

Міністерство освіти і науки України
Івано-Франківський національний технічний університет нафти і газу
Факультет інформаційних технологій
Кафедра інформаційно-телекомунікаційних технологій та систем

Каблак Дмитро Андрійович

(прізвище, ім'я, по батькові)

УДК 621.391.8

МАГІСТЕРСЬКА РОБОТА

Розроблення завадостійкого методу передачі дискретних даних в умовах високо рівня шуму

(назвароботи)

Комп'ютеризовані системи управління та автоматика

(назваосвітньої програми)

174-Автоматизація, комп'ютерно-інтегровані технології та робототехніка

(шифр і назва спеціальності)

Робота містить результати власних досліджень, використання ідей, результатів і текстів інших авторів мають посилання на відповідне джерело:

Здобувач освітнього ступеня _____ **Д.А. Каблак**
(підпис, ініціали та прізвище здобувача)

Науковий керівник _____ **Стрілецький Юрій Йосипович, д.т.н., професор**
(підпис, прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання керівника)

Допущено до захисту
Завідувачкафедри

_____ **Заміховський Л.М.**
(посада) (підпис) (дата) (ініціали та прізвище)

Івано-Франківськ – 2025

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської роботи	Термін виконання етапів роботи	Примітка
1	Огляд та аналіз методів передачі даних в умовах дії завад		<i>Виконано</i>
2	Розробка методу передачі даних на основі диференційних векторних пар		<i>Виконано</i>
3	Розробка структурно-функціональної схеми апаратних засобів прийому та синхронізації		<i>Виконано</i>
4	Програмне моделювання та дослідження ефективності системи передачі даних		<i>Виконано</i>
5	<i>Оформлення роботи</i>	<i>01.12.2025-28.12.2025</i>	<i>Виконано</i>

Студент _____

(підпис)

Каблак Д.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи _____

(підпис)

Стрілецький Ю. Й.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

У роботі розглянуто розроблення методу передачі даних на основі диференційних векторних пар для підвищення завадостійкості та надійності зв'язку в умовах інтенсивних завад. Виконано аналіз існуючих підходів до забезпечення завадостійкості, зокрема енергетичних методів, технологій розширення спектру (FHSS, DSSS) та багаточастотних систем (OFDM). Обґрунтовано вибір математичної моделі сигналу у вигляді двох когерентних гармонічних складових, сформованих шляхом балансної амплітудної модуляції. Значну увагу приділено алгоритмам цифрової обробки сигналів, зокрема методу диференційної компенсації широкосмугових завад у точці протифазності та адаптивній регресійній моделі для придушення вузькосмугових когерентних перешкод. У роботі розроблено систему фазової синхронізації на основі кореляційного усереднення та запропоновано двоканальну архітектуру приймача з роздільними трактами вимірювання даних і синхронізації. Здійснено програмне моделювання роботи системи, проведено експериментальну перевірку ефективності алгоритмів шляхом побудови залежностей ймовірності бітової помилки від співвідношення сигнал/шум.

Отримані результати підтверджують доцільність використання методу диференційних векторних пар для створення надійних каналів зв'язку в умовах, де рівень шуму значно перевищує рівень сигналу, забезпечуючи працездатність системи при відношенні сигнал/шум до -30 дБ. Розроблені рішення можуть бути використані в практиці побудови завадостійких систем телеметрії, аварійної сигналізації та управління промисловими об'єктами.

ANNOTATION

The paper considers the development of a data transmission method based on differential vector pairs to increase the noise immunity and reliability of communication in conditions of intense interference. An analysis of existing approaches to ensuring noise immunity is performed, including energy methods, spread spectrum technologies (FHSS, DSSS), and multi-frequency systems (OFDM). The choice of a mathematical signal model in the form of two coherent harmonic components formed by balanced amplitude modulation is justified. Considerable attention is paid to digital signal processing methods, in particular, the method of differential compensation of broadband interference at the antiphase point and an adaptive regression model for suppressing narrowband coherent interference. The paper develops a phase synchronization system based on correlation averaging and proposes a dual-channel receiver architecture with separate data measurement and synchronization paths. Software modeling of the system was carried out, and an experimental verification of the effectiveness of the algorithms was conducted by constructing the dependencies of the bit error rate on the signal-to-noise ratio.

The results obtained confirm the feasibility of using the differential vector pair method to create reliable communication channels in conditions where the noise level significantly exceeds the signal level, ensuring system performance at a signal-to-noise ratio of up to -30 dB. The developed solutions can be used in the practice of building noise-immune telemetry systems, emergency alarms, and control systems for industrial facilities.

РЕФЕРАТ

Тема роботи: Розроблення завадостійкого методу передачі дискретних даних в умовах високого рівня шуму

Пояснювальна записка: 103 стор., 7 рисунків, 28 посилань на літературні джерела.

Об'єктом дослідження є процеси передачі та обробки сигналів у цифрових системах зв'язку, що функціонують в умовах складної заводської обстановки.

Предметом дослідження є методи формування, демодуляції та синхронізації сигналів на основі диференційних векторних пар, а також алгоритми компенсації адитивних та мультиплікативних завад.

Метою дослідження даної роботи є розроблення та дослідження методу передачі даних на основі диференційних векторних пар, що забезпечує високу завадостійкість та надійність зв'язку в умовах інтенсивних адитивних та когерентних завад шляхом використання структурних властивостей інтерференції двох частотних складових.

Практичне значення одержаних результатів полягає у створенні системи передачі даних, яка дозволяє реалізувати надійний канал зв'язку (аналог диференційної лінії) в ефірному середовищі з можливістю роботи при рівні шуму, що перевищує рівень сигналу. Запропоновані рішення можуть бути використані для побудови завадостійких систем телеметрії та управління промисловими об'єктами.

В першому розділі проведено огляд та аналіз методів передачі даних в умовах дії завад, включаючи енергетичні методи, технології розширення спектру (FHSS, DSSS) та OFDM. Визначено їх обмеження та обґрунтовано доцільність застосування методу диференційних векторних пар для підвищення завадостійкості.

В другому розділі розроблено теоретичні засади методу передачі даних на основі диференційних векторних пар. Створено математичну модель сигналу, запропоновано алгоритм придушення широкосмугових завад через віднімання амплітуд у протифазі та розроблено адаптивний регресійний метод для компенсації вузькосмугових когерентних перешкод. Також розроблено систему фазової синхронізації на основі кореляційного усереднення.

В третьому розділі розроблено структурно-функціональну схему апаратних засобів приймача з роздільними трактами вимірювання та синхронізації. Представлено програмну модель системи, що включає алгоритми прямого цифрового синтезу (DDS) та демодуляції, а також результати дослідження ефективності методу при дії різних типів завад.

Ключові слова: ПЕРЕДАЧА ДАНИХ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ, ДИФЕРЕНЦІЙНА ВЕКТОРНА ПАРА, ФАЗОВА СИНХРОНІЗАЦІЯ, КОМПЕНСАЦІЯ ЗАВАД, ОБРОБКА СИГНАЛІВ.

ABSTRACT

Topic: Development of a noise-resistant method for transmitting discrete data in high-noise environments.

Explanatory note: 103 pages, 7 figures, 28 references.

The object of study is the processes of signal transmission and processing in digital communication systems functioning under complex interference conditions.

The subject of study is the methods of formation, demodulation, and synchronization of signals based on differential vector pairs, as well as algorithms for compensating additive and multiplicative interference.

The goal of the research is to develop and research a data transmission method based on differential vector pairs that ensures high noise immunity and communication reliability under conditions of intense additive and coherent interference by using the structural properties of two-frequency component interference.

The practical value of the obtained results lies in the creation of a data transmission system that enables a reliable communication channel (analogous to a differential line) in an ether environment capable of operating at noise levels exceeding the signal level. The proposed solutions can be used to build interference-resistant telemetry and industrial control systems.

The first chapter provides a review and analysis of data transmission methods under interference conditions, including energy methods, spread spectrum technologies (FHSS, DSSS), and OFDM. Their limitations are identified, and the feasibility of using the differential vector pair method to improve noise immunity is substantiated .

The second chapter develops the theoretical foundations of the data transmission method based on differential vector pairs. A mathematical model of the signal is created, an algorithm for suppressing broadband interference by subtracting amplitudes in antiphase is proposed, and an adaptive regression method for compensating narrowband coherent interference is developed. A phase synchronization system based on correlation averaging is also designed .

The third chapter presents the development of the structural-functional diagram of the receiver hardware with separate measurement and synchronization paths. A software model of the system is presented, including Direct Digital Synthesis (DDS) and demodulation algorithms, as well as the results of investigating the method's effectiveness under various types of interference .

Keywords: DATA TRANSMISSION, NOISE IMMUNITY, DIFFERENTIAL VECTOR PAIR, PHASE SYNCHRONIZATION, INTERFERENCE SUPPRESSION, SIGNAL PROCESSING.

ПЕРЕЛІК ОСНОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ І СКОРОЧЕНЬ

АЦП –	згадується неодноразово в контексті пакетної дискретизації та взаємодії каналів.
МНК –	метод найменших квадратів, що використовується для знаходження амплітуд сигналів.
ФАПЧ –	система фазового автоналаштування частоти, якій присвячено окремі підрозділи.
ФНЧ –	фільтр нижніх частот, що входить до структури синхронного детектора та петлі ФАПЧ.
ЦАП –	цифро-аналоговий перетворювач, згадується в описі алгоритмів модулятора.
ШПФ –	швидке перетворення Фур'є, що використовується для аналізу спектру та виявлення завад.
AWGN –	адитивний білий гауссовий шум, основна модель завад у вашому дослідженні.
BER –	коефіцієнт бітових помилок, основний критерій оцінки завадостійкості у роботі.
DDS –	прямий цифровий синтез, на якому базується програмна реалізація модулятора.
DMA –	прямий доступ до пам'яті для перенесення даних дискретизації.
DSB-SC –	балансна амплітудна модуляція, основа вашого методу формування сигналу.
DSP –	цифрова обробка сигналів або сигнальний процесор.
DSSS та FHSS –	технології розширення спектру, що аналізуються у першому розділі.
OFDM –	багаточастотні системи, наведені як об'єкт порівняльного аналізу.
SNR –	відношення сигнал/шум, ключовий параметр у всіх розрахунках та висновках.
VCO –	керований напругою генератор у структурі ФАПЧ.

ВСТУП	8
1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД	10
1.1 Еволюція методів передачі даних та методи забезпечення завадостійкості	10
1.2 Класифікація завад та загальні підходи до захисту	15
1.3 Методи реалізації завадостійкості за рахунок частотного спектру	23
1.4 Методи реалізації завадостійкості за рахунок кодової надлишковості	30
1.5 Методи фазової селекції та рознесеного прийому	31
2 РОЗРОБКА МЕТОДУ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ ДИФЕРЕНЦІЙНИХ ВЕКТОРНИХ ПАР	32
2.1 2.1. Обґрунтування вибору методу модуляції	32
2.2 Математична модель сигналу та принцип формування диференційних векторних пар	32
2.3 Аналіз ефективності придушення ширококутних адитивних завад методом диференційних векторних пар	37
2.4 Аналіз ефективності адаптивного придушення когерентних вузькокутних завад регресійним методом	42
2.5 Розробка системи фазової синхронізації (ФАПЧ) на основі кореляційного усереднення	47
2.6 Загальний алгоритм функціонування системи та прийняття рішень	51
3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ ПРИЙОМУ ТА СИНХРОНІЗАЦІЇ	55
3.1 Розробка та обґрунтування структурної схеми приймача	55

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ			
<i>Змн.</i>	<i>Арк.</i>	<i>№ докум.</i>	<i>Підпис</i>	<i>Дата</i>				
<i>Розробив</i>		Каблак			Розроблення завадостійкого методу передачі дискретних даних в умовах високо рівня шуму	<i>Літ.</i>	<i>Арк.</i>	<i>Акрушіє</i>
<i>Перевірів</i>		Стрілецький					6	103
<i>Н.контр</i>						ІФНТУНГ		
<i>Затверд</i>		Заміховські						

3.2 Розробка системи аналогової синхронізації	63
3.3 Розробка системи формування імпульсів дискретизації.....	79
4 ПРОГРАМНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ.....	86
4.1 Математична модель та програмна реалізація алгоритмів модулятора.....	86
4.2 Математична модель та програмна реалізація алгоритмів демодулятора .	88
4.3 Методологія формування тестових сигналів та критерії оцінки завадостійкості	93
ВИСНОВКИ	99
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	101

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасний розвиток систем передачі інформації супроводжується постійною боротьбою з обмеженнями фізичної природи каналів зв'язку та зростанням рівня електромагнітних завад. Проблема забезпечення достовірності передачі даних є ваговою, особливо для систем телеметрії та управління, де енергетичні ресурси часто обмежені, а вимоги до надійності є високими. Традиційний енергетичний підхід, що базується на підвищенні потужності передавача, має суттєві обмеження та є малоефективним при високих рівнях шумів. Існуючі методи модуляції та кодування, хоч і наближаються до межі Шеннона, часто вимагають значної смуги пропускання або складних обчислень. Тому розробка нових методів, які дозволяють реалізувати в радіоканалі принцип диференційної передачі (аналогічний дротовим інтерфейсам) та забезпечують роботу при від'ємних значеннях відношення сигнал/шум, є особливо актуальною.

