

Міністерство освіти і науки України
Криворізький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра комп'ютерних систем та мереж

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА МАГІСТРА
за спеціальністю 123 «Комп'ютерна інженерія»

Тема наукової роботи:
МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ
СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ У БЕЗДРотовИХ МЕРЕЖАХ

Виконав	_____	Д.О. Іщенко
Керівник роботи	_____	І.Н. Вдовиченко
Нормоконтроль	_____	Д. І. Кузнєцов
Завідувач кафедри	_____	А. І. Купін

Кривий Ріг
2023

Криворізький національний університет
Факультет інформаційних технологій
Кафедра комп'ютерних систем та мереж

Ступінь вищої освіти
Спеціальність

магістр
123 «Комп'ютерна інженерія»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри, голова циклової комісії

_____ А. І. Купін

“ ____ ” _____ 20__ року

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

_____ (прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи _____

керівник роботи _____

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

2. Термін подання студентом роботи _____

3. Вихідні дані до роботи _____

4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити) _____

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

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів дипломної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1	Отримання завдання на кваліфікаційну роботу магістра	01.02.2023	
2	Огляд літератури за темою дослідження (постановка задач)	02.02.2023 - 18.03.2023	
3	Теоретичне дослідження інструментальних та програмних засобів реалізації проекту	19.03.2023 - 20.05.2023	
4	Програмна частина (створення програмного забезпечення, опис алгоритму рішення задачі)	21.05.2023 - 21.07.2023	
5	Дослідна та експериментальна частина	22.07.2023 - 12.11.2023	
6	Оформлення пояснювальної записки	13.11.2023 - 03.12.2023	
7	Представлення кваліфікаційної роботи магістра до захисту	15.12.23	

Студент _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____
(підпис) (прізвище та ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 102 сторінки, 32 рисунок, 21 таблиця, 2 додатки, 27 використаних джерел.

Об'єкт дослідження – завадостійкі просторово-часові коди для систем бездротового доступу.

Предмет дослідження - характеристики завадостійкості та коефіцієнти ефективності цифрових систем бездротового доступу.

Перший розділ присвячений огляду та порівнянню стандартів бездротових мереж на основі сучасного розвитку потреб суспільства.

У другому розділі описано методи та засоби підвищення завадостійкості систем передавання даних, зокрема методи побудови та характеристики завадостійких кодів, ефективні методи модуляції в цифрових телекомунікаційних системах, спільне використання завадостійких кодів та багатопозиційних сигналів, методи побудови і характеристики сигнально-кодових конструкцій та система передавання даних на основі завадостійкого просторово-часового кодування.

Третій розділ присвячений удосконаленню методики оцінки завадостійкості оптимального приймання сигналів в каналах із завмираннями. Розроблена методика розрахунку завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями забезпечує точні показники каналів із амплітудними та повільними завмираннями.

У четвертому розділі проведено порівняння завадостійкості та оцінка ефективності систем передавання даних у бездротових мережах враховуючи основні характеристики моделювання завадостійкості системи бездротового зв'язку в каналах з просторово-часовим кодуванням

Ключові слова: ЗАВАДОСТІЙКЕ КОДУВАННЯ, БЕЗДРОТОВІ МЕРЕЖІ, БАГАТОПОЗИЦІЙНІ СИГНАЛИ, АБГШ, ЗГОРТКОВІ КОДИ, АЛГОРИТМ ВІТЕРБІ, ПРОСТОРОВО-ЧАСОВЕ КОДУВАННЯ, РЕЛЕЄВСЬКИЙ КАНАЛ.

					КНУ.РМ.123.23.11.Р			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	РЕФЕРАТ	Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив	Іщенко						4	
Перевірив	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнєцов							
Затвердив	Купін					КІ-22м		

ABSTRACT

This explanatory note comprises 102 pages, including 32 figures, 21 tables, 2 appendices, and references to 27 sources. The research focuses on interference-resistant space-time codes for wireless access systems, with an emphasis on evaluating the interference resilience and efficiency coefficients of digital wireless access systems.

The first chapter provides an overview and comparison of wireless network standards based on the contemporary development of societal needs.

The second chapter describes methods and tools to enhance the interference resilience of data transmission systems. This includes the construction methods and characteristics of interference-resistant codes, effective modulation techniques in digital telecommunication systems, the joint use of interference-resistant codes and multi-position signals, and the construction and characteristics of signal-code structures and data transmission systems based on interference-resistant space-time coding.

The third chapter is dedicated to improving the methodology for assessing the interference resilience of optimal signal reception in channels with fading. the developed methodology for calculating the interference resilience of optimal reception in fading channels ensures accurate indicators for channels with amplitude and slow fading.

The fourth chapter conducts a comparison of interference resilience and evaluates the efficiency of data transmission systems in wireless networks, considering the key characteristics of simulating interference resilience in wireless communication systems with space-time coding.

KEYWORDS: INTERFERENCE-RESISTANT CODING, WIRELESS NETWORKS, MULTI-POSITION SIGNALS, AWGN, CONVOLUTIONAL CODES, VITERBI ALGORITHM, SPACE-TIME CODING, FADING CHANNELS.

					KHU.PM.123.23.11.P			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	РЕФЕРАТ	Літера	Аркvш	Аркvшів
Розробив	Іщенко						5	
Перевірів	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнєцов					KI-22м		
Затвердив	Купін							

Зміст

РЕФЕРАТ	4
ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП	9
РОЗДІЛ 1 ОПИС ТА ПОРІВНЯННЯ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖ	11
1.1 Розвиток бездротових технологій і вплив на суспільство	11
1.2. Аналіз використання бездротових мереж в промисловості	17
1.3 Бездротові технології в Індустрії 4.0.....	19
1.4 Висновки за розділом	22
РОЗДІЛ 2 МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ	24
2.1 Методи побудови та характеристики завадостійких кодів.....	24
2.2 Ефективні методи модуляції в цифрових телекомунікаційних системах.....	27
2.3 Релеєвський канал із повільним і амплітудним завмиранням	32
2.4 Спільне використання завадостійких кодів та багатопозиційних сигналів...	39
2.5 Висновки за розділом	43
РОЗДІЛ 3 МЕТОДИКИ РОЗРАХУНКУ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ В КАНАЛАХ ІЗ ЗАВМИРАННЯМИ	44
3.1 Структурна схема імітаційної моделі	44
3.2 Розробка імітаційної моделі.....	46
3.3 Висновки за розділом	70
РОЗДІЛ 4 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ В КАНАЛАХ ІЗ ЗАВМИРАННЯМИ З ВИКОРИСТАННЯМ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО КОДУВАННЯ	72
4.1 Методика розрахунку ймовірності помилки в каналі з релеєвськими завмираннями	72
4.2 Характеристики згорткових кодів для систем з просторово-часовим кодуванням.....	76
4.3 Розрахунок завадостійкості системи зв'язку з використанням ПЧК	81
4.4 Розробка імітаційної моделі для дослідження завадостійкості систем з просторово-часовим кодуванням	85

4.5 Висновки за розділом	92
ВИСНОВКИ	94
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	95
ДОДАТКИ	98

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АБГШ	Адитивний білий гаусів шум
АВ	Алгоритм Вітербі
АФМ	Амплітудно-фазова модуляція
АЕВК	Асимптотичний енергетичний виграш від кодування
ЗК	Згортковий код
КАМ	Квадратурно-амплітудна модуляція
МК	Модуляційний код
ПЧК	Просторово-часове кодування
ПВП	Псевдовипадкова послідовність
СКК	Сигнально-кодові конструкції
ЦСП	Цифрова система передачі
МСТ	Міжнародний союз телекомунікацій

;

					КНУ.РМ.123.23.11.ПС			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	Літера	Арк.ш	Аркушів
Розробив	Іщенко						8	
Перевірив	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнецов					КІ-22м		
Затвердив	Купін							

ВСТУП

Актуальність роботи. Забезпечення високої швидкості передачі інформації при використанні бездротових технологій вимагає вдосконалення методів та засобів підвищення завадостійкості таких систем. Це включає в себе вибір ансамблю багатопозиційних сигналів та застосування з ними пов'язаних завадостійких кодів. Ці заходи дозволяють досягти необхідного балансу між високою швидкістю передачі даних та ефективністю в умовах високого рівня завад.

Такий підхід актуальний в контексті стрімкого розвитку мереж п'ятого покоління (5G) та подальших технологічних вдосконалень. Забезпечення великої пропускної здатності та високої якості обслуговування для користувачів є ключовим завданням для розвитку мобільних мереж та бездротових технологій.

Питання теоретичного і практичного застосування таких методів і засобів у системах бездротового доступу детально досліджено в роботах В. Банкета, Р. Блейхута, Дж. Возенкрафта, М. Захарченка, В. Зяблова, Т. Касамі, Дж. Кларка, та ін..

Традиційним методом підвищення завадостійкості таких систем є метод рознесення передавальних та приймальних антен.

Класичний підхід до реалізації методу рознесення полягає у використуванні одного передавача й декількох, рознесених у просторі приймальних антен, з подальшим ваговим додаванням або автопідбором сигналів з метою підвищення якості прийому. Рішенні цієї задачі зв'язані з використанням так званих систем безпроводового доступу з просторово-часовим кодуванням. Просторове-часове кодування дозволяє зменшити число помилок при радіообміні даними (BER) без зниження швидкості передачі в умовах багато перевідображень сигналів. Цим обумовлено актуальність наукової роботи.

Мета і завдання дослідження. Метою наукової роботи є дослідження характеристик завадостійких кодів та багатопозиційних сигналів для систем бездротового зв'язку з просторово-часовим кодуванням.

					КНУ.РМ.123.23.11.В			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробив	Іщенко				ВСТУП	Літера	Арк.вш	Аркушів
Перевірив	Вдовиченко						9	
Н.контроль	Кузнєцов					КІ-22м		
Затвердив	Купін							

Досягнення мети дослідження обумовило постановку і вирішення наступних завдань:

- на основі аналізу теорії цифрових систем провести порівняння методів завадостійкого кодування та багатопозиційних сигналів;
- обґрунтувати доцільність використання просторово-часових кодів у каналах із замираннями;
- провести аналіз завадостійкості згорткових просторово-часових кодів у каналах із замираннями;
- розробити комп'ютерну модель для дослідження завадостійкості згорткових просторово-часових кодів у системах бездротового доступу;
- порівняти результати завадостійкості згорткових просторово-часових кодів для систем бездротового доступу.

Об'єкт дослідження є завадостійкі просторово-часові коди для систем бездротового доступу.

Предмет дослідження є характеристики завадостійкості та коефіцієнти ефективності цифрових систем бездротового доступу.

Методи дослідження. Методи теорії ймовірності, теорії потенційної завадостійкості цифрових систем передавання даних, математичного та імітаційного моделювання.

Наукова новизна одержаних результатів. Удосконалено методику розрахунку ймовірності помилки в каналі з Релеєвськими замираннями, що дає можливість провести оцінку ефективності використання цифрових методів модуляції та завадостійкого кодування в системах бездротового доступу.

Практичне значення отриманих результатів.

На основі запропонованої методики розрахунку ймовірності помилки в каналі з Релеєвськими замираннями розроблено комп'ютерну модель для дослідження завадостійкості просторово-часових кодів спільно з багатопозиційними сигналами. Отримані характеристики просторово-часових кодів для систем бездротового доступу.

Апробація роботи. Апробація досліджень відбувалась на «International conferens on remonte engineering and virtual instrumentation (REV 2023)», 1-3 березня 2023 року, Фесалоніки, Греція та на конференції KICM 2023 23 березня у Криворізькому національному університеті.

РОЗДІЛ 1 ОПИС ТА ПОРІВНЯННЯ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖ

1.1 Розвиток бездротових технологій і вплив на суспільство

Ід зміною потреб суспільства змінюється все, а найчастіше використання безпроводних технологій, так як інформаційно-комунікаційні системи і технології впливають на обсяг і швидкість передачі даних.

Принципи загального доступу ґрунтуються на розумінні того, що всі громадяни мають право доступу до засобів зв'язку. Положення викладено так: «Держава визнає, що доступ до різноманітних необмежених джерел інформації та засоби комунікації є основним правом кожного громадянина. Інформаційна інфраструктура держави не може вважатися завершеною, поки вона не буде доступна у всіх регіонах країни та для всіх споживачів, в тому числі і підприємств. Міжнародний союз телекомунікацій (ITU) визначає, що універсальне технічне обслуговування є довгостроковою метою, яка полягає в забезпеченні універсального доступу:

- надання зручного та економічно ефективного доступу до комунікацій на рівні громади або на місцевому рівні шляхом поєднання загальнодоступних засобів зв'язку;

- надання окремих послуг для підприємств (принципи надання універсальних послуг викладені в Директиві 2002/22/ЕС Європейського Союзу Парламенту та Ради Європи від 7 березня 2002 р.).

Тому, перш за все потрібно розглянути технічні умови розвитку інформаційно-комунікаційних технологій і основні характеристики на які повинні підтримуватись в бездротових мережах, згідно визначення цього поняття табл.1.1.

					КНУ.РМ.123.23.11.ОТПБМ			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата				
Розробив	Іщенко				ОПИС ТА ПОРІВНЯННЯ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖ	Літера	Аркуш	Аркушів
Перевірив	Вдовиченко						11	
						КІ-22м		
Н.контроль	Кузнєцов							
Затвердив	Купін							

Таблиця 1.1 – Визначення поняття «бездротова мережа»

Бездротова мережа -	Автор (и)	Сфера застосування
дозволяє встановлювати з'єднання такої ж якості, як і мережі з використанням фізичного середовища передачі даних, але із значно більшою кількістю користувачів [1]	Коваленко В.С.	Методи захисту бездротових мереж
забезпечує доступ до тієї інформації, яку раніше неможливо було отримати взагалі або доступ до якої вимагав великих витрат [2]	Балабан А.В., Алексєєва І.В.	Оцінка ефективності роботи бездротової сенсорної мережі
немає фіксованої інфраструктури, а сама топологія мережі може змінюватись з часом [3]	Зеляновський М.Ю., Тимченко О.В.	Математичні моделі для спеціалізованих та сенсорних мереж бездротового доступу
сприяє появі принципово нових послуг і підвищення вимог до якості вже існуючих послуг [4]	Могилевич Д., Правило В., Фомін М.	Методи структурної надійності мультисервісних мереж зв'язку

Отже, виходячи з наведених вище визначень основними характеристиками бездротових мереж є:

- встановлення з'єднання високої якості з великою кількістю користувачів;
- зміна інфраструктури мережі в залежності від вимог користувача;

- розвиток нових послуг і сервісів.

Про те незважаючи на різноманітність характеристик бездротових мереж вимоги до всіх типів мереж залишаються однаковими рис.1.1.

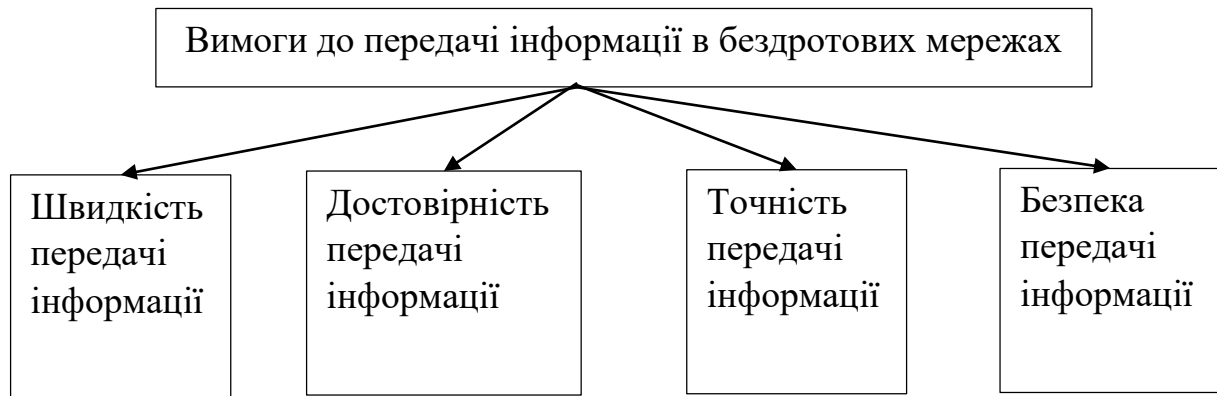


Рисунок 1.1 – Вимоги до передачі інформації в бездротових мережах

Тому, розглянувши вимогу швидкості передачі інформації, враховуючи стандарт IEEE 802.16 на якому ґрунтується технологія WiMAX і визначається стандарт ефірного інтерфейсу WirelessMAN можна стверджувати, що з зростанням обсягів передачі інформації використання передплатником нерухомої антени не є доцільним для сьогодення.

Що стосується достовірності передачі інформації, то в стандартах IEEE 802.16e, та 802.16d прописано застосування фіксованого WiMAX в режимі широкосмугового доступу до всіх потенціальних споживачів: приватних осіб і підприємств. Про те зі збільшення трафіку передачі інформації збільшується кількість помилок.

Точність передачі інформації – поняття, що залежить від обсягу переданої інформації. При збільшенні обсягу, точність інформації зменшується, так як збільшується рівень завад в каналі зв'язку, тому стандарт IEEE 802.11a, 802.11b забезпечує максимальну швидкість передачі даних до 11 Мбіт/с в частотному діапазоні 2,4 ГГц (від 2,4 до 2,4835 ГГц), проте при використанні технології розширення спектру DSSS на частотах близько 2,4 ГГц можуть виникати проблеми із-за перешкод, що породжуються іншими побутовими безпроводними пристроями, зокрема мікрохвильовими печами і радіотелефонами.

Безпека передачі інформації – відображається у всіх стандартах (IEEE - Інститут інженерів по електротехніці і електроніці), про те стандарт 802.16, який розраховано на забезпечення мережевого рівня між локальними мережами (IEEE 802.11) і регіональними мережами (WAN) найбільш точно описує проблеми при

утворенні взаємоузгодженої ієрархії протоколів безпроводного зв'язку, що характеризують наступними параметрами [6-8]:

- пропускна спроможність до 135 Мбіт/с при смузі що несе 28 МГц.

Модуляція OFDM - 64 – QAM;

- доступ до середовища адаптивний, динамічний;
- управління мережею централізоване;
- безпека в мережі забезпечується на рівні протоколу 3 - DES.

Про те, стандарти що використовуються налаштовані на певні характеристики того чи іншого типу бездротових мереж.

Отже, провівши огляд розвитку бездротових мереж Wi-Fi, Bluetooth і ZigBee, можна стверджувати, що кожна технологія має свої переваги і недоліки, які описані в стандартах IEEE.

Про те аналізуючи не тільки стандарти IEEE але і готовність до використання кожного стандарту в Україні, слід звернути увагу на індекс мережевої готовності, тобто на готовність країни до сприйняття і використання безпроводних технологій як в повсякденному житті так і в діяльності підприємств та організацій.

Враховуючи потенціал нашої країни, досить низький індекс мережевої готовності свідчить про те, що насамперед на: законодавчому рівні щодо захисту конфіденційності, регуляторному середовищі для розвитку ІКТ, є проблеми що характеризують неготовність нашої країни до цифрових трансформацій [5], які базуються на використанні безпроводних технологій.

Таблиця 1.2 – Порівняльна характеристика стандартів та напрямки їх використання

Характеристики	Технологія IEEE (стандарт)				
	Wi-Fi 802.11n	Wi-Max 802.16e	Bluetooth 802.15.3	ZigBee 802.15.4	Wi-Fi 6 802.11ax
Частотний діапазон, ГГц	2.4-2.483 5.15-5.25 5.67-5.85	2-11	2,4 – 2,483	2,4 – 2,483	1 - 6
Пропускна здатність	300 Мбіт/с	до 75 Мбіт/с	3 Мбіт/с	250Кбіт/с	11 Гбіт/с
Радіус дії, м	20 - 50	700-1000	10	10	Від 600
Максимальна кількість елементів в мережі	100	250	7	65536	9608
Напрямок використання	Створення безшовної мережі	Посилення широкосмугового доступу і мобільності	Створення персональних мереж	Бездротові мережі датчиків, системи автоматизації	Бездротові мережі нового покоління, підтримка 3G, 4G

Використання безпроводних технологій у повсякденному житті громадян і підприємств дає змогу впровадити стратегію сталого розвитку.

Так, згідно Проекту закону України «Про стратегію сталого розвитку України до 2030 року» одним з основних керівних принципів стратегії є забезпечення необхідних умов для впровадження наявних знань що сприяє підвищенню продуктивності праці, ефективності використання енергії при переході на модель збалансованого споживання і виробництва, збалансованого управління природними ресурсами, що є одним з основних перспектив використання безпроводних технологій.

Промислові безпроводні мережі дозволяють досягнути стратегії сталого розвитку в Україні і світі, враховуючи основні напрямки використання за версією компанії Hirschmann [6] (рис.1.2.)

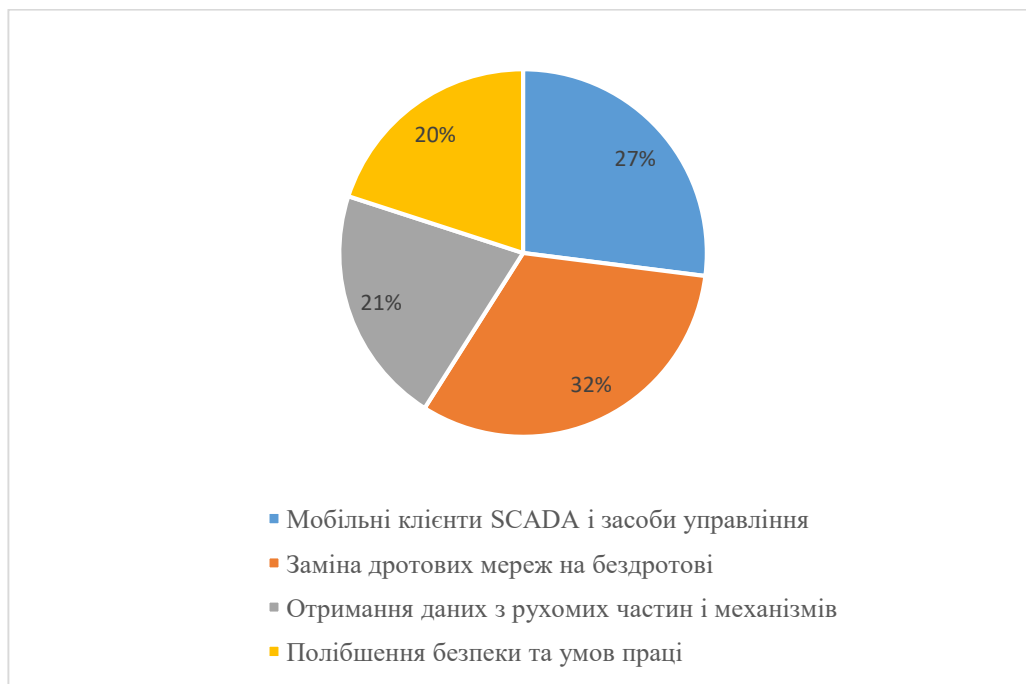


Рисунок 1.2 – Напрямки впровадження «Стратегії сталого розвитку України до 2030 року» з використанням бездротових технологій

Розглянемо більш детально напрямки використання бездротових технологій в різних сферах промисловості:

- Бабчук С.М. – напрямок дослідження: використання безпроводних технологій в управлінні об'єктами нафто-газового комплексу [7];

- Ткачук Г.О – напрямок дослідження: безпроводні технології в управління економічною безпекою підприємства [8];

- Семенов А.Ю.; Шатна В.М., Климчук В.М., Червінко В.П., Бовталюк Д.Д., Романюк К.М. - напрямок дослідження: застосування безпроводних технологій для збору факторів навколишнього середовища; використання безпроводних технологій в інформаційних системах органічного землеробства [9, 10];

- Товкач С.С. – напрямок дослідження: безпроводні технології обміну інформацією в системах адаптивного керування авіаційних двигунів [11];

Багато робіт науковців також присвячено застосуванню бездротових мереж в освіті.

Як бачимо застосування бездротових мереж є досить актуальним напрямком дослідження вітчизняних вчених, про те розглянемо більш детально платформу «Індустрія» 4.0 як основи застосування даного типу мереж в промисловості.

1.2. Аналіз використання бездротових мереж в промисловості

Як показує статистика, серед країн з найвищим рівнем мережевої готовності, використовується Індустрія 4.0, що використовує технологію ZigBee для співпраці людини і машини, при цьому комунікація відбувається на автоматичному рівні. Це досить актуальним в наш час, адже, враховуючи стратегію сталого розвитку, відбувається економне витрачання ресурсів: матеріальних, природних, людських.

Адже характерними рисами індустрії 4.0 є:

- повна автоматизація виробництва;
- керування відбувається на всіх етапах виробництва в режимі реального часу;
- постійне врахування зовнішніх факторів, що впливають на виробництво.

Ханні Пурномо, досліджуючи індустрію 4.0 стверджує, що вона допомагає зменшити відходи виробництва та перейти від фізичних виробничих систем до цифрових [12].

На відмінну від Ханні Пурному, ряд німецьких вчених, зокрема Н. Kagermann, R. Anderl, J. Gausemeier, G. Schuh, W. Wahlster [13] розглядають Індустрію 4.0 як стратегію кооперації з міжнародними партнерами при цьому виділяючи наступні риси даної технології: трансформацію «традиційних» галузей за допомогою Інтернету речей, бездротових мереж і послуг.

Об'єднання продуктів, процесів та інфраструктури в режимі реального часу відкриває четверту промислову революцію постачання, виробництво, технічне обслуговування, доставка та обслуговування клієнтів пов'язані через Інтернет. Жорсткі ланцюжки вартості є перетворюються на дуже гнучкі мережі цінностей. Філіпп Шумме з компанії IBM стверджує, що Індустрія 4.0 може забезпечити до 30% підвищення врожайності та 15% скорочення відходів, а також 5-10% зниження операційних витрат [14].

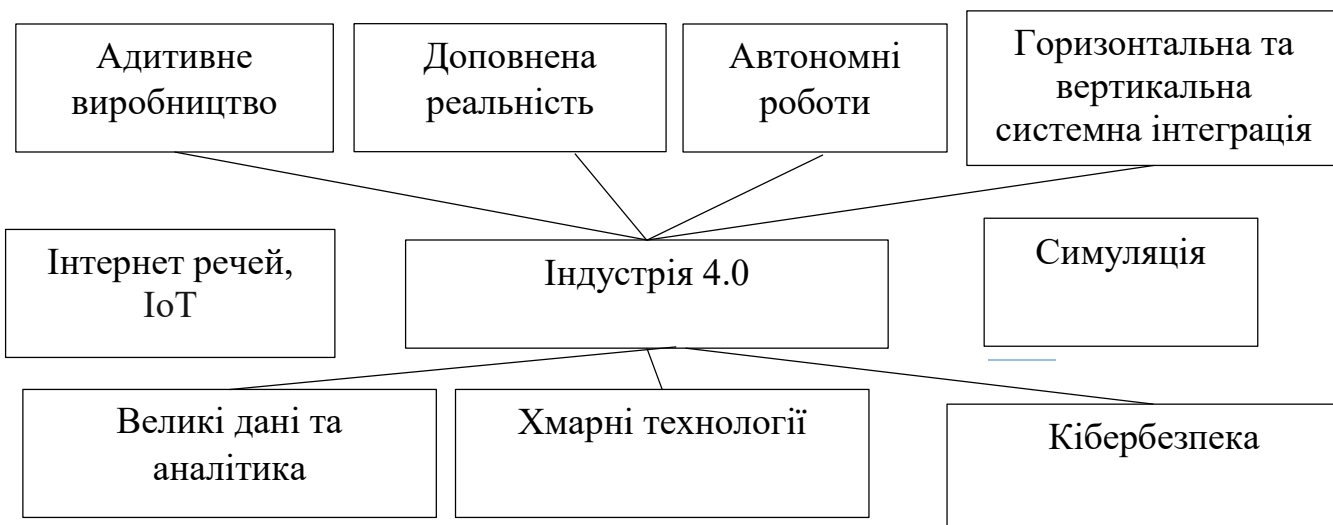


Рис.1.3 – Компоненти індустрії 4.0

Отже, підсумовуючи все вищезазначене на рис.1.3, можна виділити основні компоненти індустрії 4.0, а саме Інтернет речей (IoT) є ключовим компонентом розумного виробництва. Всі машини на виробництві оснащені датчиками, які мають IP-адресу, що дозволяє їм підключатися до інших пристроїв з підтримкою Інтернету з використанням бездротових мереж для збирання, аналізу та обміну великими обсягами даних.

