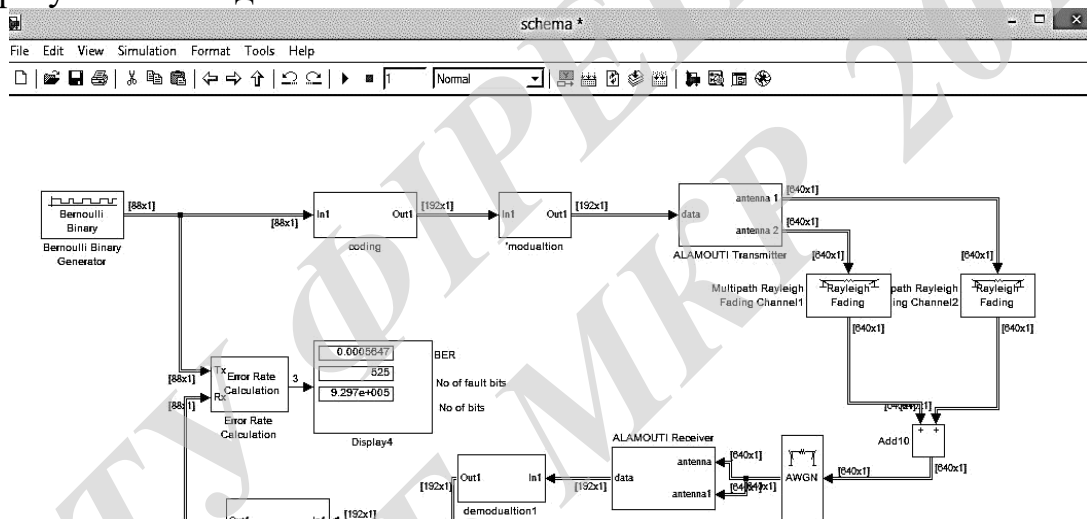


Рисунок 5.2 – Побудова імітаційної блок-схеми МІМО каналу (2×2)

При створенні схеми радіоканалу використані описані надалі блоки програмного середовища Simulink.

Bernoulli Binary Generator (рис.9) – це генератор випадкової двійкової послідовності з розподілом Бернуллі (для розподілу Бернуллі ймовірність «1» = p , ймовірність «0» = $(1-p)$). Розподіл Бернуллі має середнє значення $(1-p)$ і дисперсію $p(1-p)$. Ймовірність параметра «0» визначає p , де p – будь-яке дійсне число від нуля до одиниці

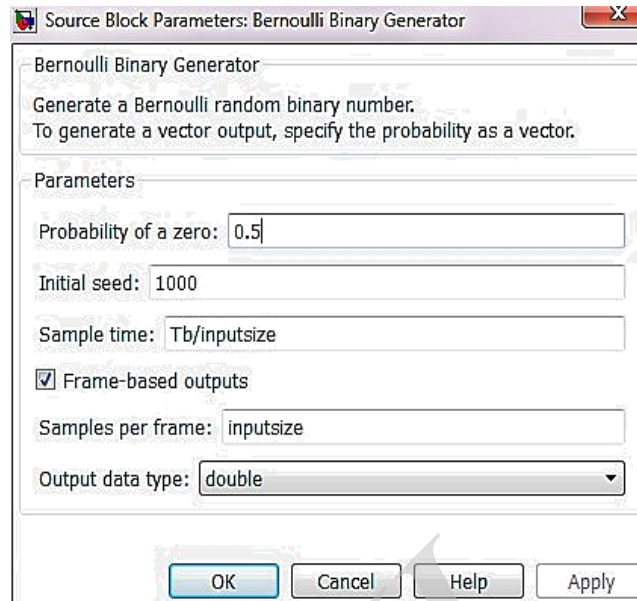


Рисунок 5.3 – Вибір параметрів блоку Bernoulli Binary Generator

Вихідний сигнал може бути матрицею, вектором або одновимірним масивом.

Rectangular QAM modulator baseband – це блок прямокутного QAM-модулятора (рис.5.4) призначений для модуляції сигналу M -ною квадратурною амплітудною модуляцією з сузір'ям на прямокутній решітці. Вихідний сигнал є низькочастотним промодульованим сигналом, який може бути представлений вектором вхідного сигналу, скаляром або матрицею (рис.5.5).

Всі значення потужностей розраховані на опір в 1 Ом.

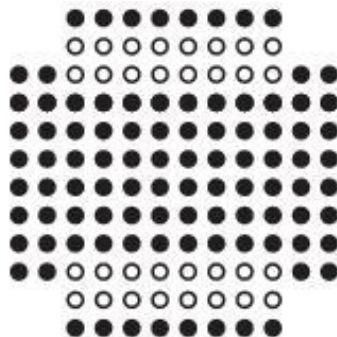


Рисунок 5.4 – Сузір'я точок прямокутного QAM-модулятора при використанні коду Грея

У сигнального сузір'я є точки M , де M являє собою розрядність модуляції. M повинна мати вигляд 2^K для деякого позитивного цілого числа K .

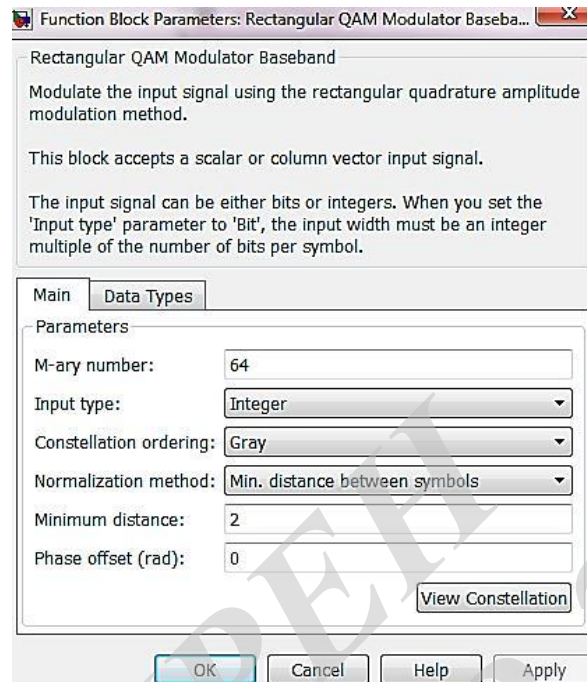


Рисунок 5.5 – Rectangular QAM modulator baseband

Блок масштабує сигнальне сузір'я в залежності від обраного параметра методу нормалізації. Нижче перераховані можливі параметри масштабування:

- мінімальна відстань між символами – відстань між найближчою парою точок в сузір'ї;
- середня потужність – середня потужність символів в сузір'ї;
- пікова потужність – максимальна потужність символів в сузір'ї.

Блок прямокутного QAM модулятора забезпечує можливість візуалізації сигнального сузір'я з блокової маски для визначення параметрів блоку.

Розрядність M – число точок в сигнальному сузір'ї, що представляє собою число виду 2^K для деякого додатного цілого числа K .

Тип вхідної послідовності вказує, чи складається вхідна послідовність з цілих чисел або груп бітів.

Упорядкування сузір'я визначає положення кожного символу групи вихідних бітів або цілого числа на діаграмі блоку.

Відображення сукупності – параметр виду рядок або векторний стовпець розміру M , який повинен мати унікальні цілочисельні значення в діапазоні $[0, M-1]$. Значення повинні мати тип даних `double`. Перший елемент цього вектора відповідає головній крайній лівій точці сузір'я з подальшими елементами, що йдуть по стовпцях, зліва направо. Останній елемент відповідає самій правій нижній точці.

Метод нормалізації визначає, яким способом блок масштабує сигнальне сузір'я: мінімальна відстань між символами, середня потужність або пікова потужність.

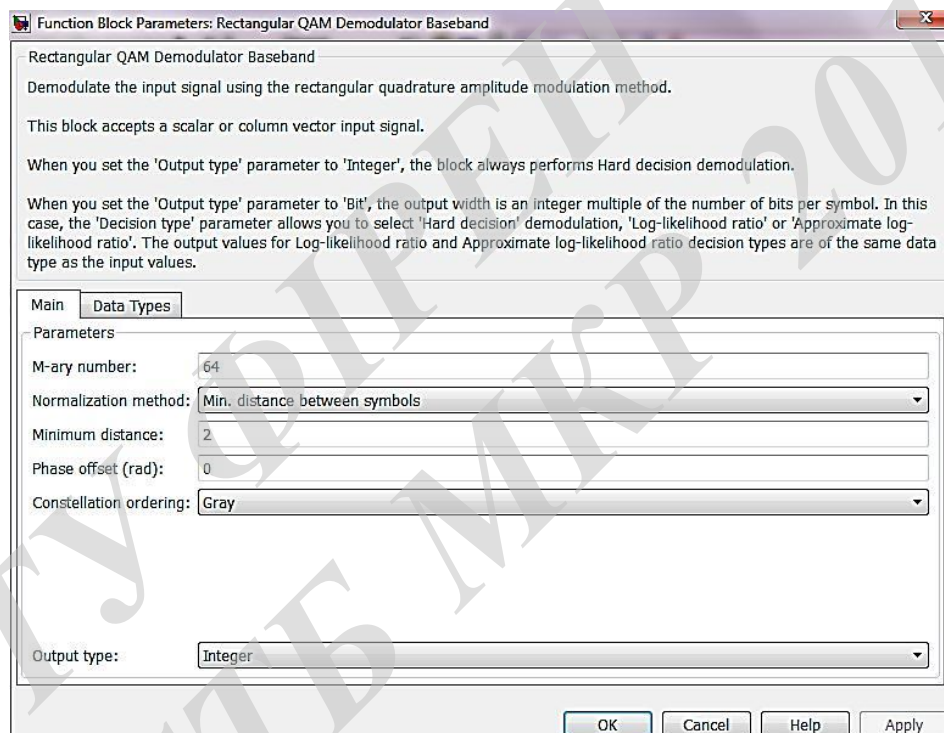


Рисунок 12 – Вибір параметрів блоку Rectangular QAM demodulator baseband

Rectangular demodulator QAM baseband – це блок прямокутного QAM демодулятора, призначений для демодуляції сигналу, який модулюється за допомогою квадратурної амплітудної модуляції з сузір'ям на прямокутній решітці.

Всі значення потужностей розраховані на опір в 1 Ом. На вхід цього блоку може надходити вектор вхідного сигналу, скаляр або матриця. Сузір'я сигналу

має M точок, де M являє собою розрядність модуляції. M повинна мати вигляд 2^K для деякого натурального K .

Дисперсія джерела шуму з'являється при виборі типу рішення «метод максимальної правдоподібності» або «метод найбільшої правдоподібності».

Блок AWGN Channel (рис.5.7) додає білий шум до дійсної або комплексної складової вхідного сигналу. Коли вхідний сигнал є реальним, цей блок додає реальний гаусів шум і виробляє реальний вихідний сигнал. Якщо вхідний сигнал є комплексним, цей блок додає комплексний гаусів шум і виробляє комплексний вихідний сигнал відповідно. Блок AWGN бере час вибірки з вхідного сигналу.

Даний блок приймає вхідний сигнал виду скаляра, вектора або матриці з одинарним або двійковим типом даних.

Обробка вхідних даних представляється у вигляді стовпців в якості каналів. При виборі цієї опції, блок сприймає кожен стовпець входу в вигляді окремого каналу.

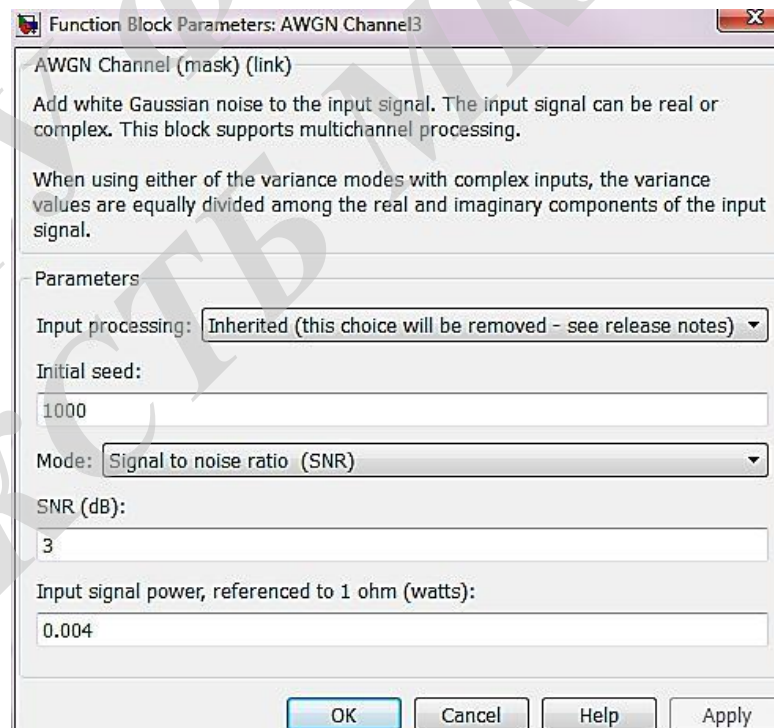


Рисунок 5.7 –Вибір параметрів блоку AWGN Channel

Початкові дані – це дані для гаусового генератора шуму.