Метою дослідження є розроблення та дослідження методу передачі даних на основі диференційних векторних пар, що забезпечує високу завадостійкість та надійність зв'язку в умовах інтенсивних адитивних та когерентних завад шляхом використання структурних властивостей інтерференції двох частотних складових.

Завданням дослідження є:

- провести аналіз існуючих методів передачі даних та класифікацію завад у каналах зв'язку для обґрунтування вибору методу диференційних векторних пар;
- розробити математичну модель сигналу у вигляді диференційної векторної пари та обґрунтувати алгоритм придушення широкосмугових адитивних завад через віднімання амплітуд у протифазі;
- створити адаптивний регресійний алгоритм для виявлення та компенсації вузькосмугових когерентних завад на основі аналізу биття амплітуд;

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		8

- розробити систему фазової синхронізації на основі кореляційного усереднення для відновлення тактової частоти в умовах сильних шумів;
- розробити структурно-функціональну схему апаратних засобів приймача з роздільними трактами вимірювання даних та синхронізації;
- провести програмне моделювання роботи системи, дослідити ефективність запропонованих алгоритмів та оцінити завадостійкість методу шляхом побудови залежностей ймовірності помилки від співвідношення сигнал/шум.

Об'єктом дослідження є процеси передачі та обробки сигналів у цифрових системах зв'язку, що функціонують в умовах складної заводої обстановки.

Предметом дослідження є методи формування, демодуляції та синхронізації сигналів на основі диференційних векторних пар, а також алгоритми компенсації адитивних та мультиплікативних завад.

Практичне значення одержаних результатів полягає у створенні системи передачі даних, яка дозволяє реалізувати надійний канал зв'язку (аналог диференційної лінії) в ефірному середовищі з можливістю роботи при рівні шуму, що перевищує рівень сигналу. Запропоновані рішення можуть бути використані для побудови завадостійких систем телеметрії, аварійної сигналізації та управління промисловими об'єктами в умовах дії потужних перешкод.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						9
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

1 ОГЛЯД ТА АНАЛІЗ МЕТОДІВ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ В УМОВАХ ДІЇ ЗАВАД

1.1 Еволюція методів передачі даних та методи забезпечення завадостійкості

1.1.1 Історичний розвиток систем зв'язку та проблема дальності

Розвиток систем передачі інформації на відстань супроводжувався постійною боротьбою з фундаментальними обмеженнями фізичної природи каналів зв'язку. З появою перших електричних телеграфних систем у першій половині дев'ятнадцятого століття інженери зіткнулися з проблемою деградації сигналу при збільшенні дальності передачі. Електромагнітні сигнали, поширюючись у провідному середовищі або через повітря, невідворотно втрачають свою енергію внаслідок опору середовища, розсіювання та поглинання. Ця фундаментальна особливість фізичного світу призводила до того, що на великих відстанях корисний сигнал ставав неможливо розрізнити на фоні власних шумів приймального пристрою та завад зовнішнього походження.

Перехід від аналогових до цифрових систем зв'язку в середині двадцятого століття ознаменував якісно новий етап у розвитку телекомунікацій. Якщо в аналогових системах будь-яке спотворення сигналу призводило до безповоротної втрати якості прийнятої інформації, то дискретна природа цифрових сигналів відкривала принципово нові можливості боротьби з завадами. Однак проблема забезпечення достовірності передачі цифрової інформації виявилася не менш складною, оскільки навіть незначні спотворення могли призводити до зміни значення окремих біт, що в критичних застосуваннях могло мати катастрофічні наслідки. Саме усвідомлення цієї проблеми стимулювало розвиток теорії завадостійкого кодування та модуляції.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		10

1.1.2 Основні задачі передачі даних

Проектування сучасних систем зв'язку неминуче стикається з необхідністю одночасного задоволення трьох взаємопов'язаних, але часто конфліктних вимог. Перша з них стосується швидкості передачі інформації, що вимірюється кількістю біт, які можна достовірно передати за одиницю часу через канал зв'язку з обмеженою смугою пропускання. Друга вимога пов'язана з достовірністю або надійністю передачі, що кількісно характеризується ймовірністю помилки при декодуванні прийнятих символів. Третя вимога стосується енергетичної ефективності системи, тобто співвідношення між потужністю переданого сигналу та обсягом інформації, що надійно доставляється отримувачу.

Фундаментальний внесок у розуміння взаємозв'язку між цими параметрами зробив Клод Шеннон у своїй знаменитій роботі "Математична теорія зв'язку", опублікованій у 1948 році. Шеннон довів, що для каналу з обмеженою смугою пропускання та певним рівнем шуму існує граничне значення швидкості передачі інформації, яке називається пропускнуою здатністю каналу. Згідно з теоремою Шеннона-Хартлі, пропускна здатність каналу з гауссівським білим шумом визначається формулою $C = B \log_2(1 + S/N)$, де B – смуга пропускання каналу, S – середня потужність сигналу, N – середня потужність шуму. Ця формула встановлює теоретичну межу, яка не може бути перевищена жодною системою передачі інформації, незалежно від складності використовуваних методів кодування та модуляції.

Революційність результату Шеннона полягала не тільки у встановленні цієї межі, але й у доведенні можливості досягнення швидкостей, що доволіно наближаються до пропускнуї здатності каналу, при доволіно малій ймовірності помилки, за умови використання відповідних методів кодування з достатньо великою довжиною кодових блоків. До робіт Шеннона панувало переконання, що для забезпечення високої достовірності передачі необхідно знижувати швидкість передачі інформації. Шеннон показав, що це не так –

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		11

існують інтелектуальні методи кодування, які дозволяють підтримувати і високу швидкість, і високу достовірність одночасно, якщо лише швидкість не перевищує пропускної здатності каналу.

Практична реалізація теоретичних передбачень Шеннона стала можливою лише з розвитком потужних обчислювальних засобів, здатних виконувати складні операції кодування та декодування в реальному часі. Сучасні системи зв'язку, від стільникових мереж до супутникових каналів, використовують високоефективні коди, які дозволяють працювати на відстані лише соті децибела від теоретичної межі Шеннона. Так, коди з малою щільністю перевірок на парність можуть досягати продуктивності в межах 0,0045 дБ від межі Шеннона для каналів з адитивним білим гауссівським шумом при використанні достатньо довгих кодових блоків.

1.1.3 Енергетичний підхід до боротьби із завадами та його обмеження

Історично першим і найбільш інтуїтивно зрозумілим підходом до боротьби з впливом завад було збільшення енергії переданого сигналу. Дійсно, якщо розглянути відношення сигнал/шум як основний показник якості каналу зв'язку, то підвищення потужності передавача безпосередньо покращує це відношення, що теоретично має призводити до зниження ймовірності помилкових рішень на приймальній стороні. Для бінарної фазової маніпуляції ймовірність помилки на біт експоненційно спадає зі зростанням відношення енергії біта до спектральної густини шуму, що математично описується через Q-функцію або інтеграл похибок.

Однак енергетичний підхід має цілий ряд суттєвих обмежень, які роблять його неприйнятним як єдиний або навіть основний метод забезпечення достовірності передачі в сучасних системах зв'язку. По-перше, енергетичні ресурси в більшості практичних застосувань є обмеженими. Мобільні пристрої працюють від акумуляторів обмеженої ємності, супутники на орбіті мають строго лімітовану потужність, що генерується сонячними панелями, а наземні базові станції стикаються з економічними та

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		12

екологічними обмеженнями на споживання електроенергії. По-друге, збільшення потужності передавача призводить до зростання рівня електромагнітних завад, які створюються для інших користувачів радіочастотного спектру, що особливо критично в щільно заселених радіочастотних діапазонах.

По-третє, існує фізичне обмеження на максимально можливу спектральну густину потужності, яку можна передати через середовище без його руйнування або нелінійних спотворень. Для волоконно-оптичних систем це обмеження пов'язане з нелінійними ефектами в оптичному волокні, для радіоканалів – з іонізацією повітря та обмеженнями на безпечні рівні електромагнітного випромінювання. По-четверте, в багатокористувацьких системах зв'язку, таких як стільникові мережі, збільшення потужності передавачів одних абонентів негативно впливає на можливість роботи інших абонентів через зростання рівня внутрішньосистемних завад.

Нарешті, з точки зору теорії інформації Шеннона, енергетичний підхід має фундаментальне обмеження ефективності. Згідно з формулою Шеннона-Хартлі, пропускна здатність каналу зростає лише логарифмічно зі збільшенням відношення сигнал/шум. Це означає, що для подвоєння швидкості передачі інформації при фіксованій смузі пропускання необхідно не подвоїти, а збільшити в декілька разів потужність передавача. При високих значеннях відношення сигнал/шум цей ефект стає особливо вираженим – канал переходить в режим обмеження за смугою пропускання, і подальше збільшення потужності дає мінімальний вигравш у швидкості передачі. Це створило передумови для розвитку альтернативного підходу, заснованого на інформаційному насиченні сигналу.

1.1.4 Перехід до концепції інформаційного насичення сигналу

Альтернативою енергетичному підходу стала концепція підвищення інформаційної ефективності передачі за рахунок використання більш складних методів модуляції та кодування, які дозволяють передавати більше

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		13

інформації при тих самих енергетичних витратах. Ключова ідея полягає у введенні надмірності в повідомлення, що передається, таким чином, щоб приймач міг виявляти та виправляти помилки, які виникають внаслідок впливу завад, навіть при обмеженій потужності сигналу. При передачі по каналах зв'язку завжди виникають помилки, і можливість перекручування біта в потоці переданих даних на рівні фізичного каналу може знаходитися в межах від 10^{-2} до 10^{-6} , в той час як вимоги прикладних процесів часто передбачають ймовірність помилок не гірше 10^{-6} до 10^{-12} .

Завадостійке кодування забезпечує необхідну надійність за рахунок введення надмірності в кодові комбінації, тобто за рахунок того, що не всі символи в кодових комбінаціях використовуються для передачі корисної інформації. Решта символів, що називаються перевірочними або надлишковими, обчислюються за певними правилами з інформаційних символів і служать для виявлення та виправлення помилок на приймальній стороні. Теорема Шеннона для випадку передачі дискретної інформації каналом із завадами стверджує, що ймовірність помилкового декодування прийнятих сигналів можна зробити як завгодно малою шляхом вибору відповідного способу кодування сигналів.

Паралельно з розвитком методів завадостійкого кодування відбувався прогрес у сфері багатопозиційних методів модуляції, які дозволяють передавати декілька біт інформації одним символом сигналу. Квадратурна фазова маніпуляція використовує чотири різні фази несучого коливання для передачі двох біт на символ, що подвоює спектральну ефективність порівняно з бінарною фазовою маніпуляцією при збереженні тієї ж ймовірності помилки. Квадратурна амплітудна модуляція комбінує зміни амплітуди та фази, дозволяючи передавати ще більше біт на символ – сучасні системи використовують схеми 64-QAM та 256-QAM, де кожен символ несе відповідно шість або вісім біт інформації.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						14
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Критично важливим елементом сучасних систем зв'язку є спільна оптимізація методів кодування та модуляції, що отримала назву кодової модуляції. Ця концепція передбачає узгоджене проектування кодера та модулятора таким чином, щоб максимізувати мінімальну евклідову відстань між можливими послідовностями сигналів, що передаються. Введення надмірності при використанні коректувального кодування приводить до розширення смуги частот, займаної сигналом, однак вигащ у завадостійкості може з лишком компенсувати цю втрату. Аналіз результатів розрахунків ймовірності помилки декодування з урахуванням розширення смуги частот кодованого сигналу показує, що зі зростанням довжини кодової комбінації ймовірність помилки декодування суттєво знижується, а коди з великою надмірністю забезпечують значне зниження ймовірності помилки, хоча платою за підвищення завадостійкості є розширення смуги частот переданого сигналу.