Хмарні обчислення є джерелом стратегії Industry 4.0, адже реалізація інтелектуального виробництва вимагає підключення та інтеграції на різних стадіях виробничого циклу від проектування, ланцюга постачання, виробництва, продажів до розподілу та обслуговування.

Варто звернути увагу на кібербезпеку, адже компанії-виробники не завжди враховували важливість кібербезпеки, про те підключення робочого обладнання на підприємстві яке забезпечує більш ефективні виробничі процеси, також відкриває нові шляхи входу для зловмисних атак і зловмисного програмного забезпечення, тому під час переходу виробництва до Industry 4.0 важливо розглянути підхід до кібербезпеки, який охоплює використання бездротових мереж і хмарних технологій.

При цьому мережева архітектура розумного підприємства залежить від взаємозв'язку: даних в режимі реального часу, зібраних з датчиків, пристроїв і машин на виробництві, можуть споживатися та використовуватися в режимі реального часу іншими заводськими активами, а також спільно використовуватися іншими компонентами корпоративного програмного

забезпечення, включаючи планування ресурсів підприємства (ERP) та управління бізнесом при створенні цифрового двійника, рис.1.4.



Рисунок 1.4 – Схема створення цифрового двійника

Джерело: [4]

Зазначимо, що побудова гібридної мультихмарної ІТ-інфраструктури є ключовим компонентом цифрової трансформації для виробників, які прагнуть скористатися перевагами Індустрії 4.0, тому що гібридна мультихмара (цифровий двійник) використовується для керування своїми обчислювальними навантаженнями, що дає їм можливість оптимізувати свої робочі навантаження в усіх своїх хмарах, оскільки деякі середовища краще підходять для певних робочих навантажень або є більш економічно ефективними.

Виробники, яким потрібна цифрова трансформація та безпечне, відкрите середовище, можуть перемістити наявні робочі навантаження з локального розташування в найкраще хмарне середовище.

Проте саме підприємство має бути оснащено всіма необхідними технологіями та повинні бути дотримані наступні аспекти:

- наявність сучасного або модернізованого обладнання, що призначене для складних розрахунків та цифрового управління;
- наявність дистанційного управління та обслуговування складної техніки;
- налагоджена мережева взаємодія автоматизованого виробництва;
- використання симуляції для створення віртуальної копії підприємства, що дає змогу бачити стан обладнання у реальному часі.
- здатність прогнозу виробництва;
- своєчасна аналітика ринку та адаптація під нього.

1.3 Бездротові технології в Індустрії 4.0

Завадостійке кодування є ефективним засобом підвищення в достовірності передачі інформації, при використанні бездротових мереж в Індустрії 4.0. При постійній інформаційній швидкості введення надмірності при кодуванні підвищує швидкість модуляції та розширює смугу частот.

Підвищується ймовірність помилки в каналі тому, що енергія кодового символу зменшується. Використання коду виправдано, якщо при декодуванні він виправляє значну кількість канальних помилок, у тому числі і додаткові помилки, обумовлені надмірністю. Тому в даній роботі приділена основна увага показникам ефективності та проведення аналізу використання бездротових технологій при застосування Індустрії 4.0.

Так, наприклад компанія Siemens представила новий клієнтський модуль SCALANCE WUM766-1 - перший промисловий клієнтський модуль на ринку, який відповідає останньому стандарту бездротової локальної мережі IEEE 802.11ax (Wi-Fi 6), забезпечуючи надійний і високопродуктивний бездротовий зв'язок. Об'єднавши цей модуль з новими точками доступу SCALANCE WAM766-1, клієнти відтепер можуть впроваджувати рішення доповненої реальності або дистанційно керувати підприємством.

За умови гарантованої швидкості передачі даних 1201 Мбіт / с, точки доступу можуть поєднувати велику кількість мобільних пристроїв в обмеженому просторі [15].



Рисунок 1.5 - SCALANCE WUM766-1

Джерело: [15]

На відміну від Siemens, компанія Advantech пропонує для реалізації Індустрії 4.0 рішення, що дозволяє повністю підключити iFactory до мережі. Advantech's WebAccess Integrated IoT Software Suite і Solution Platform можуть підключати машини, роботів і обладнання до заводської мережі та інтегруватися з такими системами, як MES і ERP [16].

Підхід Advantech до Промисловості 4.0 структурований як тришарова структура, яка складається з:

- рівень 1- використання Інтелектуальних роботів і машин;
- рівень 2 - підключення рішення iFactory;
- рівень 3 - інтернет послуги.

Завдяки інтеграції інформації, швидкому реагуванню та гнучкому виробництву, загальна ефективність і ефективність виробничих процесів буде значно поліпшена. Ця тришарова концепція поєднується з інтенсивним розвитком вертикальних ринків.

Компанія Phoenixcontact також пропонує рішення для індустрії 4.0, а саме промислові модеми. Так, компанія пропонує модем - TC Mobile I/O для моніторингу датчиків через стільниковий зв'язок, що дозволяє відстежувати аналогові та цифрові значення легко та безпечно через стільникову мережу та дистанційне перемикання реле. TC Mobile I/O передає ваші дані через SMS, електронну пошту, або додаток (https, SMS) [17].



Рисунок 1.6 – Промисловий модем TC Mobile I/O

Так як в останні роки проводиться багато досліджень в сфері Індустрії 4.0 з застосуванням бездротових мереж для передачі даних, зокрема через мережу Bluetooth та Wi-Fi, то такі системи є складовими більш складних комплексів, що включають в себе багато датчиків, які зазвичай пов'язані між собою та сервером мережею.

Сучасне виробництво характеризується великою кількістю електромагнітних шумів. Проте такі шуми зазвичай не є завадою для бездротових систем Wi-Fi, які працюють у діапазоні частот 2.4 ГГц, поділеному на 14 каналів (по 22 МГц кожен). Однак, джерелом завад можуть стати інші бездротові системи, які оперують на такій самій частоті. З метою забезпечення сумісності систем, Wi-Fi використовує широкосмугову модуляцію з прямим розширенням спектра (Direct Sequence Spread Spectrum, скорочено DSSS).

У випадку такої модуляції відбувається розширення спектру внаслідок заміни 1 біту інформації декількома. Перевагою DSSS модуляції є висока швидкість передачі даних. Проте недоліком є те, що вона внаслідок розширення спектра може повноцінно безперебійно функціонувати лише максимум за 3-х

мереж Wi-Fi. Другим недоліком є те, що така система погано суміщається з іншими системами, які будуть розглянуті пізніше, через значну ширину спектру.

Завадостійке кодування зменшує необхідне відношення сигнал/шум у каналі та дає енергетичний вииграш.

Зокрема, розширення смуги частот при введенні кодування ускладнює устаткування. Вибір коду і алгоритму його декодування, який забезпечує заданий енергетичний вииграш при невеликому розширенні смуги частот та прийнятній складності, вважають однією з важливіших задач прикладної теорії кодування.

Важливе місце має задача отримання значного виграшу від кодування з досить жорсткими обмеженнями, що накладаються на ширину смуги частот. В цю задачу входить розв'язання питання про використання алфавітів великого обсягу (або М-ічної модуляції) для покращення ефективності використання спектру. У залежності від умов застосування кодування в безпроводній системі підприємства вибір коду й алгоритму декодування може виявитися досить складною задачею, оскільки він впливає на загальносистемні характеристики.

Необхідно враховувати:

- характеристики каналу передачі;
- можливості реалізації алгоритмів декодування;
- формат кодуючих даних;
- швидкість переданої інформації і швидкодію кодека;
- ефективність застосування кодування;
- можливість використання каналу зворотнього зв'язку;
- затримку сигналу;
- розміщення кодека в лінії передачі;
- прозорість коду;
- складність і вартість реалізації.

Ці фактори не завжди незалежні. Разом з тим, найчастіше найбільш важливим фактором виявляється характеристика декодування або величина енергетичного виграшу від застосування кодування. З цієї причини нижче в першу чергу розглядаються характеристики різних методів виправлення помилок для перспективних систем зв'язку на основі бездротових технологій.

1.4 Висновки за розділом

На основі проведеного огляду та порівняння стандартів бездротових мереж можна зробити наступні висновки:

Аналіз еволюції цифрових телекомунікаційних систем вказує на те, що однією з ключових тенденцій їх розвитку є покращення надійності та швидкості

передачі інформації.

Застосування завадостійких методів передавання даних істотно підвищує енергетичну і інформаційну ефективності у бездротових технологіях.

Використання бездротових технологій в Індустрії 4.0 перетворює традиційні виробничі підходи, сприяючи підвищенню продуктивності, зменшенню витрат та покращенню управління виробництвом.

На сьогоднішній день існує широкий вибір стандартів для бездротових мереж, що може відповідати різним потребам. Від стандартів для домашнього використання до промислових застосувань, таких як Інтернет Речей (IoT).

Стандарти відрізняються за пропускнуою здатністю та дальністю передачі. Новіші стандарти, такі як 802.11ax, зазвичай надають вищу швидкість передачі даних та покращену продуктивність.

Забезпечення безпеки є важливою складовою будь-якої мережі. Сучасні стандарти мають розширені механізми шифрування та аутентифікації для забезпечення конфіденційності та цілісності даних.

Деякі стандарти, такі як WirelessHART та ISA100.11a, спеціально розроблені для використання в промислових системах. Вони надають надійний та стійкий зв'язок у важких умовах.

Розвиток нових стандартів, таких як 5G, вказує на те, що майбутнє бездротових мереж обіцяє ще більше високопродуктивних та ефективних рішень.

Усі ці аспекти важливі для того, щоб правильно вибрати стандарт бездротової мережі в залежності від конкретних вимог та умов застосування.

РОЗДІЛ 2 МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ

2.1 Методи побудови та характеристики завадостійких кодів

В теорії і практиці кодування відомо багато завадостійких кодів, які можуть бути класифіковані за різними ознаками і характеристиками, враховуючи те що процес кодування сам по собі – це операція ототожнення символів або груп символів одного коду із символами або групами символів іншого коду [18].

Таблиця 2.1 – Класифікація кодів завадостійкого кодування

Завадостійке кодування (Коректуючі коди)			
Блокові	Каскадні	Неперервні	Нові коди
Лінійні: - Хеммінга; - циклічні: - БЧХ (Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема), - РС (Ріда-Соломона), - Файра	Форні	Фінка-Хагельбаргера	За способом кодування / декодування): – сигнально-кодові конструкції – турбо-коди – просторово-часові коди
Нелінійні: -Адамара		Згорткові: лінійні (спеціальні) не лінійні (для декодування за алгоритмом А. Вітербі, для послідовного декодування, для порогового алгоритму декодування)	

Так як необхідність кодування виникає при необхідності застосування форми повідомлення до каналу зв'язку, то для цього використовуються різні коли і методи завадостійкого кодування.

					КНУ.РМ.123.23.11.МТЗПЗСПД		
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата			
Розробив	Іщенко				МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ	Літера	Арк.вш
Перевірив	Вдовиченко						24
						КІ-22м	
Н.контроль	Кузнєцов						
Затвердив	Купін						

При цьому основна увага вченими приділяється, згідно дослідження робіт в наукометричній базі Google scholar:

1. блокові коди – кількість результатів 6200;
2. каскадні коди – кількість результатів 6340;
3. неперервні коди –кількість результатів 10300.

Так як неперервні коди найчастіше зустрічаються в дослідженнях вітчизняних науковців, то слід відмітити що особлива увага приділяється згортковим кодам, що знайшли широке застосування в телекомунікаційних системах.

За способом формування КК поділяються на блокові і неперервні. Формування блокових кодів передбачає розбиття цифрових послідовностей на окремі блоки, які подаються на вхід кодера. Кожному блоку на виході декодера відповідає блок кодових символів, робота якого визначається правилом, або алгоритмом кодування. Формування неперервних кодів здійснюється неперервно в часі, без розподілу на блоки, що і визначає назву цього класу кодів. Блокові коди історично були запропоновані і вивчені раніше, на зорі розвитку теорії кодування.

Для опису процедур кодування/декодування як блокових, так і згорткових кодів використовують адекватний математичний апарат. Для опису лінійних кодів використовується добре розроблений апарат лінійної алгебри. Формування нелінійних кодів відбувається з використанням нелінійних процедур. Такий підхід дозволяє в певних випадках отримати нелінійні коди з низкою спеціальних властивостей.

В теорії і техніці кодування актуальною є проблема складності реалізації процедур кодування /декодування. Тому деякі класи кодів (коди Хеммінга, циклічні коди Броуза-Чоудхурі-Хоквінгема, Ріда-Соломона, Файра та інші були розроблені разом з алгоритмом декодування, зв'язаними зі структурними властивостями цих кодів. І, навпаки, розробка нових алгоритмів декодування згорткових кодів (алгоритм А. Вітербі, послідовне декодування і порогове декодування) ініціювало пошуки відповідних згорткових кодів. Переваги коректуючих кодів (як блокових, так і згорткових) породжували пошуки нових підходів до реалізації шляхів підвищення завадостійкості і ефективності телекомунікаційних систем.

Завадостійке кодування являє собою клас перетворень сигналу, що використовуються для підвищення якості зв'язку. У результаті цього сигнал стає менш уразливий до таких ефектів погіршення якості передачі, як шум, перешкоди й замирання. Канальне кодування можна вважати способом приведення параметрів системи до бажаного компромісу (тобто співвідношенню між

ймовірністю передачі і шириною смуги пропускання або потужністю і шириною смуги пропускання) [19]. Поширення завадостійкого кодування стало можливо завдяки використанню великих інтегральних схем і застосуванню високошвидкісної цифрової обробки сигналів. Даний метод дозволив підвищити продуктивність при значно менших витратах у порівнянні з іншими методами, наприклад, методами збільшення потужності передавача або розміру антени.

Одним з найбільш ефективних методів завадостійкого кодування є згорткові коди запропоновані П. Елайсом в 1955 р. та детально досліджені і описані в джерелах [20,21]. З яких виділено три основних алгоритми декодування згорткових кодів:

- алгоритм порогового декодування;
- алгоритм послідовного декодування запропонований Возенкрафтом і Фано;
- алгоритм декодування Вітербі.

Дані алгоритми можна розділити на дві категорії. До першої категорії відносяться ймовірнісні алгоритми декодування, основною перевагою таких алгоритмів є те, що вони значно ближчі до оптимального прийому в цілому. На відміну від властивостей першої категорії, методи другої (алгебраїчні) – відносяться до не оптимальних, тому що використовуються алгебраїчні процедури декодування, які призначені для виправлення конкретних (а не всіх) конфігурацій помилок у каналі.

Таким чином автором звернута увагу на використання алгоритмів ймовірностних методів декодування, до яких відноситься алгоритм Вітербі. Він буде застосовуватись в подальшому дослідженні.

Алгоритми по максимуму правдоподібності СКК в цілому. Пропонований А. Вітербі у 1971 р. Алгоритм використовується для декодування коротких згорткових кодів. Просте узгодження з процедурою демодуляції при обробці сигнально-кодкових конструкцій. Декодер характеризується однорідною структурою обробки кодкових послідовностей. Задача декодера згорткового коду полягає в визначенні шляхів, пройденої послідовності по решітці кодування.

Особливістю згорткових кодів рівної складності коду кращу завадостійкість при декодуванні Вітербі забезпечує той код у якого більша мінімальна кодова віддаль. Але для знаходження кодів, які забезпечують більшу мінімальну віддаль використовуються методи повного перебору за критерієм максимальної мінімальної віддалі. Недоліком застосування методів повного перебору є значні витрати часу на проведення дослідження.

Тому аналіз робіт по використанню ймовірностних методів показав, що дані алгоритми декодування практично повністю дослідженні при

використанні двійкових згорткових кодів. Що стосується використання даних методів для декодування недвійкових згорткових кодів то ця тема на даний час малодосліджена. В теперішній час коли комп'ютерні системи набули певного рівня, застосування даних методів декодування є актуальним в системах зв'язку з просторово-часовим кодуванням [19].

Завдяки підвищеній енергетичній ефективності згорткові коди знайшли практичне застосування у мобільних системах 3-го покоління стандартів CDMA 2000, UMTS, Wi-Fi та WIMAX з наступними характеристиками: відносна швидкість може приймати значення $R = 1/2, 1/3, 1/4$; довжина кодового обмеження $v = 6-8$.

Наприклад, у протоколі 802.11 і 802.16 використовуються згортковий код (133,171) з довжина кодового обмеження $v = 6$ і відносною швидкістю кодування $1/2$. Крім цього на основі згорткових кодів будуються каскадні коди, сигнально-кодові конструкції і турбо-коди.

2.2 Ефективні методи модуляції в цифрових телекомунікаційних системах

Теорія завадостійкості зобов'язана своєю появою роботам В.А. Котельникова (1947 р.) [18, 21], в яких вирішувалось завдання статистичного синтезу оптимальних приймальних пристроїв і визначена гранична завадостійкість, яка може бути досягнута, але не може бути перевершена. Надалі теорія завадостійкості лягла в основу побудови ряду нових методів передачі сигналів і послужила поштовхом для їх впровадження і розвитку.

Робота К. Шеннона «Математична теорія зв'язку» вийшла роком пізніше, про те відображала дещо інший підхід до проблеми передавання інформації.

Разом з тим, незабаром стало ясно, що порівняння і оптимізація різних систем передачі інформації повинні проводитися на основі критеріїв, що враховують як інформаційні властивості переданих повідомлень, так і здатність протистояти перешкодам, що діють в каналі зв'язку. З багатьох пропонованих варіантів перевірку часом витримали критерії ефективності, вперше запропоновані в 1955 р. радянським ученим А.Г. Зюко.

Статистична теорія зв'язку пропонує велику кількість варіантів побудови телекомунікаційних систем. Принципове вирішення цих питань зрештою зводиться до оптимізації систем зв'язку по критеріях ефективності.

Учнем А.Г. Зюко був В.Л. Банкет, що продовжував ідеї дослідження завадостійкого кодування з застосуванням різного типу кодів, та впроваджував дослідження в життя [17, 18].

У загальному випадку результат роботи системи зв'язку визначається кількістю і якістю переданої інформації:

- кількість оцінюється швидкістю передачі інформації по каналу $R_{\text{кан}}$ (біт/с);
- якість оцінюється ймовірністю помилки.

Зі збільшення кількості передачі інформації, зменшується її якість, так згідно з теоремами К. Шеннона, помилка при відповідному виборі методу передачі (модуляції/кодування) може бути зроблена довільно малою. В той же час, швидкість передачі не може бути вище за деякий інформаційний ресурс, званий пропускнуою спроможністю каналу C_k .

Зважаючи на це, А.Г. Зюко [17] запропонував вважати одним з показників ефективності системи величину середньої швидкості, при якій забезпечується задана вірність передачі інформації, $R_{\text{кан}}$.

При цьому інформаційна ефективність системи, що визначає ступінь використання пропускнуої спроможності каналу визначається співвідношення вказаних вище величин, а саме: $\eta = \frac{R_{\text{кан}}}{C_k}$, при чому $\eta \leq 1$ так як чим ближче показник до 1, тим ефективніша система передачі інформації.

Про те, досягнення збільшення швидкості передачі інформації супроводжується зменшенням потужності сигналу (P_c) і смуги частот (F_k), використання цих ресурсів характеризується енергетичною і частотною ефективністю:

- показник енергетичної ефективності $\beta = \frac{R_{\text{кан}}}{P_c / N_0}$;
- показник частотної ефективності $\gamma = \frac{R_{\text{кан}}}{F_k}$.

При цьому виникає потреба в визначенні відношення потужності сигналу до спектральної щільності потужності шуму на вході приймача P_c / N_0 , враховуючи це, показники ефективності по А.Г. Зюко мають вигляд:

$$\text{- інформаційна ефективність } \eta = \frac{R_{\text{кан}}}{C_k} \quad (2.2)$$

$$\text{- енергетична ефективність } \beta = \frac{R_{\text{кан}}}{P_c / N_0} \quad (2.3)$$

$$\text{- частотна ефективність } \gamma = \frac{R_{\text{кан}}}{F_k} \quad (2.4)$$

Показники β і γ мають значення питомих швидкостей, а зворотні величини $\beta = 1/\beta$ і $\gamma' = 1/\gamma$ визначають питомі витрати відповідних ресурсів на передачу інформації з одиничною швидкістю (1 біт/с).

При цьому слід звернути увагу на різні канали і різні типи модуляції що використовуються в цих каналах, в перспективі застосування показників інформаційної, енергетичної та частотної ефективності [21-23].

Для розрахунку показників ефективності використовуються такі вихідні дані:

- допустима ймовірність помилки біта дорівнює $P_b = 10^{-5}$;
- швидкість цифрового потоку – $R = 1,024$ (Гбіт/с).

Алгоритм визначення показників ефективності наступний, рис.2.1



Рис.2.1 – Алгоритм визначення показників ефективності

Для визначення частотної характеристики використовується формула:

$$\gamma = \frac{R}{F} \quad (2.5)$$

де R – швидкість цифрового потоку

F – ширина смуги частот, займаної сигналом;

Для визначення частотної ефективності необхідно знати ширину смуги частот [17,20], займаної сигналом при визначення методу модуляції вона визначається по формулі:

$$F = \frac{(1 + \alpha)R}{\log_2 M} \quad (2.6)$$

де M – число позицій сигнального сузір'я, обраного методу модуляції (для PSK, FSK число позицій $M=2$, для DQPSK число позицій $M=4$);

α – коефіцієнт розширення спектра. α можна прийняти рівним 0,22;

R – швидкість цифрового потоку.

Для FSK формула $F = 1.5 \cdot R$ [18, 19, 23, 26]

Наприклад, виконаємо розрахунки ефективності для модуляції PSK в каналі з АБГШ. Визначаємо значення P_s/N_0 з графіка при ймовірності бітової помилки рівне 10^{-5} .

За формулою $F = \frac{(1 + \alpha)R}{\log_2 M} \cdot SF$ визначимо ширину спектру, де :

$$h^2 = 8.37 \text{ дБ.}$$

Використовуючи формулу 2.2 отримаємо значення $\beta = 0 - 8.37 = -8.37$ дБ.

Для визначення ширини смуги застосуємо формулу:

$$F_k = \frac{(0.22 + 1)1.024 \cdot 10^6}{\log_2 2} = 1.25 \cdot 10^9 \text{ Гц.}$$

Скористаємось формулою 2.3, щоб визначити частотну характеристику

$$\gamma = \frac{\log_2 2}{(0.22 + 1)} = -0.862 \text{ дБ.}$$

Для релеевського каналу використовуються ті самі формули. Аналогічним чином проводилися розрахунки для інших видів модуляції.

При використанні методу прямої послідовності DSSS значення P_s/N_0 визначається аналогічним чином до інших модуляцій з-а формулами 2.2 та 2.3

$$h^2 = 10.169, \beta = 0 - 10.169 = -10.169$$

За формулою 2.7 для:

$$\text{ФМ-2 } F = \frac{(1 + 0.22)1.024 \cdot 10^9}{\log_2 2} \cdot 11 = 13.73 \cdot 10^9 \text{ Гц,}$$

$$\text{ФМ-4 } F = \frac{(1 + 0.22)1.024}{\log_2 4} \cdot 11 = 6.87 \text{ ГГц}$$

За формулою 2.3 частотна характеристика для:

$$\text{- ФМ-2 } \gamma = \frac{1.024 \cdot 10^6}{13.73 \cdot 10^6} = -11.278 \text{ дБ};$$

$$\text{- ФМ-4 } \gamma = \frac{1.024 \cdot 10^6}{6.87 \cdot 10^6} = -8.267 \text{ дБ}.$$

Усі виконані розрахунки зведено у таблицю та відображено на графіку.

Таблиця 2.2 – Розрахункові коефіцієнти ефективності

Тип каналу	Вид модуляції	F_k	E_b/N_0 , дБ при $p=10^{-5}$	β , дБ	γ , дБ
Канал з АБГШ	PSK (когерентне)	$1,25 \cdot 10^9$	8,37	-8,7	-0,862
	DQPSK (когерентне)	$0,625 \cdot 10^9$	9,31	-9,31	2,148
	FSK (когерентне)	$1,536 \cdot 10^9$	11,43	-11,43	-1,739
	FSK (некогерентне)	$1,536 \cdot 10^9$	12,14	-12,14	-1,739
Релєєвський канал	PSK (когерентне)	$1,25 \cdot 10^9$	41,06	-41,06	-0,862
	DQPSK (когерентне)	$0,625 \cdot 10^9$	44,2	-44,2	2,148
	FSK (когерентне)	$1,536 \cdot 10^9$	44,2	-44,2	-1,739
	FSK (некогерентне)	$1,536 \cdot 10^9$	47,05	-47,05	-1,739
Метод прямої послідовності (DSSS) 11 елементний код Баркера	ФМ-2	$13,73 \cdot 10^9$	10,169	-10,169	-11,278
	ФМ-4	$6,87 \cdot 10^9$	10,169	-10,169	-8,267

Розглядаючи отримані коефіцієнти ефективності можна стверджувати, що завадостійке кодування у каналі з перешкодами (АБГШ) і Релєєвським каналом потребує оцінки групових властивостей згорткових кодів, що дозволяє розраховувати імовірність помилки, використовуючи в якості переданої кожен з кодових послідовностей, наприклад, цілком нульову.

При цьому в багатьох системах передачі інформації (СПІ), важливим є одночасне підвищення як енергетичної так і частотної ефективності. При цьому,

очевидно, сигнальні послідовності повинні бути розміщені в сигнальному просторі достатньо щільно для того, щоб забезпечити високу питому швидкість.

Крім того крім досягнення ефективності слід звести до мінімуму ймовірність помилки в каналах з перешкодами, зокрема розглянемо Релеєвський канал.

2.3 Релеєвський канал із повільним і амплітудним завмиранням

При дискретному багатопроменовому каналі з комплексною обвідною $g(t)$ демодульований сигнал (шумом нехтуємо) описується рівнянням:

$$z(t) = \sum \alpha_n(t) e^{-2\pi i f_c \tau_n(t)} R[t - \tau_n(t)] e^{i\phi(t - \tau_n)} \quad (2.8)$$

Тут $R(t) = |g(t)|$ – модуль обвідної, а $\phi(t)$ – її фаза. Припустимо, що канал проявляє амплітудні завмирання так, що багатопроменеві компоненти не дозволяються. Тоді доданки $\{\alpha_n(t)\}$ у рівнянні (2.8) за один період передавання сигналу T потрібно виразити як результуючу амплітуду $\alpha(T)$ усіх n векторів, отриманих за цей проміжок часу.

Аналогічно фазові складові у рівнянні (2.8) за один період передавання сигналу потрібно виразити як результуючу фазу $\theta(T)$ усіх n завмираючих векторів плюс інформаційну фазу, отриману за цей проміжок. Нехай канал проявляє повільне завмирання так, що при застосуванні контура фазової автопідстройки частоти (ФАПЧ) або іншого підходячого методу фазу (із незначною похибкою) можна вирахувати з отриманого сигналу. Отже, в каналі з повільним і амплітудним завмиранням для кожного періоду передавання сигналу можна записати тестову статистику поза демодулятором, яка містить шум $n_0(T)$.

$$z(T) = \alpha(T) R(T) e^{-i[\theta(T) - \phi(T)]} + n_0(T) \quad (2.9)$$

При двійковому передаванні по каналу з АБГШ із фіксованим коефіцієнтом завмирання $\alpha=1$ ймовірність появи бітової помилки для основної когерентної та некогерентної схеми PSK і ортогональної схеми FSK наведена у табл. 2.3.