Числа генеруються випадковим чином. Початковий параметр даних в цьому блоці ініціює генератор шуму. Початкові дані можуть бути скаляром або вектором з довжиною, що відповідає кількості каналів у вхідному сигналі. Кожен раз, при запуску симуляції, цей блок видає один і той же сигнал. Перший раз, при запуску симуляції, блок випадковим чином вибирає початкове заповнення. Блок повторює одні й ті ж початкові дані кожного разу при запуску моделювання.

Вибір режиму, в якому зазначаються дисперсії шуму: сигнал-шум (E_b/N_0 , E_s/N_0 , SNR) – це відхилення від маски або відхилення від порту. Всі ці параметри показують відношення сигнал/шум, проте мають деякі відмінності. E_b/N_0 (дБ) – показує відношення біта енергії до потужності шуму спектральної щільності, в децибелах; E_s/N_0 (дБ) – співвідношення енергії символу до потужності шуму спектральної щільності, в децибелах; SNR (дБ) – відношення потужності сигналу до потужності шуму в децибелах.

В даному вікні також виставляються параметри моделювання. Кількість біт на символ – це число бітів в кожному символі введення. Потужність вхідного сигналурачується по відношенню до 1 Ом (Вт).

Загальна потужність вхідних символів (якщо режим E_b/N_0 або E_s/N_0) або вхідних вибірок (Якщо режим SNR) у Ват.

Символ за період – це тривалість інформаційного каналу (тобто без каналного кодування), вимірюється в секундах.

Дисперсія – це значення дисперсії білого гаусового шуму.

The Multipath Rayleigh Fading Channel – це блок «канал багатопроменевого релеєвського згасання» реалізує моделювання каналу з багатопроменевим релеєвським завмиранням (рис.14). Цей блок можна використовувати для моделювання мобільних безпроводних систем зв'язку. Цей блок приймає певне скалярний значення вхідного сигналу або вектор-стовпець. Блок приймає зразок часу від вхідного сигналу. Вхідний сигнал повинен мати дискретний час вибірки більше, ніж 0.

Відносний рух між передавачем і приймачем викликає доплеровський зсув частоти сигналу. Можна вказати доплеровській спектр згасання Релея з використанням параметра доплерівського типу спектра. Для каналів з декількома шляхами поширення, можна призначити для кожного шляху свій доплеровській спектр.

Оскільки багатопробеневий канал відображає сигнали в декількох місцях, переданий сигнал проходить до приймача по декількох шляхах, кожен з яких може мати різні відстані і часові затримки. У діалоговому вікні блоку, параметр дискретної векторної затримки визначає час затримки для кожного шляху. Якщо не встановлено значення вектора параметра підсилення на 0 дБ в параметрі Normalize, загальний коефіцієнт підсилення прийме середнє значення підсилення для кожного шляху. Якщо встановити прапорець, блок використовує кратне вектора середнього підсилення шляху замість самого середнього вектора підсилення шляху, вибираючи коефіцієнт масштабування так, що ефективне підсилення каналу, з огляду на всі шляхи, становило 0 дБ.

Число шляхів вказує довжину дискретних векторних затримок шляху або середню вектора підсилення шляху. Якщо обидва ці параметра є векторами, то вони повинні мати однакову довжину; якщо тільки один з цих параметрів містить скалярне значення, то блок перетворює його в вектор, розмір якого збігається з розміром іншого вектора.

Максимальний доплеровській зсув (Гц) – це позитивне скалярне значення, яке вказує величину максимального доплерівського зсуву.

Тип спектра Доплера визначає спектр Доплера в релеєвському каналі. Цей параметр за замовчуванням виставлений Jakes. Крім того, також можна вибрати будь-який з наступних типів:

- Flat;
- Gaussian;
- Rounded;
- RestrictedJakes;
- AsymmetricalJakes;

- Bi-Gaussian;
- Bell.

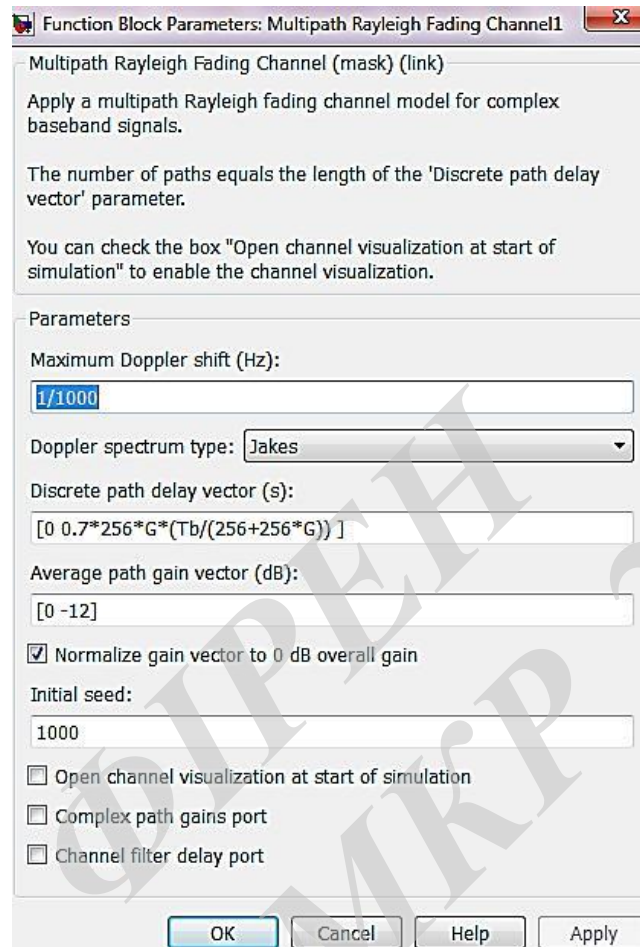


Рисунок 5.8 – Вибір параметрів блоку Multipath Rayleigh Fading Channel

Для всіх типів доплерівського спектра, крім Jakes і Flat, можна вибрати один або кілька параметрів для управління формою спектра.

Також можна вибрати тип затримок. Затримки дискретного шляху вектора (с), що представляють вектор, який визначає затримку поширення для кожного шляху. Середній вектор підсилення шляху (дБ) – вектор, який визначає коефіцієнт підсилення для кожного шляху.

Нормалізація підсилення вектора загального коефіцієнта підсилення на 0 дБ. Можна додати візуалізацію каналу на початку моделювання. Для цього потрібно встановити цей прапорець, щоб відкрити інструмент візуалізації каналу, коли починається моделювання.

Комплексне підсилення шляху порту. Для активації даної функції потрібно встановити цей прапорець, щоб створити порт, який виводить значення комплексного підсилення шляху для кожного з шляхів поширення сигналу. Тут N представляє собою число вибірок вхідного сигналу, а M являє собою кількість дискретних доріжок (кількість затримок).

Порт каналної затримки фільтра. Для застосування цієї функції потрібно встановити цей прапорець, щоб створити порт, який виводить значення затримки. Ця затримка дорівнює нулю, якщо моделюється тільки один шлях, але може бути більше нуля, якщо шляхів кілька.

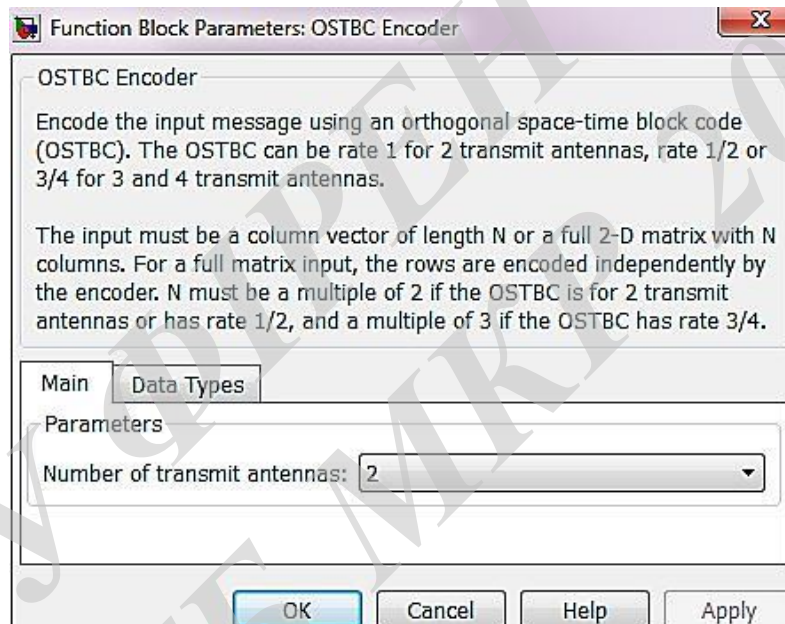


Рисунок 5.9 – Вибір параметрів блоку OSTBC Encoder

Блок OSTBC кодує послідовності вхідних символів з використанням ортогонального просторово-часового блокового коду (OSTBC). Блок відображає вхідні символи по блоках і об'єднує вихідні кодові слова матриці в часовій області (рис.5.10).

Блок підтримує часові та просторові домени для передачі блокового коду.

В даному блоці можна вибрати кількість антен на передавальній стороні. Блок підтримує 2, 3, або 4 передавальні антени. За замовчуванням використовується 2.

Встановлюється швидкість передачі коду. Можна вказати $3/4$ або $1/2$. Це поле з'являється тільки при використанні більш 2 передавальних антен, поле за замовчуванням встановлено значення $3/4$. Для 2 передавальних антен це значення становить 1.

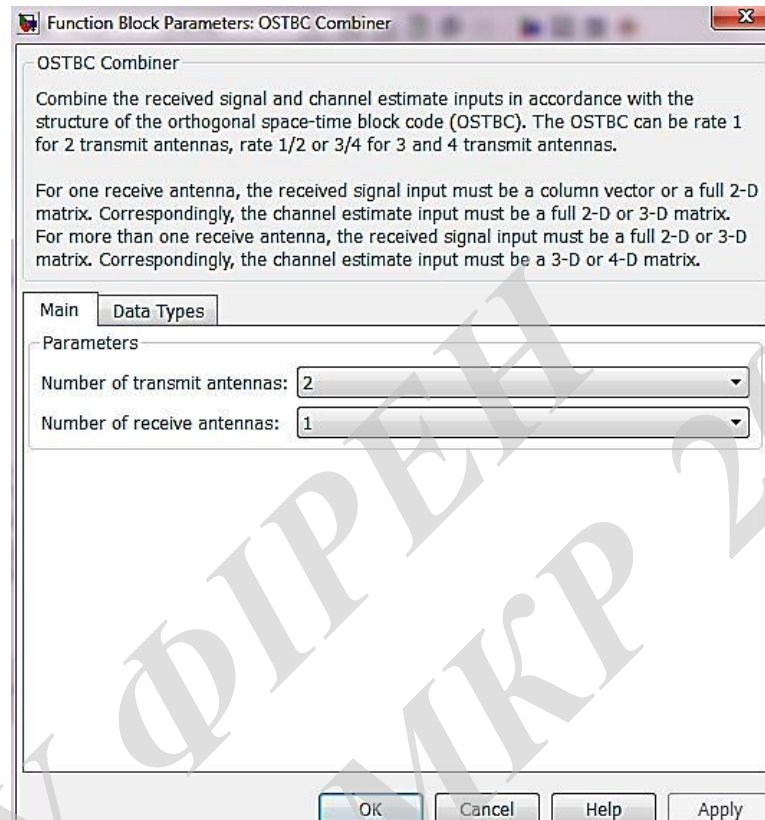


Рисунок 5.10 – Вибір параметрів блоку OSTBC Combiner

Блок OSTBC – суматор, він складає значення вхідного сигналу від всіх приймальних антен і оцінює сигнал, щоб витягти корисну інформацію з символів, які були закодовані з використанням ортогонального просторово-часового блокового коду OSTBC.

Оцінка вхідного сигналу не може бути постійною протягом кожної передачі кодового блочного слова, тому в даному блоці використовується алгоритм оцінки тільки першого періоду символу на одне кодове слово блоку. Блок проводить операції комбінування для кожного символу самостійно.

У роботі досліджена стійкість каналу зв'язку технології LTE при різних типах модуляції: BPSK, QPSK, 16QAM, 64QAM; значення SNR для дослідження достатнього рівня BER розглянутих видів модуляції виставлялося в блоці AWGN (рис. 5.11, 5.12).