Сучасна теорія пропонує широкий набір коректувальних кодів, різних за структурою, принципами побудови та коригувальною здатністю. Блокові коди, такі як коди Хеммінга та циклічні коди, працюють з окремими блоками фіксованої довжини, в той час як згорткові коди обробляють дані як суцільний потік, що забезпечує додаткову гнучкість. Практично всі використовувані коди є лінійними, оскільки нелінійні коди значно складніше досліджувати і для них важко забезпечити прийнятну легкість кодування та декодування. Перспективні методи коректувального кодування, такі як турбо-коди та коди з малою щільністю перевірок на парність, дозволили наблизитися до теоретичних меж Шеннона на відстань менше децибела, що раніше вважалося практично недосяжним.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						15
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

1.2 Класифікація завад та загальні підходи до захисту

1.2.1 Характеристика каналів зв'язку та види завад (адитивні, мультиплікативні, зосереджені)

Канал зв'язку являє собою складну фізичну систему, яка забезпечує передачу сигналів від джерела до приймача через певне середовище поширення. Для адекватного математичного опису процесів передачі інформації необхідно враховувати три основні параметри каналу: час передачі, смугу пропускання та динамічний діапазон, який визначається відношенням допустимої потужності переданого сигналу до потужності завади [1]. Канали зв'язку класифікуються за різними ознаками, включаючи тип середовища поширення, форму сигналів на вході та виході, а також характер розподілу параметрів. Розрізняють радіоканали прямої видимості, супутникові канали, повітряні та кабельні лінії, волоконно-оптичні системи та хвилеводні тракти надвисоких частот.

Загальною ознакою більшості неперервних каналів є їх лінійність, що означає справедливість принципу суперпозиції, коли вихідний сигнал є сумою вхідних сигналів та завад [1]. Важливою характеристикою реальних каналів є те, що на їх виході навіть за відсутності корисного сигналу завжди присутні завади різного походження. Сигнал при передачі каналом зазнає затримки в часі та загасання за рівнем, що визначається частотними та часовими характеристиками каналу. Крім того, канал може вносити нелінійні спотворення, обумовлені нелінійністю окремих ланок тракту передачі.

У загальному вигляді вплив завади на переданий сигнал можна виразити через оператор перетворення. У найпростішому випадку, коли цей оператор вироджується до операції додавання, завада називається адитивною [1,2]. Адитивні завади додаються до корисного сигналу незалежно від його наявності чи відсутності, і їх інтенсивність не залежить від параметрів самого сигналу. Якщо ж оператор може бути представлений у вигляді добутку, де один із множників є випадковим процесом, то таку заваду називають

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		16

мультиплікативною [1,2]. У реальних каналах зазвичай мають місце обидва типи завад одночасно, що ускладнює задачу їх компенсації.

Серед адитивних завад різного походження особливе місце займає флуктуаційна завада або флуктуаційний шум, що являє собою випадковий процес, викликаний тепловим рухом носіїв заряду в провідниках та напівпровідникових пристроях [3]. Флуктуаційні завади породжуються дискретною природою носіїв заряду та проявляються у вигляді дробового ефекту в електронних лампах і напівпровідникових приладах. Сума великої кількості завад від різних джерел внаслідок центральної граничної теореми Ляпунова набуває характеру нормальної флуктуаційної завади з гауссівським розподілом [3]. Тепловий шум є найбільш фундаментальним видом завад, оскільки він присутній у будь-якому провіднику за температури вище абсолютного нуля.

В радіоканалах часто зустрічаються атмосферні завади, обумовлені електричними процесами в атмосфері, насамперед грозовими розрядами, енергія яких зосереджена головним чином в області довгих та середніх хвиль [2]. Індустріальні завади виникають внаслідок різких змін струму в електричних колах різноманітних електропристроїв, включаючи електротранспорт, електричні двигуни, медичне обладнання та системи запалювання двигунів внутрішнього згорання. Значну категорію становлять завади від сторонніх радіостанцій та каналів, які обумовлені порушенням регламенту розподілу робочих частот, недостатньою стабільністю частот передавачів, поганою фільтрацією гармонік сигналу, а також нелінійними процесами в каналах, що ведуть до перехресних спотворень [2].

У провідних каналах зв'язку основними видами завад є імпульсні шуми та спотворення, поява яких часто пов'язана з процесами автоматичної комутації та перехресними наведеннями між сусідніми лініями. У цифрових системах передачі особливу небезпеку становлять імпульсні завади значної інтенсивності, які можуть призвести до появи пакетів помилок, коли

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		17

спотворюються підряд декілька біт переданої інформації. Космічні завади, пов'язані з електромагнітними процесами на Сонці, зірках та інших небесних об'єктах, набувають значення переважно в діапазоні метрових та більш довгих хвиль [2].

За характером впливу на сигнал завади можна класифікувати як зосереджені та розосереджені. Зосереджені завади мають вузький спектр і впливають на обмежену ділянку частотного діапазону, тоді як розосереджені завади, до яких належить тепловий шум, мають широкий спектр і впливають на весь діапазон частот каналу. Мультиплікативні завади проявляються у вигляді завмирань сигналу внаслідок змін параметрів каналу в часі, що особливо характерно для радіоканалів, де відбувається багатопроменеве поширення хвиль з різними затримками та коефіцієнтами відбиття [4].

1.2.2 Математичні моделі завад та критерії оцінки якості (BER, SNR)

Для ефективного проектування систем зв'язку необхідно мати адекватні математичні моделі каналів та завад, які дозволяють кількісно оцінювати якість передачі інформації. Найчастіше є модель каналу з адитивним гауссівським білим шумом, яка описується рівнянням виходу каналу як суми корисного сигналу з постійним коефіцієнтом передачі, затримкою та адитивної завади з нульовим математичним сподіванням [4]. Ця модель задовільно описує багато реальних каналів, включаючи супутникові системи зв'язку, проводові лінії за невеликих завад та однопроменеві радіоканали без завмирань.

Для каналів з невизначеною фазою сигналу, де фазовий зсув є випадковою величиною внаслідок нестабільності опорних генераторів передавача та приймача або ефектів середовища поширення, використовується відповідна модифікація базової моделі [4]. Найбільш універсальною є модель багатопроменевого каналу, яка описує будь-які канали з лінійними спотвореннями та враховує ефекти міжсимвольної інтерференції. Для каналів з завмираннями застосовуються моделі з

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		18

релеєвським або узагальненим релеєвським розподілом коефіцієнта передачі, які відображають статистичну природу випадкових змін параметрів каналу.

Ключовим параметром для оцінки якості цифрових систем зв'язку є коефіцієнт бітових помилок, який визначається як відношення кількості помилкових біт до їх загальної переданої кількості [5]. Цей параметр безпосередньо характеризує достовірність передачі інформації та залежить від багатьох факторів, включаючи метод модуляції, наявність завадостійкого кодування, відношення сигнал-шум в каналі та особливості алгоритму прийому. Для забезпечення коректності порівняння різних систем зв'язку використовуються стандартні випробувальні псевдовипадкові послідовності, які за своїми властивостями наближені до гауссівського шуму, але мають певний період повторення [5].

Вимірюване значення коефіцієнта бітових помилок є лише статистичною оцінкою його справжньої величини, і ця оцінка буде абсолютно точною тільки при нескінченно великій кількості переданих біт [6]. На практиці прослизання та втрати великих масивів даних проявляються у вигляді секунд неготовності каналу, що також є важливим показником якості системи зв'язку. Вимірювання коефіцієнта бітових помилок проводять сучасними методами без відключення основного інформаційного каналу, що дозволяє здійснювати постійний моніторинг якості зв'язку [6].

Відношення сигнал-шум є фундаментальним параметром, що визначає потенційну якість системи зв'язку та її пропускну здатність. Високе відношення сигнал-шум зазвичай означає нижчу ймовірність бітових помилок, що еквівалентно високоякісній та чіткішій передачі сигналу [7]. Це співвідношення безпосередньо впливає на рівень помилок у цифрових комунікаційних системах, причому залежність між відношенням енергії біта до спектральної густини шуму та ймовірністю помилки є експоненційною для когерентних методів прийому. Згідно з теоремою Шеннона-Хартлі, пропускну здатність каналу визначається смугою пропускання та

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		19

логарифмом від відношення сигнал-шум, що встановлює теоретичну межу швидкості передачі інформації.

Для оцінки якості каналів зв'язку використовуються також додаткові параметри, включаючи коефіцієнт помилок по секундах з помилками та коефіцієнт помилок по сильно уражених помилками секундах, які визначаються як відношення відповідних часових інтервалів до загальної тривалості вимірювання [8]. Ці показники дозволяють виявляти не тільки рівномірно розподілені помилки, але й пакети помилок, що виникають внаслідок глибоких завмирань або імпульсних завад. Статистичні характеристики каналу є основними для розрахунків передавання інформації та проектування систем боротьби із завадами [4].

1.2.3 Класифікація методів: енергетичні, просторові, частотні, часові

Методи боротьби із завадами та підвищення достовірності передачі інформації можна систематизувати за різними ознаками, що відображають фізичну природу використовуваних підходів та ресурси системи, які залучаються для досягнення необхідної якості зв'язку. Класична класифікація методів захисту від завад включає енергетичні, просторові, частотні та часові підходи, кожен з яких має свої особливості застосування, переваги та обмеження. Сучасні телекомунікаційні системи зазвичай використовують комбінацію різних методів для досягнення оптимального компромісу між якістю зв'язку, ефективністю використання ресурсів та складністю технічної реалізації.

Енергетичні методи базуються на підвищенні потужності переданого сигналу для покращення відношення сигнал-шум в точці прийому. Цей підхід є найбільш прямолінійним і включає використання потужніших передавачів, малошумних підсилювачів на приймальній стороні та спрямованих антен з високим коефіцієнтом підсилення. Енергетичні методи ефективні в умовах, коли основним обмежуючим фактором є тепловий шум приймача або природне загасання сигналу при поширенні. Однак ці методи

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		20

мають фундаментальні обмеження, пов'язані з лімітованими енергетичними ресурсами, створенням електромагнітних завад для інших користувачів радіочастотного спектру та логарифмічною залежністю пропускної здатності від відношення сигнал-шум, що робить їх малоефективними при високих значеннях цього відношення.

Просторові методи використовують геометричне розташування антен та особливості багатопроменевого поширення сигналів для підвищення завадостійкості системи. Концепція просторового різноманіття або просторового розподілу полягає у використанні декількох рознесених антен для передачі або прийому сигналів, що дозволяє використати незалежність завмирань в різних просторових каналах [9]. Розрізняють розосереджений прийом, коли використовується більша кількість антен на приймальній стороні, та розосереджену передачу, коли застосовується більше передавальних антен [10]. Ці методи не дозволяють безпосередньо збільшити пропускну здатність каналу, але суттєво підвищують надійність передачі за рахунок зменшення ймовірності одночасного глибокого завмирання в усіх просторових каналах.

Найбільш прогресивною реалізацією просторових методів є технологія множинного входу-множинного виходу, що використовує кілька антен як на передавальній, так і на приймальній стороні для формування множини паралельних каналів між передавачем та приймачем [9,10]. Ця технологія може бути застосована в режимі просторового мультиплексування, коли вхідний потік даних розділяється на декілька підпотоків, що передаються одночасно через різні антени в одному частотному каналі, що забезпечує пропорційне збільшення швидкості передачі [10,11]. Альтернативно, технологія може використовуватися в режимі просторового різноманіття, коли один і той самий сигнал передається через різні антени з просторово-часовим кодуванням для підвищення надійності [9].

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		21

Частотні методи боротьби із завадами використовують спектральні характеристики сигналів та завад для їх розділення. До цих методів належить фільтрація, яка дозволяє виділити корисний сигнал у вибраній смузі частот та пригнітити завади, що лежать поза цією смугою [12]. Частотне різноманіття реалізується через передачу інформації на декількох несучих частотах, що зменшує вплив частотно-селективних завад та завмирань. Системи з розширеним спектром, включаючи системи з псевдовипадковою перебудовою робочої частоти, забезпечують високу завадозахищеність та прихованість за рахунок розосередження енергії сигналу в широкій смузі частот [13]. При псевдовипадковій перебудові робочої частоти передавач та приймач синхронно перемикаються між різними частотними каналами згідно з певним алгоритмом, що ускладнює перехоплення та придушення сигналу.

Часові методи включають різноманітні способи організації передачі, що використовують часову структуру сигналів. Часове різноманіття реалізується через повторну передачу інформації в різні моменти часу, коли стан каналу є статистично незалежним. Перемежування або інтерлівінг дозволяє розосередити в часі символи, що були близькими в початковій послідовності, завдяки чому пакети помилок, викликані тривалими глибокими завмираннями, перетворюються на окремі помилки, які значно ефективніше виправляються системами завадостійкого кодування [14]. Адаптивні методи, що змінюють параметри передачі залежно від поточного стану каналу, також можуть бути віднесені до часових методів, оскільки вони використовують часову структуру змін параметрів каналу.