Таблиця 2.3 – Імовірність помилки для різноманітних бінарних модуляцій

Модуляція	P_6
PSK (когерентне детектування)	$Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
DPSK (диференційно-когерентне детектування)	$\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$
Ортогональна FSK (когерентне детектування)	$Q\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right)$
Ортогональна FSK(некогерентне детектування)	$\frac{1}{2}\exp\left(-\frac{1}{2}\frac{E_b}{N_0}\right)$

Усі графіки залежності ймовірності появи помилкового біта від E_b/N_0 для таких схем передавання сигналу відображають класичну експоненціальну залежність («водоспадоподібний» вигляд, який асоціюється із каналом АБГШ). Однак, при умові багатопроменевго поширення, якщо відсутній відбитий компонент сигналу, α є випадковою змінною із релеевським розподілом [19, 25].

На рис. 2.2 відображений графік імовірності помилки для такого релеевського завмирання. Якщо $(E_b/N_0) E(\alpha^2) \gg 1$, де $E(\cdot)$ виражає математичне очікування, то формули для ймовірності бітової помилки при використанні основних схем двійкового передавання сигналів, показаних на рис. 2.2, наведені в табл. 2.3.

Кожна схема передавання сигналу, яка в каналі з АБГШ давала графік у вигляді водоспаду, тепер, в результаті релеевського завмирання, описується приблизно лінійною функцією.

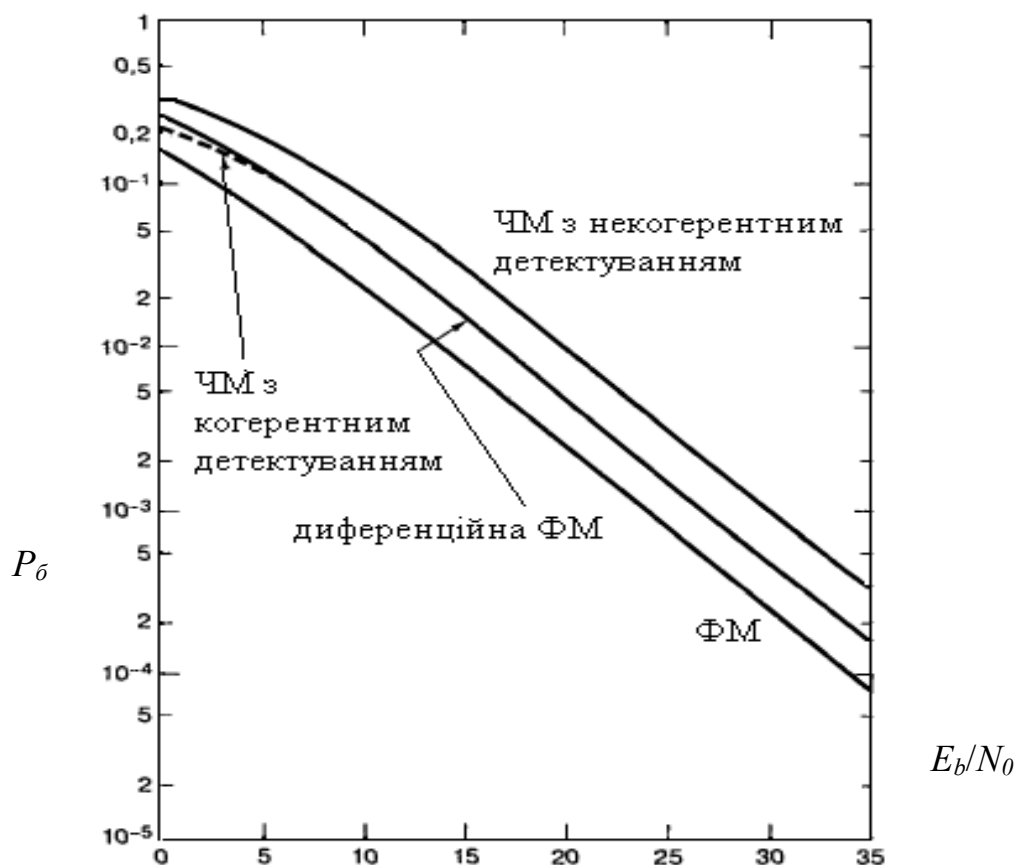


Рисунок 2.2 - Ймовірність помилки при двійковому передаванні по каналу з повільним релеєвським завмиранням

Завадостійкість системи передачі залежить, як від характеристик сигналів в каналах передачі, так і від способу їхнього прийому [23-27]. При оптимальному прийманні реалізується найвища, потенційна завадостійкість, і в сучасних СПІ передбачено використання алгоритмів приймання, близьких до оптимальних.

Таблиця 2.4 – Релеєвська гранична ймовірність бітової помилки (де $(E_b/N_0) \cdot E(\alpha^2) \gg 1$)

Модуляція	P_b
PSK (когерентна)	$\frac{1}{4(E_b / N_0)E(\alpha^2)}$
DPSK (диференційно-когерентна)	$\frac{1}{2(E_b / N_0)E(\alpha^2)}$
Ортогональна FSK (когерентна)	$\frac{1}{2(E_b / N_0)E(\alpha^2)}$
Ортогональна FSK(некогерентна)	$\frac{1}{(E_b / N_0)E(\alpha^2)}$

Тут $E(\alpha^2)$ визначається як інтеграл імовірності за формулою:

$$E(\alpha^2) = \int_0^{\infty} \alpha^2 p(\alpha) d\alpha ,$$

(2.10)

де $p(\alpha)$ – густина ймовірності релеєвського розподілу.

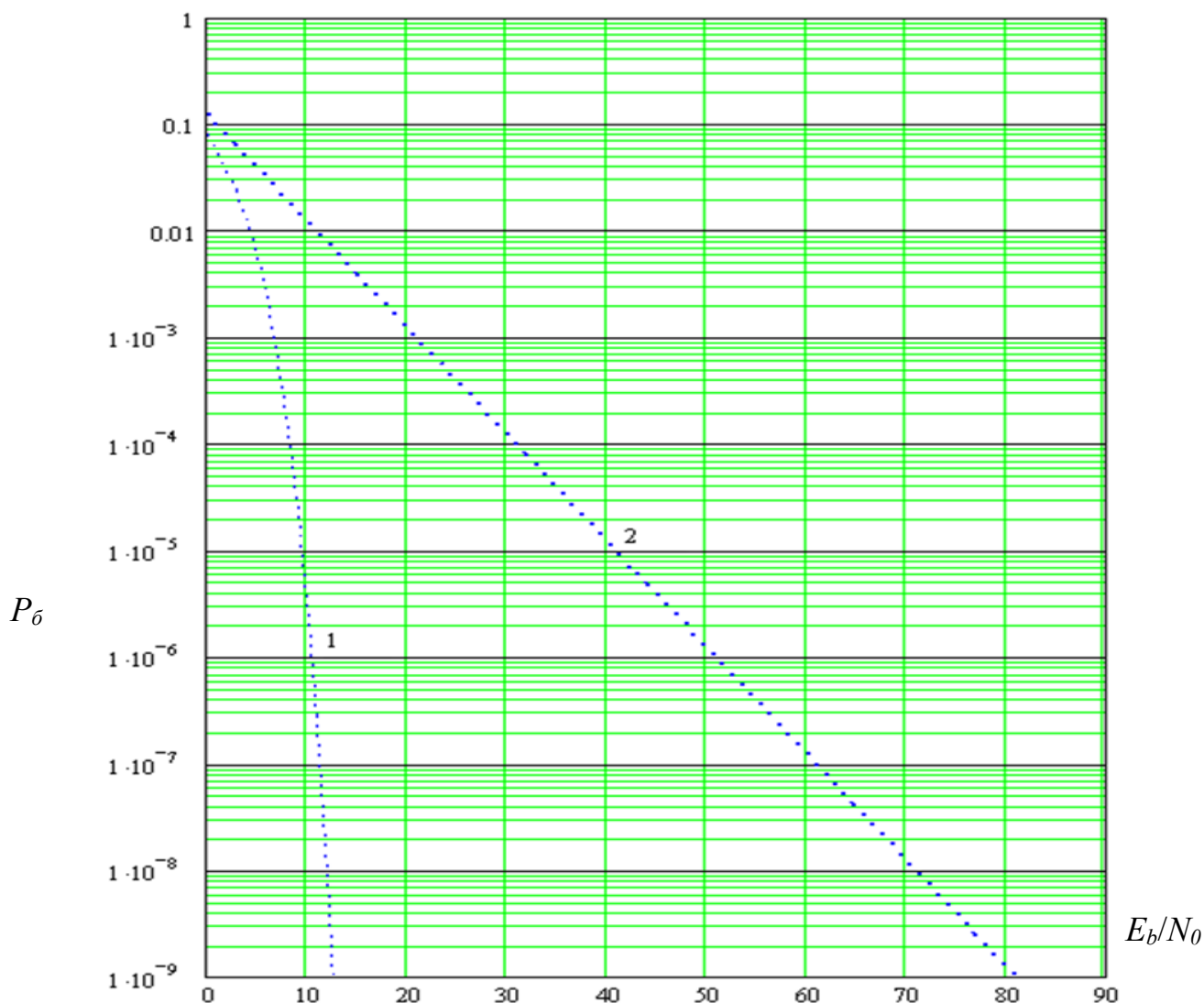


Рисунок 2.3 – Достовірність передавання сигналів: 1 – висока, 2 – низька

Отже, виходячи з того, що при підвищенні ефективності виникає проблема з ослабленням сигналу, внаслідок частотно-селективного та швидкого завмирання, розрахуємо показники ефективності для Релеєвського каналу.

Таблиця 2.5 – Показники ефективності для Релеєвського каналу при $P_0=10^{-5}$

№	Швидкість передачі, Мбіт/с	Тип модуляції	E_b/N_0 , дБ ($P=10^{-5}$)	β , дБ ($P=10^{-5}$)	$\gamma_{\text{гран}}$, дБ	γ_a , дБ	$\gamma_{\text{реал}}$, дБ
1	6	BPSK	44	-44	0	-0.9	-5.2
2	9	BPSK	44	-44	0	-0.9	-3.8
3	12	QPSK	44	-44	3.01	2.2	-2.2
4	18	QPSK	44	-44	3.01	2.2	-0.5
5	24	16-QAM	47	-47	6.02	5.2	0.8
6	36	16-QAM	47	-47	6.02	5.2	2.6
7	48	64-QAM	50.5	-50.5	7.78	6.9	3.8
8	54	64-QAM	50.5	-50.5	7.78	6.9	4.3

Одним із основних показників ефективності є енергетичний виграш, що залежить від ймовірності помилки (якості передачі повідомлень), тому розрахунки проводилися при ймовірності помилки 10^{-5} . На основі цього показника було визначено коефіцієнт енергетичної ефективності для Релеєвського каналу для визначення можливості підвищення або швидкості передачі або дальності зв'язку.

Про те у каналах систем мобільного зв'язку діє комплекс перешкод і спотворень, враховуючи вплив:

- багатопроміневості в середовищі розповсюдження радіохвиль;
- частотно-селективних замирань;
- зрушення частоти і фази несучої за рахунок ефекту Допплера;
- існування інтерференційних перешкод від сигналів інших користувачів,

то традиційним методом підвищення завадостійкості таких систем є метод рознесення.

Ідея методу рознесення була реалізована ще в 1927 році для організації радіотелефонного короткохвильового зв'язку, а в жовтні в 1931 році цей метод широко почав застосовуватись в радіотелеграфному зв'язку. Зважаючи широкий розвиток систем стільникового і мобільного супутникового радіозв'язку повернення до проблематики рознесення залишилася колишньою, про те змінилися як характеристики каналів (перехід в нові діапазони частот, прийом сигналів в складніших умовах завад та спотворень і т.д.), тому не менш важливим є і те, що з'явилася можливість реалізації ефективніших, але і складніших методів рознесення.

Так як термін «рознесення» вживається для позначення різних методів, що застосовуються для некорельованого відтворення приймачем сигналу.

Некорельованість тут є важливою особливістю, оскільки додаткові копії сигналу нічим не допомогли б приймачеві, якби всі ці копії були б однаково погані.

Так, наприклад, класичний підхід до реалізації методу рознесення полягає у використуванні одного передавача і декількох, рознесених в просторі приймальних антен, з подальшим ваговим додаванням або автопідбором сигналів з метою підвищення якості прийому.

Визначимо деякі способи реалізації методів рознесення:

- рознесення у часі може забезпечуватися шляхом передавання сигналу в L різних часових інтервалах із рознесенням не менше, ніж на T_0 . Приклад рознесення у часі – чергування, використане разом із кодуванням з корекцією помилок;
- рознесення по частоті може забезпечуватися шляхом передавання сигналу на L різних несучих із частотним рознесенням не менше f_0 , тому прикладом рознесення по частоті є розширення смуги частот (смуга частот сигналу W розширюється так, щоб перевищувати f_0 , даючи приймачеві декілька незалежно завмираючих копій сигналу. При цьому досягається частотне рознесення порядку $L=W/f_0$).

При цьому використання системи розширеного спектру приводить до виключення інтерферуючих сигналів при використанні методу розширення смуги частот. Використання варіанту розширення спектру методом прямої послідовності, то багатопроменеві компоненти відкидаються, якщо затримка їх надходження перевищує тривалість одного елементарного сигналу.

Розглядаючи ділянку «мобільний абонент – базова станція» прийом може здійснюватися на ті ж рознесені антени, базової станції, але працюючі в режимі прийому. Антени можуть бути використані як для передачі, так і для рознесеного прийому - системи з рознесеною передачею, теоретично досліджені значно менше, ніж системи з рознесеним прийомом.

Так, серед різних методів рознесення на передачі перспективним є просторово-часове кодування, реалізація якого припускає:

- передачу інформаційних сигналів через декілька антен;
- відповідне кодування сигналу, що з урахуванням адекватної обробки їх в приймачі, в порівнянні з некодованою передачею, через одну антену повинне забезпечити вигаш, як від рознесення, так і від кодування.

Методи просторово-часового кодування забезпечують кращий обмін між частотною і енергетичною ефективністю і взяті до уваги при формуванні стандартів систем мобільного радіозв'язку, інших служб безпроводного зв'язку.

Про те для наближення до характеристик АБГШ, необхідно компенсувати втрату енергії, яка міститься в цих відкинутих компонентах. RAKE-приймач дає

можливість когерентно об'єднувати енергію декількох багатопроменевих компонентів, які надходять різними шляхами (із затримками, що достатньо відрізняються). Таким чином, можна сказати, що при використанні RAKE-приймача в системі розширеного спектру методом прямої послідовності отримуємо рознесення на шляху поширення. RAKE-приймач потрібен при когерентному за фазою прийманні; але при диференційно-когерентному детектуванні бітів можна реалізувати просту затримку (яка дорівнює комплексно спряженій тривалості одного біта).

Розширення спектру методом скачкоподібного перелаштування частоти також інколи використовується в якості механізму рознесення [24,26]. У системі GSM застосовується повільне перелаштування частоти (217 скачків/с) для компенсації у тих випадках, коли об'єкт рухається дуже повільно (або зовсім не рухається) і зазнає завмирання внаслідок спектральних нулів.

Просторове рознесення зазвичай здійснюється за допомогою багатьох приймальних антен, рознесених на відстань, не менше 10 довжин хвиль при розміщенні на базовій станції (і менше, при розміщенні на мобільному об'єкті). Для вибору найкращого виходу антени або для когерентного об'єднання всіх виходів потрібно реалізовувати спеціальні методи обробки сигналів. Нині також реалізовані системи із багатьма передавачами, розташованими в різних місцях, наприклад система GPS.

Поляризаційне рознесення – ще один із способів отримання додаткових некорельованих наборів сигналу.

Будь-яку схему рознесення можна розглядати як тривіальну форму коду з повтореннями у просторі та в часі. В той же час існують методи покращення відношення сигнал/шум у каналах із завмиранням, які ефективніші та потужніші кодів із повтореннями. Унікальний метод боротьби з погіршенням – це кодування з корекцією помилок, оскільки він орієнтований не на забезпечення більшої енергії сигналу, а на зниження E_b/N_0 , необхідного для досягнення бажаної ймовірності помилки. Застосування кодування з корекцією помилок разом із чергуванням – це, напевно, найбільш поширена схема покращення робочих характеристик системи в середовищі із завмираннями. Потрібно відмітити, що механізм розсіювання помилок під час завмирання через рознесення у часі залежить від руху переносного пристрою. Чим більша швидкість мобільного пристрою, тим ефективніша ця схема; при низьких швидкостях ефективність мала.

2.4 Спільне використання завадостійких кодів та багатопозиційних сигналів

Завадостійке кодування - це клас перетворень сигналу, що використовуються для підвищення якості зв'язку, в результаті чого сигнал стає менш уразливий до таких ефектів погіршення якості передачі, як:

- шум;
- перешкоди;
- завмирання.

Поширення завадостійкого кодування стало можливо завдяки використанню великих інтегральних схем і застосуванню високошвидкісної цифрової обробки сигналів, тому цей метод дозволяє підвищити продуктивність при значно менших витратах у порівнянні з іншими методами, наприклад, методами збільшення потужності передавача або кількості антен і їх розмірів.

Розглянемо наступну модель каналу із завмираннями (рис.2.4).

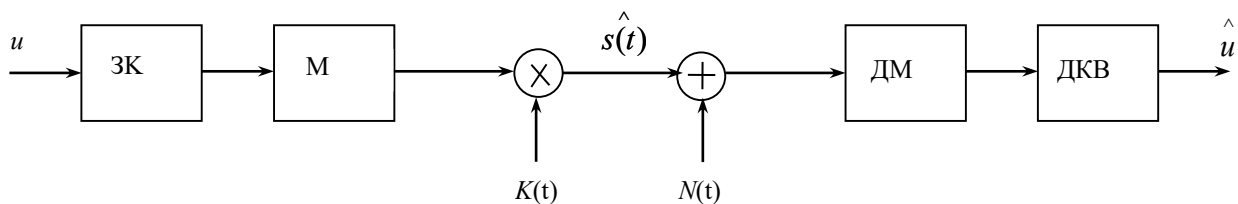


Рисунок 2.4 – Модель каналу із завмираннями

Передавальна частина моделі містить згортковий кодер ЗК, на вхід якого надходять інформаційні символи u , кодові символи U подаються на модулятор M , на виході якого формується сигнал $s(t)$.

Враховуючи, один з найбільш ефективних методів завадостійкого кодування - згорткові коди (запропоновані П. Елайсом в 1955 р.), виділено три основних алгоритми декодування згорткових кодів:

- алгоритм порогового декодування;
- алгоритм послідовного декодування запропонований Возенкрафтом і Фано;
- алгоритм декодування Вітербі.

Якщо тривалість біта символів $u \in E_b$, то E_b сигналу, який передається, що відповідає біту, буде:

$$E_b = \int_0^{T_b} S^2(t) dt \quad (2.10)$$

Передбачається, що в каналі діють Релеєвські завмирання, коли коефіцієнт передачі каналу $K(t)$ змінюється випадковим чином, при цьому модуль коефіцієнта передавання розподілений за Релеєвським законом:

$$W(k) = \frac{k}{\sigma_k^2} \cdot e^{-\frac{k^2}{2\sigma_k^2}}, \quad k > 0 \quad (2.11)$$

де σ_k^2 – дисперсія флуктуацій модуля коефіцієнта передачі $k(t)$.

Якщо поточне значення коефіцієнта передачі є $k = const$, то сигнал на виході каналу із завмираннями буде $\hat{s}(t) = k \cdot s(t)$ і на вході демодулятора діє сигнал

$$Z(t) = \hat{s}(t) + N(t), \quad (2.12)$$

де $N(t)$ – адитивний білий Гауссовий шум зі спектральною щільністю потужності N_0 . Енергія сигналу, що приймається, визначається так:

$$\hat{E}_\sigma = \int_0^{T_\sigma} \hat{s}^2(t) dt = \int_0^{T_\sigma} k^2 s^2(t) dt = k^2 E_\sigma \quad (2.13)$$

Розглянемо далі оптимальний когерентний прийом двійкових сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ із взаємною відстанню за Евклідом

$$d_{12}^2 = \int_0^{T_\sigma} [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt \quad (2.14)$$

Відстань між символами визначається [2,17]:

$$d_{12} = \gamma \sqrt{E_\sigma}, \quad (2.15)$$

де коефіцієнт γ залежить від методу модуляції:

$$\begin{aligned} \gamma &= 2 - \text{для протилежних сигналів (ФМ-2);} \\ \gamma &= \sqrt{2} - \text{для ортогональних сигналів (ЧМ-2);} \\ \gamma &= 1 - \text{для сигналів із пасивною паузою (АМ-2);} \\ \gamma &= \sqrt{2} - \text{для сигналів (ФМ-4);} \\ \gamma &= 0.765 - \text{для сигналів (ФМ-8).} \end{aligned} \quad (2.16)$$

Імовірність помилки при оптимальному когерентному прийманні дискретних сигналів визначається виразом[2,17]:

$$P_0(d_{12}) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\frac{d_{12}}{\sqrt{2N_0}} \right), \quad (2.17)$$

де $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\infty e^{-t^2} dt$ – доповнення інтеграла ймовірності $\operatorname{erfc}(x)$ до одиниці.

Позначимо відношення сигнал/шум у каналі з постійними параметрами як

$$q_0 = \sqrt{\frac{E_0}{N_0}} \quad (2.18)$$

Тоді аргумент функції помилки у (2.11) буде

$$\frac{d_{12}}{\sqrt{2N_0}} = \frac{\gamma \sqrt{E_0}}{v_2 \sqrt{N_0}} = \frac{\gamma k q_0}{\sqrt{2}}, \quad (2.19)$$

де коефіцієнт γ залежить від виду модуляції і визначається виразами (2.10).

З урахуванням розподілу коефіцієнта передавання каналу виду (2.20) середня ймовірність помилки буде дорівнювати:

$$\overline{P_0} = \int_0^\infty W(k) \cdot P_0(q_0) dk = \int_0^\infty \frac{k}{\sigma_k^2} \cdot e^{-\frac{k^2}{\sigma_k^2}} \cdot \operatorname{erfc} \left(\frac{\gamma \cdot k \cdot q_0}{\sqrt{2}} \right) dk \quad (2.21)$$

Для обчислення цього інтеграла зручно скористатися апроксимацією функції помилки.

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{hx}{\pi} \cdot e^{-x^2} \cdot \left(\frac{1}{x^2} + \frac{2 \cdot e^{-h^2}}{h^2 + x^2} \right) \quad (2.22)$$

Апроксимація при виборі значень $h=0.6$ і $N=1$ (урахування першого члена ряду (2.22)) досить точна при великому аргументі $x > 0$.

Підставляючи вираз (2.22) у формулу (2.21), отримуємо:

$$\begin{aligned}
\overline{P}_0 &= \int_0^{\infty} \frac{k}{\sigma_k^2} \cdot e^{-\frac{k^2}{\sigma_k^2}} \cdot \left(\frac{\gamma \cdot k \cdot q_0}{\sqrt{2}} \cdot e^{-\frac{\gamma^2 \cdot k^2 \cdot q_0^2}{2}} \right) \cdot \left(\frac{2}{\gamma^2 \cdot k^2 \cdot q_0^2} \right) dk = \\
&= \int_0^{\infty} \frac{1}{\sigma_k^2} \cdot \frac{h}{\pi} \cdot \frac{\gamma \cdot q_0 \cdot 2}{\sqrt{2} \cdot \gamma^2 \cdot q_0^2} \cdot e^{-\left(\frac{1}{\sigma_k^2} \cdot \frac{\gamma^2 \cdot q_0^2}{2} \right) \cdot k^2} dk = \\
&= \int_0^{\infty} \frac{2}{\sigma_k^2 \cdot \pi \sqrt{2} \cdot \gamma^2 \cdot q_0^2} \cdot e^{-Q^2 \cdot k^2} dk,
\end{aligned}
\tag{2.23}$$

$$\text{де } Q = \frac{\gamma^2 \cdot q_0^2}{\sigma_k^2 \cdot 2}.$$

Визначений інтеграл у формулі (2.23) можна обчислити на основі формул із довідника[3, формула 3.321.3]:

$$\int_0^{\infty} e^{-\alpha^2 \cdot x^2} dx = \frac{\sqrt{\pi}}{2\alpha} \tag{2.24}$$

Використовуючи цей вираз, отримуємо результат (2.23) у вигляді:

$$\overline{P}_0 = \frac{1}{\sigma_k^2} \cdot \frac{h}{\pi} \cdot \frac{\gamma \cdot q_0}{\sqrt{2}} \int_0^{\infty} e^{-k^2 \left(\frac{1}{\sigma_k^2} + \frac{2}{\gamma^2 \cdot q_0^2} \right)} dk = \frac{h}{2} \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{q_0^2}{q_0^2 + 2 \cdot \gamma^2}} \right] \tag{2.25}$$

При $q_0^2 \gg 1$ отримуємо приблизний вираз:

$$\overline{P}_0 = \frac{h}{2 \cdot \gamma^2 \cdot q_0^2}, \tag{2.26}$$

Якщо задано ймовірність помилки $\overline{P}_0$, то із виразу (2.26) можна отримати величину відношення сигнал/шум, необхідну для забезпечення $\overline{P}_0$:

$$q_0^2 = \frac{h}{2 \cdot \gamma^2 \cdot \overline{P}_0} \tag{2.27}$$

Для розрахунку апроксимуючого ряду, для математичних розрахунків MathCAD використовується функція:

$$\text{erfc}(x) = \frac{hxe^{-x^2}}{\pi} \left(\frac{1}{x^2} + 2 \sum_{n=1}^{n=N} \frac{e^{-n^2 h^2}}{n^2 h^2 + x^2} \right) + \varepsilon_a(x) \tag{2.28}$$

При врахуванні кількості членів $N=5$ і виборі параметра $h=0.6$, відносна помилка апроксимації складає $2 \cdot 10^{-6}$ для великих аргументів $x > 2$. Показано, що

відносна помилка після значення 2 приймає постійні значення, що дозволяє використовувати дану формулу при врахуванні відносної помилки апроксимації.

2.5 Висновки за розділом

У розділі був проведений аналіз завадостійкості систем з використанням Релеєвського каналу із повільним і амплітудним замиранням. Для цього була створена модель каналу зв'язку, яка дозволила вивчити вплив Гауссової завади та Релеєвських замирань на відношення сигнал/шум у каналі. На основі аналітичних результатів були побудовані характеристики завадостійкості для різних середніх значень функції Релеєвських замирань. З отриманих графіків видно, що при зменшенні середнього значення завадостійкість погіршується, а при його збільшенні, відповідно, покращується. При виборі середнього значення, рівного 2, характеристика завадостійкості наближається до теоретичної, яка приведена в [17].

Отже, з усього вищесказаного можна зробити висновок, що розроблена методика розрахунку завадостійкості досить точно характеризує канали з АБГШ та Релеєвськими замираннями, що дозволяє використовувати її для дослідження цих каналів.

РОЗДІЛ 3 МЕТОДИКИ РОЗРАХУНКУ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ В КАНАЛАХ ІЗ ЗАВМИРАННЯМИ

3.1 Структурна схема імітаційної моделі

В процесі переборного пошуку згорткових кодів для просторово-часового кодування (ПЧК) відшукуються коди, які є оптимальними за критерієм максимуму вільної відстані.

Відомо, що такі коди забезпечують найбільший енергетичний виграш кодування (ЕВК) в Гауссовому каналі (канал із постійними параметрами і Гауссовою завадою).

Як відомо у каналах безпроводового доступу діють повільні (неселективні) завмирання, що підпорядковуються розподілу Релея. Тому завадостійкість кодованого передавання із використанням кодів необхідно визначати на основі імітаційного моделювання.

Модель і програма для імітаційного моделювання, які розробляються, повинні забезпечувати наступну послідовність етапів:

1. Визначення завадостійкості системи із протилежними сигналами (квазікогерентна ФМ) при завмираннях сигналу за законом Релея і дії адитивної Гауссової завади;

2. Визначення завадостійкості системи із згортковим кодом, протилежними сигналами (когерентна ФМ) і алгоритмом декодування за критерієм максимуму правдоподібності в Гауссовому каналі;

3. Визначення завадостійкості системи із протилежними сигналами (квазікогерентна ФМ) при завмираннях сигналу за законом Релея і дії Гауссової завади при використанні рознесеного прийому і оптимальному ваговому додаванні гілок рознесення;

4. Визначення завадостійкості системи із протилежними сигналами (квазікогерентна ФМ) при завмираннях сигналу за законом Релея і дії адитивної Гауссової завади при використанні просторово-часового кодування.