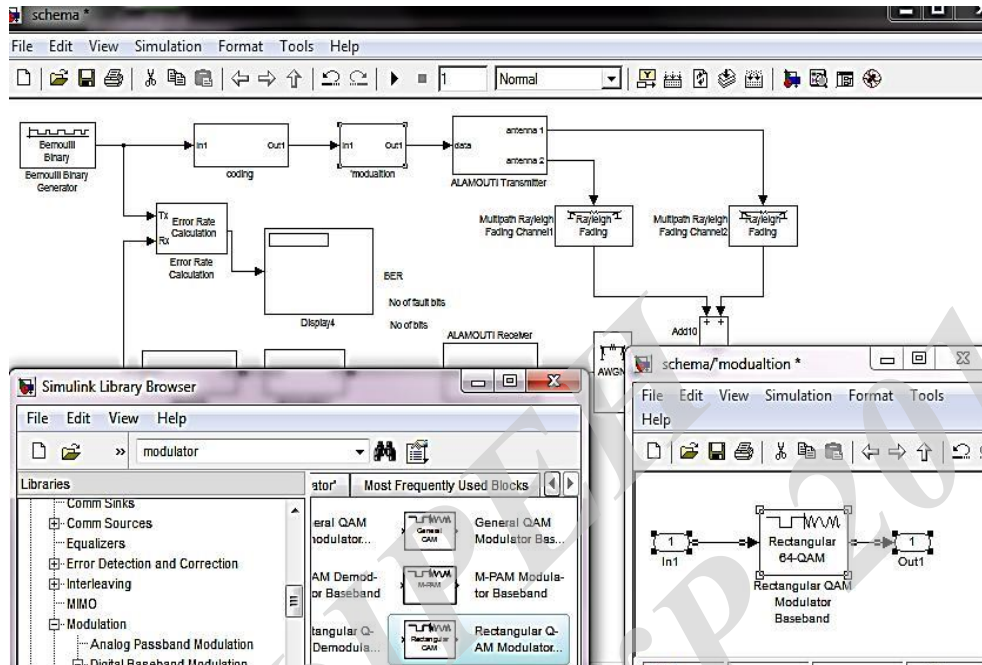


Рисунок 5.11 – Побудова блок-схеми вибору модулятора

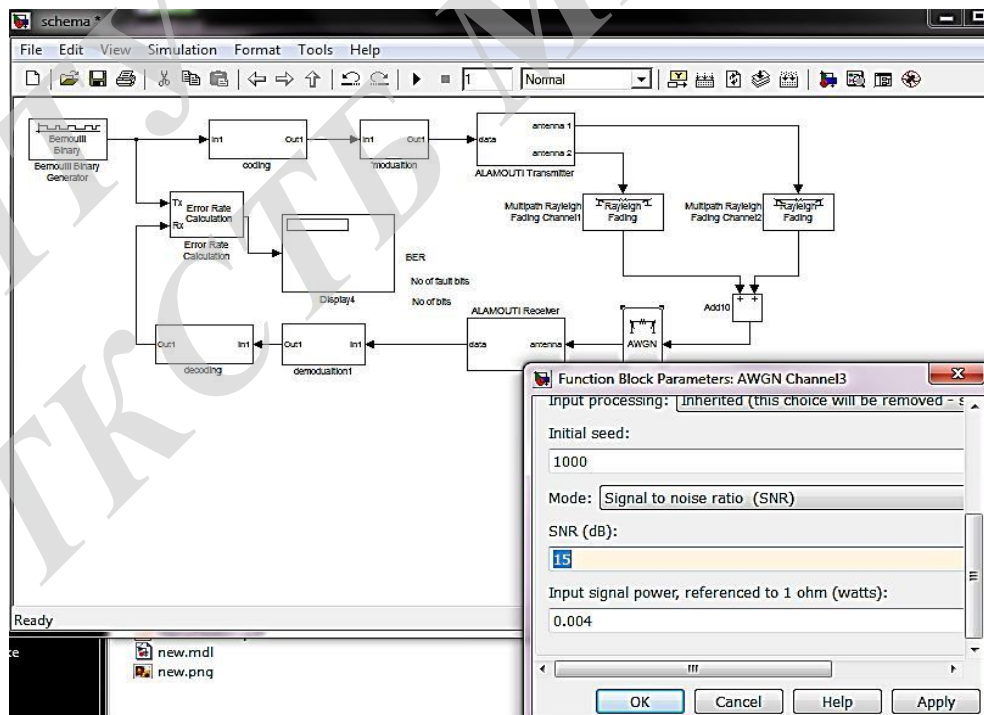


Рисунок 5.12 – Блок зміни значення SNR

В результаті експерименту отримані графіки залежності ймовірності бітових помилок (BER) від відношення сигнал/шум (SNR) в каналі з системами SISO і MIMO (рис. 5.13, 5.14).

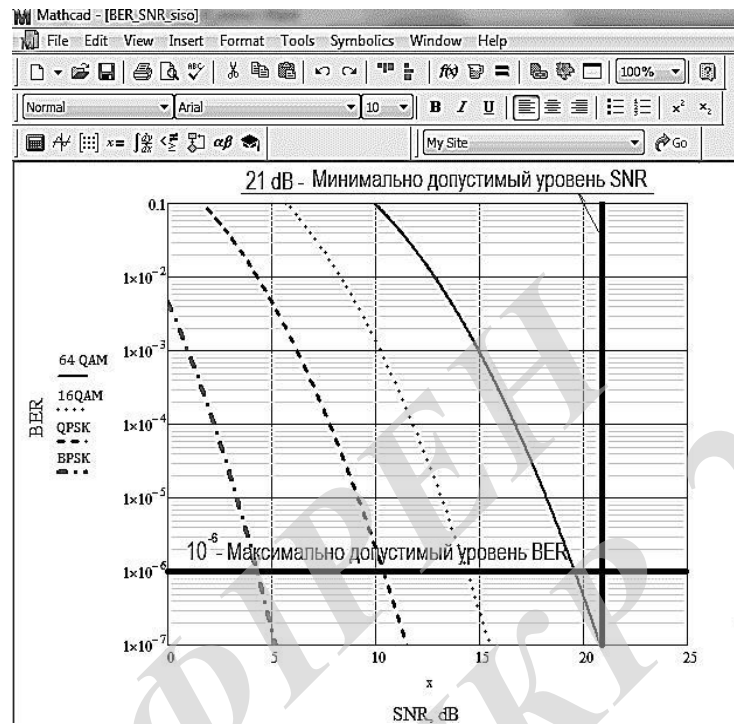


Рисунок 5.13 – Залежності BER від SNR для різних типів модуляції для каналу з SISO

Допустимим рівнем BER при SNR 21 дБ є 10^{-6} для менш завадостійкого типу модуляції 64QAM [10]. Відповідно, для більш низьких типів модуляції значення SNR має бути нижче.

В результаті моделювання отримані значення SNR при рівні BER 10^{-6} [10], наведені в табл. 5.1.

В ході проведеного експерименту були отримані значення BER при заданому рівні сигналу для каналів з системами SISO і MIMO. Було визначено, що канали з системою MIMO більш завадостійкі, ніж канали з системою SISO.

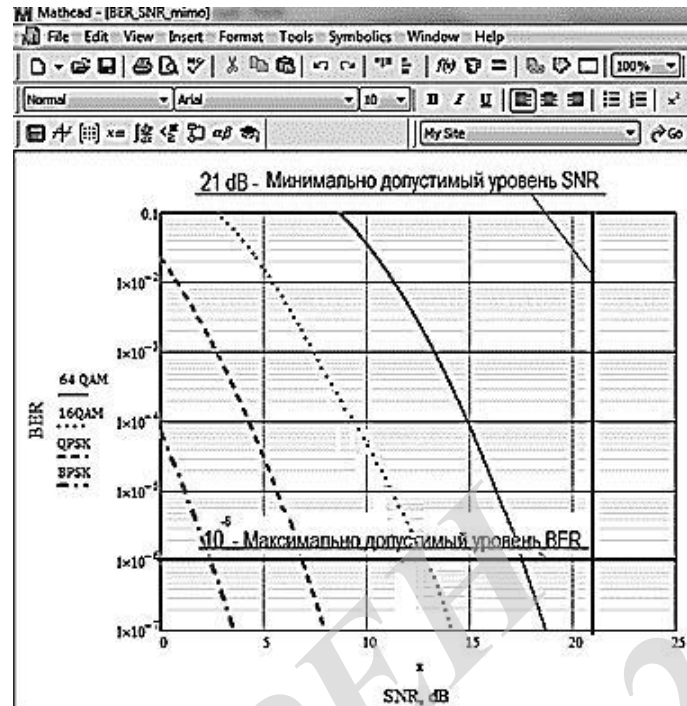


Рисунок 5.14 – Залежності BER від SNR для різних типів модуляції для каналу з MIMO

Таблиця 5.1 – Залежність BER від SNR для різних типів модуляції

Тип модуляції	Максимально допустимі значення SNR згідно специфікації, дБ	Значення SNR для досліджуваного каналу, дБ
BPSK	3	3
QPSK	9	6,8
16QAM	15,5	13,5
64QAM	21	18,9

5.2 Дослідження характеристик каналів з OFDM

З метою підвищення захищеності процесу передавання даних мережах мобільного зв'язку застосовують метод напівквадратурно-амплітудної модуляції, котрий дозволяє підвищити інформаційну безпеку сигналу. Це досягається за

тим, що на відміну від модуляцій QAM, у методі HQAM модулюється тільки один компонент сигналу на передавальній стороні. Однак, приймач відтворює вхідний сигнал як двокомпонентний, застосовуючи відому лише йому таблицю асоціативності складових.

Таким чином, у системи OFDM/HQAM спектральна ефективність є вищою, ніж у системі OFDM/QAM, що досягається за рахунок кращої спектральної щільності та дає можливість використовувати прототипи віконних функцій із кращими властивостями просторової локалізації без порушень умов ортогональності сигнальних базисів та не потребує використання циклічних префіксів при формуванні OFDM сигналу.

На рис. 5.15 подано порівняння спектральних характеристики сигналу з ортогональним частотним мультиплексуванням при передачі двох сусідніх ресурсних блоків. Одержані результати показують значну перевагу запропонованого методу синтезу сигналу із ортогональним частотним мультиплексуванням з погляду спектральних характеристик та локалізації енергії сигналу. Перевагою представленого методу синтезу сигналу є те, що рівень бічних пелюстків спектральної характеристики миттєво спадає, що дає можливість підвищити енергетичну та спектральну ефективність каналів.

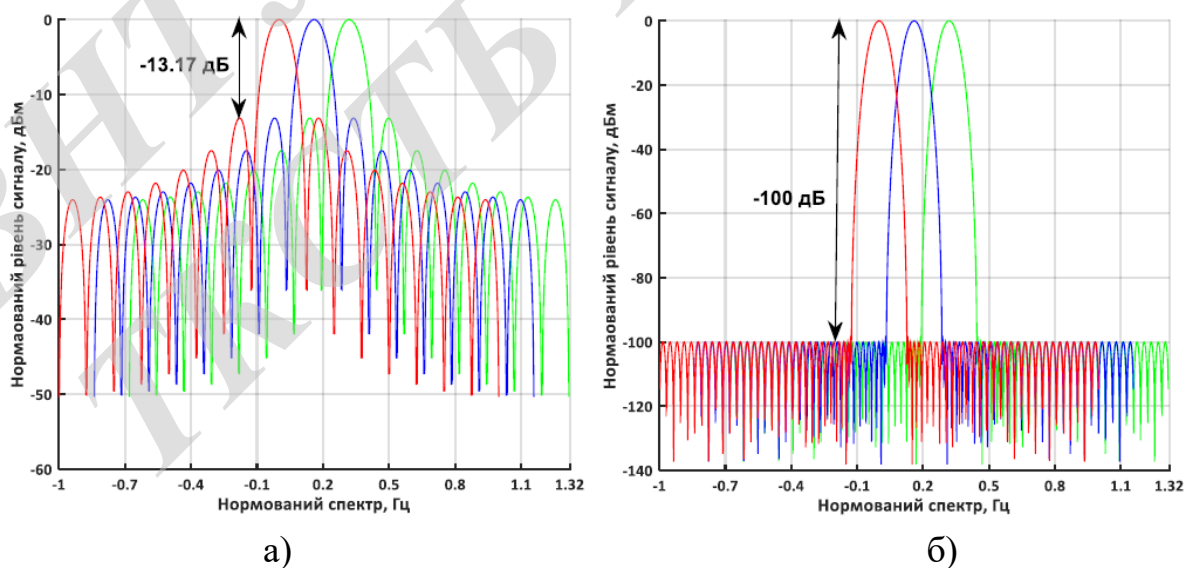


Рисунок 5.15 – Порівняння спектру сигналу OFDM для трьох несучих при прямокутній віконній функції (а) та при функції Чебишева (б)

Крім того, проведено моделювання для оцінки запропонованого методу у порівнянні з існуючими методами квадратурно-амплітудної модуляції. На рис. 5.16 показано результати моделювання коефіцієнта появи бітових помилок від співвідношення сигнал/шум для 16 QAM та 16 HQAM модуляції для Гаусового та Релеївського каналу.