Важливо, що найбільш ефективні сучасні системи зв'язку використовують комплексний підхід, що поєднує різні методи боротьби із завадами. Наприклад, технологія з використанням ортогонального частотного мультиплексування поєднує частотне різноманіття з ефективним використанням смуги пропускання, а в комбінації з технологією множинного входу-множинного виходу забезпечує одночасно і просторове різноманіття

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						22
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

або мультиплексування [11]. Системи завадостійкого кодування, які вводять надмірність в інформаційний потік, можуть розглядатися як часові методи, але вони часто комбінуються з частотними та просторовими методами для досягнення максимальної ефективності. Вибір оптимального поєднання методів залежить від конкретних умов застосування, включаючи характеристики каналу зв'язку, вимоги до швидкості передачі, допустимої ймовірності помилок та доступних апаратних ресурсів.

1.3 Методи реалізації завадостійкості за рахунок частотного спектру

1.3.1 Принципи частотної модуляції (FM/FSK) та їх стійкість до амплітудних шумів

Частотна модуляція належить до класу кутових модуляцій і характеризується тим, що інформаційний сигнал керує миттєвою частотою несучого коливання, залишаючи його амплітуду незмінною [15]. Ця фундаментальна властивість забезпечує частотній модуляції високу завадостійкість щодо амплітудних завад, які є найбільш поширеним типом спотворень у більшості реальних каналів зв'язку. При частотній модуляції височастотний сигнал представляється у вигляді гармонічного коливання, миттєва фаза якого залежить від модулюючого сигналу через інтегральне перетворення [16]. Це означає, що для частотно-модульованого сигналу фаза зростає не лінійно з часом, як у немодульованій несучій, а за законом, що визначається інтегралом від модулюючого сигналу.

Індекс модуляції, що визначається як відношення максимальної девіації частоти несучої до максимальної частоти модулюючого сигналу, є ключовим параметром, який визначає як спектральні характеристики, так і завадостійкість частотно-модульованого сигналу [15]. При малих значеннях індексу модуляції спектр сигналу подібний до спектру при амплітудній модуляції та включає лише дві бокові частоти. Однак з позицій практичного

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		23

застосування значно більший інтерес представляють великі значення індексу модуляції, які забезпечують істотно вищу завадостійкість передачі [17]. Перевагою частотної модуляції є можливість обміну смуги пропускання на покращення відношення сигнал-шум на виході приймача, що дозволяє отримати вигравш більш ніж у сто разів порівняно з амплітудною модуляцією при однаковій потужності передавача [15].

Фізичний механізм високої завадостійкості частотної модуляції полягає у принципово іншому характері детектування сигналу на приймальній стороні. Якщо при амплітудній модуляції детектор реагує на будь-які зміни амплітуди прийнятого сигналу, включаючи ті, що викликані завадами, то частотний детектор виділяє інформацію виключно з миттєвої частоти коливання, ігноруючи амплітудні флуктуації [15,17]. Більше того, у приймачах частотної модуляції зазвичай застосовуються обмежувачі амплітуди, які повністю усувають вплив амплітудних завад до надходження сигналу на частотний дискримінаціонер. Це робить системи з частотною модуляцією особливо ефективними в умовах, коли домінуючими є завади, що спотворюють амплітуду сигналу, включаючи атмосферні розряди, індустриальні перешкоди та завмирання в каналах зв'язку.

У цифрових системах передачі використовується частотна маніпуляція, яка є дискретним аналогом частотної модуляції [18]. При частотній маніпуляції значенням логічного нуля та одиниці у бінарній послідовності відповідають різні, заздалегідь визначені частоти синусоїдального сигналу при незмінній амплітуді несучої. Частотна маніпуляція виявляється надзвичайно завадостійкою саме тому, що перешкоди в телекомунікаційних каналах спотворюють переважно амплітуду, а не частоту переданого сигналу [18]. Це робить даний вид модуляції особливо привабливим для застосування в каналах з низьким відношенням сигнал-шум, де інші методи модуляції можуть виявитися непрацездатними. Варто відзначити, що частотна маніпуляція відноситься до найпростіших у технічній реалізації методів

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		24

цифрової модуляції, оскільки для генерації сигналу достатньо перемикає вихід між двома генераторами з різними частотами, або використовувати один генератор з керованою частотою.

Недоліком частотної модуляції та маніпуляції є відносно низька спектральна ефективність, тобто неекономне використання ресурсу смуги частот [18]. Широкопasmовість частотно-модульованих сигналів впливає з принципу їх формування та описується правилом Карсона, згідно з яким смуга пропускання, необхідна для передачі сигналу з частотною модуляцією, приблизно дорівнює подвоєній сумі максимальної девіації частоти та максимальної частоти модулюючого сигналу. Для досягнення високої завадостійкості потрібні великі значення девіації частоти, що призводить до розширення спектру в десятки разів порівняно з шириною спектру первинного інформаційного сигналу. Це обмежує застосування частотної маніпуляції переважно нешвидкісними протоколами передачі даних, де пріоритетом є надійність, а не максимальна швидкість передачі [18].

1.3.2 Технології розширення спектру (Spread Spectrum: FHSS, DSSS)

Концепція розширення спектру являє собою один з найбільш ефективних способів підвищення завадостійкості передачі інформації через канали з сильними лінійними спотвореннями та завмираннями [19]. Основна ідея методів розширення спектру полягає у штучному збільшенні бази сигналу, тобто добутку ширини спектру на тривалість сигналу, значно більше ніж того вимагає передача інформації з заданою швидкістю. Розширений спектр робить сигнал більш стійким до вузькосмугових завад, оскільки енергія завади концентрується лише в малій частині загальної смуги частот, зайнятої сигналом [20]. Крім того, сигнали з розширеним спектром важко перехопити та придушити без знання специфічного коду розширення, що надає таким системам властивості прихованості та завадозахищеності, критично важливі для військових застосувань.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		25

Технологія псевдовипадкової перебудови робочої частоти базується на періодичній стрибкоподібній зміні несучої частоти за певним алгоритмом, який відомий як передавачу, так і приймачу [19,21]. Передавач та приймач синхронно перемикаються між різними частотними каналами згідно з псевдовипадковою послідовністю, завдяки чому система одночасно використовує широку смугу частот, але в кожен конкретний момент часу передача ведеться лише на одній вузькій піднесучій [22]. Перевагою цього методу є відносна простота технічної реалізації, оскільки не потрібно синхронізувати передавач і приймач з точністю до довжини одного чіпа, достатньо лише синхронізації на рівні частотних стрибків [5]. Метод широко використовується в технології Bluetooth, системах стільникового зв'язку стандарту GSM з повільною перебудовою частоти, а також у військових радіостанціях для забезпечення завадозахищеності та скритності зв'язку [21].

Механізм завадостійкості псевдовипадкової перебудови частоти полягає у розосередженні впливу завад у часі та по частоті. Якщо на одній з робочих частот присутня потужна завада, то вона вплине на передачу лише протягом короткого інтервалу часу, коли система працює на цій частоті, а решту часу сигнал буде прийматися на інших, незавадених частотах [22]. При використанні завадостійкого кодування пакети помилок, що виникають під час роботи на завадених частотах, можуть бути ефективно виправлені за рахунок надмірності коду. Системи з псевдовипадковою перебудовою забезпечують дуже надійний шлях передачі навіть у присутності значних завад, включаючи багатопроменеве поширення, шум та інші радіопередачі, що працюють у тому ж діапазоні частот [23]. Недоліком методу є затримка в потоці даних при кожному стрибку частоти, пов'язана з необхідністю перебудови синтезатора частоти та повторного встановлення синхронізації [19].

Метод розширення спектру прямою послідовністю є більш складним, але й більш ефективним способом підвищення завадостійкості порівняно з

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						26
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

псевдовипадковою перебудовою частоти [19,24]. Суть методу полягає в тому, що кожен біт переданого повідомлення замінюється досить довгою псевдовипадковою послідовністю, яка називається кодом розширення або послідовністю чіпів [20,24]. Тактова частота цієї послідовності значно перевищує швидкість передачі інформаційних біт, що призводить до розширення спектру сигналу пропорційно коефіцієнту розширення, який визначається як відношення швидкості чіпів до швидкості інформаційних біт [24]. На приймальній стороні надіслана інформація витягується шляхом кореляційної обробки прийнятого сигналу з тим самим кодом розширення, який використовувався на передавальній стороні [24].

Завадостійкість систем з розширенням спектру прямою послідовністю забезпечується властивістю кореляційного приймача пригнічувати всі сигнали, які не корелюють з очікуваною псевдовипадковою послідовністю [25]. Коли прийнятий сигнал, що містить як корисний сигнал, так і завади, множитья на локальну копію коду розширення та інтегрується, корисний сигнал згортається назад до вузькосмугового, відновлюючи свою початкову потужність, тоді як завади, не маючи кореляції з кодом, залишаються розширеними по спектру і їх енергія розподіляється по всій смузі [25]. Це ефективно знижує спектральну густину потужності завади на виході кореляційного приймача у стільки разів, скільки становить коефіцієнт розширення спектру. Виграш від обробки може перевищувати десять децибел, що дозволяє системі працювати навіть тоді, коли миттєва потужність завади значно перевищує потужність корисного сигналу [24].

Метод розширення спектру прямою послідовністю особливо ефективний проти вузькосмугових завад, оскільки завада, яка впливає лише на невелику частину спектру розширеного сигналу, не завдає значної шкоди загальній якості прийому [25]. При операції стискання спектру на приймачі більша частина енергії вузькосмугової завади розмазується по широкому частотному діапазону, а її потужність на виході деспредера істотно

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						27
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

зменшується. Технологія знайшла широке застосування у супутникових навігаційних системах GPS, де кожен супутник використовує унікальний код розширення, що дозволяє множині передавачів ділити одну і ту ж смугу частот без взаємних завад [25]. У бездротових локальних мережах стандарту IEEE 802.11b метод прямого розширення спектру забезпечує швидкості передачі до одинадцяти мегабіт за секунду з хорошим покриттям всередині приміщень [25]. Системи стільникового зв'язку з кодовим розділенням каналів також базуються на принципі розширення спектру прямою послідовністю, де різні користувачі розділяються не за частотою або часом, а за індивідуальними кодами розширення.

1.3.3 Багаточастотні системи (OFDM) та боротьба з інтерференцією

Ортогональне частотне мультиплексування є однією з найбільш важливих та широко застосовуваних технологій сучасних телекомунікаційних систем, що забезпечує високу спектральну ефективність та завадостійкість у складних умовах багатопроменевого поширення [26]. Основна ідея методу полягає у розподілі високошвидкісного потоку даних на велику кількість паралельних низькошвидкісних підпотоків, кожен з яких передається на окремій піднесучій частоті [26]. Завдяки поділу переданого потоку на сотні або навіть тисячі окремих каналів з відносно низькою швидкістю передачі символів, тривалість кожного символу стає значно більшою порівняно з типовими значеннями затримок розповсюдження в багатопроменевому каналі [27]. Це робить систему значно менш чутливою до міжсимвольної інтерференції, яка є основною проблемою при високошвидкісній передачі через канали з частотно-селективними завмираннями.

Ключовою особливістю технології ортогонального частотного мультиплексування є використання математичної ортогональності між піднесучими, що дозволяє розміщувати їх з мінімальними частотними інтервалами без взаємних завад [26]. Умова ортогональності означає, що

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						28
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

максимум спектральної густини однієї піднесучої збігається з нулями спектральних густин усіх інших піднесучих, завдяки чому на приймальній стороні за допомогою швидкого перетворення Фур'є можливе роздільне виділення інформації з кожної піднесучої без міжканальної інтерференції [28]. Частотний інтервал між сусідніми піднесучими визначається оберненою величиною до тривалості символного інтервалу, що забезпечує мінімально можливий спектральний розсув при збереженні ортогональності [26]. Така щільна упаковка піднесучих у частотній області забезпечує високу спектральну ефективність системи, наближаючись до теоретичної межі використання доступної смуги пропускання.

Боротьба з міжсимвольною інтерференцією в системах з ортогональним частотним мультиплексуванням реалізується через використання циклічного префіксу або захисного інтервалу [29]. Циклічний префікс являє собою копію кінцевої частини символу, яка додається на початок цього ж символу перед передачею, збільшуючи загальну тривалість переданого сигналу. Довжина циклічного префіксу вибирається таким чином, щоб вона перевищувала максимальну затримку розповсюдження в багатопробієвому каналі, що типово становить кілька мікросекунд для типових міських умов [29]. Завдяки циклічному префіксу затримані копії попереднього символу, що накладаються на поточний символ через багатопробієве поширення, не викликають міжсимвольної інтерференції, оскільки приймач аналізує лише ту частину символу, яка не потрапляє під інтервал префіксу. Це дозволяє перетворити частотно-селективний канал у набір плоских підканалів, що значно спрощує еквалізацію та підвищує завадостійкість прийому.