					КНУ.РМ.123.23.11.МРТЕДЗОПВКІЗ			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	МЕТОДИКИ РОЗРАХУНКУ ТА ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ В	Літера	Аркуш	Аркушів
Розробив	Іщенко						44	
Перевірив	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнєцов					КІ-22м		
Затвердив	Купін							

Для розробки програми імітаційної моделі був використаний пакет візуально-об'єктного програмування *HPVEE* [22], який містить всі необхідні підпрограми (об'єкти), забезпечує необхідну швидкість обчислень і широко використовується для моделювання елементів систем передавання та оброблення сигналів. Внутрішньою мовою пакету *HPVEE* є мова *C++* [22].

Узагальнена структура імітаційної моделі показана на рис.3.1.

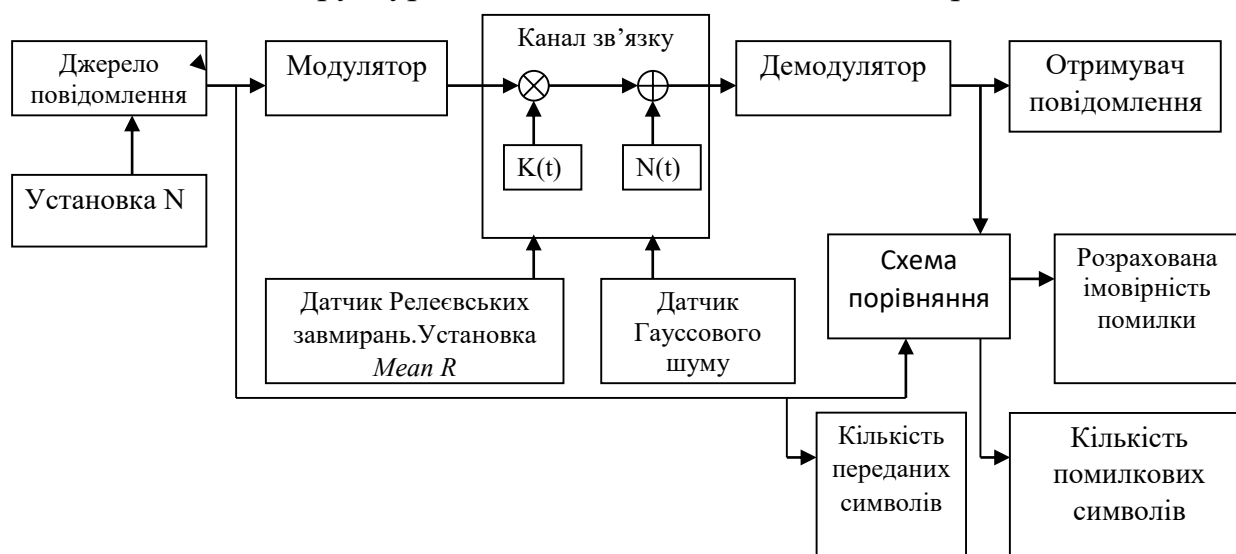


Рисунок 3.1 – Узагальнена структура імітаційної моделі

Модель містить джерело повідомлення, яке формує послідовність двійкових символів, що імітує потік інформаційних символів, які передаються. Далі ці символи подаються на імітатор модулятора M .

У каналі зв'язку символи, які передаються, піддаються випадковим змінам за рівнем у відповідності з вибраними параметрами завмирань. Далі до символів сигналу додається адитивна Гауссова завада.

Формування випадкового процесу завмирань за законом Релея відбувається шляхом функціонального перетворення Гауссового шуму на виході датчика Гауссового шуму.

У блоці демодулятора імітується функція когерентного приймання сигналу, що передається. Співставлення прийнятих і переданих символів відбувається у блоці «виявлення помилок», який входить у склад лічильника помилок. Встановлення значень відношення сигнал/шум (С/Ш) передбачена в моделі каналу.

Як видно з рис.3.1, структура імітаційної моделі, що розроблюється, досить складна й загальна програма моделі повинна містити кілька підпрограм, що

відповідають блокам на рисунку. Тому підпрограми для кожного блоку повинні бути протестовані перед їхнім включенням у єдину програму. Тести для кожної підпрограми розробляються окремо.

3.2 Розробка імітаційної моделі

Розробку програм зручно вести за ієрархічним принципом, відповідно до якого кожна наступна підпрограма містить у собі фрагменти попередніх підпрограм.

Не дивлячись на те, що пакет *HPVEE* допускає моделювання процесу передавання (сигналів і завад у вигляді функцій часу), попередні оцінки показали недоцільність такого способу моделювання.

Як відомо, для уникнення впливу процесу дискретизації на результати моделювання процесів генерації та обробки сигналів і шумів, необхідно подавати процеси, які моделюються, достатньо великою кількістю відліків. Це значно знижує швидкодію програм моделювання.

Відомо, що при оцінюванні ймовірності помилки на основі статистичних експериментів, найбільш достовірні результати отримують при умові, що:

- за час вимірювань $T_{\text{и}}$ зафіксовано не менше $n_0=20$ помилок.

Якщо потрібно експериментально оцінити ймовірність помилки на рівні P_0 , то необхідна довжина експериментальної послідовності N може бути визначена із співвідношення: $P_0=n_0/N$.

Звідси випливає, що при ймовірності помилки на рівні $P_0=10^{-5}$ необхідна довжина випробувальної послідовності повинна бути рівною $N>20 \cdot 10^5$ символів. Тому час, необхідний для набору достатньої статистики, залежить від тривалості часового інтервалу, який відводиться в програмі для обробки сигналу, що відповідає одному інформаційному символу.

Оцінка швидкодії процесу моделювання базується на даних пакету *HPVEE*:

1. Формування й обробка функцій сигналу й шуму відбувається протягом часового інтервалу $T_c=20\text{мс}$, причому на цьому інтервалі розташовано 256 відліків сигналу (що цілком достатньо для реалізації цифрової обробки);

2. Генерація й обробка цифрових послідовностей довільного формату може відбуватися з високою швидкістю (час, що затрачується на один символ, дорівнює 10 мс).

Тому при виборі способу подання в програмах інформації, що передається й оброблюється, вибір був зроблений на користь методу цифрових послідовностей, який, як показано вище, забезпечує більш високу швидкодію і,

відповідно, менший час, необхідний для проведення експериментів. До цього варто додати, що складання програм з використанням обраного методу програмування значно зручніше й наочніше, що забезпечує мінімум помилок програмування.

Зазвичай статистичні випробування систем передавання виконують, застосовуючи псевдовипадкові послідовності (ПВП) для імітації потоку інформаційних символів [21].

При використанні пакету *HPVEE* немає необхідності у формуванні ПВП, оскільки до складу пакету входить програма *randomize(x)*, що формує послідовність випадкових чисел із рівномірним законом розподілу їхніх значень.

Розроблена підпрограма *Program1* призначена як для формування потоку випадкових двійкових символів, так і для тестування розподілу ймовірностей значень випадкових чисел. Розподіл імовірностей випадкових чисел, з яких формується потік двійкових символів, визначається програмою *MagDist* пакета.

На рис.3.2 показана робоча панель підпрограми тестування з виведеною гістограмою розподілу ймовірностей (частотей) вихідних випадкових чисел (*analog random digits*).

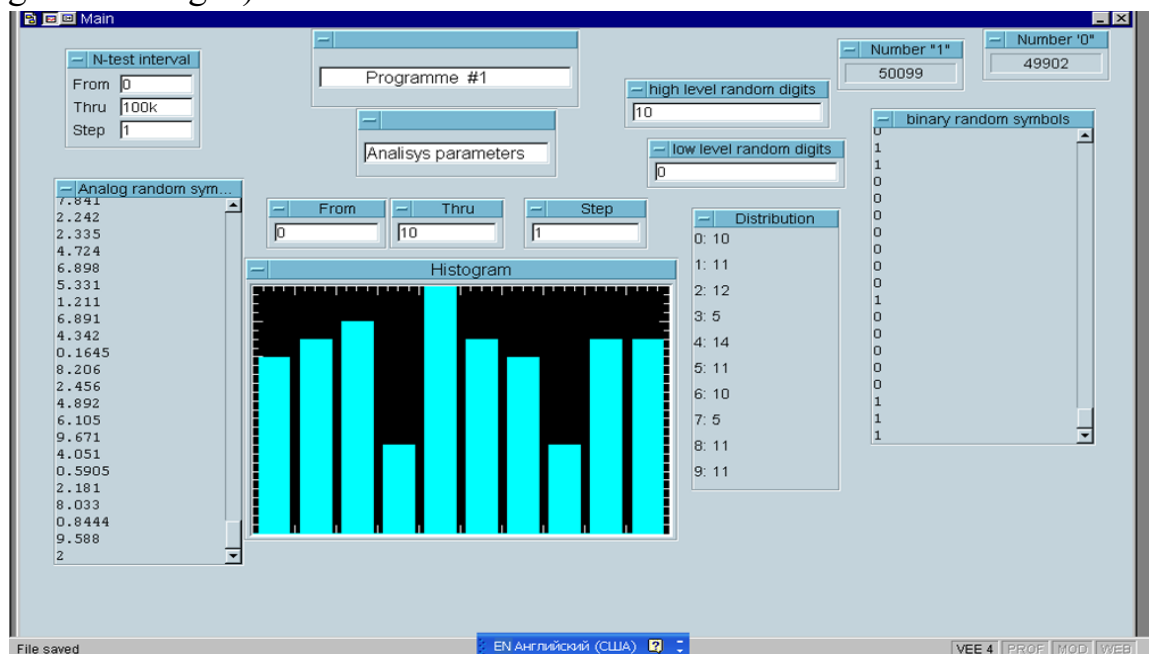


Рисунок 3.2 – Робоча панель програми *Program1* і результати тестування

Як видно, розподіл імовірностей близький до рівномірного. Праворуч виведений вигляд потоку двійкових символів.

У структурі програми тестування організований підрахунок кількості двійкових символів (*Number «1»*, *Number «0»*) на довжині пакета $N=100k=10^5$.

При цьому, розроблений датчик забезпечує потік рівноймовірних символів:

- $N(1)=50012$;

- $N(0)=49988$.

Отже, датчик ПВП придатний для подальшого використання.

Спочатку формується послідовність цілих чисел на інтервалі $(0...N)$ із кроком 1. При цьому N – довжина випробувального відрізка (test interval) може бути встановлена довільно.

Потім потік цілих чисел подається на програму $\text{randomize}(x)$, що формує випадкові числа з рівномірним законом розподілу в інтервалі між верхнім (high) і нижнім (low) рівнями, котрі задаються.

На наступному етапі потік чисел округляється до менших цілих значень програмою $\text{floor}(x)$, на виході якої формується випадковий потік парних і непарних символів.

Застосування процедури обчислення значень цих чисел по модулю 2 дозволяє отримати потік випадкових символів $\{0,1\}$, статистика яких встановлюється шляхом тестування підпрограми Program1.

Формування потоку випадкових чисел із Гауссовим розподілом значень є найбільш важливим завданням моделювання, оскільки від цього залежать наступні результати експериментальних досліджень.

У пакеті *HPVEE* не передбачені програми для формування Гауссових чисел. Тому розроблено спеціальну підпрограму Program2.

У теорії ймовірностей відома центральна гранична теорема, відповідно до якої розподіл суми досить великого числа незалежних випадкових чисел з довільними законами розподілу прямує до нормального (Гауссового розподілу). При цьому не вказується кількість доданків, відомо лише, що сума повинна бути «досить великою». Це положення покладене в основу розробки генератора Гауссових чисел, за умови наступного тестування генератора на «гауссовість», з метою зручності наступного застосування розроблений об'єкт користувача (Users Objekt) з ім'ям Sum Gauss gen, структура якого наведена на рис.3.3.

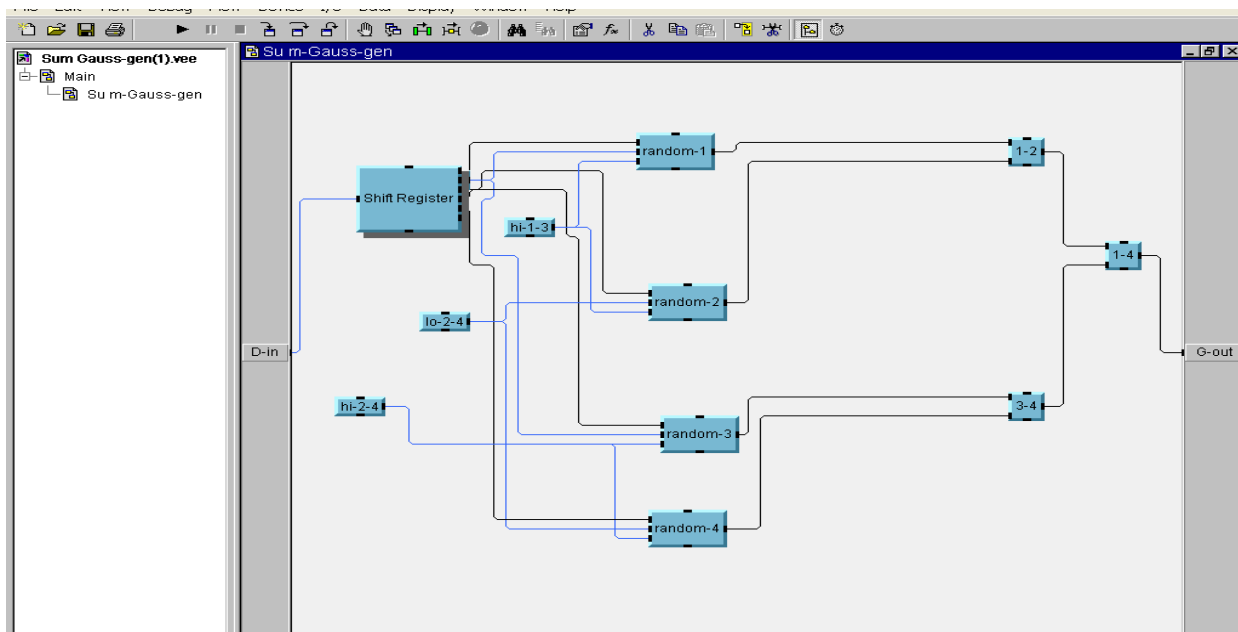


Рисунок 3.3 – Структура підпрограми для формування Гауссових чисел

Програма містить 4 генератори випадкових чисел, які збуджуються для декореляції з відводів лінії затримки. При цьому виходи генераторів підсумовуються, зважаючи на те, що при необхідності кількість генераторів, що додають, можна збільшувати, поєднуючи в сумі виходи програми Sum Gauss gen. Таким чином, можна використовувати таку кількість джерел випадкових чисел, яка достатня для формування Гауссових чисел.

Процедури тестування й випробувань завадостійкості різних способів передавання виконуються в межах певного циклу випробувань, що охоплює певну кількість тактів (елементарних символів). Розроблено наступну підпрограму формування й індикації циклу (*Program_5*), структура якої показана на рис.3.4.

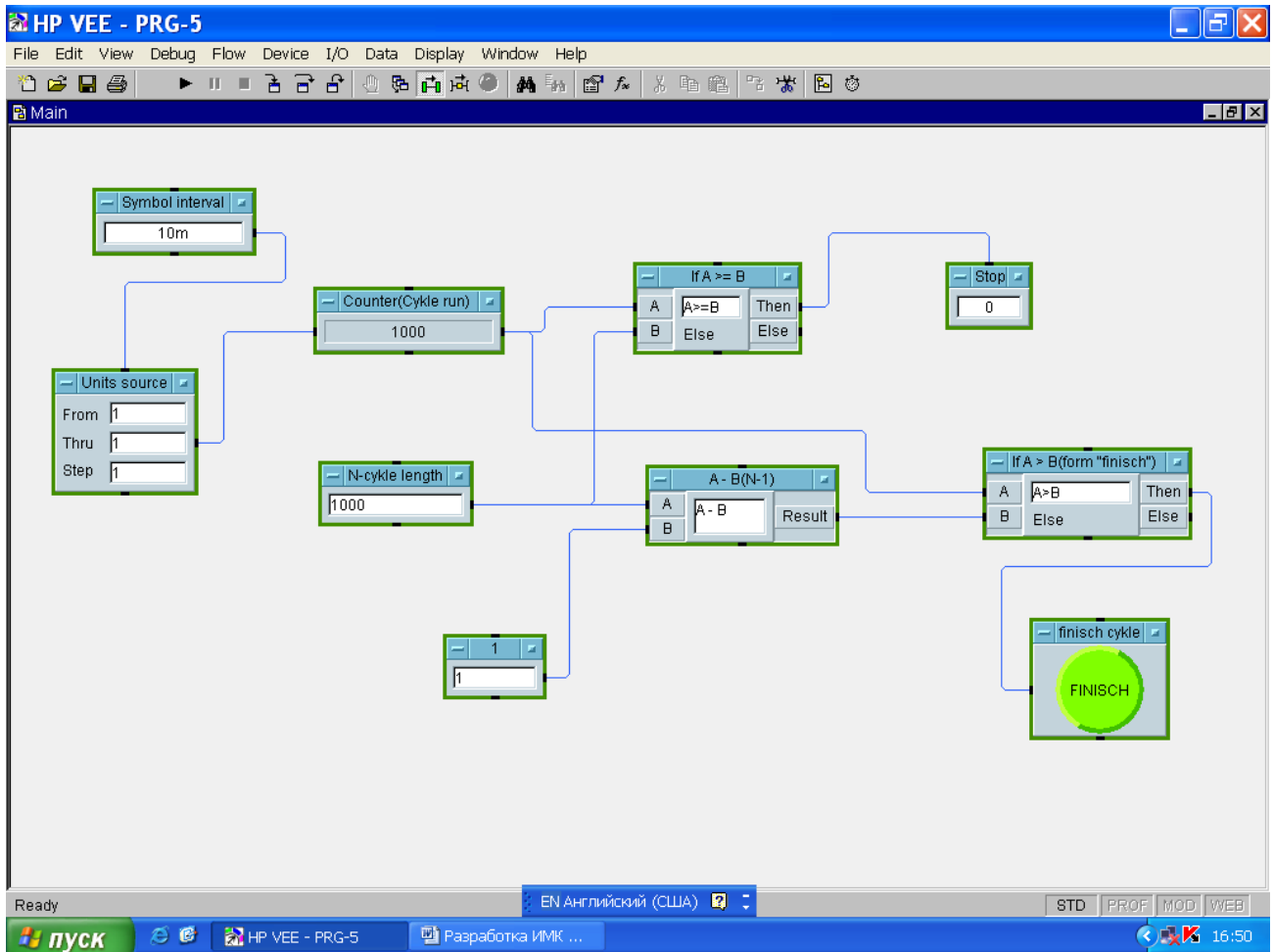


Рисунок 3.4 – Формування й індикація циклу випробувань *Program_5*

Програма дозволяє встановити довжину циклу N , при закінченні якої робота всіх запущених програм припиняється, про що свідчить індикатор „FINISCH”. Інтервал, що відводиться для обробки одного символу встановлюється у вікні „Symbol interval”. У всіх наступних програмах величина цього інтервалу встановлена рівною 10 мс (10m).

Для тестування обрана наступна методика:

1. В якості датчика Гауссового шуму використовуються 2 варіанти генераторів:

- варіант 1G – генератор Sum Gauss gen;
- варіант 3G – сума виходів трьох генераторів Sum Gauss gen.

Варіант 3G використовувався для експериментальної перевірки ступеня наближення розподілу випадкових чисел на виході датчика шуму до Гауссового

розподілу й визначення на цій основі достатньої кількості генераторів Sum Gauss gen, виходи яких поєднувалися в сумі.

2. Потік випадкових чисел X_i з виходу датчика Гауссового шуму подавався на схему порівняння з певним пороговим рівнем L . При виконанні умови ($X_i > L$) на виході схеми порівняння формувався символ „1”, що свідчило про факт перевищення порогового рівня. Сумарна кількість таких перевищень $n(>)$ за тривалість випробувального інтервалу N підраховувалося акумулятором. Отже, відносне число перевищень $n(>)/N$ дозволяло судити про ймовірність перевищень. Воно виводилося на екран у вигляді вікна „ $P\{X>L\}$ -exp”. Для зручності спостереження процесу нагромадження перевищень вихід акумулятора виводився на панель („Number of Errors”). Для регулювання дисперсії процесу, що тестується, в процесі настроювання програми потік випадкових чисел множився на масштабний множник („*M”), а середнє значення змінювалося додаванням постійного рівня („m-mean”). Для Гауссових випадкових величин імовірність перевищення заданого рівня L визначається додатковою функцією помилки [22,23]:

$$\operatorname{erfc}(L) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_L^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (3.1)$$

У пакеті HP передбачена підпрограма $\operatorname{erfc}(x)$. З урахуванням цього теоретичне значення ймовірності перевищень визначалось за формулою $P(X>L)=\{0,5(1-\operatorname{erfc}(L))\}$ і виводилося на панель для порівняння з даними експерименту. Для контролю стаціонарності шуму, що формується, на екран самописа виводився хід значень дисперсії й середнього значення шуму (st.deviation, mean, відповідно). Крім цього, на панелі організовані вікна із цифровими даними цих величин. Для установки тривалості циклу випробувань використана описана вище підпрограма *Program_5*. Для зручності проведення випробувань на панель виведене вікно, в якому вказано поточний номер символу. Загальний вигляд панелі програми тестування *Program_6* показаний на рис.3.5.

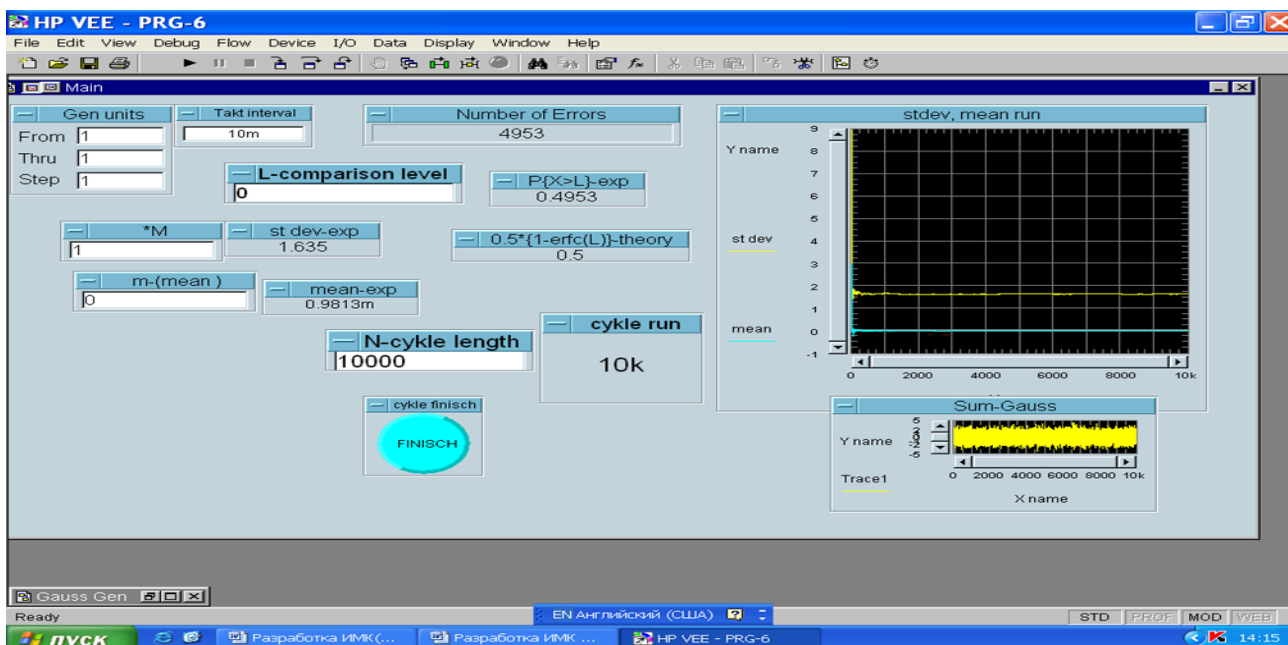


Рисунок 3.5 – Загальний вигляд панелі програми тестування *Program_6*

Результати тестування зведені в таблицю 3.1. Для всіх варіантів випробувань з метою отримання достовірних даних встановлювався обсяг циклу $N=10000$.

Таблиця 3.1 – Результати випробувань датчика Гауссових чисел

L		0	1.0	2.0	3.0	4.0
1G	P(exper)	0.5026	0.2191	56m	9m	0.2m
	P(theory)	0.5	0.1914	42m	5m	0.29m
3G	P(exper)	0.4994	0.3213	0.186	93m	38m
	P(theory)	0.5	0.3889	0.2818	0.1996	0.1314

За результатами випробувань датчика Гауссових чисел можна зробити наступні висновки:

1. Послідовності випадкових чисел, що формуються датчиком, являють собою стаціонарні випадкові процеси з дискретним часом, математичне очікування й дисперсії яких протягом циклу випробувань ($N=10000$) залишаються постійними. Це видно із кривих на екрані самописа. Необхідно відзначити, що явна нестаціонарність видна тільки на початку циклу (близько 100 тактів). Із цього випливає, що такий Гауссовий шум можна використовувати для експериментів наприкінці досить довгих циклів ($N>10000$);

2. Розподіл шуму, що формується, досить добре збігається з Гауссовим: ($P(\text{exper})=P(\text{theory})$);

3. Збільшення кількості генераторів, що додають, в 3 рази не потрібно: датчик шуму на основі моделі 1G – генератор Sum Gauss gen формує шум, розподіл якого досить близький до Гауссового. Це значно спрощує структуру наступних програм.

Для проведення статистичних випробувань використаний „пакетний” метод, який базується на використанні випробувального пакету (тест-пакету), структура якого враховує особливості моделювання процесів формування сигналів, шуму, методів кодування й обробки сигналів на прийманні. Структура тест-пакету показана на рис.3.6.

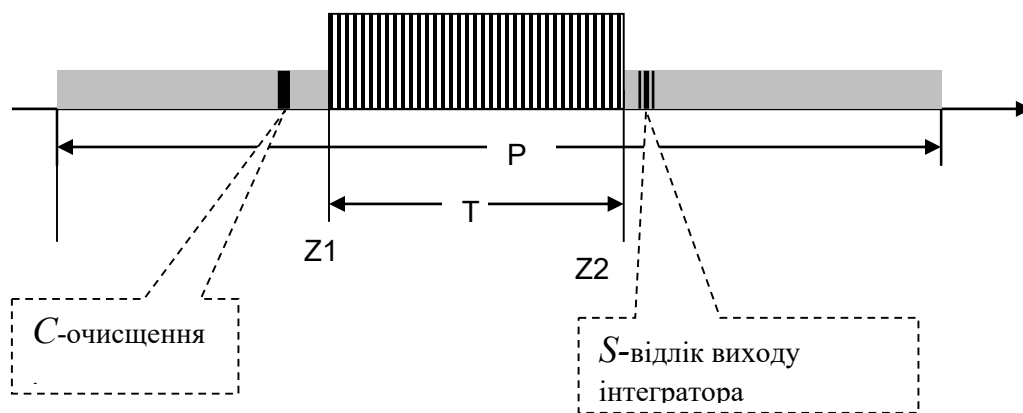


Рисунок 3.6 – Структура тест-пакету

Тест-пакет тривалістю P символів містить у середній частині „вікно” тривалістю T символів ($T=Z2-Z1$), оточене нулями (на інтервалах до і після моментів $Z1>0$ і $Z2<P$, відповідно).