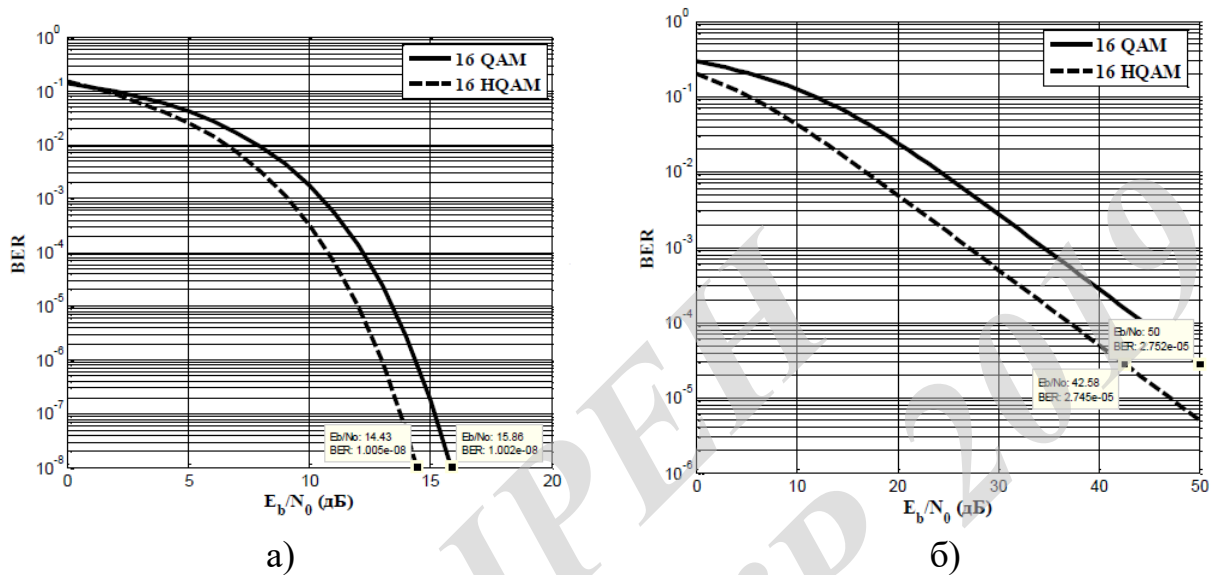


Рисунок 5.16 – Порівняльна залежність коефіцієнта появи бітових помилок від співвідношення сигнал/шум для 16 QAM та 16 HQAM в умовах Гаусового (а) та Релеївського каналу (б)

6 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

6.1 Аналіз комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

6.1.1 Визначення рівня комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Метою проведення технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку, створеної в результаті науково-технічної діяльності. В результаті оцінювання можна буде зробити висновок щодо напрямів (особливостей) організації подальшого її впровадження з врахуванням встановленого рейтингу.

Для проведення технологічного аудиту залучимо 3-х незалежних експертів. У нашому випадку такими експертами будуть керівник магістерської роботи та провідні викладачі випускової та споріднених кафедр.

Оцінювання комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку будемо здійснювати за 12-ю критеріями згідно рекомендацій.

Результати оцінювання комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку заносимо до табл.6.1.

За даними табл. 6.1 робимо висновок щодо рівня комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку. При цьому користуємося рекомендаціями, наведеними в табл. 6.2.

Таким чином, робимо висновок, щодо рівня комерційного потенціалу досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку – середній.

Таблиця 6.1 – Результати оцінювання комерційного успіху досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Критерії	Експерти		
	Войцеховська О.В., к.т.н., доцент	Стальченко О.В., к.т.н., доцент	Городецька О.С., к.т.н., доцент
	Бали, виставлені експертами		
1	2	2	2
2	3	3	3
3	4	2	3
4	3	2	2
5	2	2	2
6	3	3	2
7	2	2	3
8	2	3	2
9	3	3	3
10	3	3	2
11	3	3	2
12	2	2	2
Сума балів	32	30	28
Середньоарифметична сума балів, СБ	30		

Таблиця 6.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів	Рівень комерційного потенціалу розробки
0 – 10	Низький
11 – 20	Нижче середнього
21 – 30	Середній
31 – 40	Вище середнього
41 – 50	Високий

6.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної, дослідно-конструкторської та конструкторсько-технологічної роботи

6.2.1 Розрахунок витрат, що стосуються виконавців досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Основна заробітна плата кожного із розробників (дослідників) Z_0 , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} \cdot t, \quad (6.1)$$

де M – місячний посадовий оклад конкретного розробника (інженера, дослідника, науковця тощо), грн.

У 2019 році величини окладів (разом з встановленими доплатами і надбавками) рекомендується брати в межах (5000...10000) грн. за місяць; T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p = (21...23)$ дні; t – число робочих днів роботи розробника (дослідника).

Зроблені розрахунки зводимо до таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 – Заробітна плата розробників

Посада	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	9000	429	10	4290
Інженер	6000	289	4	1156
Консультант	4500	214	2	428
Всього:				5874

Додаткова заробітна плата Зд всіх розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховується як (10...12)% від суми основної заробітної плати всіх розробників та робітників, тобто:

$$Зд = 0,12 \cdot (Зр + Зо) = 0,12 \cdot (5874) = 705 \text{ грн.} \quad (6.2)$$

Нарахування на заробітну плату Нзп розробників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$\begin{aligned} \text{Нзп} &= 0,22 \cdot (Зр + Зо + Зд) = 0,22 \cdot (5874 + 705) = \\ &= 1447 \text{ грн.} \end{aligned} \quad (6.3)$$

де Зо – основна заробітна плата розробників, грн.;

Зр – основна заробітна плата робітників, грн.;

Зд – додаткова заробітна плата всіх розробників та робітників, грн.;

β – ставка єдиного внеску на загальнообов’язкове державне соціальне страхування, % (приймаємо для 1-го класу професійності ризику 22%).

Амортизація обладнання, комп’ютерів та приміщень А, які використовувались під час (чи для) виконання даного етапу роботи.

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

У спрощеному вигляді амортизаційні відрахування А в цілому бути розраховані за формулою:

$$A = \frac{\text{Ц} \cdot \text{На}}{100} \cdot \frac{\text{Т}}{12},$$

де Ц – загальна балансова вартість всього обладнання, комп’ютерів, приміщень тощо, що використовувались для виконання даного етапу роботи, грн.;

На – річна норма амортизаційних відрахувань. Для нашого випадку можна прийняти, що На = (10...25)%;

T – термін, використання обладнання, приміщень тощо, місяці.

Таблиця 6.4 – Амортизаційні відрахування

Найменування	Ціна, грн.	Норма амортизації, %	Термін використання, м.	Сума амортизації
Основні засоби, обладнання, комп'ютери тощо	12000	20	2	400
Приміщення кафедри та факультету	150000	10	2	2500
Всього	2900			

Витрати на комплектуючі K, що були використані під час виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$K = \sum_{i=1}^n N_i \cdot C_i \cdot K_i, \text{ грн}$$

де N_i – кількість комплектуючих i -го виду, шт.;

C_i – ціна комплектуючих i -го виду, грн.;

K_i – коефіцієнт транспортних витрат, $K_i = (1, 1 \dots 1, 15)$;

n – кількість видів комплектуючих.

Витрати на силову електроенергію $В_e$, якщо ця стаття має суттєве значення для виконання даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$В_e = В \cdot П \cdot Ф \cdot К_p, \text{ грн}$$

де V – вартість 1 кВт-год. електроенергії, в 2019 р. $V \approx 8,45$ грн./кВт;

P – установлена потужність обладнання, кВт;

Φ – фактична кількість годин роботи обладнання, годин,

K_p – коефіцієнт використання потужності; $K_p < 1$.

Таблиця 6.5 – Комплектуючі, що використані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість, грн.
Диск	20	1	20
Заправка для катриджа	50	1	50
Папір	100	2	200
Всього, з урахуванням коефіцієнта транспортних витрат	297		

Потужність обладнання складає – 0,5 кВт.

Кількість годин роботи складає – 100 годин.

Коефіцієнт викор. потужності -0,9.

$V_e=380$ грн.

Інші витрати V_{in} охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо.

Інші витрати I_v можна прийняти як (100...300)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які були виконували дану роботу, тобто:

$$I_v = 2 \cdot (Z_o + Z_p) = 2 \cdot (5874) = 11748 \text{ грн.} \quad (6.4)$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати на виконання даної частини (розділу, етапу) роботи – V .

$$B = 23351 \text{ грн.}$$

6.2.2 Розрахунок загальних витрат на проведення досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Загальна вартість всієї наукової роботи визначається за Взаг формулою:

$$\text{Взаг} = \frac{I_B}{\alpha} = \frac{11748}{0,9} = 13053 \text{ грн,} \quad (6.5)$$

де α – частка витрат, які безпосередньо здійснює виконавець даного етапу роботи, у відн. одиницях.

6.2.3 Прогнозування витрат на виконання та впровадження досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Прогнозування загальних витрат ЗВ на виконання та впровадження досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку здійснюється за формулою:

$$\text{ЗВ} = \frac{\text{Взаг}}{\beta} = \frac{13053}{0,1} = 130530 \text{ грн,} \quad (6.6)$$

де β – коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання даної роботи.

Так, якщо розробка знаходиться: на стадії науково-дослідних робіт, то $\beta \approx 0,1$; на стадії технічного проектування, то $\beta \approx 0,2$; на стадії розробки конструкторської документації, то $\beta \approx 0,3$; на стадії розробки технологій, то $\beta \approx 0,4$; на стадії розробки дослідного зразка, то $\beta \approx 0,5$; на стадії розробки промислового зразка, $\beta \approx 0,7$; на стадії впровадження, то $\beta \approx 0,9$.

6.3 Прогнозування комерційних ефектів від реалізації досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

З метою прогнозування комерційних ефектів від реалізації досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку складемо таблицю вихідних показників, за рахунок яких і відбуватиметься отримання комерційного ефекту.

Таблиця 6.6 – Вихідні дані для прогнозування комерційного ефекту від реалізації досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Рік реалізації розробки	1
Кількість од. реалізації, шт.	1

Збільшення чистого прибутку підприємства Π_i для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, розраховується за формулою:

$$\Delta \Pi_i = \sum_1^n (\Delta \Pi_0 \cdot N + \Pi_0 \cdot \Delta N) i \cdot \rho \cdot \gamma \cdot \left(1 - \frac{v}{100}\right) \quad (6.7)$$

де $\Delta \Pi_0$ – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році. Зазвичай таким показником може бути ціна одиниці нової розробки;

N – основний кількісний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році до впровадження результатів наукової розробки;

ΔN – покращення основного кількісного показника діяльності підприємства від впровадження результатів розробки;

Π_0 – основний оціночний показник, який визначає діяльність підприємства у даному році після впровадження результатів наукової розробки;

n – кількість років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки;

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. У 2018 р. ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт – 0,8333. З 2014 року ставка податку на додану вартість встановлена на рівні 17%, а коефіцієнт – 0,8547;

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. Рекомендується приймати – 0,2...0,3;

ν – ставка податку на прибуток. У 2018 році – 21%, у 2013 році – 19%, а з 2014 року – 16%.

Збільшення чистого прибутку підприємства Π_i протягом першого року складе: 452620

6.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та період їх окупності

6.4.1 Визначення абсолютної ефективності вкладених інвестицій у дослідження з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Для цього користуються формулою:

$$E_{абс} = (ПП - PV), \quad (6.8)$$

де ПП – приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство (організація) від реалізації результатів наукової розробки, грн.;

PV – теперішня вартість інвестицій $PV = ZB$, грн.

У свою чергу, приведена вартість всіх чистих прибутків ПП розраховується за формулою:

$$ПП = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t} \quad (6.9)$$

де $\Delta\Pi_i$ – збільшення чистого прибутку у кожному із років, протягом яких виявляються результати виконаної та впровадженої НДДКР, грн.;

t – період часу, протягом якого виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,1;

t – період часу (в роках) від моменту отримання чистого прибутку до точки „0”.

$$ПП = 452620 \text{ грн.},$$

$$E_{абс} = 452620 - 130530 = 322090 \text{ грн.}$$

Оскільки $E_{абс} > 0$, то результат від проведення наукових досліджень та їх впровадження принесе прибуток, але це також ще не свідчить про те, що інвестор буде зацікавлений у фінансуванні досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку.

6.4.2 Розрахунок відносної ефективності вкладених коштів в дослідження з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Для цього користуються формулою:

$$E_B = \sqrt[T]{1 + \frac{E_{абс}}{PV}} - 1 \quad (6.10)$$

де $E_{абс}$ – абсолютна ефективність вкладених інвестицій, грн.;

PV – теперішня вартість інвестицій $PV = ZB$, грн.;

Тж – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_B = 0,86$$

Далі, розрахована величина E_B порівнюється з мінімальною (бар'єрною) ставкою дисконтування, що дорівнює:

$$\tau = d + f, \quad (6.11)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2018 році в Україні $d = (0,14...0,2)$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина $f = (0,05...0,1)$, але може бути і значно більше.

$$E_B = 0,86 \geq \tau = 0,2 + 0,1 = 0,3.$$

Оскільки величина $E_B > \tau_{\text{мін}}$, то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

6.4.3 Розрахунок терміну окупності коштів, вкладених в наукові дослідження з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку

Термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій Ток можна розрахувати за формулою:

$$\text{Ток} = \frac{1}{E_B} = \frac{1}{0,86} = 1,16 \text{ року.} \quad (6.12)$$

Оскільки $\text{Ток} < 3...5$ -ти років, то фінансування даних наукових досліджень з покращення параметрів сигналів системи мобільного зв'язку є доцільним.

7 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Виробнича безпека, яку розглядає охорона праці, має велике значення для працюючих тому, що саме вона контролює фізичний стан трудівника, що не може не позначитись на його житті, здоров'ї, а також продуктивності роботи в тому числі і у сфері телекомунікацій.