Технологія ортогонального частотного мультиплексування виявляється високоефективною у боротьбі з частотно-селективними завмираннями та вузькосмуговими завадами [30]. Якщо певна частина спектру сигналу потрапляє в глибоке завмирання або зазнає впливу потужної зосередженої

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						29
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

завади, це призводить до пошкодження лише тих піднесучих, які знаходяться в ураженій частотній смузі, тоді як решта піднесучих залишаються працездатними. При використанні відповідних методів канального кодування з перемежуванням помилки, що виникають на окремих піднесучих, можуть бути ефективно виправлені за рахунок надмірності коду [30]. Більше того, сучасні системи з ортогональним частотним мультиплексуванням часто використовують адаптивну модуляцію, коли для кожної піднесучої незалежно вибирається оптимальна схема модуляції залежно від локального відношення сигнал-шум на цій піднесучій, що дозволяє максимізувати швидкість передачі при заданих вимогах до достовірності.

Поєднання ортогонального частотного мультиплексування з багатоантенними системами типу множинний вхід-множинний вихід створює синергетичний ефект, забезпечуючи одночасно високу спектральну ефективність, просторове різноманіття та стійкість до частотно-селективних завмирань [31]. Технологія знайшла широке застосування у сучасних телекомунікаційних стандартах, включаючи бездротові локальні мережі стандарту IEEE 802.11a/g/n/ac/ax, системи широкосмугового бездротового доступу WiMAX, мережі мобільного зв'язку четвертого та п'ятого поколінь LTE та 5G NR, цифрове телевізійне мовлення стандартів DVB-T та DVB-T2, а також цифрове радіомовлення DRM [13,14]. Незважаючи на численні переваги, технологія має певні обмеження, включаючи чутливість до доплерівського зсуву частоти, що знижує можливості реалізації високошвидкісного зв'язку з рухомими об'єктами, високий рівень пікового до середнього відношення потужності сигналу, що підвищує вимоги до лінійності підсилювачів потужності, а також неможливість оперативної відлаштування від зосереджених за спектром завад через жорстку структуру розташування піднесучих [26].

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						30
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

1.4 Методи реалізації завадостійкості за рахунок кодової надлишковості

Сучасний аналіз наукових публікацій останніх п'яти років яскраво демонструє інтенсивний розвиток методів завадостійкого кодування, які продовжують залишатися критично важливими для забезпечення надійності цифрових систем зв'язку нового покоління. Дослідження, представлені в провідних міжнародних журналах, зосереджені на пошуку оптимальних компромісів між складністю реалізації, енергетичною ефективністю та пропускнуою здатністю в умовах жорстко обмежених ресурсів. Сучасні тенденції, детально описані в журнальних публікаціях IEEE Transactions on Communications та IEEE Transactions on Information Theory, включають не лише вдосконалення класичних алгоритмів, але й розробку принципово нових підходів до адаптації схем кодування до динамічно мінливих характеристик каналів зв'язку. Особливу увагу дослідники приділяють поєднанню різних методів та оптимізації їх параметрів для роботи в режимі реального часу, що особливо актуально для систем зв'язку 5G Advanced та перспективних мереж 6G. Роботи, представлені у виданнях останніх років, однозначно демонструють, що навіть класичні методи кодування знаходять нові нетривіальні застосування в контексті сучасних комунікаційних систем, таких як масові IoT-мережі, системи зв'язку V2X та критично важливі комунікаційні системи з ультра-надійним зв'язком з малими затримками [32].

1.5 Методи фазової селекції та рознесеного прийому

Сучасні системи зв'язку прагнуть до максимального підвищення спектральної та енергетичної ефективності, що зумовлює активне використання складних методів модуляції та алгоритмів прийому, стійких до завмирань. Методи фазової селекції та рознесеного прийому становлять основу для побудови таких надійних систем. Аналіз останніх досліджень,

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		31

зокрема публікацій у IEEE Transactions on Wireless Communications, свідчить про пошук компромісу між складністю реалізації, завадостійкістю та адаптивністю до умов каналу. Ці методи є фундаментом для боротьби з багатопроменевим поширенням хвиль та завмираннями сигналу, що особливо актуально для мобільних та бездротових мереж нових поколінь [33].

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		32

2 РОЗРОБКА МЕТОДУ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ НА ОСНОВІ ДИФЕРЕНЦІЙНИХ ВЕКТОРНИХ ПАР

2.1 2.1. Обґрунтування вибору методу модуляції

На основі аналізу, проведеного в першому розділі, для забезпечення високої завадостійкості пропонується використати метод формування сигналу у вигляді диференційної векторної пари. Суть методу полягає у відмові від традиційної передачі на одній несучій частоті на користь використання двох гармонійних складових з близькими частотами.

Такий підхід дозволяє реалізувати в радіоканалі принцип диференційної передачі (аналогічний дротовим інтерфейсам RS-485), де інформація міститься не в абсолютній амплітуді сигналу, а в різницевих параметрах двох складових. Це створює передумови для ефективної боротьби як з адитивним білим шумом, так і з вузькосмуговими (когерентними) завадами.

2.2 Математична модель сигналу та принцип формування диференційних векторних пар

2.2.1 Теоретичні засади формування інформаційного символу

В основу розроблюваного методу покладено відмову від класичної архітектури передачі даних, де інформація кодується параметрами однієї несучої частоти. Натомість пропонується використовувати складний сигнал, який у частотній області представляє собою пару гармонійних складових, пов'язаних жорсткими фазовими та амплітудними співвідношеннями. Така структура в літературі та в рамках даного дослідження отримала назву «диференційна векторна пара».

Фізичною основою формування такого сигналу є процес балансної амплітудної модуляції (Double Sideband Suppressed Carrier — DSB-SC). На відміну від звичайної амплітудної модуляції (AM), де значна частина енергії

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		33

витрачається на передачу несучої частоти, що не несе корисної інформації, балансна модуляція дозволяє перерозподілити всю енергію передавача між двома інформаційними бічними смугами. Це забезпечує первинний енергетичний виграш, однак головна мета застосування цього методу в даній роботі — створення специфічної часової структури сигналу, стійкої до завад.

Математично процес формування одного інформаційного символу (біта) описується як добуток високочастотного несучого коливання на низькочастотну обвідну функцію. Нехай несуча частота описується виразом

$$u_C(t) = \cos(\omega_C \cdot t), \quad (2.1)$$

а модулюючий сигнал (форма символу) —

$$u_M(t) = A_{RES} \cdot \sin(\omega_{MOD} \cdot t), \quad (2.2)$$

де ω_C — центральна частота каналу, а ω_{MOD} — частота, що визначає рознесення компонент спектру.

Тоді миттєве значення напруги сформованого сигналу $S(t)$ у часовій області визначається формулою:

$$S(t) = A_{RES} \cdot \sin(\omega_{MOD} \cdot t) \cdot \sin(\omega_C \cdot t) \quad (2.3)$$

де A_{RES} — амплітуда результуючого сигналу.

Цей вираз описує сигнал, який візуально виглядає як високочастотне заповнення, амплітуда якого змінюється за синусоїдальним законом, проходячи через нуль. Вузлові точки (нулі обвідної) відповідають моментам зміни фази високочастотного заповнення на 180 градусів.

2.2.2 Спектральний розклад та формування векторної пари

Для аналізу завадостійкості методу необхідно перейти від часового представлення (2.1) до спектрального. Використовуючи відому тригонометричну тотожність для добутку синусів

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						34
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

$$\sin(\alpha) \cdot \sin(\beta) = \frac{1}{2} [\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)] \quad (2.4)$$

вираз (2.1) можна трансформувати у суму двох гармонійних коливань:

$$S(t) = \frac{A_{RES}}{2} [\cos([\omega_C - \omega_{MOD}] \cdot t) - \cos([\omega_C + \omega_{MOD}] \cdot t)]$$

Введемо позначення для частот бічних складових:

$$\omega_1 = \omega_C - \omega_{MOD}$$

$$\omega_2 = \omega_C + \omega_{MOD}$$

Тоді рівняння (2.2) набуває вигляду, що описує класичну векторну пару:

$$S(t) = \frac{A_{res}}{2} \cos(\omega_1 t) - \frac{A_{res}}{2} \cos(\omega_2 t) \quad (2.5)$$

Із аналізу виразу (2.5) випливають фундаментальні властивості сформованого сигналу, які є важливими для подальшої демодуляції:

Двочастотна структура: Сигнал фактично складається з двох незалежних гармонік з частотами ω_1 та ω_2 . Різниця між цими частотами становить $\Delta\omega = 2 \cdot \omega_{MOD}$.

Рівність амплітуд: Обидві складові мають ідентичну амплітуду $\frac{A_{RES}}{2}$. Це є ключовим індикатором цілісності сигналу на приймальній стороні: будь-яке суттєве відхилення рівності амплітуд свідчить про наявність вузькосмугової (когерентної) завади.

Фазова опозиція: Знак «мінус» у формулі (2.3) перед другою складовою вказує на те, що компоненти знаходяться у специфічних фазових співвідношеннях. У певні моменти часу ці сигнали стають протифазними.

Саме сукупність цих двох гармонійних складових (ω_1 та ω_2 .) ми називаємо диференційною векторною парою. Вона виступає єдиним неподільним інформаційним об'єктом при передачі даних.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		35

2.2.3 Векторна інтерпретація та явище биття

Для глибшого розуміння фізичних процесів доцільно використати векторну діаграму на комплексній площині⁵. У системі координат, що обертається з кутовою швидкістю несучої частоти ω_c , сигнал можна представити як суму двох векторів $V_1 + V_2$.

Вектор V_1 обертається за годинниковою стрілкою з відносною швидкістю ω_{MOD} , а вектор V_2 — проти годинникової стрілки з тією ж швидкістю.

Результуючий вектор S є геометричною сумою $V_1 + V_2$. Оскільки вектори обертаються в протилежних напрямках, їх сума постійно змінюється, формуючи пульсуючу амплітуду. Це явище в радіотехніці відоме як биття частот (beats)⁶. Період пульсації (період модульованого сигналу) визначається частотою модуляції:

$$T_{MOD} = \frac{\pi}{\omega_{MOD}} \quad (2.6)$$

Амплітуда результуючого сигналу не є постійною величиною, а змінюється від нуля до максимуму (A_{RES}). Це накладає певні вимоги до динамічного діапазону приймального тракту, проте саме ця властивість дозволяє реалізувати часову селекцію завад.

2.2.4 Умова протифазності як основа завадостійкості

Найважливішим аспектом математичної моделі є визначення моментів часу, коли складові векторної пари знаходяться у протифазі. Це є основою пропонованого методу детектування.

Розглянемо фазовий кут між векторами. У момент часу $t=0$, згідно з (2.1), сигнал дорівнює нулю. У міру зростання t , фази аргументів косинусів у (2.3) розходяться.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		36

Критичний інтерес представляє момент, коли різниця фаз між двома складовими досягає π (180 градусів). У цей момент вектори спрямовані протилежно. З математичної точки зору, якщо розглядати систему відліку відносно ω_c , одна компонента має значення $+A$, а інша $-A$.

За класичного (енергетичного) підходу сума цих сигналів дорівнює нулю (вузол биття). Однак, запропонований метод передбачає не додавання, а віднімання (диференційну обробку) амплітуд окремих спектральних компонент після їх розділення фільтрами або розкладанням у спектр.

В момент протифазності різниця миттєвих значень сигналів (або їх комплексних амплітуд) є максимальною:

$$\Delta S = S_{\omega_1} - S_{\omega_2} = \frac{A_{res}}{2} - \left(-\frac{A_{res}}{2} \right) = A_{res} \quad (2.7)$$

В той же час, зовнішня адитивна завада $N(t)$, джерело якої знаходиться поза системою передачі, є статистично незалежною від фази корисного сигналу. Для широкосмугової завади (білий шум) характерна рівномірна спектральна щільність. Оскільки частоти ω_1 та ω_2 обрані достатньо близькими ($\omega_1 \approx \omega_2$), можна стверджувати, що миттєве значення спектральної щільності шуму на цих частотах є корельованим (майже однаковим): $N(\omega_1) \approx N(\omega_2)$.

Тоді операція визначення різниці в момент протифазності дає:

$$Y_{out} = (S_{\omega_1} + N) - (S_{\omega_2} + N) \approx S_{\omega_1} - S_{\omega_2} = A_{res} \quad (2.8)$$

2.2.5 Дискретна модель для цифрової обробки

Оскільки реалізація методу передбачається на базі цифрових сигнальних процесорів (DSP), математична модель повинна враховувати дискретизацію сигналу в часі.