Передбачається використання на приймальній стороні інтегрального методу приймання. При цьому як інтегратор використовується накопичувач, реалізований у вигляді акумулятора. Для забезпечення правильної роботи накопичувача використані функції „очищення” (момент C) і відліку виходу накопичувача (момент $S<P$). Значення моментів $C<Z1$ і $S>Z2$ встановлюються в процесі налагодження програм, що реалізують алгоритми приймання з урахуванням затримок сигналів у каналі, на передавальній та приймальній сторонах. Вигляд робочої панелі формувача (*Program_7*) показаний на рис.3.7.

Досвід розробки наступних підпрограм показав, що скидання акумулятора успішно виробляється виходом програми On Cycle, що задає початок тест-пакета.

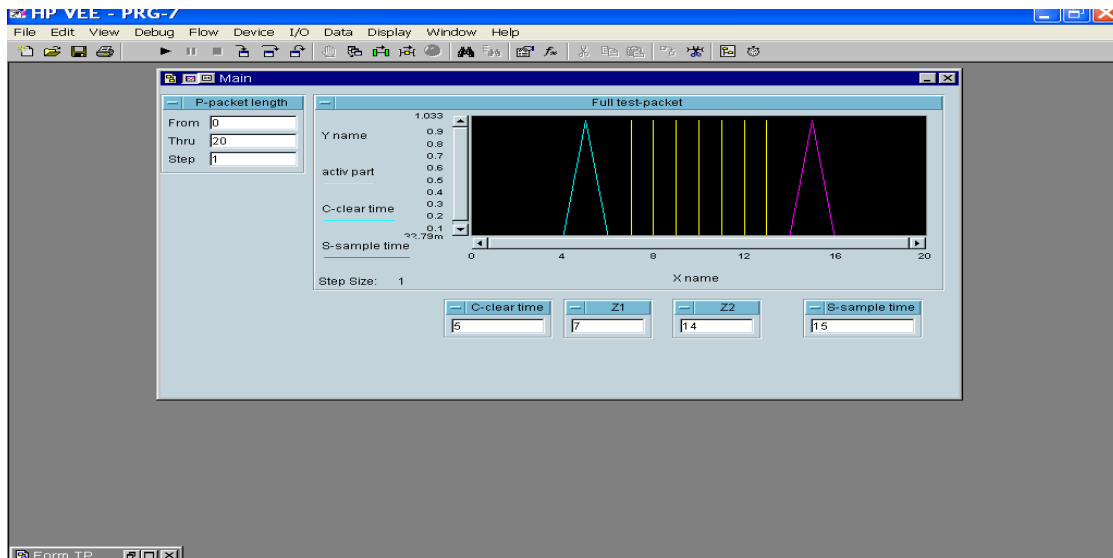


Рисунок 3.7 – Панель контролю формувача тест-пакету *Program_7*

Перевірка вирішувальної схеми приймача протилежних сигналів відбувається послідовно, в по мірі включення різних видів завад і методів приймання.

Перевірка вирішувальної схеми приймача протилежних сигналів відбувалася шляхом визначення кількості помилок за інтервал передавання N символів при зміні значення порогу винесення рішення D і фіксованому рівні адитивної Гауссової завади (програма *Program_12*).

Результати вимірювань наведені в табл.3.2. Робоча панель програми наведена на рис.3.8.

Таблиця 3.2 – Результати тестування вирішувального пристрою

Рівень D	0.5	0.4	0.3	0.2	0
Кількість помилок EN	53	25	21	6	1
Рівень D	-0.5	-0.4	-0.3	-0.2	0
Кількість помилок EN	48	34	22	3	2

Із теорії електричного зв'язку відомо, що оптимальний поріг рішення демодулятора рівноймовірних протилежних сигналів розташований на рівних відстанях між сигналами. При цьому забезпечується мінімум середньої ймовірності помилки. У розглянутому випадку сигналів рівнів (+1 і -1) цій умові задовольняє поріг $D=0$, що й підтверджено вимірюваннями.

Для моделювання функції Релеєвських завмирань використаний відомий спосіб формування випадкового процесу з Релеєвським розподілом. Релеєвський сигнал формується з використанням двох незалежних Гауссових процесів $X(t)$ і $Y(t)$ на підставі формули:

$$R(t) = \sqrt{X^2(t) + Y^2(t)} \quad (3.2)$$

Розроблено програму генератора функції Релеєвських завмирань у вигляді об'єкта користувача Ryleigh gen (*Program_11*). У структурі передбачена можливість зміни й контролю дисперсії породжуючих Гауссових процесів, що необхідно для наступних випробувань.

Проведено тестування датчика процесу з Релеєвським розподілом. Відомо, що ймовірність перевищення порогу R Релеєвським процесом з дисперсією σ^2 породжуючих Гауссових процесів визначається виразом:

$$P\{r > R\} = e^{-\frac{R^2}{2\sigma^2}}, \quad R \geq 0 \quad (3.3)$$

У програмі тестування *Program_10* передбачене обчислення ймовірності за цією формулою ($P\{r > R\}$ —theory). Експериментальне визначення ймовірності перевищень ($P\{r > R\}$ —experim) проводилося аналогічно тому, яке було описане в підрозділі 3.3.4. Результати тестування зведені в табл.3.3.

Таблиця 3.3 – Результати тестування датчика функції Релеєвських завмирань ($N=10000$; множник дисперсії Гауссового процесу 0,78)

R —поріг порівняння	0	0,5	1,0	2,0	3,0	4,0
$P\{r > R\}$ -experim	1,0	0,8943	0,6192	0,1372	8,2m	0
$P\{r > R\}$ -theory	1,0	0,8825	0,6065	0,1353	11,0m	0,33m

Одночасно передбачений поточний контроль математичного очікування і дисперсії Релеєвського процесу з метою визначення його стаціонарності в ході циклу випробувань.

За результатами тестування можна зробити наступні висновки:

1. Датчик формує стаціонарний випадковий процес: протягом усього циклу випробувань ($N=10000$) математичне очікування і дисперсія залишаються незмінними;

2. Оскільки, згідно з даними табл.3.3, ймовірності перевищень процесом, що формується, збігаються з теоретичними значеннями, датчик формує процес із Релеєвським розподілом.

3. Випробуваний датчик придатний для використання в імітаційній моделі системи передавання по каналу із завмираннями.

Розглянемо моделювання системи передавання з протилежними сигналами в каналі з адитивною Гауссовою перешкодою, квазікогерентним прийманням і Релеєвськими завмираннями (структуру й особливості моделі (програма *Program_12*):

1. Датчик двійкових інформаційних повідомлень виробляє потік двійкових незалежних символів u ;

2. У моделі модулятора відбувається формування протилежних сигналів на основі відображення повідомлень у сигнали (S):

$$\begin{aligned} u=1 &\rightarrow S=+1; \\ u=0 &\rightarrow S=-1; \end{aligned}$$

3. Виходом каналу зв'язку (входом вирішувального пристрою демодулятора) є:

$$Z=RS+N, \quad (3.4)$$

де:

S – переданий сигнал;

N – адитивна завада з Гауссовим розподілом;

R – мультиплікативна завада з розподілом Релея.

Всі символи, що входять в (3.4), представлені дійсними числами й формуються відповідно до описаних вище програм. Передбачено регулювання рівня Гауссової завади (G-level).

4. У вирішувальному пристрої прийнятий сигнал порівнюється за рівнем з порогом винесення рішення D , на основі чого виноситься рішення v про переданий інформаційний символ за правилом:

$$\begin{aligned} \text{якщо } z > D, \text{ то рішення } v &= 1, \\ \text{якщо } z < D, \text{ то рішення } v &= 0. \end{aligned}$$

5. Потоки переданих і прийнятих символів порівнюються посимвольно в суматорі по модулю 2, при цьому виділяється символ помилки e за правилом:

якщо $v \neq u$, то символ помилки $e=1$;

6. Кількість помилок додається акумулятором (сума помилок дорівнює n_e). Після закінчення циклу вимірювань результат подається у вигляді: BER-experim= n_e/N . Виміряні значення ймовірності помилки BER-experim відображаються на робочій панелі програми.

7. Для порівняння з теоретичними даними одночасно за формулою (3.11) обчислюється ймовірність помилки в системі із протилежними сигналами BER-theory, що відображається на панелі.

8. Відповідно до формули (3.14) $h=q=P_c/P_{\text{ш}}$ визначається величиною відношення сигнал/шум по потужності на вході вирішувального пристрою. У розглянутому випадку протилежних сигналів з одиничною амплітудою потужність сигналу $P_c=1$. Перед вимірюванням ймовірності помилки потужність шуму встановлюється вручну зміною рівня Гауссової завади, а відповідне відношення С/Ш у Дб обчислюється за формулою:

$$\frac{E_b}{N_0}(\text{dB}) = 10 \lg \frac{1}{\sigma^2} \quad (3.5)$$

і відображається на панелі.

Робоча панель програми *Program_12* показана на рис. 3.8.

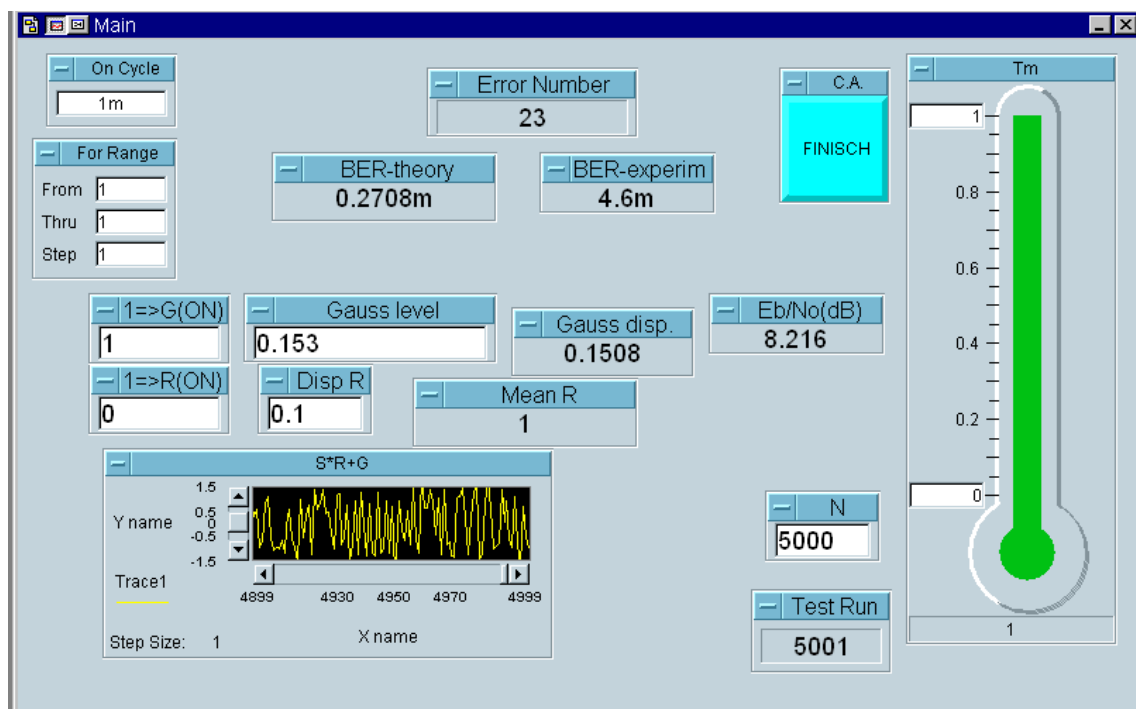


Рисунок 3.8 – Робоча панель програми *Program_12*

Експериментальні дослідження базуються на формулі для розрахунку ймовірності помилки при оптимальному прийманні протилежних сигналів у Гауссовому каналі. Для порівняння експериментальних результатів з теоретичними отримаємо формулу для розрахунку ймовірності помилки при оптимальному прийманні протилежних сигналів у каналі з адитивною Гауссовою завадою за умови використання допоміжних математичних функцій пакета *HPVVEE*. Векторна діаграма протилежних сигналів представлена на рис.3.9. Норми кожного з векторів рівні

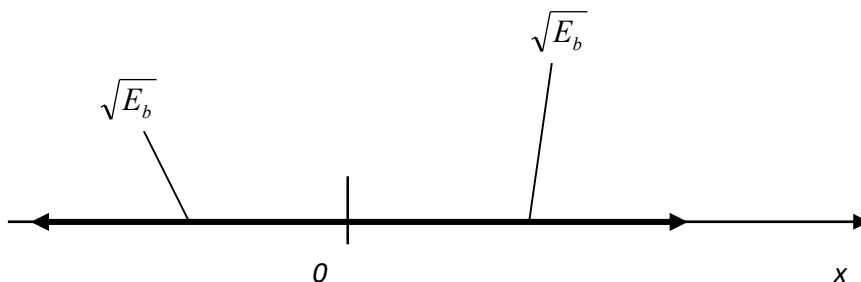


Рисунок 3.9 – Векторна діаграма протилежних сигналів ФМ-2

Припустимо, що в каналі із протилежними сигналами $\{-S, +S\}$ діє адитивна Гауссова завада N з дисперсією σ^2 і щільністю ймовірності [17]

$$w(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} \quad (3.6)$$

Ймовірність помилки при прийманні протилежних сигналів є ймовірність переходу суми переданого сигналу в область протилежного сигналу. Це еквівалентно ймовірності того, що сигнал з перешкодою $Z=S+N$ „подолає” відстань, рівну нормі будь-якого сигналу. Тоді ймовірність помилки буде визначатися виразом:

$$P\{Z > \sqrt{E_b}\} = \int_{\sqrt{E_b}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{x^2}{2\sigma^2}} dx \quad (3.7)$$

Для переходу до табульованої математичної функції виконаємо заміну змінної:

$$\frac{x^2}{2\sigma^2} = t^2, \quad dx = \sqrt{2}\sigma dt \text{ при } x = \sqrt{E_b}t = \frac{\sqrt{E_b}}{\sqrt{2}\sigma^2}, \text{ при } x = \infty \quad t = \infty$$

Після заміни змінної отримуємо:

$$P_o = P\{Z > \sqrt{E_b}\} = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \int_{\frac{\sqrt{E_b}}{\sqrt{2}\sigma^2}}^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (3.8)$$

У теорії ймовірностей відома спеціальна функція – інтеграл імовірностей:

$$\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt \quad (3.9)$$

і його доповнення до одиниці:

$$\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt \quad (3.10)$$

З урахуванням цього ймовірність помилки можна подати у вигляді:

$$P_o = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2\sigma^2}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{2N_0}}\right), \quad (3.11)$$

оскільки в розглянутому випадку дисперсія завади σ^2 дорівнює спектральній щільності потужності білого шуму N_0 . Програма для обчислення значень функції $\operatorname{erfc}(x)$ є в наборі вбудованих програм пакета *HPVEE*.

Встановлення й вимірювання відношення сигнал/шум базуються на теорії зв'язку, при чому криві завадостійкості будуються у вигляді залежностей імовірності помилки біта P_o від відношення енергії сигналу E_b , що відводиться на передавання біта інформації, до спектральної щільності потужності шуму N_0 , тобто:

$$h = \frac{E_b}{N_0} \quad (3.12)$$

Система передавання, що моделюється, входить до розряду систем із вузькосмуговими сигналами. Для таких систем відношення сигнал/шум можна виразити в такий спосіб.

Нехай P_c – потужність сигналу на вході вирішувального пристрою демодулятора і σ^2 – дисперсія завади, що зв'язана зі спектральною щільністю потужності шуму N_0 так:

$$\sigma^2 = N_0 F, \quad (3.13)$$

де F – смуга частотсигналу.

Підставляючи у вираз (3.12) значення енергії біта E_b , виражене через потужність сигналу на вході вирішувального пристрою демодулятора P_c і тривалість біта T_b : $E_b = P_c T_b$, отримуємо остаточно:

$$h = \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c}{\sigma^2} = q \quad (3.14)$$

Іншими словами, для установки стандартної величини $h = E_b/N_0$ у розглянутому випадку досить установити відношення потужності сигналу до потужності шуму (дисперсії) на вході вирішувального пристрою, оскільки, згідно (3.14), $q = h$. Слід зазначити, що величини P_c і $P_{\text{ш}}$ легко піддаються вимірюванню. Для систем з кодуванням (R – швидкість коду, $T_b = RT_c$, $E_b = RE_c$) вираз (3.12) має вигляд:

$$h = Rq, \text{ або } q = h/R. \quad (3.15)$$

При передаванні без збитковості ($R=1$) отримуємо (3.14).

В експерименті вручну встановлюється величина рівня шуму (Gauss-level), і тривалість циклу вимірювань N , по описаній вище методиці визначається експериментальна ймовірність помилки. Одночасно обчислюється дисперсія шуму, як середній квадрат функції шуму (тобто середня потужність шуму $\sigma^2 = P_{\text{ш}}$). У розглянутому випадку сигналів $\{+1 \text{ і } -1\}$ потужність будь-якого сигналу дорівнює $P_c = 1$. З урахуванням виразу (3.14) аргументом функції $\text{erfc}(x)$ є величина $P_c/P_{\text{ш}} = 1/P_{\text{ш}}$. Одночасно з підрахунком помилок визначається теоретичне значення ймовірності помилки:

$$P_0 = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{1}{2P_{\text{ш}}}}\right), \quad (3.16)$$

яке в подальшому дорівнює експериментальному. Відношення сигнал/шум в дБ, що відповідає встановленому рівню шуму, обчислюється за формулою (3.11), виводиться на панель і використовується далі для побудови графіків.

Проведемо дослідження завадостійкості системи бездротового доступу від середнього значення коефіцієнту релєєвських завмирань від відношення сигнал/завада. Це дослідження може надати важливі уявлення про оптимальні параметри системи бездротового доступу та допоможе покращити її ефективність в умовах реального середовища

Результати вимірювань завадостійкості при дії Гауссової завади і Релєєвських завмирань за наведеною вище методикою зведені у табл.3.4.- 3.10.

Таблиця 3.4 – Результати вимірювань завадостійкості

$G-l$	E_b/N_0 дБ	$BER-theory$	$BER-exp.$	N	EN	$Gauss\ disp.$	$Disp\ R$	R
0.10	11.76	43.06n	28.42u	1055000	30	66.65m	0.1	0
0.12	10.19	4.894u	0.4909m	55000	27	95.79m	0.1	0
0.14	8.737	0.1102m	3.5m	10000	35	0.1338	0.1	0
0.16	7.617	0.6759m	9m	5000	42	0.1731	0.1	0
0.18	6.486	2.845m	16.67m	1500	25	0.2246	0.1	0
0.20	5.667	6.617m	28m	1000	28	0.2712	0.1	0
0.22	5.377	8.63m	27.5m	800	22	0.2899	0.1	0
0.24	4.265	20.84m	56m	500	28	0.3745	0.1	0
0.26	3.737	29.66m	64m	500	32	0.4229	0.1	0
0.28	2.966	46.6m	72m	500	36	0.5051	0.1	0
0.30	2.337	64.19m	0.106	500	53	0.5838	0.1	0

$G-l$ – рівень адитивного Гауссового шуму;

E_b/N_0 – відношення сигнал/шум у дБ;

$BER-theory$ – теоретичне (розрахункове) значення ймовірності помилок;

$BER-exp.$ – виміряне (експериментальне) значення ймовірності помилок;

N – довжина циклу;

EN – кількість помилок на циклі вимірювань N ;

$Gauss\ disp$ – рівень Гауссового процесу, що визначає дисперсію Гауссової завади;

$Disp\ R$ – рівень Гауссового процесу, що визначає дисперсію Релєєвських завмирань;

R – вмикання (вимикання) Релєєвської завади (1 – $R(ON)$ – завада увімкнена; 0 – вимкнена);

$Mean\ R$ – середнє значення функції Релєєвських завмирань.

У пакеті *HPVEE* прийняті наступні позначення розрядності чисел:

$m - 10^{-3}$, $u - 10^{-6}$, $n - 10^{-9}$, $p - 10^{-12}$, $f - 10^{-15}$.

Отримані результати (табл. 3.4) свідчать про те, що вплив оптимізації середнього значення функції Релєєвських завмирань значно впливає на завадостійкість системи. Збільшення середнього значення призводить до

поліпшення відношення сигнал/завада, що підтверджує високий рівень ефективності та надійності системи в умовах завмирань та впливу завад.

Таблиця 3.5 – Результати вимірювань завадостійкості при Mean R=0.2

Аналізуючи отримані результати можна зробити наступні висновки:

- при збільшенні відношення сигнал/завада кількість помилкових бітових символів зменшується що відповідно зменшує ймовірність помилки та підвищує завадостійкість.
- Експериментальні значення завадостійкості при середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань рівному 0,2 значно відрізняється від теоретичних значень. Це свідчить про необхідність збільшення середнього значення

У табл. 3.6 приведені результати дослідження завадостійкості при збільшенні середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань до 0,5.

G-I рівень Гаус. завади	E_b/N_0 , дБ	BER- theory	BER- experim.	N	Error Number	Gauss disp.	Mean R	Disp R
0.301	2.304	74.13m	0.264	500	132	0.6271	0.5066	0.31
0.289	2.607	56.22m	0.262	500	131	0.5486	0.4969	0.31
0.277	2.705	53.5m	0.258	500	129	0.5364	0.505	0.31
0.265	3.265	39.44m	0.25	500	125	0.4715	0.5075	0.31
0.253	4.06	24.01m	0.226	500	113	0.3926	0.5025	0.31
0.241	4.527	17.23m	0.218	500	109	0.3526	0.5114	0.31
0.229	5.138	10.61m	0.216	500	108	0.3063	0.4998	0.31
0.217	5.173	10.3m	0.21	500	105	0.3038	0.4949	0.31
0.205	5.342	8.9m	0.198	500	99	0.2923	0.4927	0.31
0.193	5.994	4.807m	0.192	500	96	0.2516	0.4994	0.31
0.181	6.328	3.386m	0.19	500	95	0.2329	0.4912	0.31
0.169	7.351	0.978m	0.16	500	80	0.184	0.4975	0.31
0.157	7.774	0.5381m	0.154	500	77	0.167	0.5119	0.31
0.145	8.738	0.11m	0.136	500	68	0.1337	0.5096	0.31
0.133	9.411	29.26u	0.102	500	51	0.1145	0.5117	0.31
0.121	10.1	6.015u	94m	500	47	97.64m	0.4992	0.31
0.109	11.18	0.2982u	88m	500	44	76.16m	0.5135	0.31
0.097	12.19	8.616n	80m	500	40	60.37m	0.5054	0.31
0.085	12.79	0.6981n	64m	500	32	52.6m	0.5109	0.31
0.073	14.12	0.6458p	48m	500	24	38.68m	0.5048	0.31
0.061	15.92	0.9639e-18	33m	1000	33	25.6m	0.5046	0.31
0.049	17.68	2.685e-27	25m	1000	25	17.07m	0.504	0.31
0.037	20.44	0	17m	2000	34	9.041m	0.4935	0.31
0.025	23.87	0	6.6m	5000	33	4.101m	0.5074	0.31
0.013	29.51	0	1.75m	20000	35	1.118m	0.5016	0.31
0.001	51.77	0	11.49u	2000000	23	6.67u	0.5057	0.31

G-1 рівень Гаус. завади	E_b/N_0 , дБ	BER- theory	BER- experim.	N	Error Number	Gauss disp.	Mean R	Disp R
0.301	2.304	74.13m	0.264	500	132	0.6271	0.5066	0.31
0.289	2.607	56.22m	0.262	500	131	0.5486	0.4969	0.31
0.277	2.705	53.5m	0.258	500	129	0.5364	0.505	0.31
0.265	3.265	39.44m	0.25	500	125	0.4715	0.5075	0.31
0.253	4.06	24.01m	0.226	500	113	0.3926	0.5025	0.31
0.241	4.527	17.23m	0.218	500	109	0.3526	0.5114	0.31
0.229	5.138	10.61m	0.216	500	108	0.3063	0.4998	0.31
0.217	5.173	10.3m	0.21	500	105	0.3038	0.4949	0.31
0.205	5.342	8.9m	0.198	500	99	0.2923	0.4927	0.31
0.193	5.994	4.807m	0.192	500	96	0.2516	0.4994	0.31
0.181	6.328	3.386m	0.19	500	95	0.2329	0.4912	0.31
0.169	7.351	0.978m	0.16	500	80	0.184	0.4975	0.31
0.157	7.774	0.5381m	0.154	500	77	0.167	0.5119	0.31
0.145	8.738	0.11m	0.136	500	68	0.1337	0.5096	0.31
0.133	9.411	29.26u	0.102	500	51	0.1145	0.5117	0.31
0.121	10.1	6.015u	94m	500	47	97.64m	0.4992	0.31
0.109	11.18	0.2982u	88m	500	44	76.16m	0.5135	0.31
0.097	12.19	8.616n	80m	500	40	60.37m	0.5054	0.31
0.085	12.79	0.6981n	64m	500	32	52.6m	0.5109	0.31
0.073	14.12	0.6458p	48m	500	24	38.68m	0.5048	0.31
0.061	15.92	0.9639e-18	33m	1000	33	25.6m	0.5046	0.31
0.049	17.68	2.685e-27	25m	1000	25	17.07m	0.504	0.31
0.037	20.44	0	17m	2000	34	9.041m	0.4935	0.31
0.025	23.87	0	6.6m	5000	33	4.101m	0.5074	0.31
0.013	29.51	0	1.75m	20000	35	1.118m	0.5016	0.31
0.001	51.77	0	11.49u	2000000	23	6.67u	0.5057	0.31

Таблиця 3.6 – Результати вимірювань завадостійкості при Mean R=0.5

Аналізуючи результати вимірювань завадостійкості табл. 3.6. відмічається значна розбіжність між експериментальними та теоретичними значеннями завадостійкості при середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань рівному 0,5. Це вказує на можливу несхожість між моделлю та реальним середовищем передачі сигналу. Збільшення середнього значення коефіцієнта може бути одним із шляхів для поліпшення узгодженості експериментальних та теоретичних результатів.

Для подальшого аналізу та вирішення розбіжностей варто перевірити вплив збільшення середнього значення коефіцієнта релеївських завмирань на результати досліджень. Це може допомогти покращити відповідність між експериментальними та теоретичними значеннями завадостійкості.

У табл. 3.7 приведені результати дослідження завадостійкості при збільшенні середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань до 0,8.

G-I рівень Гаус. завади	E_b/N_0 , дБ	BER- theory	BER- experim.	N	Error Number	Gauss disp.	Mean R	Disp R
0.301	2.213	66.57m	0.176	500	88	0.5939	0.8086	0.497
0.289	2.71	53.34m	0.172	500	86	0.5357	0.8069	0.497
0.277	3.148	42.16m	0.168	500	84	0.4844	0.8222	0.497
0.265	3.306	38.52m	0.158	500	79	0.4671	0.7941	0.497
0.253	3.81	28.32m	0.146	500	73	0.4159	0.8174	0.497
0.241	4.265	20.85m	0.144	500	72	0.3746	0.7909	0.497
0.229	4.629	15.96m	0.13	500	65	0.3444	0.8182	0.497
0.217	4.828	13.68m	0.106	500	53	0.329	0.8353	0.497
0.205	6.007	4.744m	0.104	500	52	0.2508	0.8102	0.497
0.193	6.286	3.543m	98m	500	49	0.2352	0.8132	0.497
0.181	6.874	1.805m	82m	500	41	0.2054	0.8238	0.497
0.169	7.54	0.7544m	76m	500	38	0.1762	0.8021	0.497
0.157	8.093	0.3301m	74m	500	37	0.1551	0.7957	0.497
0.145	9.031	63.35u	64m	500	32	0.125	0.8108	0.497
0.133	9.067	59u	58m	500	29	0.124	0.8078	0.497
0.121	10.31	3.621u	54m	500	27	93.21m	0.7901	0.497
0.109	10.66	1.413u	50m	500	25	85.97m	0.8102	0.497
0.097	11.96	20.91n	48m	500	24	63.68m	0.8059	0.497
0.085	13.34	51.23p	24m	1000	24	46.37m	0.8184	0.497
0.073	14.43	92.16f	21m	1000	21	36.02m	0.7905	0.497
0.061	16.17	88.44e-21	12m	2000	24	24.14m	0.8142	0.497
0.049	17.91	0.1104e-27	7.4m	5000	37	16.2m	0.8165	0.497
0.037	20.54	0	7m	5000	35	8.823m	0.8183	0.497
0.025	23.76	0	2m	10000	20	4.205m	0.8126	0.497
0.013	29.52	0	0.75m	40000	30	1.117m	0.8094	0.497
0.001	51.77	0	7.33u	3000000	22	6.672	0.8105	0.497

Таблиця 3.7 – Результати вимірювань завадостійкості при Mean R=0.8

Аналізуючи результати вимірювань завадостійкості табл. 3.7. відмічається зменшення розбіжність між експериментальними та теоретичними значеннями завадостійкості при середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань рівному 0,8. Це вказує на необхідність збільшення середнього значення коефіцієнта.