В даному розділі наводиться аналіз шкідливих, небезпечних [23] і уражаючих для людини і навколишнього довкілля факторів, що утворюються під час проведення дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку. В ньому висвітлюються, в тому числі, технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукоізоляції приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження, безпека у надзвичайних ситуаціях.

7.1 Гігієна праці та виробнича санітарія

7.1.1 Склад повітря робочої зони та мікроклімат

Вибираємо для приміщення для проведення дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку, категорію важкості робіт за фізичним навантаженням – легка Іа.

У відповідності із [23] допустимі параметри мікроклімату в робочій зоні для теплого та холодного періодів року наведені в табл.7.1.

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

Повітря робочої зони не повинно містити шкідливих речовин з концентраціями вище гранично допустимих концентрацій (ГДК) в повітрі робочої зони і підлягає систематичному контролю для запобігання можливості перевищення ГДК, значення яких для роботи з ЕОМ наведено в табл. 7.2.

При використанні ЕОМ джерелом забруднення повітря є також іонізація молекул речовин, що знаходяться у повітрі. Рівні позитивних та негативних іонів мають відповідати [25] та наведені у табл. 7.3.

Таблиця 7.1 – Допустимі показники 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 7.2 – ГДК шкідливих речовин [24]

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 7.3 – Кількість іонів у 1 см³ повітря приміщення під час роботи на ЕОМ

Рівні	Мінімально необхідні	Оптимальні	Максимально допустимі
додатній	400	1500-3000	50000
від'ємний	600	3000-5000	50000

З метою забезпечення нормованих параметрів мікроклімату і складу повітря робочої зони передбачено такі заходи:

1) в приміщенні повинна бути розміщена система опалення для холодного і кондиціонування для теплого періодів року;

2) припливно-витяжна система вентиляції, а при несприятливих погодних умовах кондиціонування.

7.1.2 Виробниче освітлення

З метою забезпечення раціональних гігієнічних умов на робочих місцях значні вимоги висуваються щодо якісних та кількісних показників освітлення.

З погляду задач зорової роботи в приміщенні, де проводиться робота з дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку, згідно [24] визначаємо, що вони відповідають IV розряду зорових робіт. Вибираємо контраст об'єкта з фоном – великий, а характеристику фону – середню, яким відповідає підрозряд зорових робіт *г*.

Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення (КПО) і мінімальні значення освітленості для штучного освітлення наведені в табл.7.4.

Таблиця 7.4 – Нормовані значення коефіцієнта природного освітлення та мінімальні освітленості для штучного освітлення

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	г	великий	середній	300	150	150	1,5	0,9

Так як приміщення розташоване у місті Вінниця (друга група забезпеченості природним світлом), а вікна розташовані за азимутом 45°, то за таких обставин КЕО розраховується за виразом [24, 25]

$$e_N = e_H m_N [\%], \quad (7.1)$$

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

m_N – коефіцієнт світлового клімату;

N – номер групи забезпеченості природним світлом.

Підставляючи відомі значення отримаємо нормовані значення КПО для бокового та суміщеного освітлення:

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

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

З метою забезпечення нормованих значень показників освітлення передбачено такі заходи:

- 1) за недостатнього природного освітлення у світлий час доби доповнення штучним завдяки використанню люмінесцентних ламп з утворенням системи суміщеного освітлення;
- 2) застосування штучного освітлення у темний час доби.

7.1.3 Виробничі віброакустичні коливання

Зважаючи на те, що при використанні пристроїв крім усього іншого устаткування застосовується обладнання, робота якого генерує шум та вібрацію, потрібно передбачити шумовий та вібраційний захист.

Встановлено, що приміщення, де відбувається робота з дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку може містити робочі місця із шумом та вібрацією, що спричиняється рухомими елементами ЕОМ.

Для попередження травмування працівників під дією шуму він підлягає нормуванню. Основним нормативом стосовно промислового шуму, що діє на території України, є [26], у відповідності з яким допустимі рівні звукового тиску, рівні звуку та еквівалентні рівні шуму на робочих місцях в промислових приміщеннях не мають бути більшими ніж значення, які наведено у табл.7.5. Норми виробничих вібрацій наведено в табл.7.6 для локальної вібрації.

З метою покращення віброакустичного клімату у приміщенні передбачено такі заходи:

- 1) оздоблення стін гіпсобетонними панелями з метою звукоізоляції;
- 2) контроль рівня шуму та вібрації не менше 1 разу на рік.

Таблиця 7.5 – Допустимі рівні звукового тиску і еквівалентні рівні звуку

Рівні звукового тиску в дБ в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц									Рівні звуку і еквівалентні рівні звуку, дБА
31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Таблиця 7.6 – Допустимі рівні віброприскорення [27]

Гранично допустимі рівні віброприскорення, дБ, в октавних полосах з середньо-геометричними частотами, Гц								Коректовані рівні віброприскорення, дБА
8	16	31,5	63	125	250	500	1000	
73	73	79	85	91	97	103	109	76

Для визначення звукоізоляції необхідно визначити частоту звукових коливань, які у даному приміщенні створюються приводом вентилятора від електродвигуна. Ця частота визначається за формулою:

$$f = \frac{n}{60} \text{ [Гц]}, \quad (7.2)$$

де $n = 1500$ об/хв – частота обертання валу електродвигуна.

Розміри приміщення (м): $8 \times 6 \times 3,3$.

Звукоізолюючі огороження бувають одношарові та багатшарові.

Звукоізоляція одношарової перегородки визначається за такою формулою:

$$R = 20 \lg(m_o f) - 47,5 \text{ [дБ]}, \quad (7.3)$$

де m_o – маса 1 м² огороження, кг/м².

В якості ізолюючого матеріалу вибираємо гіпсобетонну панель, для якої $m_0 = 115 \text{ кг/м}^2$.

Після підстановки відомих значень у формули (7.2, 7.3) одержимо

$$f = \frac{1500}{60} = 25 \text{ (Гц)};$$

$$R = 20 \lg(115 \cdot 25) - 47,5 = 19,26 \text{ (дБ)}.$$

Отримана величина звукоізолюючої спроможності огороження показує, на скільки понижується рівень шуму за перегородкою з припущенням, що далі він поширюється безперешкодно. У випадку передачі шуму з одного приміщення в інше рівень шуму, що проникає в приміщення залежить від багатократного відбиття від внутрішніх поверхонь. Чим більша гулкість приміщення і більша площа перегородки, тим більший рівень шуму в приміщенні, а значить, тим гірша його фактична звукоізоляція.

Визначимо фактичну звукоізоляцію за формулою:

$$R_{\phi} = R + 10 \lg \frac{A}{S_i} \text{ [дБ]}, \quad (7.4)$$

де A – еквівалентна площа звукопоглинання тихого приміщення, м^2 ;

S_i – площа звукоізолюючої перегородки, м^2 .

Знаючи габарити приміщення визначимо еквівалентну площу звукопоглинання тихого приміщення

$$A = 2(ab + ah + bh) \text{ [м}^2\text{]}, \quad (7.5)$$

де a, b, h – довжина, ширина, висота приміщення відповідно, м.

Знайдемо площу звукоізолюючої перегородки, прийнявши, що вона встановлюється на стіну з розмірами ah за формулою:

$$S_i = ah \text{ [м}^2\text{]}. \quad (7.6)$$

Після підстановки відомих значень у формули (7.5, 7.6, 7.4) одержимо

$$A = 2(8 \cdot 6 + 8 \cdot 3,3 + 6 \cdot 3,3) = 188,4 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$S_i = 8 \cdot 3,3 = 26,4 \text{ (м}^2\text{)};$$

$$R_{\phi} = 19,26 + \lg \frac{188,4}{26,4} = 20,1269 \text{ (дБ)}.$$

7.1.4 Виробничі випромінювання

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

Експозиційна доза рентгенівського випромінювання на відстані 0,05 м від екрана до корпусу монітора при будь-яких положеннях регульовальних 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 [26].

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

7.2 Промислова та пожежна безпека під час проведення 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.

7.2.1 Безпека щодо організації робочих місць

Робочі місця з відеодисплейним терміналом повинні розташовуватись на відстані не менше як 1,5 м від стіни з віконними прорізами, від інших стін – на віддалі 1 м, одне від одного на віддалі не менше ніж 1,5 м. У випадку розміщення робочих місць необхідно виключити можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення. Робоче місце доцільно розміщати так, щоб природне освітлення знаходилося збоку, бажано зліва [28].

Поверхня екрана повинна знаходитись на відстані 0,4-0,7 м від очей користувача. Висота робочої поверхні столу при виконанні роботи сидячи повинна налаштовуватись в діапазоні 0,68-0,8 м. Робочий стіл повинен мати простір для ніг висотою не менше 0,6 м, шириною не менше як 0,5 м, глибиною на рівні колін не менше 0,45 м та на рівні витягнутої ноги не менше як 0,65 м [29].

7.2.2 Електробезпека

У середині приміщення, в якому здійснюється робота з дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку, особливу увагу потрібно надати уникненню загрози ураження електричним струмом. У відповідності до [30] це приміщення належить до приміщень із підвищеною небезпекою ураження електричним струмом через наявність високої (понад 75 %) відносної вологості.

Через це безпека використання електрообладнання має гарантуватись рядом заходів, що передбачають застосування ізоляції струмовідних елементів, захисного заземлення, захисних блокувань та ін [31].

7.2.3 Пожежна безпека

Відповідно до [32] приміщення, в якому проводиться робота з дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку, відноситься до категорії пожежної небезпеки Б. Дане приміщення відноситься до 3-го ступеня вогнестійкості, в якому приміщення знаходяться в будівлі з несучими та огорожувальними конструкціями з природних або штучних кам'яних матеріалів, бетону, залізобетону.

Мінімальні межі вогнестійкості будівельних конструкцій приміщення, що розглядається наведені в табл.7.7. В табл.7.8 наведено протипожежні норми проектування будівель і споруд.

Таблиця 7.7 – Мінімальні межі вогнестійкості приміщення [32]

Ступінь вогнестійкості будівлі	Стіни				Колони	Східчасті майданчики	Плити та інші несучі конструкції	Елементи покриття	
	Несучі та східчасті клітки	Самонесучі	Зовнішні несучі	Перегородки				Плити, прогони	Балки, ферми
3	REI 120 M0	REI 60 M0	E 15 M0	EI 15 M1	R 120 M0	R 60 M0	REI 45 M1	не нормується	

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; M1 – $M \leq 25$ см – для горизонтальних конструкцій; $M \leq 40$ см – для вертикальних і похилих конструкцій.

Таблиця 7.8 – Протипожежні норми проектування будівель і споруд [34]

Об'єм приміщення, тис. м ³	Категорія пожежної небезпеки	Ступінь вогнестійкості	Відстань, м, при щільності людського потоку загальному проході, осіб/м ²			Кількість людей на 1 м ширини евакуаходу	Протипожежні розриви, м, при ступені їх вогнестійкості			Найбільша кількість поверхів	Площа поверху в межах пожежного відсіку, м ² , для числа поверхів		
			до 1	2-3	4-5		I,II	III	IV,V		1	2	3 і більше
до 15	Б	3	40	25	15	45	9	12	15	1	5200	–	–

Вибираємо, що приміщення, в якому проводиться робота з дослідження, має бути обладнане двома вогнегасниками, пожежним щитом, ємністю з піском [33].

7.3 Визначення області працездатності системи мобільного зв'язку в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

Іонізуючі випромінювання в радіоелектронній апаратурі (РЕА), викликають і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватись порушення роботи електронних елементів, що призводить до виходу з ладу пристрою. Так як вказані зміни можуть спричиняти відмови електронних підсистем, вагомим зусиллям в останні роки направляються на розробку методів, які дозволяють обминути погіршення параметрів РЕА при опроміненні.

Впливу електромагнітного імпульсу (ЕМІ) піддаються напівпровідникові прилади, конденсатори, резистори та ін. Це являє велику небезпеку для РЕА, добре захищеної від дії інших загрозливих факторів. Тому слід пам'ятати про те, що захист апаратури від механічних ушкоджень не захищає від дії ЕМІ. Апаратура може втратити працездатність, перебуваючи в надійних захисних спорудженнях.

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 опори та конденсатори.

7.3.1 Визначення області працездатності системи мобільного зв'язку в умовах дії іонізуючих випромінювань

Приймаючи до уваги елементну базу, що використовується для реалізації системи мобільного зв'язку, складемо таблицю потужностей експозиційної дози опромінення для кожного елемента $P_{зв.i}$, що викликають початок зворотних змін (табл. 7.9).

Визначаємо елемент, що найбільшою мірою піддається дії випромінювання, тобто елемент із найменшим значенням $P_{зв.min} = 10^4$ Р.

Розраховуємо граничне значення потужності експозиційної дози:

$$P_{зр} = K_{над} \cdot P_{зв.min} \cdot K_{носл} \text{ [Р/год]}; \quad (7.7)$$

$$P_{зр} = 0,95 \cdot 10^4 \cdot 2 = 19000 \text{ (Р/год)},$$

де $K_{над}$ – коефіцієнт надійності (приймається $K_{над} = 0,95$);

$P_{зв}$ – потужність експозиційної дози, яка відповідає початку зворотних змін в елементах;

$K_{носл}$ – коефіцієнт послаблення радіації (приймається $K_{носл} = 2$).