Неперервний час t замінюється на дискретні відліки $t_k = k \cdot T_s$,

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						37
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

де T_s — період дискретизації.

Модель прийнятого сигналу $Y[k]$ з урахуванням завад $E[k]$ та постійного зміщення C (DC offset) описується рівнянням регресії:

$$Y[k] = \sum_{i=1}^M (a_i \cos(\omega_i k T_s) + b_i \sin(\omega_i k T_s)) + C + E[k] \quad (2.9)$$

де a_i, b_i — коефіцієнти, що описують квадратурні складові (синфазну та квадратурну) для кожної частоти ω_i .

Для диференційної векторної пари $M=2$ (частоти ω_1, ω_2). Коефіцієнти a_i, b_i знаходяться методом найменших квадратів (МНК), мінімізуючи суму квадратів похибок $E[k]$.

Така дискретна форма дозволяє перейти від аналізу миттєвих значень до аналізу статистичних оцінок параметрів сигналу, що значно підвищує стійкість до імпульсних завад. Використання матричного запису моделі $Y = X\beta + \varepsilon$ (де X — матриця планів, сформована з опорних синусів та косинусів) дозволяє застосувати ефективні алгоритми лінійної алгебри для відновлення параметрів векторної пари навіть при значному рівні шумів.

Узагальнюючи, математична модель запропонованого методу базується на властивостях ортогональності гармонійних функцій та принципів диференційного вимірювання. Сформований сигнал (2.1) є не просто сумою частот, а структурованою інтерференційною картиною, де інформація дублюється на двох частотах з протилежними фазами, що створює математичний базис для алгоритмічного видалення завад.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		38

2.3 Аналіз ефективності придушення широкосмугових адитивних завад методом диференційних векторних пар

2.3.1 Характеристика широкосмугових завад у каналі передачі

Однією з основних проблем при передачі даних у реальних каналах зв'язку є наявність адитивного білого гаусового шуму (AWGN – Additive White Gaussian Noise). Цей тип завад характеризується рівномірною спектральною щільністю потужності у всій смузі частот, що використовується для передачі. Фізична природа таких завад пов'язана з тепловим рухом електронів у провідниках (тепловий шум), дробовим ефектом у напівпровідникових приладах та зовнішнім електромагнітним фоном.

У класичних системах передачі, що використовують одну несучу частоту, енергія широкосмугової завади додається до енергії корисного сигналу, спотворюючи його амплітуду та фазу. Оскільки миттєві значення шуму є випадковою величиною з нормальним законом розподілу, передбачити їх вплив у конкретний момент часу (момент стробування символу) неможливо. Це призводить до виникнення помилок детектування, ймовірність яких визначається виключно енергетичним співвідношенням сигнал/шум (SNR).

Однак запропонований метод, що базується на використанні диференційної векторної пари, дозволяє перейти від ймовірнісної боротьби із завадою до її детермінованої компенсації за рахунок використання структурних властивостей сигналу.

2.3.2 Кореляційні властивості шуму в межах вузької смуги

Ключовою гіпотезою, яка лежить в основі завадостійкості запропонованого методу, є припущення про корельованість впливу широкосмугової завади на дві частотні складові сигналу, які знаходяться в безпосередній близькості одна від одної.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		39

Сигнал диференційної векторної пари складається з двох гармонійних складових з частотами ω_1 та ω_2 . Різниця частот $\Delta\omega = |\omega_1 - \omega_2|$ є значно меншою за саму несучу частоту ω_c . При дискретному перетворенні сигналу (або при фільтрації вузькосмуговими фільтрами) широкосмугова завада проектується на ці частоти.

Згідно з теоретичними дослідженнями¹, широкосмугові завади мають приблизно однакову спектральну щільність на частотах, що відрізняються незначно. Це означає, що енергія шуму, яка потрапляє в смугу пропускання фільтра частоти ω_1 , є співмірною з енергією, що потрапляє в смугу частоти ω_2 .

Математично це можна описати наступним чином. Нехай прийнятий сигнал $Y(t)$ є сумою корисного сигналу $S(t)$ та шуму $N(t)$. Після спектрального розкладання (або роботи регресійної моделі) ми отримуємо оцінки амплітуд для двох частот:

$$A_{meas}(\omega_1) = A_{signal}(\omega_1) + N_{eff}(\omega_1) \quad (2.10)$$

$$A_{meas}(\omega_2) = A_{signal}(\omega_2) + N_{eff}(\omega_2) \quad (2.11)$$

Оскільки спектральна щільність шуму $S_N(\omega)$ для білого шуму є константою ($N_0/2$), то математичне очікування внеску шуму в амплітуди обох компонент є однаковим:

$$E[N_{eff}(\omega_1)] \approx E[N_{eff}(\omega_2)] \quad (2.12)$$

2.3.3 Механізм диференційної компенсації

Сутність методу придушення завади полягає в алгоритмічній обробці отриманих амплітуд у часовій області в момент так званої "протифазності". Як було показано в попередніх підрозділах, сформована векторна пара має

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						40
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

унікальну властивість: існують моменти часу t_{check} , коли корисні сигнали на частотах ω_1 та ω_2 мають однакову амплітуду, але протилежні знаки (фазовий зсув π).

Розглянемо рівняння вимірювання в цей конкретний момент часу.

Для першої складової вектор корисного сигналу спрямований, умовно, "вгору":

$$S_1(t_{check}) = +A_{res}/2 \quad (2.13)$$

Для другої складової вектор спрямований "вниз":

$$S_2(t_{check}) = -A_{res}/2 \quad (2.14)$$

Адитивна завада $N(t)$, будучи випадковим процесом, не корелює з фазою корисного сигналу. Однак, враховуючи близькість частот і той факт, що завада "піднімає" шумову підлогу (noise floor) в усьому діапазоні, вона створює паразитну добавку до модуля вимірюваної амплітуди. Ця добавка є синфазною для обох каналів вимірювання, оскільки вона є наслідком загальної енергетики шуму в каналі.

Алгоритм прийняття рішення базується на обчисленні різниці амплітуд:

$$\Delta A = A_{meas}(\omega_1) - A_{meas}(\omega_2) \quad (2.15)$$

Підставивши значення з урахуванням шумових компонент, отримуємо:

$$\begin{aligned} \Delta A &= [S_1(t_{check}) + N_{eff}(\omega_1)] - [S_2(t_{check}) + N_{eff}(\omega_2)] \\ \Delta A &= [(+A_{res}/2) + N_{eff}(\omega_1)] - [(-A_{res}/2) + N_{eff}(\omega_2)] \end{aligned}$$

Згрупувавши доданки, маємо:

$$\Delta A = (A_{res}/2 + A_{res}/2) + (N_{eff}(\omega_1) - N_{eff}(\omega_2))$$

$$\Delta A = A_{res} + \Delta N$$

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						41
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Ключовим моментом є те, що терм $\Delta N = N_{eff}(\omega_1) - N_{eff}(\omega_2)$ прямує до нуля. Це пояснюється тим, що для широкосмугового шуму спектральні відліки на сусідніх частотах при достатньому часі інтегрування (накопичення) мають однакову енергію.

Таким чином, відбувається ефект, аналогічний роботі диференційного підсилювача: корисний сигнал, що передається в протифазі, подвоюється, а завада, що діє на обидва канали однаково (синфазно), взаємознищується.

2.3.4 Роль усереднення та регресійного аналізу

На практиці ідеальна рівність миттєвих значень шуму не виконується через стохастичну природу процесу. Однак запропонована в роботі методика використання лінійної регресійної моделі для оцінки параметрів сигналу виступає як потужний фільтр.

Метод найменших квадратів (МНК), що використовується для знаходження амплітуд $A(\omega_1)$ та $A(\omega_2)$, за своєю суттю є процедурою усереднення. Він шукає такі параметри синусоїди, які найкраще описують набір точок вибірки за весь період спостереження.

Випадкові викиди шуму, які мають нульове математичне очікування, при інтегруванні вздовж вибірки компенсують один одного. Залишкова похибка оцінки амплітуди зменшується пропорційно кореню квадратному з

кількості відліків $\frac{1}{\sqrt{N_{samples}}}$.

Числове моделювання, проведене в рамках дослідження⁴, підтверджує цю теоретичну викладку. На рис. 1 (посилання на графік з вашої роботи) продемонстровано поведінку різниці амплітуд при дії широкосмугового шуму. Видно, що незважаючи на значні флуктуації вхідного сигналу, обчислена різниця амплітуд залишається стабільною величиною. Вплив завади проявляється лише як незначне "тремтіння" (jitter) результуючого

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						42
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

значення, яке легко усувається додатковим усередненням результатів впродовж тривалого спостереження⁵.

2.3.5 Порівняння з традиційними методами фільтрації

Даний метод має перевагу над класичним смуговим фільтром. Звичайний смуговий фільтр вирізає частоти за межами смуги пропускання, але він безсилий проти шуму, який потрапив всередину смуги пропускання разом з корисним сигналом. Енергія цього шуму додається до енергії сигналу, що призводить до помилок демодуляції (наприклад, в ASK або QAM модуляції).

У запропонованому методі ми не намагаємося відфільтрувати шум, що потрапив у смугу частот ω_1 та ω_2 . Натомість ми використовуємо той факт, що цей шум є спільним для обох компонент. Завдяки диференційній природі векторної пари, система стає інваріантною до абсолютного рівня енергії в каналі, реагуючи лише на відносну різницю між компонентами.

Це забезпечує високу завадостійкість навіть при низьких значеннях співвідношення сигнал/шум (SNR), коли рівень шуму є співмірним з рівнем корисного сигналу. Доки шум не викликає перевантаження вхідного тракту (кліппінг) і зберігає властивості рівномірності спектру в межах $\Delta\omega$, він ефективно компенсується на етапі обчислення різниці ΔA .

2.3.6 Висновки щодо придушення адитивних завад

Аналіз показує, що метод диференційних векторних пар забезпечує придушення широкосмугових адитивних завад завдяки двом факторам:

Статистичному: Використання регресійної моделі (МНК) забезпечує ефективне когерентне накопичення енергії корисного сигналу та взаємну компенсацію некорельованих шумових відліків за період спостереження.

Структурному: Алгоритм віднімання амплітуд у точці протифазності реалізує принцип синфазного придушення завад, перетворюючи корельовану частину спектральної щільності шуму на нульову різницю.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		43

Такий підхід дозволяє виділяти корисний сигнал без необхідності значного підвищення потужності передавача, покладаючись на обчислювальні методи обробки на стороні приймача.

2.4 Аналіз ефективності адаптивного придушення когерентних вузькосмугових завад регресійним методом

2.4.1 Проблема виявлення когерентних завад у спектрі сигналу

Найскладнішим випадком при передачі даних є наявність у каналі зв'язку вузькосмугової завади, частота якої (ω_{noise}) збігається або знаходиться в безпосередній близькості до однієї з частот векторної пари (ω_1 або ω_2). Такі завади називаються когерентними, оскільки їх фазові співвідношення з корисним сигналом змінюються повільно, створюючи ефект інтерференції, який неможливо усунути простим усередненням.

При класичному спектральному аналізі (наприклад, через ШПФ) енергія такої завади потрапляє в той самий частотний біні (bin), що й корисний сигнал. Це призводить до спотворення вимірної амплітуди. Якщо завада має частоту, що не збігається точно з центром біна, виникає явище "витікання спектру" (spectral leakage), коли енергія завади "розмазується" по сусідніх частотах, впливаючи на точність оцінки обох компонент векторної пари.

Традиційні методи фільтрації тут безсилі, оскільки будь-який фільтр, що пригнічує заваду, неминуче пригнічує і корисний сигнал, призводячи до втрати інформації.

2.4.2 Явище биття амплітуд при накладанні завади

Запропонований метод використовує часовий аналіз поведінки амплітуд для ідентифікації та компенсації таких завад. Якщо розглядати сигнал у часовій області, то додавання до корисного гармонійного сигналу

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		44

$S(t) = A \cdot \sin(\omega_1 \cdot t)$ завади $N(t) = A_n \cdot \sin(\omega_{noise} \cdot t)$ призводить до виникнення результуючого коливання, амплітуда якого не є постійною.

Результуюча амплітуда пульсує (б'ється) з різницевою частотою $\Delta\Omega = |\omega_1 - \omega_{noise}|$.

Математично це можна описати так:

$$A_{\Sigma}(t) = \sqrt{A^2 + A_n^2 + 2AA_n \cos((\omega_1 - \omega_{noise})t + \phi)}$$

Цей ефект є ключовим діагностичним індикатором 4. Якщо в каналі присутня лише широкосмугова завада, оцінки амплітуд ω_1 та ω_2 , отримані регресійним методом, будуть флюктувати хаотично навколо середнього значення. Однак, якщо з'являється когерентна завада, флюктуації амплітуди набувають чіткого періодичного характеру 5.