У табл. 3.8 приведені результати дослідження завадостійкості при збільшені середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань до 1,3.

Таблиця 3.8 – Результати вимірювань завадостійкості при Mean R=1.3

G-I рівень Гаус. завади	E_b/N_0 , дБ	BER-theory	BER-experim.	N	Error Number	Gauss disp.	Mean R	Disp R
0.301	2.409	62m	0.122	500	61	0.5742	1.311	0.797
0.289	2.543	58.05m	98m	500	49	0.5507	1.301	0.797
0.277	2.889	48.58m	94m	500	47	0.5142	1.307	0.797
0.265	3.047	44.58m	82m	500	41	0.4958	1.283	0.797
0.253	3.791	28.66m	66m	500	33	0.4177	1.301	0.797
0.241	4.349	19.64m	64m	500	32	0.3674	1.289	0.797
0.229	4.539	17.09m	60m	500	30	0.3516	1.301	0.797
0.217	5.173	10.3m	58m	500	29	0.3039	1.314	0.797
0.205	5.748	6.122m	52m	500	26	0.2662	1.332	0.797
0.193	5.999	4.782m	50m	1000	50	0.2512	1.326	0.797
0.181	6.269	3.607m	46m	1000	46	0.2361	1.297	0.797
0.169	7.209	1.182m	40m	1000	40	0.1901	1.28	0.797
0.157	7.713	0.5881m	38m	1000	38	0.1693	1.26	0.797
0.145	8.519	0.1626m	36m	1000	36	0.1406	1.286	0.797
0.133	9.34	34u	30m	1000	30	0.1164	1.305	0.797
0.121	10.26	4.019u	28m	1000	28	94.09m	1.306	0.797
0.109	11.03	0.4794u	18.5m	2000	37	78.91m	1.282	0.797
0.097	11.91	25.19n	15.6m	5000	78	64.42m	1.303	0.797
0.085	13.28	69.31p	10.8m	5000	54	47.02m	1.287	0.797
0.073	14.55	42.11f	8.6m	5000	43	35.05m	1.305	0.797
0.061	15.99	0.4865e-18	7m	5000	35	25.16m	1.296	0.797
0.049	18.02	19.78e-30	4.2m	5000	21	15.76m	1.286	0.797
0.037	20.42	0	2.267m	15000	34	9.079m	1.302	0.797
0.025	23.82	0	0.775m	40000	31	4.146m	1.306	0.797
0.013	29.48	0	0.2398m	100000	24	1.127m	1.294	0.797
0.001	51.86	0	4.612u	5000000	23	7.011u	1.311	0.797

Аналізуючи результати вимірювань завадостійкості табл. 3.8 також відмічається зменшення розбіжності між експериментальними та теоретичними значеннями завадостійкості при середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань рівному 1,3. Це вказує на необхідність збільшення середнього значення коефіцієнта до 1,5.

У табл. 3.9 приведені результати дослідження завадостійкості при збільшені середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань до 1,5.

G-I рівень Гаус. завади	E_b/N_0 , дБ	BER-theory	BER-experim.	N	Error Number	Gauss disp.	Mean R	Disp R
0.301	2.75	52.28m	76m	500	38	0.5309	1.513	0.91
0.289	2.279	56.98m	72m	500	36	0.5916	1.514	0.91
0.277	3.196	41.02m	66m	500	33	0.479	1.504	0.91
0.265	3.883	27.02m	60m	500	30	0.409	1.523	0.91
0.253	3.97	25.51m	58m	500	29	0.4009	1.479	0.91
0.241	4.595	16.38m	54m	500	27	0.3471	1.483	0.91
0.229	4.645	15.77m	46m	500	23	0.3431	1.506	0.91
0.217	5.049	11.43m	44m	1000	44	0.3127	1.479	0.91
0.205	5.446	8.112m	40m	1000	40	0.2854	1.494	0.91
0.193	6.11	4.267m	38m	1000	38	0.2449	1.455	0.91
0.181	6.682	2.271m	35m	1000	35	0.2147	1.503	0.91
0.169	6.915	1.718m	30m	1000	30	0.2035	1.468	0.91
0.157	7.419	0.8919m	27m	1000	27	0.1812	1.476	0.91
0.145	8.4	0.1993m	24m	1000	24	0.1445	1.451	0.91
0.133	9.118	53.4u	21m	1000	21	0.1225	1.491	0.91
0.121	10.08	6.38u	18m	2000	36	98.18m	1.488	0.91
0.109	10.96	0.5975u	11m	2000	22	80.26m	1.503	0.91
0.097	12.01	17.22n	10.4m	5000	52	62.92m	1.464	0.91
0.085	13.19	0.1077n	9.8m	5000	49	47.99m	1.479	0.91
0.073	14.42	98.73f	8m	5000	40	36.11m	1.489	0.91
0.061	16.2	65.95e-21	4.4m	5000	22	23.97m	1.492	0.91
0.049	17.93	76.74e-30	2.3m	10000	23	16.1m	1.488	0.91
0.037	20.4	0	1.8m	20000	36	9.111m	1.474	0.91
0.025	23.8	0	0.5498m	40000	22	4.171m	1.491	0.91
0.013	29.49	0	0.1867m	150000	28	1.124m	1.481	0.91
0.001	51.78	0	3.429u	7000000	24	6.831u	1.493	0.91

Таблиця 3.9 – Результати вимірювань завадостійкості при Mean R=1.5

Аналізуючи результати вимірювань завадостійкості табл. 3.9 також відмічається подальше зменшення розбіжність між експериментальними та теоретичними значеннями завадостійкості при середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань рівному 1,5.

У цьому випадку система забезпечує відношення сигнал/завада 34,6 дБ при ймовірності помилки 10^{-4} . Це свідчить про те, що оптимізація середнього значення функції Релеєвських завмирань сприяє покращенню ефективності системи та її здатності ефективно працювати в умовах впливу завад.

У табл. 3.10 приведені результати дослідження завадостійкості при збільшені середньому значенні коефіцієнта релеївських завмирань до 2,0.

Таблиця 3.10 – Результати вимірювань завадостійкості при Mean R=2

G-I рівень Гаус. завади	E_b/N_0 , дБ	BER- theory	BER- experim.	N	Error Number	Gauss disp.	Mean R	Disp R
0.301	1.902	78.33m	54m	1000	54	0.6453	2.037	1.25
0.289	2.7	53.62m	48m	1000	48	0.537	1.999	1.25
0.277	3.861	51.72m	43m	1000	43	0.5284	2.039	1.25
0.265	4.633	47.73m	37m	1000	37	0.5103	2.006	1.25
0.253	4.992	27.58m	31m	1000	31	0.412	1.992	1.25
0.241	5.21	20.11m	26m	1000	26	0.3702	2.063	1.25
0.229	5.834	18.01m	24m	1000	24	0.3574	2.07	1.25
0.217	5.983	10.52m	21m	1000	21	0.3056	2.014	1.25
0.205	6.521	6.309m	18m	1500	27	0.2681	1.956	1.25
0.193	6.712	5.892m	16.33m	1500	24	0.2637	2.035	1.25
0.181	7.259	2.241m	15.67m	1500	24	0.2141	2.032	1.25
0.169	7.832	1.107m	13m	2000	26	0.188	2.026	1.25
0.157	8.011	0.4955m	12m	2000	24	0.1684	2.037	1.25
0.145	8.5	0.1681m	11.5m	2000	23	0.1413	2.021	1.25
0.133	9.184	46.81u	11m	2500	28	0.1207	2.068	1.25
0.121	9.813	6.175u	10m	2500	25	97.88m	2.04	1.25
0.109	10.9	0.7021u	7.4m	5000	37	81.27m	2.029	1.25
0.097	12.55	14.99n	5m	5000	25	62.39m	2.043	1.25
0.085	13.06	0.1963n	4.4m	5000	22	49.38m	2.047	1.25
0.073	14.549	55.93f	2.75m	8000	22	35.39m	2.015	1.25
0.061	16.06	0.264e-18	2.3m	10000	23	24.79m	2.026	1.25
0.049	17.98	35.52e-30	1.667m	15000	25	15.91m	2.03	1.25
0.037	20.42	0	0.6998m	30000	21	9.088m	2.031	1.25
0.025	23.81	0	0.3429m	70000	24	4.154m	2.039	1.25
0.013	29.48	0	93.35u	225000	21	1.128m	2.041	1.25
0.001	51.82	0	2.312u	1000000	23	5.938u	2.027	1.25

При збільшенні середнього значення до Mean R=2 система забезпечує найкращу завадостійкість і відношення сигнал/завада 29,12 дБ при ймовірності помилки 10^{-4} . Це свідчить про те, що вибір оптимального середнього значення функції Релеєвських завмирань впливає на ефективність системи та її здатність витримувати вплив завад в умовах реального середовища передачі даних.

За результатами експериментальних досліджень приведених у табл. 3.4-3.10 побудуємо графіки завадостійкості для каналів з АБГШ і Релеєвськими завмираннями, щоб порівняти їх з теоретичними.

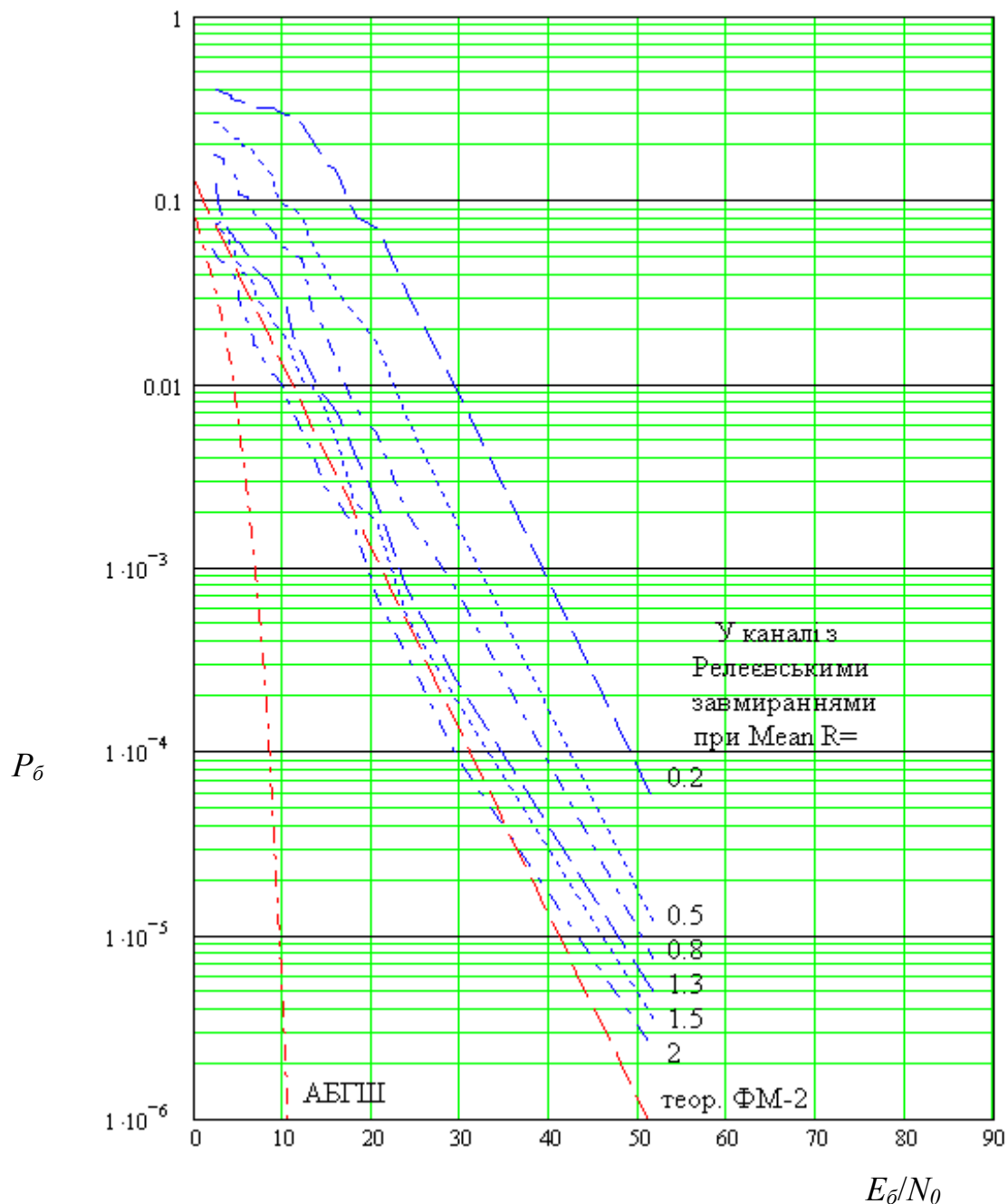


Рисунок 3.10 – Експериментальне дослідження завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями

Експериментальні дослідження на основі розробленої методики дозволили побудувати характеристики завадостійкості для різних умов завмирань, включаючи вплив гауссової завади та релеєвських завмирань.

Обране середнє значення функції релеївських завмирань, рівне 2, дозволяє наблизити характеристики завадостійкості до теоретичних значень, що підтверджує адаптабельність розробленої методики для різних умов.

Отже, з урахуванням вищезазначених факторів, розроблена методика є ефективним інструментом для аналізу та оцінки завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями.

3.3 Висновки за розділом

Розроблена методика розрахунку ймовірності помилки в каналі з Релеєвськими завмираннями дозволяє провести оцінку ефективності використання цифрових методів модуляції та завадостійкого кодування в системах бездротового доступу. На основі розробленої методики було проведено дослідження завадостійкості системи бездротового доступу з використанням цифрової модуляції ФМ-2 та середнім значенням функції релеївських завмирань від 0,2 до 2. Показано що при середньому значенні функції релеївських завмирань 2 експериментальна завадостійкість максимально наближається до потенційної завадостійкості. Розроблена методика розрахунку завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями є ефективною та точною. вона забезпечує точні показники каналів із амплітудними та повільними завмираннями.

Результати експериментальних досліджень підтверджують, що зміна середнього значення функції релеєвських завмирань має визначальний вплив на характеристики завадостійкості. Зменшення цього значення призводить до погіршення завадостійкості, в той час як збільшення його вдосконалює ці характеристики.

Методика розрахунку та експериментальне дослідження завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями представляють значущий внесок у розвиток та вдосконалення безпроводових комунікаційних систем. За допомогою розробленої методики вдалося аналізувати та оцінювати вплив завмирань на ефективність приймання сигналів у каналах зв'язку.

Експериментальні дослідження, проведені за допомогою імітаційної моделі, дозволили отримати важливі характеристики завадостійкості для різних умов та параметрів завмирань. Зокрема, аналіз впливу Гауссової завади та Релеєвських

завмирань на відношення сигнал/шум у каналі надав важливу інформацію щодо оптимальних стратегій роботи системи в умовах різноманітних завад. Отримані результати підтверджують ефективність розробленої методики, яка забезпечує точне моделювання та аналіз характеристик системи приймання в умовах завмирань. Це відкриває можливості для подальших досліджень та оптимізації бездротових систем, спрямованих на підвищення надійності та ефективності передачі даних в умовах реальних завдань та обмежень каналів зв'язку.

В наступному розділі буде проведено експериментальне дослідження завадостійкості багатопозиційних сигналів спільно з згортковими кодами.

РОЗДІЛ 4 ДОСЛІДЖЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ОПТИМАЛЬНОГО ПРИЙМАННЯ В КАНАЛАХ ІЗ ЗАВМИРАННЯМИ З ВИКОРИСТАННЯМ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОГО КОДУВАННЯ

4.1 Методика розрахунку ймовірності помилки в каналі з релеєвськими завмираннями

Як відомо у каналах безпроводового доступу діють повільні (неселективні) завмирання, що підпорядковуються розподілу Релея, тому завадостійкість кодованого передавання із використанням кодів потребує дослідження за методикою, частково описаною в розділі 2, враховуючи те, що при двійковому передаванні по каналу з АБГШ із фіксованим коефіцієнтом завмирання $\alpha=1$ імовірність появи бітової помилки для основної когерентної та некогерентної схеми PSK і ортогональної схеми FSK.

На рис. 4.1 показано завадостійкість цифрових методів модуляції та можливий енергетичний виграш при використанні завадостійкого кодування.

Найвищу завадостійкість забезпечує цифрова система з використанням методу модуляції ФМ-4. В залежності від поставлених вимог надійності цифрової системи завадостійкість підвищується з використанням завадостійкого кодування. На рис. 4.1 представлені криві завадостійкості цифрових систем з використанням завадостійких згорткових кодів зі швидкостями $\frac{1}{2}$, $\frac{2}{3}$, $\frac{3}{4}$. Необхідне співвідношення сигнал/шум розраховують по відношенню до некодованої ФМ-4.

Подальше підвищення енергетичної ефективності можливе при використанні каскадних методів кодування, які передбачають два етапи кодування і, відповідно, декодування.

					КНУ.РМ.123.23.11. В			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	ВИСНОВКИ	Літера	Арквш	Аркушів
Розробив	Іщенко						72	
Перевірив	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнєцов					КІ-22м		
Затвердив	Купін							

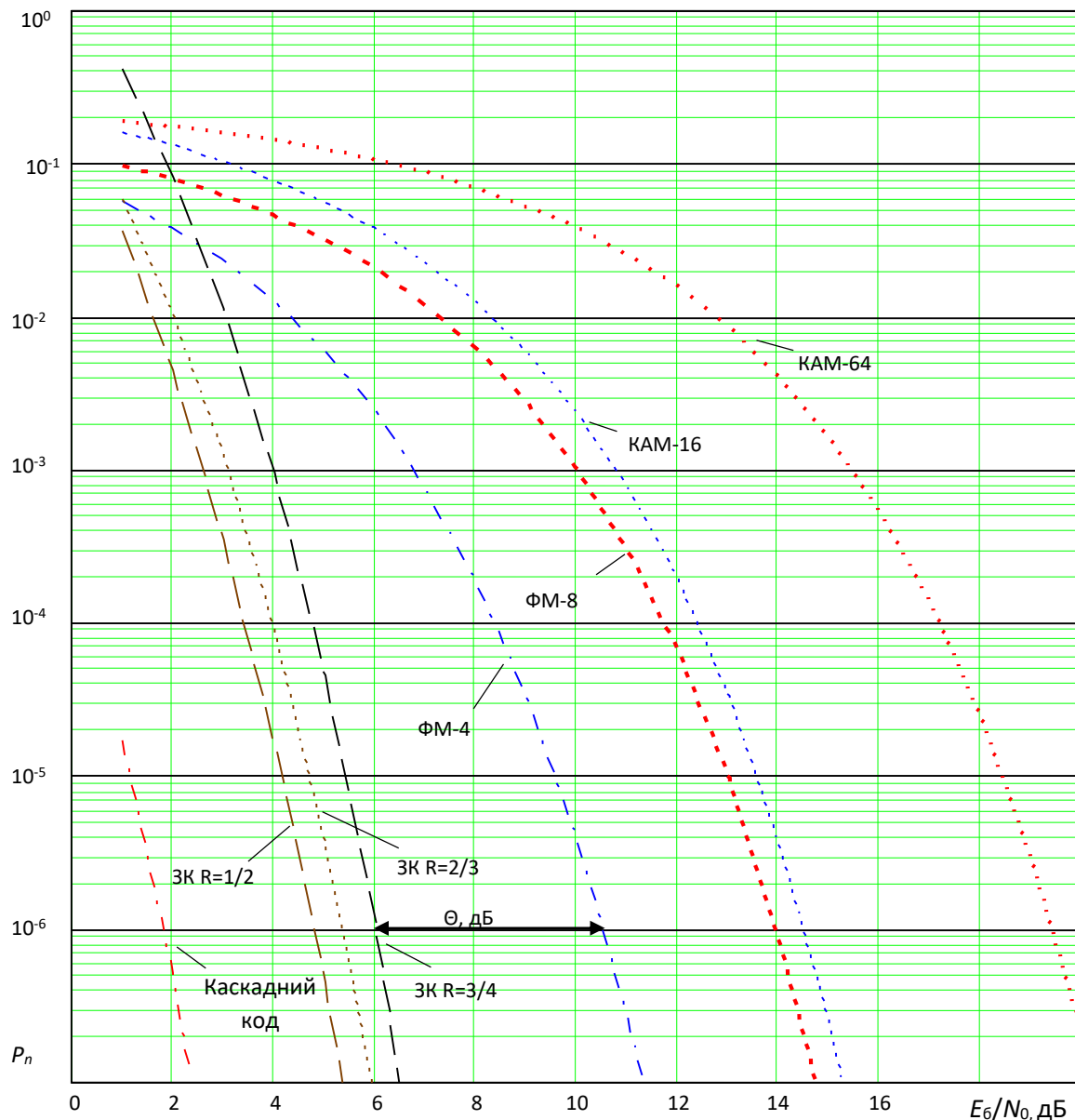


Рисунок 4.1 - Завадостійкість сигналів та кодів

Окрім згорткового кодування з декодуванням за алгоритмом Вітербі, що виконує роль внутрішнього коду, також застосовується зовнішнє кодування блоковим недвійковим кодом Ріда-Соломона. Внутрішній код коригує значну частину помилок каналу, а досягнення необхідного рівня помилок забезпечується зовнішнім декодером, що дає можливість отримати додатковий енергетичний виграш до 2 дБ.

Таблиця 4.2 - Характеристики згорткових кодів та асимптотичний енергетичний виграш

Відносна швидкість коду	Характеристики згорткових кодів			
	Породжувальні поліноми коду	Мінімальна кодова віддаль, d_f	Довжина кодового обмеження, v	АЕВК, дБ
1/3	25,33,37	8	4	6,02
1/2	31,33	7	4	5,44
2/3	31,33,31	7	4	5,23
3/4	25,37,37,37	6	4	4,78
1/3	133,145,175		6	6,99
1/2	133,171		6	6,99
2/3	133,171,133		6	6,02
3/4	135,163,163,163		6	6,73

Про те, при умові багатопроменевого поширення, якщо відсутній відбитий компонент сигналу, α є випадковою змінною із релеевським розподілом.

На рис. 4.2 відображений графік імовірності помилки для такого релеевського завмирання, за умови якщо $(E_b/N_0) E(\alpha^2) \gg 1$, де $E(\cdot)$ виражає математичне очікування, формули для ймовірності бітової помилки при використанні основних схем двійкового передавання сигналів наведені в розділі 2.

Кожна схема передавання сигналу, яка в каналі з АБГШ давала графік у вигляді водоспаду, тепер, в результаті релеевського завмирання, описується приблизно лінійною функцією табл. 4.2.

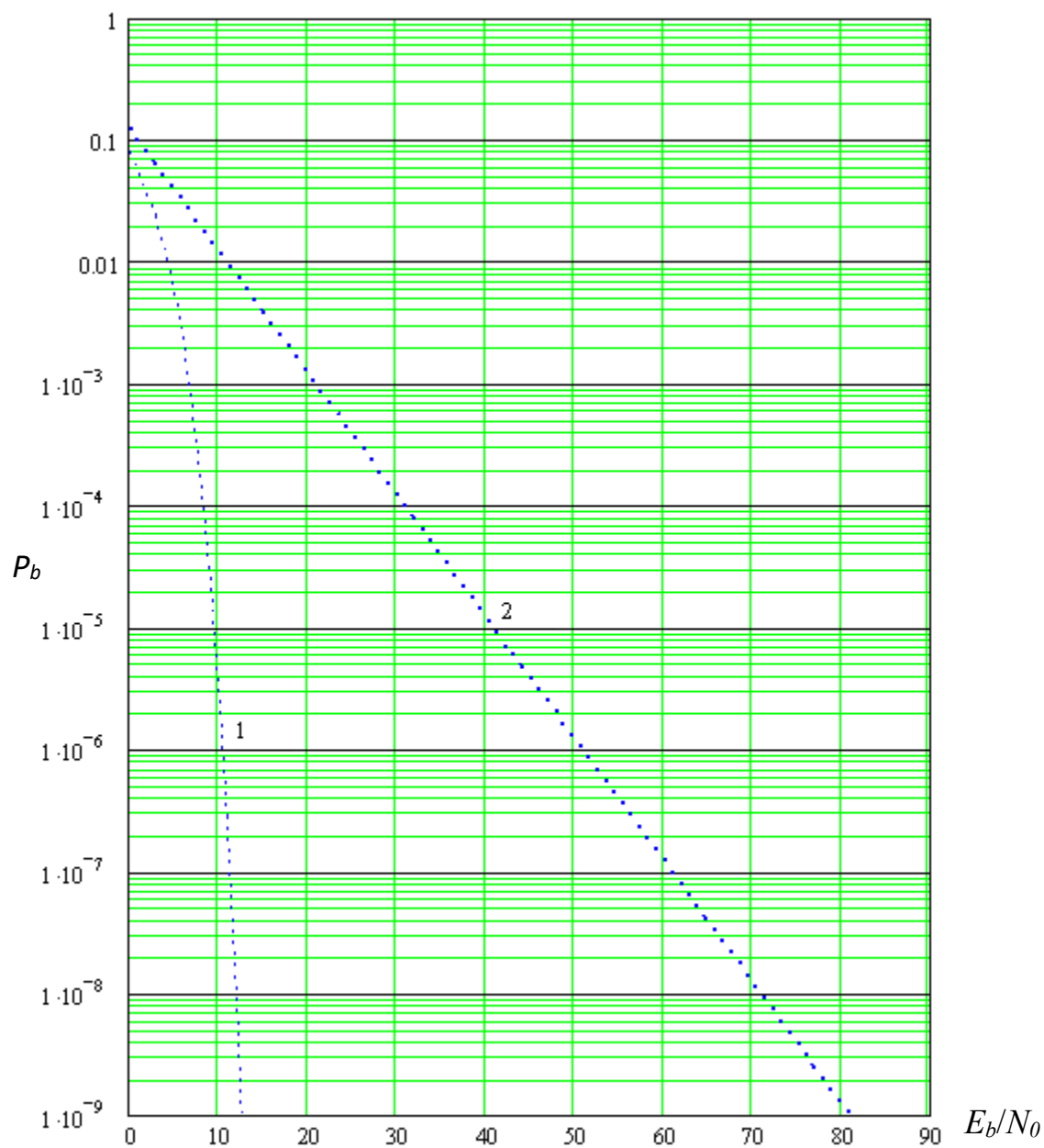


Рисунок 4.2 – Ймовірність помилки при двійковому передаванні по каналу з повільним Релеєвським завмиранням при використанні сигналів ФМ-4

4.2 Характеристики згорткових кодів для систем з просторово-часовим кодуванням

На рис. 4.3 представлений простий приклад структури кодера на передачі. Кодування проводиться в алфавіті алгебраїчного кільця Z_4 (кільце цілих чисел з операціями додавання і множення по модулі 4). Кількість передавальних і прийомних антен $N=M=2$. Виходи кодера b_1 і b_2 підключені до відповідних входів модуляторів рознесених передавальних антен.