Таблиця 7.9 – Потужності експозиційних доз кожного елемента

№	Елементи системи мобільного зв'язку	$P_{зв.і}, P/год$	$P_{зв.мін}, P/год$
1	Транзистори серії КП	10^4	10^4
2	Діоди КС168	10^4	
3	Конденсатори К50-6	10^7	
4	Мікросхеми ТРІС6В595	10^5	
5	Резистори СМД	10^8	

Таким чином, розроблюваний пристрій в умовах дії іонізуючих випромінювань буде працювати в межах зміни потужності експозиційної дози від 0 до 19000 Р/год, а допустимий час його безвідмовної роботи може скласти:

$$t_{дон} = \left(\frac{D_{сп} K_{носл}}{2P_1} + \sqrt{t_n} \right)^2 \text{ [ГОД];} \quad (7.8)$$

$$t_{дон} = \left(\frac{10^6 \cdot 2}{2 \cdot 19000} + \sqrt{1} \right)^2 = 2876,35 \text{ (год).}$$

Це більш ніж достатньо для таких складних умов роботи радіоелементів.

7.3.2 Визначення області працездатності системи мобільного зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу

Початкові дані: напруга живлення $U_{жс} = 220 \pm 5\% \text{ В}$; максимальна довжина горизонтальної струмопровідної частини електричної принципової схеми $l_{Г} = 0,2 \text{ м}$.

Як критерій безпеки роботи РЕА в цих умовах приймаємо коефіцієнт безпеки:

$$K_{\epsilon} = 201g \frac{U_{\delta}}{U_{\epsilon(z)}} \geq 40 \text{ [дБ]}, \quad (7.9)$$

де U_{δ} – допустимі коливання напруги живлення, В;

$U_{\epsilon(z)}$ – напруга наведення за рахунок електромагнітного імпульсу в вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах, В.

Розраховуємо спочатку допустиме коливання напруги живлення:

$$U_{\delta} = U_{\text{жс}} + \frac{U_{\text{жс}}}{100} N \text{ [В]}, \quad (7.10)$$

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

N – допустимі коливання напруги, %.

Визначаємо максимально очікувану напруга в горизонтальних лініях:

$$U_{\epsilon} = \frac{U_{\delta}}{10^{K/20}} \text{ [В]}. \quad (7.11)$$

де K – коефіцієнт безпеки ($K = 40$ дБ).

Розраховуємо вертикальну складову напруженості електромагнітного поля за формулою:

$$E_{\epsilon} = \frac{U_{\epsilon}}{l_{\epsilon}} \text{ [В/м]}. \quad (7.12)$$

Визначаємо горизонтальну складову напруженості електромагнітного поля за формулою

$$E_{\epsilon_2} = 10^{-3} E_{\epsilon} \text{ [В/м]}, \quad (7.13)$$

Підставляючи відомі значення у формули (7.10, ..., 7.13) одержимо

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

$$U_2 = \frac{231}{10^{\frac{40}{20}}} = 2,31 \text{ (В)};$$

$$E_6 = \frac{2,31}{0,2} = 11,55 \text{ (В/м)};$$

$$E_2 = 10^{-3} \cdot 11,55 = 0,0116 \text{ (В/м)}.$$

Таким чином, РЕА системи мобільного зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу має бути працездатною при значеннях E_2 в межах від 0 до 0,0116 В/м і E_6 в межах від 0 до 11,55 В/м.

7.3.3 Розробка превентивних заходів з підвищення безпеки роботи системи мобільного зв'язку в умовах НС

З метою зниження негативного впливу на РЕА системи мобільного зв'язку потрібно застосувати наступні заходи.

Боротьба з впливом іонізуючого випромінювання може бути здійснена новітнім вітчизняним методом, який полягає у захисному покритті РЕА, що розташовуються на поверхнях даних елементів, які зазнають дії іонізуючого випромінювання, при цьому захисне покриття нанесене в вигляді наноструктури, яка містить сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в будову армованої атомно-молекулярної металевої матриці, або складає її захисний прошарок.

Боротьба з впливом електромагнітного імпульсу виконується струмопровідними сітками і плівковим покриттям вікон, стільниковими

металевими конструкціями для вентиляційних отворів та повітрозбірників, а також контактними пружинними прокладками, що розміщуються по контуру дверей та люків.

7.4 Висновки до розділу

В результаті виконання цього розділу було опрацьовано такі питання охорони праці і безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення звукоізоляції приміщення, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження параметрів сигналів системи мобільного зв'язку, безпека в надзвичайних ситуаціях. Також у даному розділі визначено область працездатності системи мобільного зв'язку в умовах впливу загрозливих факторів надзвичайних ситуацій. На підставі проведених розрахунків можна зробити висновок про те, що даний прилад здатний стійко працювати в середині будівлі, яка має коефіцієнт послаблення радіації 2 з потрібною надійністю в межах зміни потужності експозиційної дози від 0 до 19000 Р/год, а допустимий час його безвідмовної роботи може скласти 2876,35 год. Також визначено, що РЕА системи мобільного зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу має бути працездатною при значеннях E_2 в межах від 0 до 0,0116 В/м і E_6 в межах від 0 до 11,55 В/м. Запропоновано дієві заходи із підвищення безпеки роботи системи мобільного зв'язку в умовах надзвичайних ситуацій.

ВИСНОВКИ

В даній магістерській кваліфікаційній роботі було розглянуто сучасні методи підвищення

Для систем стільникового зв'язку затримка при поширенні сигналів набуває різних значень. В напрямку від мобільної до базової станції, у випадку, коли користувач знаходиться близько від базової станції, поширення сигналу потребує менше часу ніж для сигналу користувача, який знаходиться біля границі стільника. Синхронізація послідовностей на приймальній стороні забезпечується за рахунок додаткових пристроїв, що працюють за складними алгоритмами та дають деяку похибку. Таким чином, передавання інформації іншими користувачами створює завади множинного доступу, котрі виникають через кореляційні характеристики послідовностей, що впливає на помилковий результат детектування прийнятих даних інформації.

У цифрових системах з прямим розширенням спектра нелінійні спотворення групового сигналу приводять до зростання ймовірності виникнення цифрових помилок, а також до погіршення якості абонентських каналів. У роботі була визначена кількісна залежність ймовірності виникнення цифрових помилок у абонентських каналах від ступеня нелінійних спотворень групових сигналів. Така залежність застосовуються при обґрунтуванні вимог до амплітудних характеристик підсилювачів сигналів. При цьому груповий сигнал представляється як сума трьох компонентів, а саме: неспотворена частина сигналу, корельованна з ним мультиплікативна завада і некорельована адитивна завада.

Допустимої похибки оцінювання завадостійкості можна досягти за рахунок апроксимації реального розподілу суміші сигналу із завадами. У роботи обумовлена доцільність застосування ансамблів ортогональних сигналів із розмірністю, котра плавно змінюється. При цьому забезпечено вимоги по завадостійкості та ефективності використання частотного ресурсу, виділеного для каналів зв'язку.

У магістрській кваліфікаційній роботі запропоновано новий метод синтезу кодових конструкцій з ортогональним частотним мультиплексуванням, котрий дозволяє підвищити захищеність сигналів мобільного зв'язку від перехоплення даних в мережах четвертого покоління . Це досягається тим, що на відміну від звичайної модуляції КАМ, у запропонованому методі на передавальній стороні буде моделюватися тільки одна компонента сигналу. Але, приймач може відтворити вхідний сигнал як двокомпонентний за допомогою таблиці асоціативності складових, що відома лише йому.

В економічній частині роботи були розрахована вартість розробки, виробнича собівартість, ціна реалізації та термін окупності нового пристрою.

В розділі "Безпека життєдіяльності" проаналізовані умови праці в лабораторії для досліджень, виконано організаційно-технічні, санітарно-гігієнічні заходи та протипожежні заходи.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Климаш М.М. Технології безпроводного зв'язку / Климаш М.М., Пелішок В.О., Михайленич П.М. – Львів, 2007. – 818с.
2. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами : учеб. пособие / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с
3. Петренко В.И. Системы и средства подвижной радиосвязи : учеб. пособие / В.И. Петренко, В.Е. Рачков, Ю.В. Иванов ; под. ред. В.И. Петренко. – Ставрополь : СВИС РВ, 2010. – 231
4. Сайко В.Г., Радиотелекоммуникационные технологии мобильных систем: теоретические основы и практическое применение / Сайко В.Г., Олейник В.Ф., Булгач С.В. – Киев: ГУИКТ, 2004, Т.1, 308с.
5. Сайко В.Г., Радиотелекоммуникационные технологии мобильных систем: теоретические основы и практическое применение / Сайко В.Г., Олейник В.Ф., Булгач С.В. – Киев: ГУИКТ, 2004, Т.2, 388 с.
6. Системы мобильной связи : [учебное пособие для вузов] / Ипатов В. П., Орлов В. К., Самойлов И. М., Смирнов В. Н. [под ред. В. П. Ипатова]. – М. : Горячая линия – Телеком, 2003. – 272с. – ISBN 5-93517-137-6.
7. Шабунин С.Н. Распространение радиоволн в мобильной связи : учебное пособие / С.Н. Шабунин, Л.Л. Лесная. Екатеринбург: УГТУ – УПИ, 2009. 103 с.
8. Гуревич В. Э. Исследование нелинейных искажений радиосигнала в системе CDMA с квадратурно-амплитудной модуляцией / В. Э. Гуревич, С. Г. Егоров // Информационно-управляющие системы .— 2015 .— №5 .— С. 106-115
9. Жук А.П. О целесообразности использования ортогональных ансамблей сигналов с изменяющейся размерностью в системе CDMA / А.П. Жук, З.В. Черняк, В.В. Сазонов, А.С. Иванов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. – 2008. – С.190-195.
10. Михайленич П.М. Дослідження завадостійкості систем радіозв'язку MC-CDMA при використанні неповних ансамблів послідовностей // Проблеми телекомунікацій. – 2012. – № 1 (6). – С. 104 – 110.

11. Вакула Ю. Я. Моделювання каналу Гілберта–Еліота у системі зв'язку CDMA2000 в умовах міської інфраструктури / Ю. Я. Вакула // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Радіoeлектроніка та телекомунікації. - 2014. - № 796. - С. 201-207

12. Таранчук, А. А. Моделювання широкосмугового радіоканалу цифрового зв'язку системи CDMA стандарту IS-95 / А. А. Таранчук, С. С. Стахів // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2011. – № 1. – С. 177-181.

13. Л. И.Аверина, О. В. Бугров, «Цифровые корректоры на основе нейронных сетей для линеаризации усилителей мощности», Вестник Воронежского государственного университета. № 1, с. 5-14, 2017.

14. Абдурахман А. Уменьшение взаимных помех в системах мобильной связи на основе использования адаптивных антенных решеток / А.Абдурахман, В. Лошаков // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС–2017): Сб. н. тр. третьей международной н.-техн. конференции. Харьков 23–24 мая. – 2017. – С. 61–66.

15. Стрихалюк Б.М., Яремко О.Н., Максимюк Т.А. Повышение энергетической и спектральной эффективности радиоканала сети LTE // Научноёмкие технологии в инфокоммуникациях: Обработка и защита информации [коллективная монография] / под. ред. В.М. Безрука, В.В. Баранника / – Харьков: Харьковский национальный университет радиоэлектроники. 2013. – С. 375-384.

16. Яремко О.М. Детектування у МІМО-системах багатопотокових структур частотного виділення. / Збірник наукових праць інституту проблем моделювання в енергетиці, випуск №49, Київ, 2008. с. 253-257 .

17. Гуревич В. Э., Егоров С. Г. Нелинейные искажения группового сигнала в радиосистеме абонентского доступа // Инфокоммуникационные технологии. 2012. Т. 10. № 3. С. 79–82.

18. Егоров С. Г. Анализ реальной помехоустойчивости группового тракта радиосистемы абонентского доступа // Инфокоммуникационные технологии. 2012. Т. 10. № 4. С. 59–62.

19. С. В. Молчанов, А. И. Захаров, «Применение искусственных нейронных сетей с целью прогнозирования характеристик распространения радиосигнала», Вестник Балтийского федерального университета им. И. Канта. №. 4, с. 100—105, 2014.

20. Максимюк Т. А. Метод синтезу OFDM сигналу з оптимальною частотно-часовою локалізацією / Т. А. Максимюк // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Радіоелектроніка та телекомунікації – Львів, 2012. – №738, С. 198-205.

21. Максимюк Т. А. Підвищення завадостійкості сигнальних конструкцій в системах з ортогональним частотним мультиплексуванням / Т. А. Максимюк, В. О. Пелішок, А. Т. Ратич, М. В. Брич // Матеріали науково-методичної конференції "Сучасні проблеми телекомунікацій і підготовка фахівців в галузі телекомунікацій – 2012", (Львів, 1-4 листопада 2012 р.) – Львів, 2012 – С.41-44.

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

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

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

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

26. ДСН 3.3.6-037-99. Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку.

27. ДСН 3.3.6.039-99. Державні санітарні норми виробничої та загальної вібрацій.