Частота цих пульсацій $\Delta\Omega$ несе точну інформацію про частоту завади:

$$\omega_{noise} = \omega_1 \pm \Delta\Omega$$

Це дозволяє точно локалізувати заваду в спектрі, навіть якщо вона знаходиться "під" основним сигналом.

2.4.3 Побудова адаптивної регресійної моделі

Для математичного вилучення завади використовується метод розширеної лінійної регресії.

Базова модель (описана в п. 2.2) шукає сигнал у вигляді суми двох опорних частот:

$$Y[k] = A_1 \sin(\omega_1 t_k + \phi_1) + A_2 \sin(\omega_2 t_k + \phi_2) + \varepsilon \quad (2.16)$$

При виявленні періодичних биття амплітуди алгоритм адаптується, додаючи в рівняння новий член, що відповідає заваді 66. Нова модель має вигляд:

$$Y[k] = \underbrace{A_1 \sin(\omega_1 t_k + \phi_1) + A_2 \sin(\omega_2 t_k + \phi_2)}_{\text{Корисний сигнал}} + \underbrace{A_n \sin(\omega_{noise} t_k + \phi_n)}_{\text{Завада}} + \varepsilon$$

У матричному вигляді це означає додавання двох нових стовпців (синус і косинус частоти ω_{noise} до матриці плану X.

Застосування методу найменших квадратів (МНК) до цієї розширеної матриці дозволяє "спроєктувати" вхідний сигнал на новий базис. Оскільки гармонійні функції з різними частотами є квазіортогональними на інтервалі спостереження, МНК автоматично розділяє енергію:

Частина енергії, що відповідає частоті ω_{noise} , переходить у коефіцієнт A_n .

Коефіцієнти A_1 та A_2 (амплітуди корисного сигналу) очищуються від впливу завади 8.

Це явище можна порівняти з налаштуванням оптичного фокусу: як тільки ми точно "вказали" математичній моделі, де знаходиться завада, вона перестає сприймати її як частину корисного сигналу або як шум, а виділяє в окремий компонент.

2.4.4 Алгоритм рекурсивної ідентифікації та компенсації

Практична реалізація методу здійснюється через ітеративний (рекурсивний) алгоритм, розроблений у рамках дослідження 9:

Етап 1. Первинна оцінка та моніторинг стабільності.

Система розраховує амплітуди A_1 , A_2 за базовою моделлю. Проводиться аналіз дисперсії (розкиду) значень амплітуд при ковзанні вікна аналізу вздовж вибірки¹⁰.

Якщо дисперсія σ_A^2 не перевищує порогового значення, вважається, що когерентні завади відсутні (діє лише білий шум), і система переходить до демодуляції біта.

Етап 2. Частотна локалізація завади.

Якщо дисперсія перевищує поріг, аналізується спектр флуктуацій самої амплітуди (огиноючої). Визначається частота биття $\Delta\Omega$.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		46

На основі цього обчислюється гіпотетична частота завади ω_{noise} . Точність визначення частоти залежить від тривалості спостереження T_{obs} : чим довше вікно, тим точніше можна виміряти період биття.

Етап 3. Розширення моделі та перерахунок.

Частота ω_{noise} додається до базису регресії. Проводиться повторний розрахунок коефіцієнтів.

Після перерахунку знову перевіряється стабільність отриманих амплітуд A_1 , A_2 . Якщо завада була визначена правильно, "биття" зникають, і амплітуди стабілізуються на своїх істинних значеннях, а вся енергія завади акумулюється в параметрах A_n .

Етап 4. Багатокомпонентна компенсація.

Алгоритм може працювати ітеративно для кількох завад одночасно. Якщо після компенсації першої завади амплітуди все ще демонструють залишкову модуляцію (наприклад, є ще одна завада на іншій частоті), процедура повторюється: шукається нова частота биття, додається ще один компонент у модель¹³.

2.4.5 Аналіз ефективності та обмежень методу

Ефективність придушення когерентної завади запропонованим методом визначається точністю оцінки її частоти та фазовою стабільністю опорних генераторів.

Числове моделювання показало, що метод дозволяє відновити істинне значення амплітуди корисного сигналу навіть за умови, що амплітуда завади перевищує амплітуду сигналу ($SIR < 0$ dB), за умови, що частота завади відрізняється від частоти сигналу хоча б на величину, що дозволяє зафіксувати хоча б один період биття протягом часу передачі пакету даних.

Важливою перевагою є те, що метод не вимагає апріорної інформації про завади. Система працює адаптивно, "вивчаючи" завадову обстановку в реальному часі.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		47

Обмеженням методу є обчислювальна складність. З кожною новою задачею розмірність матриці X зростає, що збільшує час на обернення матриці $(X^T X)^{-1}$. Однак, враховуючи сучасний розвиток мікроконтролерів та можливість застосування рекурсивних методів МНК (RLS - Recursive Least Squares), цей алгоритм може бути реалізований у реальному часі для низькошвидкісних каналів телеметрії та управління.

2.4.6 Висновки до аналізу когерентного придушення

Застосування адаптивної регресійної моделі дозволяє перетворити головний недолік вузькосмугових систем — чутливість до інтерференції — на інструмент вимірювання. Явище биття амплітуд, яке зазвичай руйнує зв'язок, у даному методі використовується як точний вимірювальний інструмент для параметричної ідентифікації завади.

Це забезпечує унікальну властивість вибіркості: приймач здатний "ігнорувати" потужні завади, що знаходяться спектрально близько до корисного сигналу, математично відфільтровуючи їх не за частотою (як класичні фільтри), а за структурою (як окремі базисні вектори гільбертового простору).

Такий підхід дозволяє реалізувати надійний канал передачі даних в умовах складної електромагнітної обстановки, характерної для промислових об'єктів, де діють потужні гармонійні перешкоди від силового обладнання.

2.5 Розробка системи фазової синхронізації (ФАПЧ) на основі кореляційного усереднення

2.5.1 Проблема синхронізації в умовах інтенсивних завад

Коректна робота запропонованого методу диференціальних векторних пар залежить від точності визначення моменту протифазності компонент. Для цього приймач повинен відновити тактову частоту і фазу опорного сигналу. Оскільки передача опорного сигналу окремим каналом є

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		48

енергетично невігідною, синхронізація повинна здійснюватися безпосередньо за інформаційним сигналом.

Стандартні методи виділення синхроімпульсів, такі як компаратори переходу через нуль, є неефективними в умовах, коли амплітуда шуму співмірна з амплітудою сигналу. Випадкові викиди шуму призводять до «тремтіння» (jitter) фронтів відновленого тактового сигналу або до появи хибних імпульсів¹. Тому в розроблюваній системі необхідно застосувати систему фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ / PLL), яка використовує інерційні властивості для фільтрації фазової помилки.

Для системи з векторними парами пропонується здійснювати захоплення частоти за однією зі складових (наприклад, ω_1). Оскільки частоти ω_1 та ω_2 формуються з одного джерела, синхронізація за однією з них автоматично забезпечує когерентність для іншої.

2.5.2 Метод кореляційного фазового дискримінатора

В умовах сильного впливу випадкових завад класичні фазові детектори дають велику похибку. Тому в даній роботі пропонується метод, що базується на фільтруванні вхідного сигналу шляхом його згортки (кореляції) з опорним прямокутним сигналом внутрішнього генератора².

Суть методу полягає в тому, що замість миттєвого порівняння фаз, система обчислює інтеграл добутку прийнятого сигналу $Y(t)$ та опорного сигналу $Ref(t)$ за певний період часу. Спектр прямокутного опорного сигналу при зростанні кількості періодів накопичення звужується, що еквівалентно використанню вузькосмугового фільтра³. Це дозволяє «усереднити» форму синусоїдального сигналу, відсіявши шумову компоненту.

Для забезпечення налаштування фази в необхідному діапазоні (від $-\pi/2$ до $+\pi/2$), як цільову функцію помилки (Error Signal)

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		49

використовують результат згортки вхідного сигналу з опорним меандром, зсунутим на $\frac{\pi}{2}$ (ортогональна складова)⁴:

$$F_{err} = \int_0^T Y(t) \cdot \text{sign}(\sin(\omega_{ref}t + \pi/2)) dt \quad (2.17)$$

Якщо фази вхідного та опорного сигналів співпадають, інтеграл добутку вхідного синуса на зсунутий на 90 градусів меандр (косинусний тип) дорівнює нулю. Будь-яке відхилення від нуля вказує на наявність фазової помилки та її знак⁵.

2.5.3 Структурна реалізація системи синхронізації

Схема розробленого вузла синхронізації базується на використанні цифрового генератора, який формує два квадратурні сигнали (зсунуті на $\frac{\pi}{2}$).

Генерація опорних частот: Цифровий синтезатор формує сигнали I_{ref} (синфазний) та Q_{ref} (квадратурний).

Кореляційна обробка: Вхідний сигнал $Y(t)$ подається на два паралельні канали, де перемножується з I_{ref} та Q_{ref} (балансні модулятори) і накопичується в суматорах Σ протягом заданої кількості періодів N_c .

Формування сигналу помилки: Результат накопичення в квадратурному каналі (Q-канал) є мірою неузгодженості фаз. Цей сигнал подається на компаратор, який визначає знак корекції⁸.

Петля зворотного зв'язку: Сигнал помилки надходить до блоку управління частотою генератора, замикаючи петлю ФАПЧ.

Така структура дозволяє отримати стійку синхронізацію навіть тоді, коли сигнал візуально нерозрізняваний на фоні шумів, оскільки система реагує лише на корельовану з опорною частотою енергію.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						50
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

2.5.4 Алгоритм роботи цифрового генератора з корекцією фази

Для реалізації керованого генератора в цифровому вигляді використовується автоматний підхід. Генератор являє собою лічильник, який тактується системною частотою f_{clk} . Період вихідного сигналу визначається пороговим значенням лічильника Val.

Для підлаштування фази (синхронізації) використовується механізм динамічної зміни порогу перемикання. Вхідними параметрами автомата є базовий період Val та обчислена помилка фази ph_9 .

Алгоритм працює наступним чином:

Лічильник інкрементується з кожним тактом clk .

При досягненні значення $cVal$ вихідний стан генератора інвертується.

Якщо надходить сигнал про необхідність корекції фази (від корелятора), до порогового значення додається або віднімається величина ph_{10} .

Це призводить до тимчасової зміни частоти генератора (прискорення або сповільнення), що еквівалентно зсуву фази вихідного імпульсу до моменту співпадіння фронтів¹¹.

Такий підхід дозволяє реалізувати дискретну ФАПЧ (DPLL), яка не потребує складних аналогових фільтрів і є повністю інтегрованою в цифровий обчислювач.

2.5.5 Компенсація амплітудної похибки при розсинхронізації

Важливо враховувати, що в реальних умовах абсолютно точна синхронізація неможлива — фаза опорного генератора буде флюктувати навколо істинного значення (фазовий джиттер). Це призводить до систематичної похибки вимірювання амплітуди корисного сигналу.

При ідеальній синхронізації результат синхронного інтегрування за півперіод дорівнює¹²:

$$S_{ideal} = \int_0^{T/2} A \sin(\omega t) dt = \frac{2A}{\omega} \quad (2.18)$$

При наявності фазової помилки $\Delta \phi$ результат зменшується пропорційно косинусу кута помилки¹³:

$$S_{real} = S_{ideal} \cdot \cos(\Delta \phi) \quad (2.19)$$

Оскільки система ФАПЧ постійно виконує дискретні кроки корекції, кут $\Delta \phi$ є випадковою величиною з певним законом розподілу $p(\phi)$. У роботі пропонується метод статистичної компенсації цієї похибки. Знаючи статистику розподілу корегуючих впливів системи ФАПЧ (яка відображає розподіл фазової помилки), можна обчислити усереднений корегуючий множник¹⁴:

$$K_{corr} = \frac{1}{\sum p(\phi_i) \cos(\phi_i)} \quad (2.20)$$

Застосування цього множника до вимірної різниці амплітуд векторної пари дозволяє відновити істинне значення сигналу, нівелюючи вплив недосконалості системи синхронізації¹⁵.

2.6 Загальний алгоритм функціонування системи та прийняття рішень

2.6.1 Концепція диференційного радіоканалу

Розроблений метод і апаратна реалізація дозволяють сформувати канал передачі даних, який за своїми фізичними принципами є радіотехнічним аналогом дротових диференційних інтерфейсів (типу RS-485 або струмової петлі).

У дротових системах завадостійкість забезпечується фізичною симетрією двох провідників: завада наводиться на них однаково, тому різниця потенціалів залишається незмінною. У розробленій системі роль

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						52
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

"двох дротів" виконують дві частотні складові (ω_1, ω_2) єдиного електромагнітного поля.