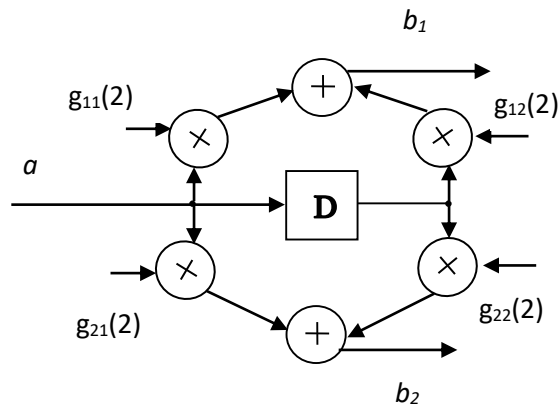
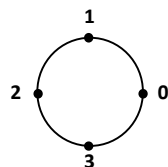


Рисунок 4.3 – Кодер згорткового коду

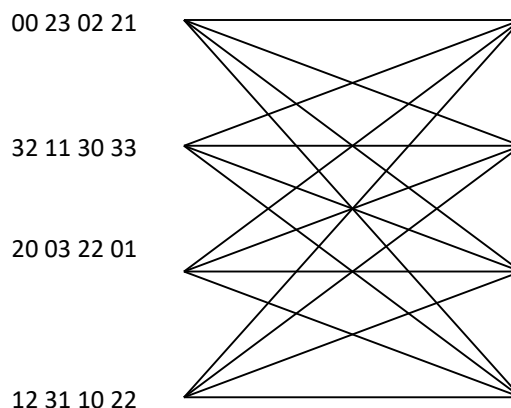
Параметри дані

- довжина кодового обмеження $\nu = 1$;
- відносна швидкість коду $R=1/2$;
- породжуючі поліноми (23,32).

З метою підвищення питомої швидкості передачі інформації в модуляторах використовується фазова модуляція ФМ-4. Відповідне сигнальне сузір'я показане на рис. 4.4.



а)



б)

Рисунок 4.4 – Сигнальне сузір'я (а) і решітчаста діаграма (б) просторово-часового кода ($M = 4$, $S = 4$)

Число станів ПЧК визначається структурою кодера і дорівнює $S = 4$. Багаточлени, що породжують, кодера представлені у восьмирічній формі запису мають вигляд (23,32) – код з одиничною пам'яттю).

Один крок решітчастої діаграми ПЧК містить набори попередніх і подальших станів і сполучаючи їх гілок. Кожна гілка маркується парою символів на виході кодера $b1b2$. У лівій частині діаграми показані рядки з парами символів, маркуючими гілки, що виходять з конкретного стану у порядку їх переліку зверху вниз. Наприклад, пара символів $b1b2 = 00$, розташована в другому рядку на другому місці зліва маркує гілку, що сполучає попередній стан «0» з подальшим станом «0». Передбачається, що обробка сигналів на прийомі виробляється шляхом декодування по решітках ПЧК на основі алгоритму Вітербі.

Одним з важливих показників системи зв'язку є завадостійкість що характеризує здатність системи забезпечувати надійність системи при дії завад. Для розрахунку завадостійкості системи з використанням просторово-часових кодів скористаємось основними параметри і показниками ефективності системи с ПЧК які приведені в табл. 4.1.

Таблиця 4.1 – Характеристики згорткових кодів для систем з просторово-часовим кодуванням

№	Модуляція	Кодові генератори	Відносна швидкість коду, R_k	Квадрат вільної віддалі коду, d_f^2	Відносна складність декодування, W	Показник ефективності кодів ПЧК		ЕВК, дБ
						Удільна швидкість коду, γ	Відношення сигнал-шум дБ	
1	ФМ-4	1,1	1/2	4	96	1	45.74	11
2	ФМ-4	12,11	1/2	10	96	1	41.761	14
3	ФМ-4	23,22,32	1/3	16	96	0,75	37.916	19
4	ФМ-4	11,33,12,12	1/4	20	96	0,5	35.74	21
5	ФМ-8	5,1	1/2	4	2304	1,5	45.74	11
6	ФМ-8	73,67	1/2	6,586	3072	1,5	43.576	13

Питома швидкість коду (γ) – розраховується за наступною формулою:

$$\gamma = R_k \cdot R_M \quad (4.1)$$

де R_M – відносна швидкість модуляції, яку можна знайти за формулою:

$$R_M = \log_2 M \quad (4.2)$$

де M - число елементарних сигналів.

Автором розроблено алгоритм розрахунку знайдених кодів, на основі проведеного дослідження, рис.4.4

Отже, в п.4.1 проведено оцінка ймовірності помилки в каналі з релеєвськими завмираннями на основі чого визначено, ефективність системи передавання в бездротових мережах

В п.4.2 проведено оцінку характеристик згорткових кодів для систем з просторово-часовим кодуванням, на основі чого визначено оптимальні параметри завадостійкого коду та багатопозиційних сигналів.

Про те, дослідження завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями з використанням просторово-часового кодування буде не повним якщо не визначити питому швидкість кодів ПЧК та оцінки складності кодування ПЧК. Результатом дослідження є розрахунок завадостійкості системи зв'язку з використанням ПЧК та оцінка практичного застосування цього наукового дослідження.



Рисунок 4.4 – Алгоритм дослідження завадостійкості оптимального приймання в каналах із замираннями з використанням просторово-часового кодування

Розрахунок питомої швидкості кодів ПЧК відбувається за формулою:

$$\gamma = R_k \cdot R_M = R_k \cdot \log_2 M \quad (4.3)$$

де R_k швидкість кодера ($R_k = \frac{1}{2}, R_k = \frac{1}{3}, R_k = \frac{1}{4}$ - залежить від методу модуляції);

$R_M = \log_2 M$ – швидкість методу модуляції (M – об'єм алфавіту у табл. 4.2 $M = 4$ і 8), а $\log_2 M$ – визначає кількість двійкових одиниць (біт), який переноситься одним сигналом ФМ-М.

Тому, питому швидкість кодів ПЧК у табл. 4.1 обчислено: $\gamma = R_k \cdot \log_2 4$ (для кодів ПЧК на основі ФМ-4), $\gamma = R_k \cdot \log_2 8$ (для кодів ПЧК на основі ФМ-8).

Оцінка складності декодування за алгоритмом Вітербі проводиться за кількістю віток кодових решіток W , що обробляються декодером перед ухваленням рішення. Величина W залежить від кількості розгалужених на кожному кроці декодування W_0 і від глибини перегляду шляхів L . За даними посібника [6] величину L визначити за графіком (рис. 4.3)

При відносній швидкості коду $R_k = \frac{1}{2}$ глибина декодування дорівнює $L = (6 - 7) \cdot \nu$, де ν - довжина кодового обмеження. Кількість віток розгалуження, що обробляються декодером на одному кроці декодування обчислюється як $W_0 = S \cdot M$.

Результати таких обчислень наведені в таблиці 4.1

$$W = L \cdot W_0 \quad (4.4)$$

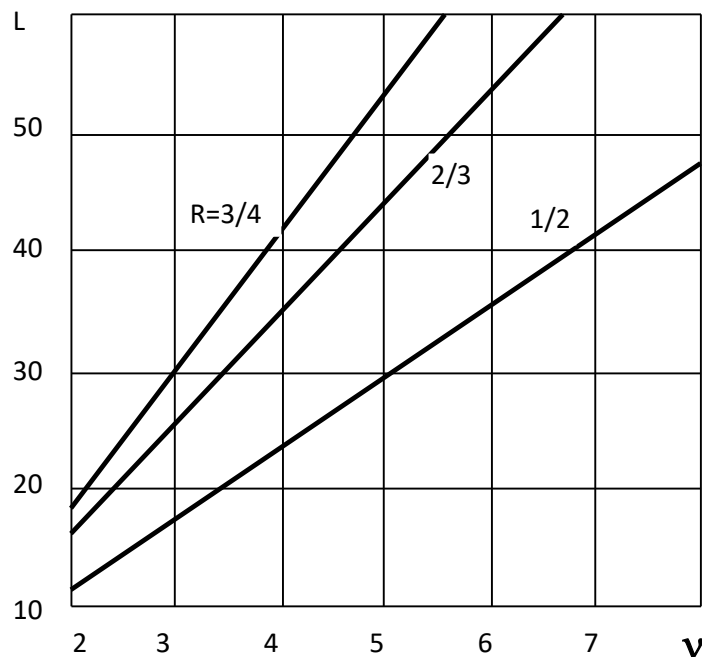


Рисунок 4.5 – Залежність глибини декодування від декодування від швидкості коду і довжини кодового обмеження

Для прикладу складність декодування коду № 1 табл. 4.1 дорівнює $W = 96$ при $W_0 = 16$.

Згідно алгоритму, розрахунок завадостійкості системи зв'язку з використанням ПЧК проведемо в пункті 4.2.

4.3 Розрахунок завадостійкості системи зв'язку з використанням ПЧК

Проведемо розрахунки завадостійкості системи з ПЧК за формулами:

$$\overline{P}_0 = \frac{1}{\sigma_k^2} \cdot \frac{h}{\pi} \cdot \frac{\gamma \cdot q_0}{\sqrt{2}} \int_0^{\infty} e^{-k^2 \left(\frac{1}{\sigma_k^2} + \frac{2}{\gamma^2 \cdot q_0^2} \right)} dk = \frac{h}{2} \cdot \left[1 - \sqrt{\frac{q_0^2}{q_0^2 + 2 \cdot \gamma^2}} \right] \quad (4.5)$$

При $q_0^2 \gg 1$ отримуємо приблизний вираз:

$$\overline{P}_0 = \frac{h}{2 \cdot \gamma^2 \cdot q_0^2}, \quad (4.6)$$

де коефіцієнт $h = 0,6$.

Якщо задано ймовірність помилки $\overline{P}_0$, то із виразу (4.5) можна отримати величину відношення сигнал/шум, необхідну для забезпечення $\overline{P}_0$:

$$q_0^2 = \frac{h}{2 \cdot \gamma^2 \cdot \overline{P}_0} \quad (4.7)$$

Для розрахунку завадостійкості було використано пакеті MathCAD.

Отримані дані зведемо в таблицю 4.2.

Таблиця 4.2 – Результати розрахунку завадостійкості системи з ПЧК

q_0^2 дБ	$\bar{P}_0$ ФМ-4 без кодування	$\bar{P}_0$ ФМ-4 ПЧК Код (1.1)	$\bar{P}_0$ ФМ-4 ПЧК Код (12.11)	$\bar{P}_0$ ФМ-4 ПЧК Код (23.22.32)	$\bar{P}_0$ ФМ-4 ПЧК Код (11.33.12.12)	$\bar{P}_0$ ФМ-8 ПЧК Код (5.1)	$\bar{P}_0$ ФМ-8 ПЧК Код (33.11)
1	0.397	0.03	$1.25 \cdot 10^{-2}$	$3.932 \cdot 10^{-3}$	$2.979 \cdot 10^{-3}$	0.03	0.015
10	0.05	$3.75 \cdot 10^{-3}$	$1.25 \cdot 10^{-3}$	$4.95 \cdot 10^{-4}$	$3.75 \cdot 10^{-4}$	$3.75 \cdot 10^{-3}$	$1.875 \cdot 10^{-3}$
20	$5 \cdot 10^{-3}$	$3.75 \cdot 10^{-4}$	$1.25 \cdot 10^{-4}$	$4.95 \cdot 10^{-5}$	$3.75 \cdot 10^{-5}$	$3.75 \cdot 10^{-4}$	$1.875 \cdot 10^{-4}$
30	$5 \cdot 10^{-4}$	$3.75 \cdot 10^{-5}$	$1.25 \cdot 10^{-5}$	$4.95 \cdot 10^{-6}$	$3.75 \cdot 10^{-6}$	$3.75 \cdot 10^{-5}$	$1.875 \cdot 10^{-5}$
40	$5 \cdot 10^{-5}$	$3.75 \cdot 10^{-6}$	$1.25 \cdot 10^{-6}$	$4.95 \cdot 10^{-7}$	$3.75 \cdot 10^{-7}$	$3.75 \cdot 10^{-6}$	$1.875 \cdot 10^{-6}$
50	$5 \cdot 10^{-6}$	$3.75 \cdot 10^{-7}$	$1.25 \cdot 10^{-7}$	$4.95 \cdot 10^{-8}$	$3.75 \cdot 10^{-8}$	$3.75 \cdot 10^{-7}$	$1.875 \cdot 10^{-7}$
60	$5 \cdot 10^{-7}$	$3.75 \cdot 10^{-8}$	$1.25 \cdot 10^{-8}$	$4.95 \cdot 10^{-9}$	$3.75 \cdot 10^{-9}$	$3.75 \cdot 10^{-8}$	$1.875 \cdot 10^{-8}$

Користуючись отриманими даними побудуємо графіки завадостійкості системи з використанням ПЧК рис. 4.6.

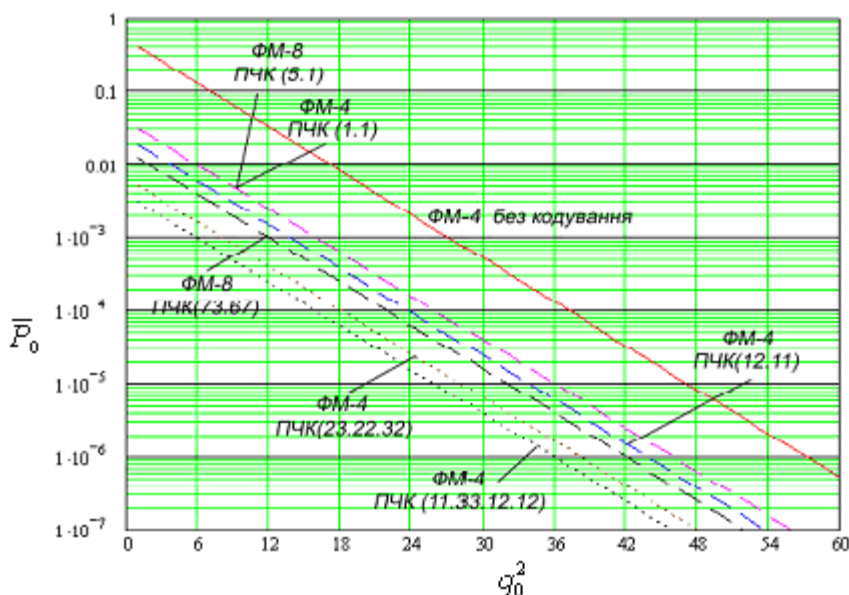


Рисунок – 4.6 Результати розрахунку завадостійкості системи з ПЧК

Провівши аналіз результатів розрахунку завадостійкості системи з ПЧК (рис 4.6) видно що найбільшу завадостійкість забезпечує код ПЧК (12,33,12,12).

Але при цьому забезпечує мінімальну удільну швидкість та максимальну складність. Таким чином вибір коду проводиться на основі компромісу:

- максимум удільної швидкості;
- мінімальне відношення сигнал/шум (максимальний ЕВК) на вході системи при допустимій ймовірності помилки на виході;
- мінімальна складність декодування.

Таким чином провівши порівняння результатів розрахунку завадостійкості системи з ПЧК вибираємо код (12,11), що найбільше відповідає заданому компромісу.

Розрахувавши завадостійкість на виході оптимального демодулятора сигналу ФМ-4 без кодування та з використанням ПЧК розрахуємо завадостійкість на виході декодера Ріда-Соломона.

Так як в сучасних системах відношення сигнал-шум має бути неменше 10 дБ при ймовірності помилки 10^{-6} . Тому проведемо вибір коду Ріда-Соломона при якому на виході системи буде забезпечено необхідна умова.

Для цього проаналізуємо ефективність використання різних модифікацій коду Ріда-Соломона []:

1. (32,24) – коректує 4 помилки в блоці; швидкість 3/4;
2. (40,36) – коректує 2 помилки в блоці; швидкість 9/10;
3. (64,48) – коректує 8 помилок у блоці; швидкість 3/4;
4. (80,72) – коректує 4 помилки в блоці; швидкість 9/10;
5. (108,96) – коректує 6 помилок у блоці; швидкість 8/9;
6. (120,108) – коректує 6 помилок у блоці; швидкість 9/10.

Ці модифікації коду є обов'язковими в стандарті IEEE 802.16-2004, що використовується у високошвидкісних мережах радіо доступу.

Проведемо розрахунок завадостійкості на виході системи з використанням код ПЧК ((12,11) зі швидкістю $R=1/2$) та коду Ріда-Соломона (32,24) в середовищі MathCAD. На рис. 3.5 представлені розрахунки завадостійкості системи з використанням ПЧК (код (12,11) зі швидкістю $R=1/2$) та коду Ріда-Соломона (32,24).

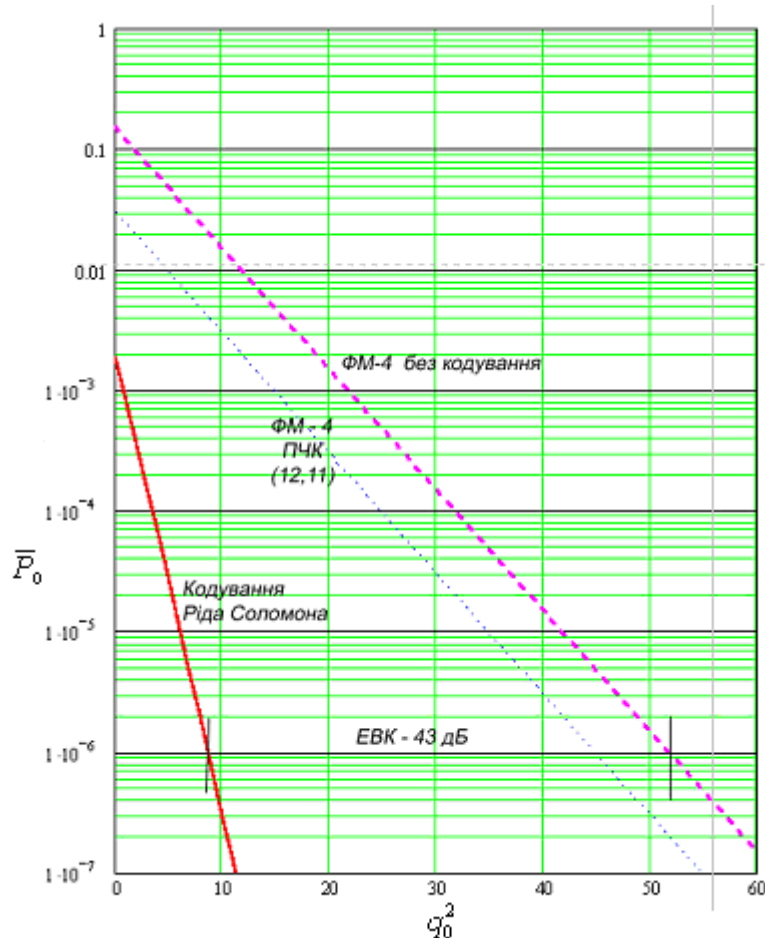


Рисунок 4.7 – Результати розрахунку завадостійкості системи з використанням ПЧК (код (12,11) зі швидкістю $R=1/2$) та коду Ріда-Соломона (32,24)

Як видно з розрахунків дана система забезпечує при відношенні сигнал/шум 10 дБ ймовірність помилки на виході $4 \cdot 10^{-7}$ що задовольняє необхідну умову.

На основі розробленого алгоритму дослідження автором представлена імітаційна модель для дослідження завадостійкості систем з просторово-часовим кодуванням.

4.4 Розробка імітаційної моделі для дослідження завадостійкості систем з просторово-часовим кодуванням

В процесі переборного пошуку згорткових кодів для просторово-часового кодування (ПЧК) відшукуються коди, які є оптимальними за критерієм максимуму вільної відстані. Відомо, що такі коди забезпечують:

- найбільший енергетичний виграш кодування (ЕВК) в Гауссовому каналі (канал із постійними параметрами і Гауссовою завадою);
- у каналах безпроводового доступу діють повільні (неселективні) завмирання, що підпорядковуються розподілу Релея, тому завадостійкість кодованого передавання із використанням кодів необхідно визначати на основі імітаційного моделювання.

Модель і програма для імітаційного моделювання, які розробляються, повинні забезпечувати наступні умови, рис.4.8.

Отже, задачі імітаційного моделювання поставлено, потрібно визначитися з програмним забезпеченням для імітаційного модулювання.

Для розробки програми імітаційної моделі був використаний пакет візуально-об'єктного програмування *HP VEE*, який містить всі необхідні підпрограми (об'єкти), забезпечує необхідну швидкість обчислень.



Рисунок 4.8 - Модель і програма для імітаційного моделювання

Ці задачі можуть допомогти оптимізувати систему бездротового доступу з точки зору якості зв'язку та завадостійкості.

Так як модель містить джерело цифрового потоку, що формує послідовність двійкових символів, то імітуючий потік інформаційних символів, які передаються, відображаються в каскадному кодері. Виходячи з цього, в каскадному кодері проводиться кодування вхідних послідовностей що формує на виході дозволені кодові послідовності. Поступово ці символи подаються на імітатор модулятора ФМ-2.

У каналі зв'язку символи піддаються випадковим змінам за рівнем у відповідності з вибраними параметрами завмирань. Додаючи до символів

сигналу адитивну Гауссову заваду проводиться встановлення значень відношення сигнал/шум (С/Ш). У блоці демодулятора імітується функція когерентного приймання сигналу. Декодер ПЧК проводить декодування вхідних символів за алгоритмом Вітербі з жорстким рішенням. З виходу декодера ПЧК символи надходять до декодеру Ріда-Соломона, де проводиться виправлення помилкових кодових комбінацій. Співставлення прийнятих і переданих символів відбувається у блоці «виявлення помилок», який входить у склад лічильника помилок.

Розробку програм зручно вести за ієрархічним принципом, відповідно до якого кожна наступна підпрограма містить у собі фрагменти попередніх підпрограм.

Розробка імітаційної моделі проводилась у середовищі HPVVEE що допускає моделювання процесу передавання (сигналів і завад у вигляді функцій часу) за допомогою вистроєних елементів бібліотек? що є зручним способом моделювання.

Як відомо, для уникнення впливу процесу дискретизації на результати моделювання процесів генерації та обробки сигналів і шумів, необхідно подавати процеси, які моделюються, достатньо великою кількістю відліків. Це значно знижує швидкодію програм моделювання.

Відомо, що при оцінюванні ймовірності помилки на основі статистичних експериментів, найбільш достовірні результати отримують при умові, що за час вимірювань T_n зафіксовано не менше $n_0=20$ помилок. Якщо потрібно експериментально оцінити ймовірність помилки на рівні P_0 , то необхідна довжина експериментальної послідовності N може бути визначена із співвідношення: $P_0=n_0/N$. Звідси випливає, що при ймовірності помилки на рівні $P_0=10^{-5}$ необхідна довжина випробувальної послідовності повинна бути рівною $N>10^5$ символів.

Тому час, необхідний для набору достатньої статистики, залежить від тривалості часового інтервалу, який відводиться в програмі для обробки сигналу, що відповідає одному інформаційному символу. Оцінка швидкодії процесу моделювання базується на даних пакету HPVVEE.

Особливу увагу слід привернути до тестування програм так як видно з рис.3.6, структура імітаційної моделі досить складна й загальна програма моделі повинна містити кілька підпрограм, що відповідають блокам на рисунку. Тому

підпрограми для кожного блока повинні бути протестовані перед їхнім включенням у єдину програму.

Тести для кожної підпрограми розробляються окремо, відповідно до формули: $h^2=q^2=P_s/P_{ш}$ визначається величиною відношення сигнал/шум по потужності на вході вирішувального пристрою. У розглянутому випадку протилежних сигналів з одиничною амплітудою нормована потужність сигналу $P_c=1$. Перед вимірюванням ймовірності помилки потужність шуму встановлюється в генераторі АБГШ. Відповідне відношення С/Ш у дБ обчислюється за формулою:

$$\frac{E_b}{N_0} (dB) = 10 \lg \frac{1}{\sigma^2} \quad (4.8)$$

і відображається на панелі.

Розроблена імітаційна модель програми показана на рис. 4.10.

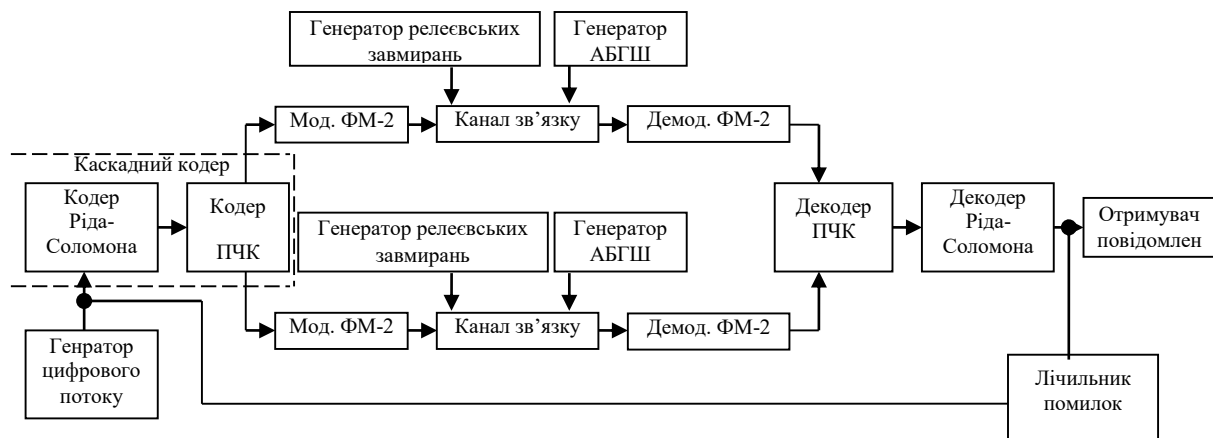


Рисунок 4.9 – Узагальнена структура імітаційної моделі

Щодо вимірювання відношення сигнал/шум, то у теорії зв'язку криві завадостійкості будуються у вигляді залежностей імовірності помилки біта P_0 від відношення енергії сигналу E_b , що відводиться на передавання біта інформації, до спектральної щільності потужності шуму N_0 , тобто:

$$h^2 = \frac{E_b}{N_0} \quad (4.9)$$

Система передавання входить до розряду систем із вузькосмуговими сигналами. Для таких систем відношення сигнал/шум можна виразити в такий спосіб.

$$h^2 = \frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c}{\sigma^2} = q^2 \quad (4.10)$$

В експерименті вручну встановлюється величина E_b/N_0 , і тривалість циклу вимірювань N , по описаній вище методиці визначається експериментальна ймовірність помилки.