28. ГОСТ 12.2.032-78. ССБТ. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования.

29. 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.

30. ДНАОП 0.00-1.21-98 Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів. – К. : Держнаглядохоронпраці, 1998. – 382 с.

31. ДБН В.2.5-27-2006. Захисні заходи електробезпеки в електроустановках будинків і споруд.

32. ДБН В.1.1.7-2002. Пожежна безпека об'єктів будівництва.

33. НАПБ Б.03.001-2004. Типові норми належності вогнегасників.

34. СНиП 2.09.02-85. Противопожарные нормы проектирования зданий и сооружений.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

ДОДАТКИ

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри ТКСТБ
канд.техн.наук,
професор
Г.Г.Бортник

“ — ” _____ 2019 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ
на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
ПОКРАЩЕННЯ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛІВ
СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ
08-34.МКР.004.00.000 ТЗ

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

Виконавець: ст. гр. ТТК-18м
Данилюк О. С.

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 підвищення ефективності функціонування мобільної мережі за рахунок покращення параметрів сигналів.

Об’єкт дослідження – процес передавання та обробки інформації в сучасних стільникових мережах зв’язку.

Предмет дослідження – методи оцінки параметрів сигналів стільникових мереж зв’язку.

Основними завданнями роботи є:

- дослідити основні спотворення сигналів при передаванні по радіотракту;
- обґрунтувати методи корегування параметрів сигналів;
- дослідити параметри сигналів шляхом комп’ютерного моделювання.

Отримані у ході виконання роботи дані пропонується застосовувати у безпроводних мережах для підвищення ефективності їх функціонування.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Список використаних джерел розробки:

3.1. Климаш М.М. Технології безпроводного зв’язку / Климаш М.М., Пелішок В.О., Михайленіч П.М. – Львів, 2007. – 818с.

3.2. Маковеева М.М. Системы связи с подвижными объектами : учеб. пособие / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с

3.3. Петренко В.И. Системы и средства подвижной радиосвязи : учеб. пособие / В.И. Петренко, В.Е. Рачков, Ю.В. Иванов ; под. ред. В.И. Петренко. – Ставрополь : СВИС РВ, 2010. – 231

3.4. Сайко В.Г., Радиотелекоммуникационные технологии мобильных систем: теоретические основы и практическое применение / Сайко В.Г., Олейник В.Ф., Булгач С.В. – Киев: ГУИКТ, 2004, Т.1, 308с.

3.5. Сайко В.Г., Радиотелекоммуникационные технологии мобильных систем: теоретические основы и практическое применение / Сайко В.Г., Олейник В.Ф., Булгач С.В. – Киев: ГУИКТ, 2004, Т.2, 388 с.

3.6. Системы мобильной связи : [учебное пособие для вузов] / Ипатов В. П., Орлов В. К., Самойлов И. М., Смирнов В. Н. [под ред. В. П. Ипатова]. – М. : Горячая линия – Телеком, 2003. – 272с. – ISBN 5-93517-137-6.

3.7. Шабунин С.Н. Распространение радиоволн в мобильной связи : учебное пособие / С.Н. Шабунин, Л.Л. Лесная. Екатеринбург: УГТУ – УПИ, 2009. 103 с.

3.8. Гуревич В. Э. Исследование нелинейных искажений радиосигнала в системе CDMA с квадратурно-амплитудной модуляцией / В. Э. Гуревич, С. Г. Егоров // Информационно-управляющие системы .— 2015 .— №5 .— С. 106-115

3.9. Жук А.П. О целесообразности использования ортогональных ансамблей сигналов с изменяющейся размерностью в системе CDMA / А.П. Жук, З.В. Черняк, В.В. Сазонов, А.С. Иванов // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск. – 2008. – С.190-195.

3.10. Михайленич П.М. Дослідження завадостійкості систем радіозв'язку MC-CDMA при використанні неповних ансамблів послідовностей // Проблеми телекомунікацій. – 2012. – № 1 (6). – С. 104 – 110.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи ТТК-18м Данилюк Олег Сергійович.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується розробити методи покращення параметрів сигналів мереж мобільного зв'язку.

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

діапазон частот – 1850...1990 МГц,

довжина ансамблів послідовностей Уолша – 16 чіп,

модуляція – QAM, кількість піднесучих – 128,

частота несучої – 512 кГц,

відношення сигнал/шум – -20,5 дБ,

швидкість турбокодування – 0,9;

довжина кодової комбінації – 255

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1	2	3	4	5	6
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	02.09.2019р	06.09.2019р	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Техніко-економічне обґрунтування тематики (ТЕО)	09.09.2019р	13.09.2019р	Розроблене ТЕО	Вступ. Розділ 1
3.	Дослідження спотворень сигналів	16.09.2019р	04.10.2019р	Результати досліджень	Розділи 2, 3
4.	Дослідження параметрів сигналу	07.10.2019р	25.10.2019р	Результати досліджень	Розділ 4

1	2	3	4	5	6
5.	Оцінювання мережі LTE	28.10.2019р	08.11.2019р.	Результати досліджень	Розділ 5
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	11.11.2019р	15.11.2019р	Економічна частина	Розділ 6
7.	Аналіз безпеки життєдіяльності (БЖД), цивільний захист (ЦЗ)	18.11.2019р	22.11.2019р	Частина БЖД, ЦЗ	Розділ 7
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	25.11.2019р	29.11.2019р	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Попередній захист та рецензування МКР	02.12.2019р	06.12.2019р	Позитивні відзиви	Відзив. Рецензія
10.	Захист МКР ДЕК		09.12.2019р	Позитивний захист	Протокол ДЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- структурна схема приймача OFDM сигналів;
- схема нейронної мережі;
- результати моделювання;

- економічна частина МКР;
- розділ безпеки життєдіяльності і ЦЗ.

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі телекомунікацій шляхом впровадження нових технологій.

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується підвищення попиту на послуги зв'язку і, відповідно, підвищення їх якості.

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;
- структурну схему приймача OFDM сигналів;
- схему нейронної мережі;
- результати моделювання;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;
- рекомендації щодо подальшого використання отриманих результатів.

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.

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Б
(обов'язковий)

Приймач OFDM сигналів
Схема структурна

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток В
(обов'язковий)

Нейронна мережа
Схема структурна

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Д
(обов'язковий)

Корегування сигналів
Плакат

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Е
(обов'язковий)

Модель каналу
Плакат

ВНТУ ФІРМЕН
ТКСТЬ МКР 2019

Додаток Ж
(обов'язковий)

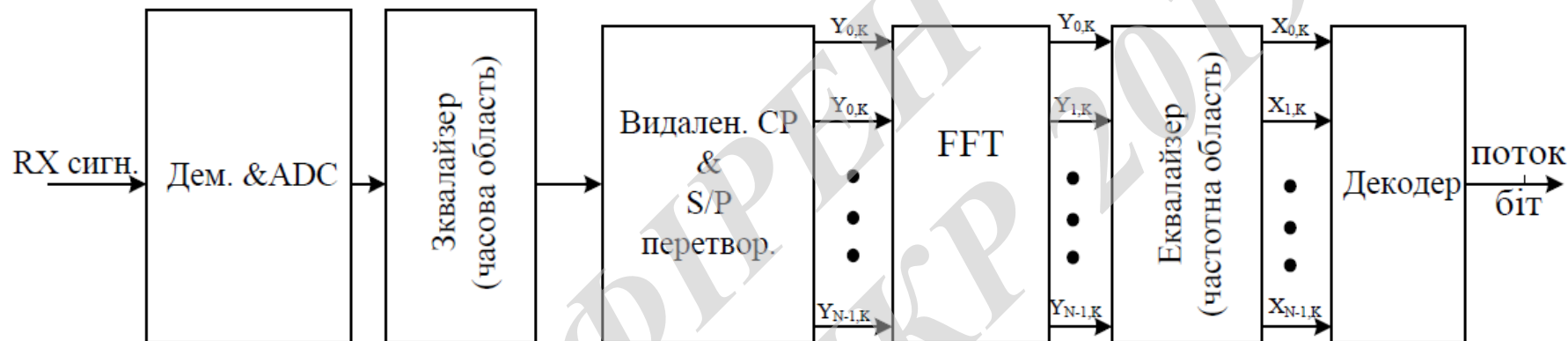
Порівняння спектру сигналу
Плакат

ВНТУ ФІРЕН
ТКСТЬ МКР 2019

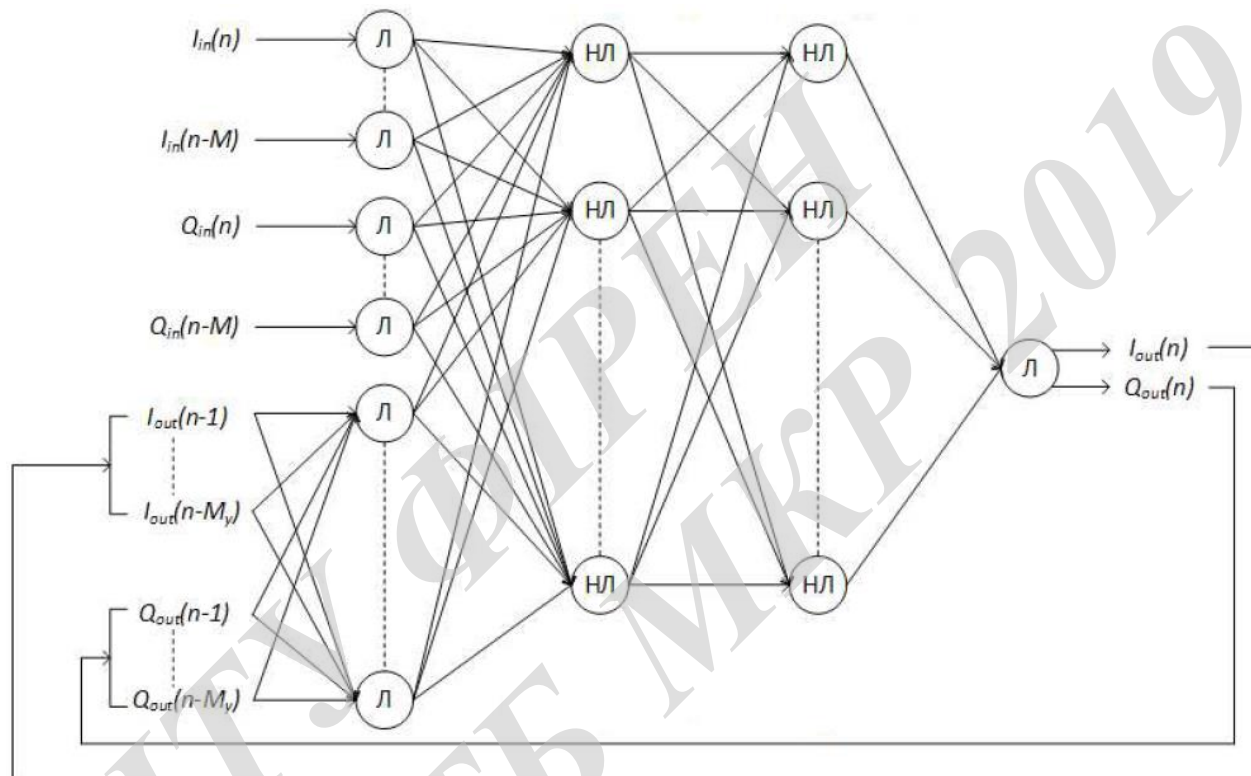
Додаток И
(обов'язковий)

Порівняння величини BER
Плакат

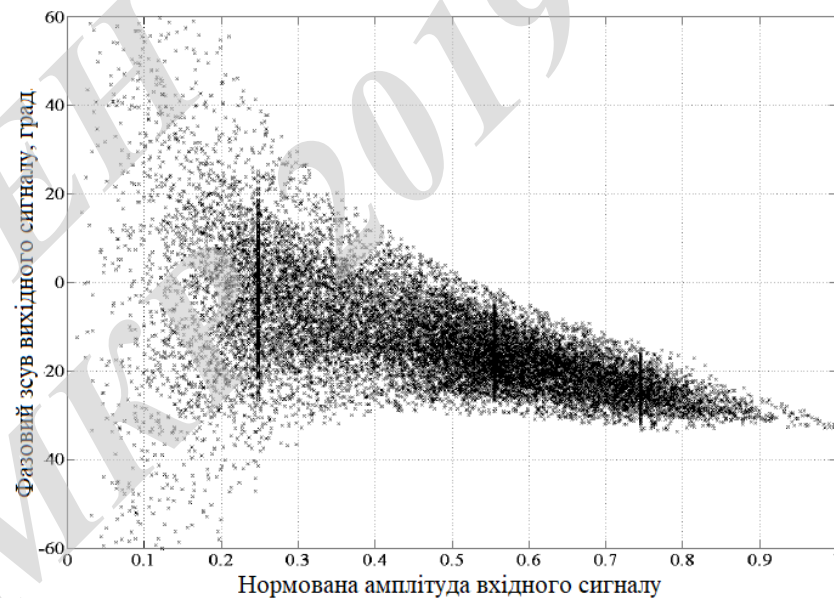
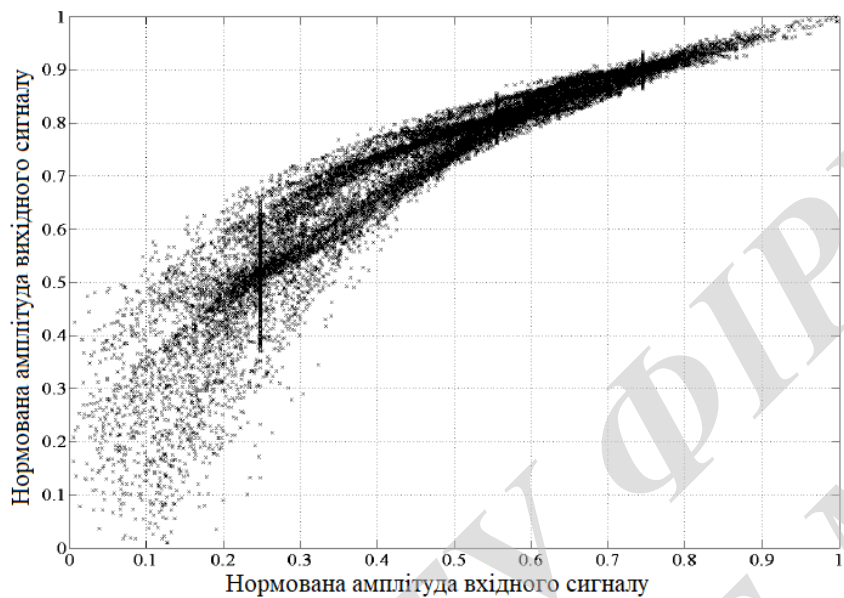
ВНТУ ФІРМЕН
ТКСТЬ МКР 2019



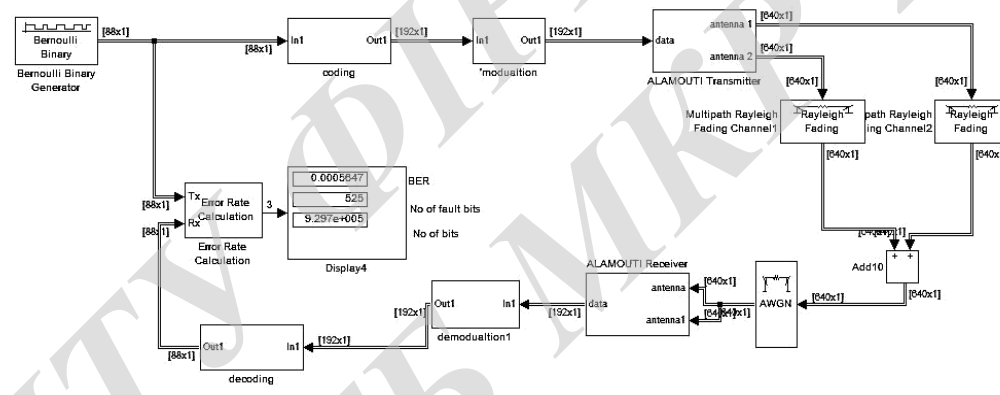
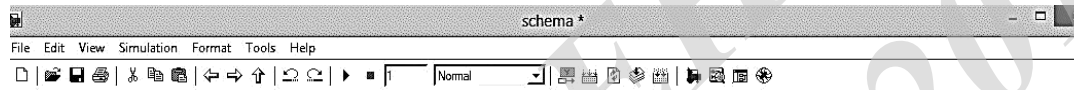
					08-34.МКР.004.00.001 Е1			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Приймач OFDM сигналів Схема структурна	Літ.	Маса	Масштаб
	Розроб.	Данилюк О.						
	Перевір.	Семенова						
	Т.Контр.							
	Реценз.					Арк. 1	Аркушів 1	
	Н.Контр.	Семенова			ВНТУ, ТТК-18М			
	Затверд.	Бортник						



					08-34.МКР.004.00.002 Е1			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Нейронна мережа Схема структурна	Літ.	Маса	Масштаб
	Розроб.	Данилюк О.						
	Перевір.	Семенова						
	Т.Контр.							
	Реценз.					Арк. 1	Аркушів 1	
	Н.Контр.	Семенова			ВНТУ, ТТК-18М			
	Затверд.	Бортник						



						08-34.МКР.004.00.001 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Корегування сигналів Плакат	Літ.	Маса	Масштаб
	Розроб.	Данилюк О.						
	Перевір.	Семенова						
	Т.Контр.							
	Реценз.					Арк. 1	Аркушів 1	
	Н.Контр.	Семенова			ВНТУ, ТТК-18М			
	Затверд.	Бортник						



						08-34.МКР.004.00.002 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Модель каналу Плакат		Літ.	Маса	Масштаб
Розроб.		Данилюк О.							
Перевір.		Семенова					Арк. 1	Аркушів 1	
Т.Контр.									
Реценз.							ВНТУ, ТТК-18М		
Н.Контр.		Семенова							
Затверд.		Бортник							

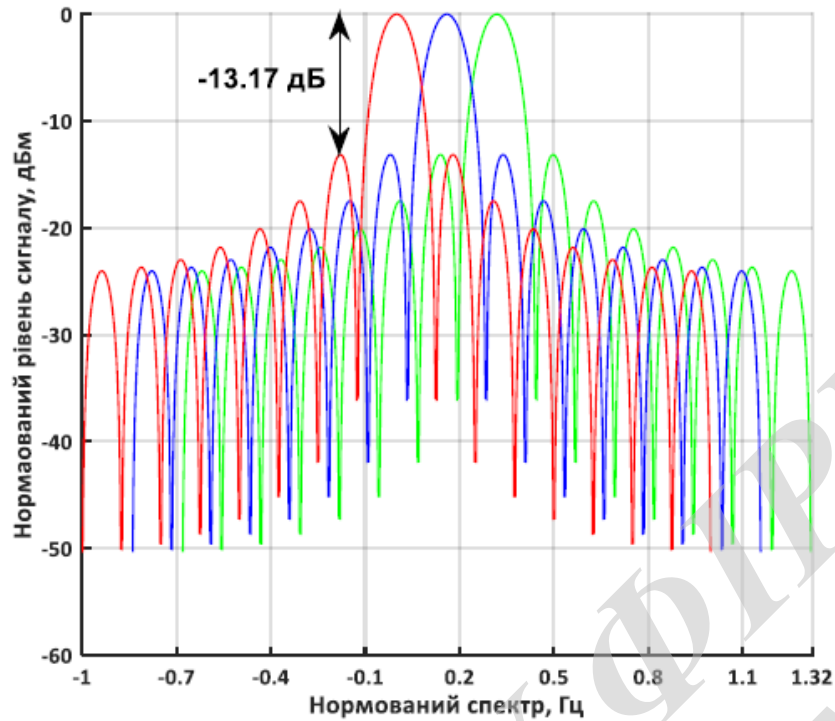


Рисунок 1 – Порівняння спектру сигналу OFDM для трьох несучих при прямокутній віконній функції

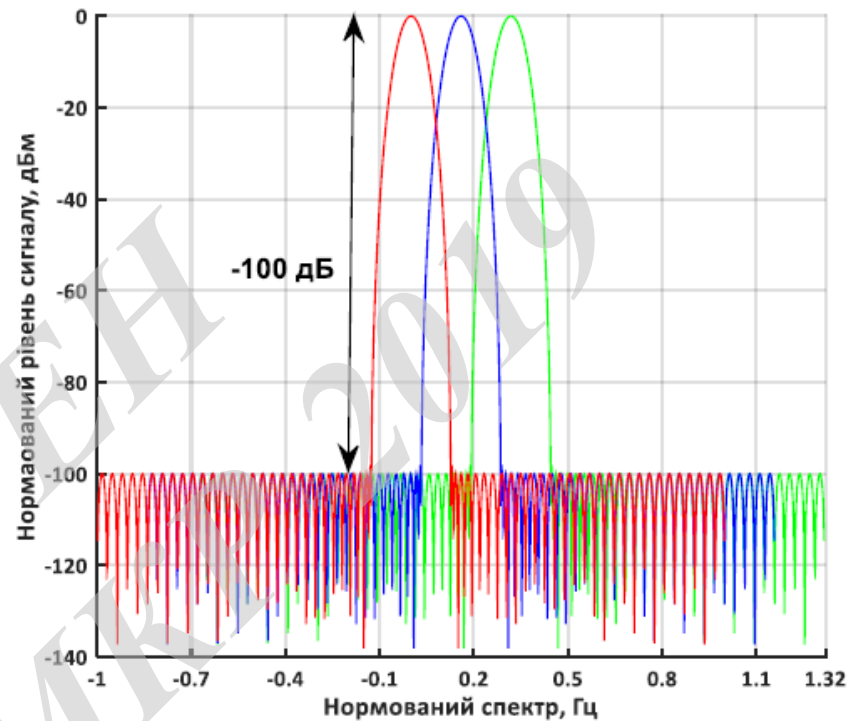


Рисунок 2 – Порівняння спектру сигналу OFDM для трьох несучих при функції Чебишева

					08-34.МКР.004.00.003 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Порівняння спектру сигналу Плакат	Літ.	Маса	Масштаб
	Розроб.	Данилюк О.						
	Перевір.	Семенова						
	Т.Контр.							
	Реценз.							
	Н.Контр.	Семенова						
	Затверд.	Бортник			ВНТУ, ТТК-18М			

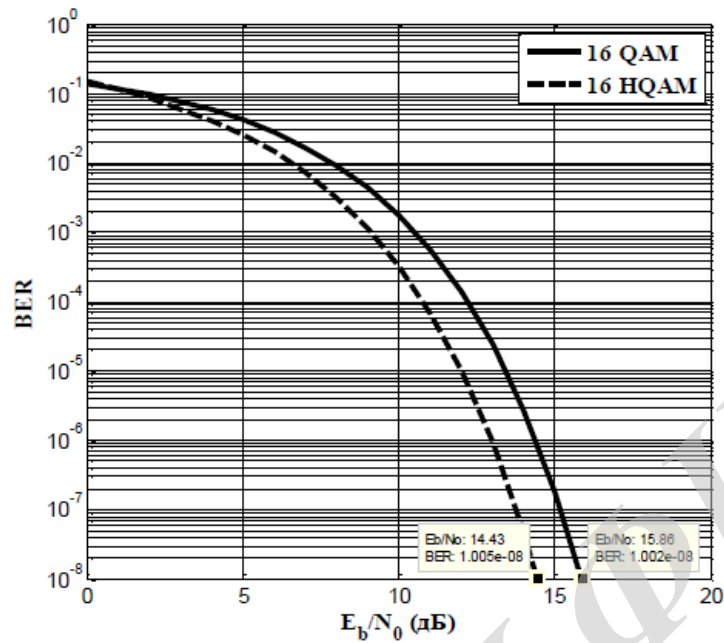


Рисунок 1 – Порівняльна залежність коефіцієнта появи бітових помилок від співвідношення сигнал/шум для 16 QAM та 16 HQAM в умовах Гаусового каналу

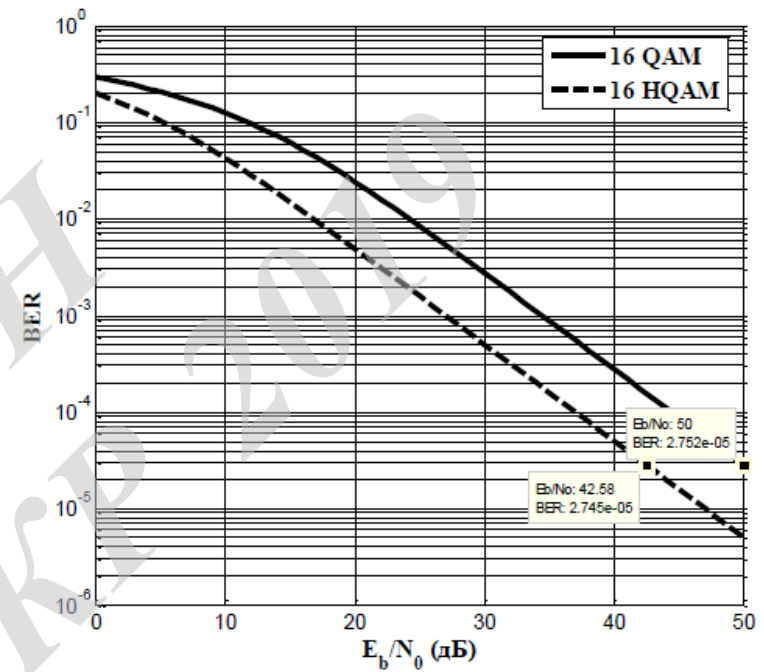


Рисунок 2 – Порівняльна залежність коефіцієнта появи бітових помилок від співвідношення сигнал/шум для 16 QAM та 16 HQAM в умовах Релеївського каналу

					08-34.МКР.004.00.004 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Порівняння величини BER Плакат	Літ.	Маса	Масштаб
	Розроб.	Данилюк О.						
	Перевір.	Семенова						
	Т.Контр.							
	Реценз.					Арк. 1	Аркушів 1	
	Н.Контр.	Семенова			ВНТУ, ТТК-18М			
	Затверд.	Бортник						