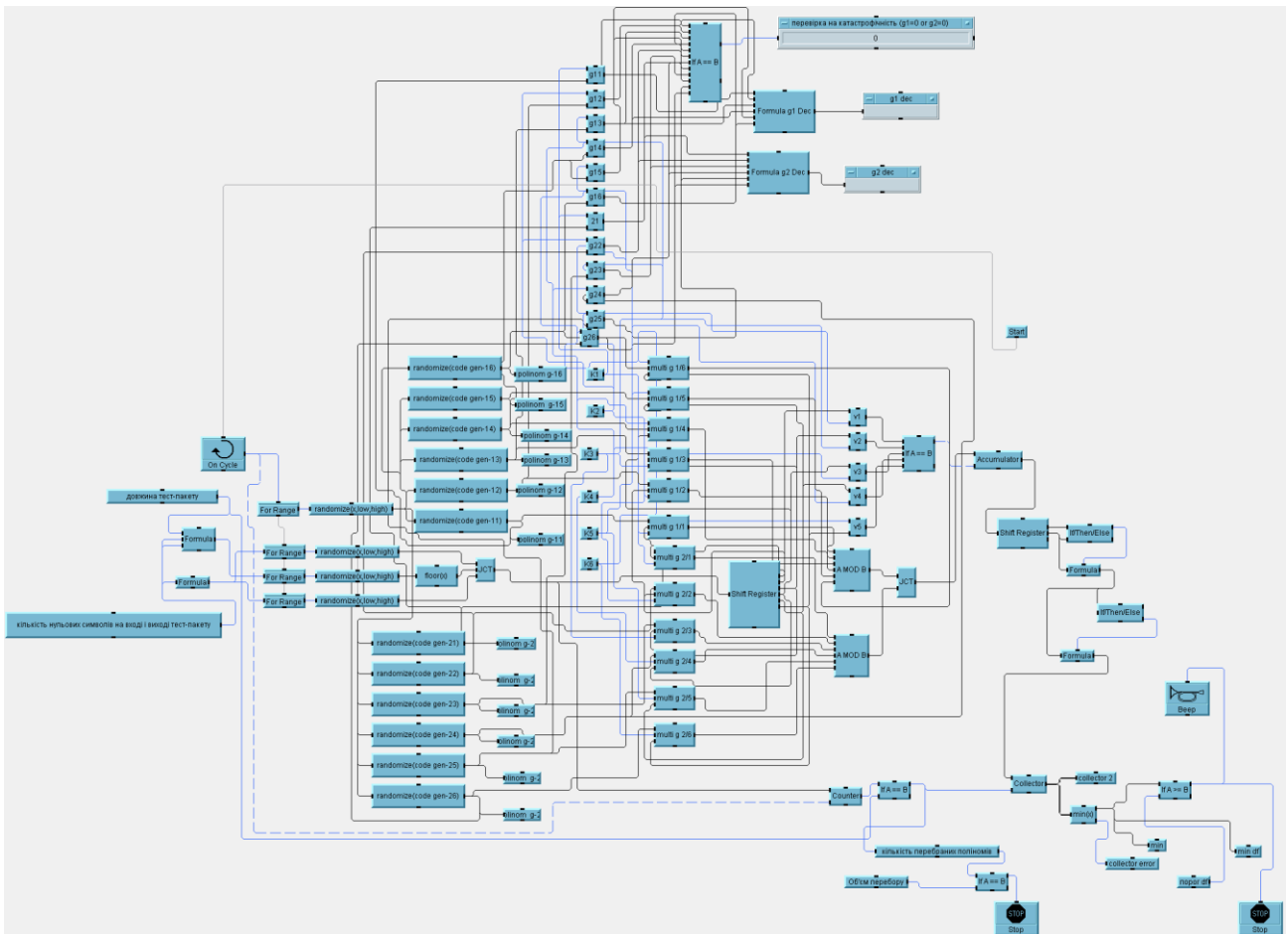


Рисунок 4.10 – Імітаційна модель системи зв’язку з просторово-часовим кодуванням в середовищі HPVEE

Для порівняння експериментальних результатів з теоретичними скористаємось розрахунками завадостійкості системи зв'язку з використанням протилежних сигналів в каналі з АБГШ, проведеними у другому розділі.

Результати вимірювань завадостійкості системи зв'язку з просторово-часовим кодуванням в середовищі *HPVVEE* зведені до табл. 4.3-4.5.

Таблиця 4.3 – Результати дослідження завадостійкості системи зв'язку із релеївськими завмираннями без використання коректуючих кодів (некодована ФМ-4)

N	$N_{уст}$	$N_{ош}$	E_c/N_0 , дБ	$P_{дем. експ}$
1	10^5	200	0	0.04
2	10^5	200	5	0.014
3	10^5	200	10	$2.5 \cdot 10^{-3}$
4	10^5	200	15	$1 \cdot 10^{-3}$
5	10^5	200	20	$6 \cdot 10^{-4}$
6	10^5	200	25	$2 \cdot 10^{-4}$
7	10^6	20	30	$4.2 \cdot 10^{-5}$
8	10^6	20	35	$1 \cdot 10^{-5}$
9	10^7	20	40	$5.6 \cdot 10^{-6}$
10	10^7	20	45	$1.8 \cdot 10^{-6}$

Таблиця 4.4 – Результати дослідження завадостійкості системи бездротового доступу із релеївськими завмираннями (кодована ФМ-4, ЗК (171,133))

N	$N_{уст}$	$N_{ош}$	E_c/N_0 , дБ	$P_{код. без пчк}$
1	10^5	200	0	0.8
2	10^5	200	1	0.098
3	10^5	200	2	0.008
4	10^5	200	3	0.0043
5	10^5	200	4	0.0042
6	10^5	200	5	0.003
7	10^5	200	6	0.0018
8	10^5	200	7	$8.1 \cdot 10^{-4}$
9	10^5	200	8	$4.2 \cdot 10^{-4}$
10	10^5	200	9	$3 \cdot 10^{-4}$
11	10^5	20	10	$1.7 \cdot 10^{-4}$
12	10^6	20	11	$6 \cdot 10^{-5}$
13	10^6	20	12	$2 \cdot 10^{-5}$
14	10^7	20	13	$5.4 \cdot 10^{-6}$

15	10^7	20	14	$9 \cdot 10^{-7}$
16	10^7	20	15	$5 \cdot 10^{-7}$
17	10^7	20	16	$2.5 \cdot 10^{-7}$
18	10^7	20	17	$1.2 \cdot 10^{-7}$

Таблиця 4.5 – Результати дослідження завадостійкості системи бездротового доступу з ПЧК при використанні двох антен

N	$N_{уст}$	$N_{ош}$	E_c/N_0 , дБ	$P_{код.експ}$
1	10^5	200	0	0.005
2	10^5	200	1	0.0035
3	10^5	200	2	0.00088
4	10^5	200	3	0.00032
5	10^5	200	4	$1.7 \cdot 10^{-4}$
6	10^6	20	5	$8.0 \cdot 10^{-5}$
7	10^6	20	6	$2.0 \cdot 10^{-5}$
8	10^7	20	7	$7 \cdot 10^{-6}$
9	10^7	20	8	$4 \cdot 10^{-6}$
10	10^7	20	9	$8.8 \cdot 10^{-7}$
11	10^7	20	10	$1.5 \cdot 10^{-7}$

У табл. 4.3-4.5 прийняті наступні позначення:

N – номер експерименту;

$N_{уст}$ – кількість інформаційних символів;

$N_{ош}$ – установлена кількість помилок у лічильнику.

E_b/N_0 – відношення сигнал/шум у дБ;

$P_{код.експ}$ – виміряне (експериментальне) значення ймовірності помилок;

Загальні результати дослідження приведені в рис. 4.11

Аналізуючи отримані експериментальні дослідження завадостійкості системи зв'язку можна зробити наступні висновки:

– результати експериментального дослідження некодована ФМ-2 збігаються з теоретичними;

– результати дослідження завадостійкості системи зв'язку із релеївськими завмираннями (кодована ФМ-4, ЗК (171,133)) показує що для забезпечення допустимої ймовірності помилки 10^{-6} необхідно відношення сигнал/шум повинно становити не менше 14,5 дБ;

– при використанні ПЧК на основі двійкового згорткового коду (171,133) було отримано додатковий енергетичний вииграш від кодування 4,9 дБ при ймовірності помилки 10^{-6} при цьому відношення сигнал/шум 8,9 дБ що задовольняє умови визначеної у пункти 3.2.

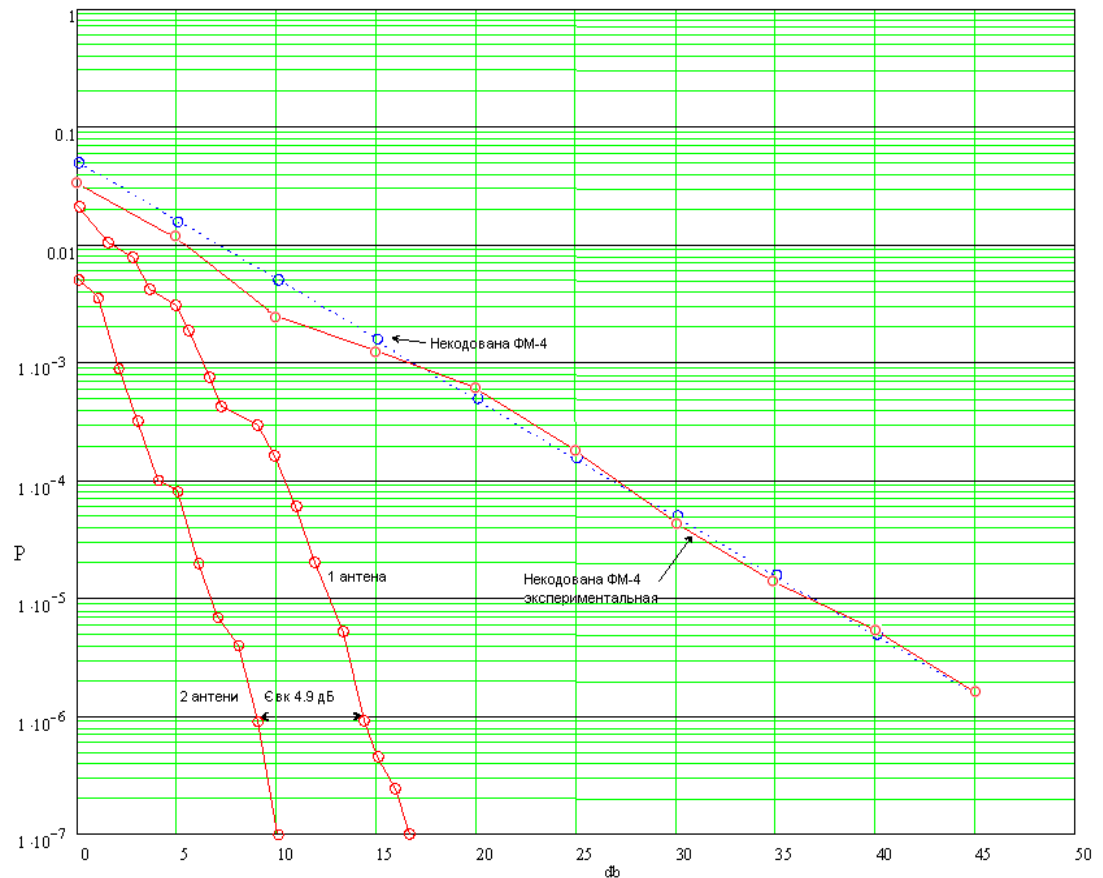


Рисунок 4.11 – Результати дослідження завадостійкості системи зв’язку в каналах із замираннями

Таким чином результати дослідження завадостійкості системи зв’язку з просторово-часовим кодуванням при використанні двох антен підтверджують теоретичні обчислення та ефективність використання ПЧК.

4.5 Висновки за розділом

Розроблена методика розрахунку ймовірності помилки в каналі з Релеєвськими замираннями дозволяє провести оцінку ефективності використання просторово-часового кодування в системах зв’язку. На основі розробленої методики було проведено дослідження завадостійкості системи зв’язку з використанням просторово-часового кодування при кількості передавальних та приймальних антен дві, три та чотири. Показано що оптимальна кількість приймальних та передавальних антен повинна становити дві антени за використанням кодера просторово-часового кодування з одиничною пам’яттю (12,11).

Так як в сучасних системах відношення сигнал-шум має бути не менш 10 дБ при ймовірності помилки 10^{-6} . Тому проведено вибір коду Ріда-Соломона при якому на виході системи буде забезпечено необхідна умова. Оптимальним для застосування рекомендований код Ріда-Соломона (32,24) що забезпечує ймовірність помилки на виході системи $4 \cdot 10^{-7}$ при відношенні сигнал/шум на вході демодулятора 10 дБ. Дані коди рекомендуються для впровадження в проектування перспективних систем безпроводового доступу мереж загального користування.

В даній роботі було проведено експериментальні дослідження завадостійкості системи зв'язку з просторово-часовим кодуванням за допомогою середовища HP VEE/

Аналізуючи отримані експериментальні дослідження завадостійкості системи зв'язку можна зробити наступні висновки:

- результати дослідження завадостійкості системи зв'язку із релеївськими замираннями (кодована ФМ-4, ЗК (171,133)) показує що для забезпечення допустимої ймовірності помилки 10^{-6} необхідно відношення сигнал/шум повинно становити не менше 14,5 дБ;

- при використанні ПЧК на основі двійкового згорткового коду (171,133) було отримано додатковий енергетичний виграш від кодування 4,9 дБ при ймовірності помилки 10^{-6} при цьому відношення сигнал/шум 8,9 дБ що задовольняє умови визначеної у пункти 3.2.

Таким чином результати дослідження завадостійкості системи зв'язку з просторово-часовим кодуванням при використанні двох антен підтверджують теоретичні обчислення та ефективність використання ПЧК.

ВИСНОВКИ

У роботі проведений аналіз завадостійкості систем з використанням Релеєвського каналу із повільним і амплітудним завмиранням. Для цього була створена модель каналу зв'язку, яка дозволила вивчити вплив Гауссової завади та Релеєвських завмирань на відношення сигнал/шум у каналі. На основі аналітичних результатів були побудовані характеристики завадостійкості для різних середніх значень функції Релеєвських завмирань. На основі розробленої методики було проведено дослідження завадостійкості системи бездротового доступу з використанням цифрової модуляції ФМ-2 та середнім значенням функції релеївських завмирань від 0,2 до 2. Показано що при середньому значенні функції релеївських завмирань 2 експериментальна завадостійкість максимально наближається до потенційної завадостійкості. Розроблена методика розрахунку завадостійкості оптимального приймання в каналах із завмираннями є ефективною та точною. вона забезпечує точні показники каналів із амплітудними та повільними завмираннями. Результати експериментальних досліджень підтверджують, що зміна середнього значення функції релеєвських завмирань має визначальний вплив на характеристики завадостійкості. Зменшення цього значення призводить до погіршення завадостійкості, в той час як збільшення його вдосконалює ці характеристики.

Експериментальні дослідження завадостійкості проводилися на основі розробленої комп'ютерної моделі. Показано що оптимальна кількість приймальних та передавальних антен повинна становити дві антени за використанням кодера просторово-часового кодування з одиничною пам'яттю (12,11).

Таким чином результати дослідження завадостійкості системи зв'язку з просторово-часовим кодуванням при використанні двох антен підтверджують теоретичні обчислення та ефективність використання ПЧК.

					КНУ.РМ.123.23.11. В			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	ВИСНОВКИ	Літера	Арквш	Аркушів
Розробив	Іщенко						94	
Перевірив	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнєцов					КІ-22м		
Затвердив	Купін							

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. В.С. Коваленко МЕТОДИ ЗАХИСТУ БЕЗДРОТОВИХ МЕРЕЖ//https://elartu.tntu.edu.ua/bitstream/123456789/20131/2/ConfATMT_2016vII_Kovalenko_V_S-Methods_of_protecting_wireless_53.pdf
2. Балабан А.В., Алексеева І.В. МЕТОДИ ОЦІНКИ ЕФЕКТИВНОСТІ РОБОТИ БЕЗДРОТОВОЇ СЕНСОРНОЇ МЕРЕЖІ // <http://conferenc.its.kpi.ua/proc/article/view/104088>
3. Зеляновський М.Ю, Тимченко О.В.МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ДЛЯ СПЕЦІАЛІЗОВАНИХ ТА СЕНСОРНИХ МЕРЕЖ БЕЗДРОТОВОГО ДОСТУПУ//<http://dSPACE.nbuv.gov.ua/bitstream/handle/123456789/21153/26-Zelyanovskiy.pdf?sequence=1>
4. Могилевич Д., Правило В., ФомінМ. МЕТОДИ СТРУКТУРНОЇ НАДІЙНОСТІ МУЛЬТИСЕРВІСНИХ МЕРЕЖ ЗВ'ЯЗКУ//https://ela.kpi.ua/bitstream/123456789/17912/1/26_p66.pdf
5. Котелевець Д. О. Основні перешкоди розвитку інфраструктури цифрової економіки в Україні// https://www.business-inform.net/export_pdf/business-inform-2022-12_0-pages-127_132.pdf
6. Промислове бездротове обладнання//<https://www.proxis.ua/uk/catalog/industrial-wireless-equipment/>
7. Ткачук Г.О. ЦИФРОВІ ТРАНСФОРМАЦІЇ: ВЗАЄМОЗВ'ЯЗОК ІЗ СИСТЕМОЮ ЕКОНОМІЧНОЇ БЕЗПЕКИ ПІДПРИЄМСТВА//<https://journals.ontu.edu.ua/index.php/fie/article/download/1545/1764>
8. Андрій Ю. Семенов ЕКОСИСТЕМИ ЦИФРОВИХ ПЛАТФОРМ ЯК ФАКТОР ТРАНСФОРМАЦІЇ БІЗНЕСУ В УМОВАХ ЦИФРОВОЇ ЕКОНОМІКИ//https://essuir.sumdu.edu.ua/bitstream-download/123456789/82260/1/Semenoh_Digital_ecosystems.pdf

					КНУ.РМ.123.23.11. СВД			
Змн.	Арк.	№ документа	Підпис	Дата	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	Літера	Арк.ш	Арк.шів
Розробив	Іщенко						95	
Перевірив	Вдовиченко							
Н.контроль	Кузнєцов					КІ-22м		
Затвердив	Купін							

9. Ханні Пурномо Бізнес цінність індустрії 4.0 на виробничому підприємстві// https://www.iiba.org/professional-development/knowledge-centre/articles/business-value-of-industry-4-0-in-a-manufacturing-plant/?creative=&keyword=&matchtype=&network=x&device=c&gad_source=1&gclid=CjwKCAiA3aeqBhBzEiwAXFiOBt_1vuiRh2mle1-2-9q8NNjZPCfl-_vpPsJmHz3iFMTpiQmcUb_DRBoCrrIQAvD_BwE
10. Industrie 4.0 in a Global Context Strategies for Cooperating with International Partners / H. Kagermann, R. Anderl, J. Gausemeier, G. Schuh, W. Wahlster (Eds.); acatech STUDY. Herbert Utz Verlag GmbH, 2016. 74 p.
11. Покращуйте якість продукції та врожайність за допомогою інтелектуальних, безпечних та адаптованих виробничих операцій <https://www.ibm.com/blog/iot-manufacturing-ready/>
12. Білоус М. Ю. Огляд сучасних технологій на прикладі Індустрії 4.0 / М. Ю. Білоус, К. Г. Медова // Автоматизація та приладобудування («Automation and Development of Electronic Devices» ADED-2021) [Електронний ресурс]: збірник студентських наукових статей [редкол.: І.Ш. Невлюдов та ін.]. – Х. : ХНУРЕ, 2021. – Вип. 2. – С. 22-26.
13. Стеклов В.К. Теорія електричного зв'язку: [підруч. для студ. вищ. навч. закл.] / В.К. Стеклов, Л.Н. Беркман. – К.: Техніка, 2006.– 552 с.
14. Кулик А.Я., Кривогубченко С.Г., Теорія інформації і кодування / навчальний посібник. – Вінниця: ВНТУ, 2008. -145 с.
15. Viterbi A. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm // IEEE Trans. Inf. Theory. – 1967. – Vol.13, №2. – P. 751-772.
16. Forney G.D. Efficient modulation for band-limited channels / [G.D. Forney, R.G. Gallager, G.R. Lang and at.] // IEEE Journal on Sel. Areas in Commun. – 1984. – №5. – Vol. Sac – 2.– P.632 – 647.
17. Банкет В.Л. Завадостійке кодування в телекомунікаційних системах: навч. посіб. з вивчення модуля 4 дисципліни ТЕЗ / В.Л. Банкет, П.В. Іващенко, М.О. Іщенко. – Одеса: ОНАЗ ім. О. С. Попова, 2011. – 104 с.
18. Банкет В.Л., Іванов В.А. Аналіз ефективності систем цифрового рухомого радіозв'язку // Зв'язок. –№ 6. –1999. – С. 21–25

- 19.. IEEE 802.16a-03/01. Channel models for Fixed Wireless Applications. Adopted 06-27-2003.
- 20.Naguib A. F., Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A. R. // A Space-Time Coding Modem for High-Data-Rate Wireless Communications. – IEEE J. Select. Areas Commun. –V. 16. No. 8. – 1998. – P. 1459-1478.
- 21.Іщенко М.О. Емуляційний метод переборного пошуку оптимальних згорткових кодів // Праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, № 1. 2006. – С. 91-97.
- 22.Емулятори вимірових експериментів: Наочні засоби навчання М.С. Гаврилюк, Г.М. Єргієв, А.А. Ланько, О.І. Морозов, І.П. Панфілов – О.: ОНАЗ, 2005. – 112 с.
- 23.Іщенко Д.О. Потенційна ефективність системи зв'язку з використанням сигнально-кодових конструкцій / М.О. Іщенко, Д.О. Іщенко // Україна наукова 2003: міжнародна науково-практична конференція, 16-20 червня, 2003: тези доп. – Дніпропетровськ – Запоріжжя – 2003. – Т 30. – С. 5 – 6.
- 24.Сайко В.Г., Казіміренко В.Я., Літвінов Ю.М. Мережі бездротового широкосмугового доступу. Навчальний посібник. – К.: ДУТ, 2015. – 196с.
- 25.Офіційний форум WI-MAX [Електронний ресурс] / Режим доступу до сайту: <http://www.wimaxforum.org/>
- 26.Іщенко М.О. Широкосмуговий радіодоступ до ресурсів мережі інтернет на базі технології WIMAX / М.О. Іщенко, А.А. Горескул // Комп'ютерні інтелектуальні системи та мережі. Матеріали X Всеукраїнської науково практичної WEB конференції аспірантів, студентів та молодих вчених (22-24 березня 2017 р.).– Кривий Ріг: ДВНЗ «Криворізький національний університет», 2017. – С. 149-151.
- 27.Arseny Goreskul, Mykola Ishchenko, Efficiency of construction of a cellular network on the basis of WiMAX technology // 14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engineering (TCSET) - Lviv-Slavske, Ukraine February 20-24, 2018. p 347-350.

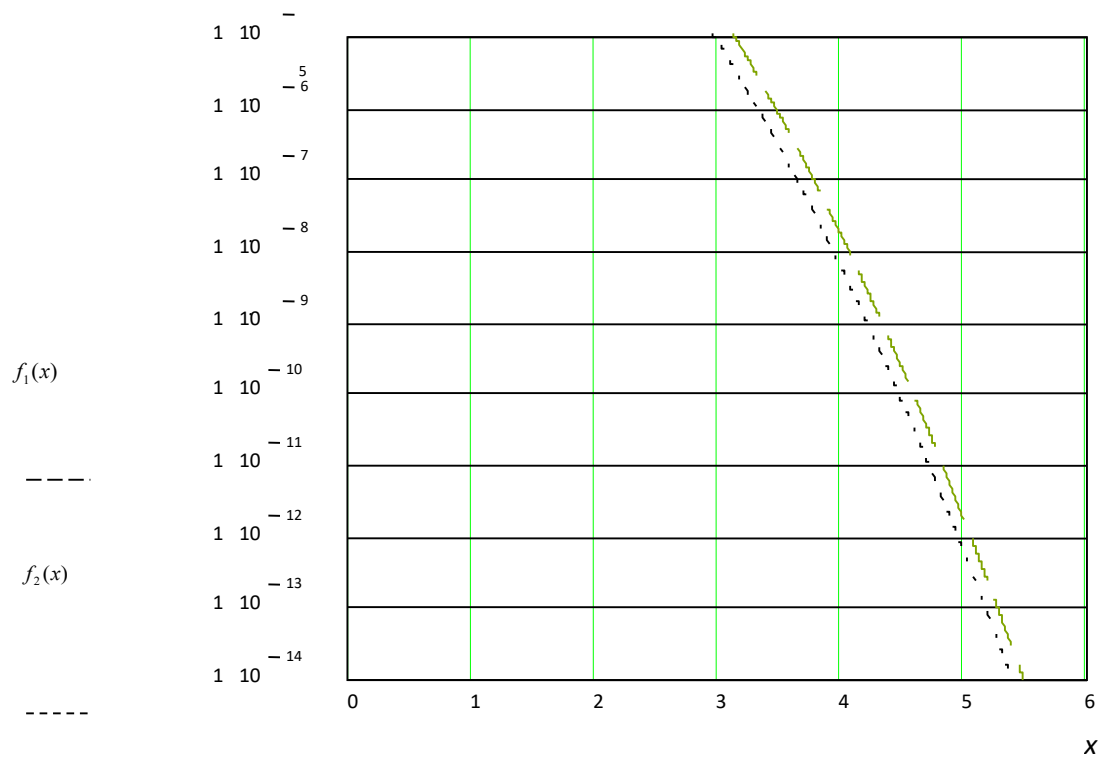
ДОДАТКИ

Додаток А. Використання пакету MATHCAD для розрахунків завадостійкості

$$\operatorname{erfc}(x) = \frac{hx e^{-x^2}}{\pi} \left(\frac{1}{x^2} + 2 \sum_{n=1}^{n=N} \frac{e^{-n^2 h^2}}{n^2 h^2 + x^2} \right) + \varepsilon_a(x)$$

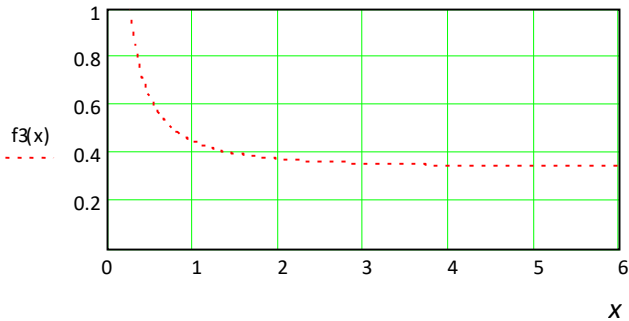
$$f_1(x) \cong \operatorname{erfc}(x) = \frac{h}{\pi} \frac{e^{-x^2}}{x}$$

$$f_2(x) = \operatorname{erfc}(x)$$



Графіки функції $f_1(x)$ та $f_2(x)$

$$f_3(x) = \frac{f_1(x)}{f_2(x)} - 1$$



Відносна помилка апроксимації

Додаток Б. Параметри та характеристики багатопозиційних сигналів та завадостійких кодів

Параметри та характеристики багатопозиційних сигналів та завадостійких кодів приведено в табл. Б.2. Кодові генератори представлені у восьмирічній формі, R – швидкість ЗК, d_{fe} - вільна відстань сигнально-кової конструкції (СКК), S – показник складності.

Вільна відстань СКК визначає асимптотичний енергетичний виграш (АЕВ) при ймовірності помилки на виході декодера $p \rightarrow 0$, та являється верхньою межою реального енергетичного виграшу при $p \neq 0$.

В табл. 3.2 вказані значення АЕВ при прийомі сигналів СКК в цілому по алгоритму Вітербі з м'яким рішенням при $p = 10^{-5}$.

Таблиця 3.2 – Основні характеристики СКК

N	Вид модуля ції	Кодові генератори	R	ν	d_{fe}	Вид СКК	γ_N	АЕВ, дБ	S
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
1	ФМ-8	72,45	1/2	1	1,9 33 6	СКК-НК	0,75	4,77	8
2	ФМ-8	63,54	1/2	1	1,8 08	-“-	0,75	5,15	8
3	ФМ-8	711,342	1/2	2	2,0 22	-“-	0,75	6,22	64
4	ФМ-8	621,153	1/2	2	2,0 59	-“-	0,75	6,27	64
5	ФМ-8	41,24,6	2/3	2	-	СКК-УКК	1,0	3,0	4
6	ФМ-8	40,21,4	2/3	2	2,0 00	-“-	1,0	3,0	4
7	ФМ-8	22,11,04	2/3	3	2,1 41	-“-	1,0	3,6	8
8	ФМ-8	30,45,4	2/3	3	-	-“-	1,0	3,6	8
9	ФМ-8	45,22,10	2/3	4	2,2 72	-“-	1,0	4,1	16
10	ФМ-8	32,41,5	2/3	4		-“-	1,0	4,1	16

N	Вид модуля ції	Кодові генератори	R	ν	d_{fe}	Вид СКК	γ_N	АЕВ, дБ	S
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
11	ФМ-8	105,355,005	2/3	6	2,5 19	-“-	1,0	5,0	-
12	ФМ-8	155,343,024	2/3	6	2,5 19	-“-	1,0	5,0	-
13	ФМ-16	400,200,010, 101	3/4	3	1,1 49	-“-	1,5	-1,8	-
14	ФМ-16	40000,20000, 11001,00100	3/4	5	1,2 77	-“-	1,5	-0,9	-
15	АФМ-16	400,200,010, 101	3/4	2	1,1 26	-“-	1,5	-0,97	-
16	АФМ-16	520,120,201, 010	3/4	3	1,4 14	-“-	1,5	0	-
17	КАМ-16	400,200, 111,101	3/4	2	-	-“-	1,5	0,8	4
18	КАМ-16	400,120, 101,010	3/4	3	-	-“-	1,5	0	8