Хоча ці складові передаються в одному середовищі, завдяки когерентному формуванню (балансна модуляція) вони жорстко пов'язані за фазою. Алгоритм приймача налаштований так, щоб вимірювати саме «різницю потенціалів» між цими спектральними лініями в моменти їх максимального розходження (проти фази). Такий підхід свідомо обмежує швидкість передачі даних, оскільки вимагає часу на накопичення енергії для достовірного розрізнення фаз, проте забезпечує екстремальну завадостійкість, недосяжну для класичних швидкісних методів.

2.6.2 Покроковий алгоритм обробки сигналу

Функціонування системи реалізується як циклічний процес, що складається з етапів синхронізації, оцінки параметрів та прийняття рішення. Алгоритм роботи мікроконтролера/DSP приймача включає наступні кроки :

Етап 1. Пошук та захоплення частоти (Синхронізація)

На початку сеансу зв'язку приймач знаходиться в режимі пошуку.

Вхідний сигнал дискретизується АЦП і подається на кореляційний дискримінатор системи ФАПЧ.

Система виконує згортку вхідного потоку з опорними сигналами очікуваної частоти.

При виявленні стійкого максимуму кореляції вмикається петля фазового автоналаштування. Генератор приймача підлаштовує свою фазу до фази прийнятої несучої, компенсуючи затримку поширення радіохвилі.

Критерієм завершення етапу є стабілізація сигналу помилки ФАПЧ біля нуля протягом заданого часу T_{lock} .

Етап 2. Синхронне накопичення (Інтегрування)

Після синхронізації починається процес вимірювання інформаційного біта. Оскільки система працює в умовах, де рівень шуму може перевищувати

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		53

рівень сигналу ($SNR < 0$ dB), миттєві значення напруги не несуть достовірної інформації.

Здійснюється синхронне детектування квадратурних складових для частот ω_1 та ω_2 за період бітового інтервалу T_{bit} .

Значення накопичуються в цифрових інтеграторах (суматорах). Кількість відліків накопичення N визначає підсумкову смугу пропускання системи: чим більше N , тим вужча смуга і вища завадостійкість.

Паралельно працює алгоритм адаптивної регресії (описаний у п. 2.4), який моніторить наявність вузькосмугових завад і, при необхідності, додає їх у модель для компенсації.

Етап 3. Обчислення диференційної метрики

Наприкінці бітового інтервалу система має усереднені вектори амплітуд $A(\omega_1)$ та $A(\omega_2)$.

Процесор обчислює результуючу метрику D як різницю проєкцій цих векторів у момент очікуваної протифази:

$$D = |A(\omega_1) - A(\omega_2)|$$

(2.21)

У ідеальному випадку (без завад) $D \approx 2 \cdot A_{signal}$.

У випадку дії синфазної завади (широкосмуговий шум), вона дає однаковий внесок у обидва вектори, тому при відніманні її вплив взаємно знищується

$$D \approx (A_s + N) - (-A_s + N) = 2A_s$$

(2.22)

Етап 4. Прийняття рішення (Бінарна квантизація)

Отримана метрика D порівнюється з адаптивним пороговим значенням D_{th} .

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		54

Якщо $D > D_{th}$ та фаза відповідає очікуваній — приймається рішення про логічну «1».

Якщо $D < D_{th}$ або фазова структура порушена — приймається рішення про логічний «0» (або відсутність сигналу).

2.6.3 Особливості часового режиму та швидкості передачі

Важливою характеристикою алгоритму є його інерційність. На відміну від швидкісних протоколів (Wi-Fi, Bluetooth), де рішення приймається за мікросекунди, дана система може витратити на передачу одного біта значний час (мілісекунди або навіть десятки мілісекунд).

Це свідомий компроміс. Збільшення часу накопичення T_{bit} призводить до пропорційного зростання енергії корисного сигналу ($E_s \sim T_{bit}$), тоді як дисперсія шуму зростає повільніше ($\sigma_n \sim \sqrt{T_{bit}}$). Співвідношення сигнал/шум на виході інтегратора зростає як корінь з часу вимірювання.

Це дозволяє системі працювати на великих відстанях або через середовища з сильним загасанням (грунт, вода, залізобетон) при мінімальній потужності випромінювання, що робить її ідеальною для задач телеметрії, управління повільними процесами та аварійної сигналізації.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		55

3 РОЗРОБКА СТРУКТУРНО-ФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СХЕМИ АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ ПРИЙОМУ ТА СИНХРОНІЗАЦІЇ

3.1 Розробка та обґрунтування структурної схеми приймача

Розробка апаратної архітектури приймального пристрою для системи передачі інформації на основі диференційних векторних пар є складним науково-технічним завданням, що вимагає вирішення низки суперечливих вимог на стику аналогової радіочастотної схемотехніки та швидкісної цифрової обробки сигналів. На відміну від класичних систем зв'язку, де інформативним параметром виступає амплітуда, фаза або частота окремо взятого носія, у даній системі носієм інформації є результуюча інтерференційна картина сумарного вектора електричного поля, утвореного суперпозицією двох когерентних гармонічних коливань. Це накладає обмеження на лінійність тракту, фазову стабільність та, що важливо, на точність часової дискретизації. Нижче наведено обґрунтування обраної архітектури.

3.1.1 Загальна концепція роздільного тракту

Основою розробленої структурної схеми є відмова від традиційної одноканальної архітектури супергетеродинного типу на користь двоканальної схеми з паралельною обробкою сигналів. Таке архітектурне рішення продиктоване необхідністю одночасного виконання двох взаємовиключних функцій: прецизійного вимірювання миттєвого значення амплітуди сигналу та точної фіксації часових моментів його мінімумів. Канал передачі даних, який надалі іменується Шляхом Б, повинен забезпечувати максимальну лінійність амплітудної характеристики та повну відсутність фазових спотворень, оскільки будь-яка нелінійність у цьому тракті призведе до компресії динамічного діапазону та неможливості коректного декодування

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		56

енергетичних рівнів векторної суми. Збереження форми огинаючої є критичним для цього каналу.

Водночас канал синхронізації, або Шлях А, має принципово інше призначення, яке полягає у формуванні керуючих строб-імпульсів у моменти проходження результуючим сигналом точок глобальних мінімумів, що відповідають протифазному стану векторної пари. Для виконання цього завдання необхідно застосовувати нелінійні перетворення, такі як квадратичне детектування, логарифмування, обмеження за амплітудою та компарування. Спроба поєднати ці функції в одному тракті неминуче призвела б до компромісу між точністю вимірювання та стабільністю синхронізації. Тому було прийнято рішення про розділення вхідного потоку енергії на два незалежні тракти відразу після вхідних кіл попередньої селекції. Така концепція дозволяє оптимізувати кожен з шляхів під його специфічну задачу: Шлях Б оптимізується за критерієм мінімуму нелінійних спотворень та шумів, а Шлях А — за критерієм мінімуму фазового джитера та часової невизначеності моменту формування імпульсу вибірки. Взаємодія між каналами здійснюється виключно на рівні керуючих сигналів тактування аналого-цифрового перетворювача, що дозволяє досягти високої завадостійкості та надійності системи в цілому.

3.1.2 Вхідні аналогові кола та первинна селекція

Першою ланкою приймального тракту, що відповідає за взаємодію з ефірним середовищем, є блок вхідних аналогових кіл. Сигнал, що надходить з антенно-фідерного пристрою, являє собою складну адитивну суміш корисного сигналу, що складається з двох частотних компонент, теплового шуму та широкого спектру зовнішніх завад. Головним завданням цього каскаду є частотна селекція та попереднє підсилення з мінімальним внесення власних шумів. Першим елементом у ланцюзі обробки є вхідний смуговий фільтр. На відміну від вузькосмугових фільтрів, що використовуються в звичайних приймачах для виділення однієї несучої, фільтр у даній системі

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		57

розраховується на смугу пропускання, яка охоплює обидві робочі частоти та їхні бічні смуги модуляції.

Важливою вимогою до вхідного фільтра є забезпечення рівномірності амплітудно-частотної та фазо-частотної характеристик у всій смузі пропускання. Нерівномірність коефіцієнта передачі для різних частотних складових векторної пари призведе до порушення балансу амплітуд, що унеможливить повну компенсацію полів у точці мінімуму і, як наслідок, знизить контрастність інтерференційної картини. Ще більш важлива лінійність фазової характеристики, оскільки нерівномірність групової затримки призведе до часового зсуву компонент відносно одна одної, що спотворить форму огинаючої ще до етапу активної обробки. Окрім того, фільтр виконує функцію захисту вхідного малошумлячого підсилювача від перевантаження потужними позасмуговими завадами, запобігаючи ефекту блокування.

Наступним елементом є малошумлячий підсилювач, параметри якого визначають чутливість усього приймача. Відповідно до формули Фрііса, коефіцієнт шуму першого активного каскаду робить найбільший внесок у сумарний коефіцієнт шуму системи, тому вибір підсилювача базується на мінімізації цього параметра. Однак, специфіка роботи з двочастотним сигналом висуває додаткову жорстку вимогу до лінійності підсилювача, яка характеризується точкою перетину інтермодуляції третього порядку. Оскільки на вхід підсилювача одночасно подаються два потужних гармонічних коливання, нелінійність передатної характеристики транзисторів неминуче призводить до виникнення інтермодуляційних спотворень, частоти яких розташовуються в безпосередній близькості до корисних сигналів і не можуть бути відфільтровані. Використання підсилювача з високим значенням точки перетину дозволяє мінімізувати рівень цих паразитних продуктів і зберегти чистоту спектру. Після попереднього підсилення сигнал надходить на блок розгалуження, який забезпечує поділ потужності між

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		58

каналами даних та синхронізації. Цей вузол повинен забезпечувати високу розв'язку між виходами для запобігання проникненню цифрових завад з каналу даних у чутливий тракт синхронізації.

Шлях Б: Канал даних (Вимірювальний тракт)

Канал даних спроектовано як високолінійний вимірювальний тракт, основним завданням якого є передача миттєвого значення напруги вхідного сигналу на вхід аналого-цифрового перетворювача без спотворень форми. Архітектура цього каналу базується на принципі прямого підсилення або прямої вибірки, що дозволяє виключити використання змішувачів частоти і уникнути проблем дзеркальних каналів прийому та просочування напруги гетеродина. Першим активним вузлом каналу є підсилювач з автоматичним регулюванням підсилення. Необхідність його застосування обумовлена широким динамічним діапазоном вхідного сигналу, який може змінюватися на десятки децибел залежно від умов розповсюдження радіохвиль.

Особливістю роботи системи автоматичного регулювання в даному випадку є вибір постійної часу детектора рівня. Вона повинна бути достатньо великою, щоб система реагувала лише на повільні зміни середнього рівня сигналу, викликані зміною відстані або затіненням, але ігнорувала швидкі зміни огинаючої, обумовлені биттям частот, оскільки саме форма огинаючої несе корисну інформацію. Вихід підсилювача з'єднується з буферним каскадом, який виконує функцію узгодження імпедансів та формування диференційного сигналу для аналого-цифрового перетворювача. Вхідний імпеданс швидкісних перетворювачів часто має ємнісну складову, яка динамічно змінюється в процесі комутації внутрішніх ключів вибірки. Буферний підсилювач ізолює попередні каскади від цього нестабільного навантаження, забезпечуючи стабільний режим роботи фільтрів та системи регулювання підсилення, а також придушує синфазні завади, що можуть наводитися на лініях зв'язку на друкованій платі.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		59

Ключовим елементом каналу даних є аналого-цифровий перетворювач. У даній архітектурі він працює в режимі, який суттєво відрізняється від класичної дискретизації за теоремою Котельникова. Оскільки інформація міститься лише в вузлових точках огинаючої, частота дискретизації визначається частотою біттів, яка значно нижча за частоту несучих коливань. Це дозволяє використовувати перетворювач з відносно невисокою частотою дискретизації, але з надзвичайно широкою смугою пропускання вхідного пристрою вибірки-зберігання. Аналогова смуга пропускання повинна охоплювати весь спектр радіочастотного сигналу, щоб забезпечити коректне зарядження ємності вибірки до миттєвого значення напруги за час апертури, який складає долі наносекунди. Такий підхід, відомий як субдискретизація або *bandpass sampling*, дозволяє перенести спектр радіосигналу в першу зону Найквіста без використання аналогових змішувачів, суттєво спрощуючи схемотехніку приймача, але вимагає виняткової чистоти спектру тактового сигналу, оскільки фазовий шум тактового генератора безпосередньо трансформується в шуми амплітуди оцифрованого сигналу.

Шлях А: Канал синхронізації (Тракт формування тактових імпульсів)

Паралельно з каналом даних функціонує канал синхронізації, який відіграє роль "ритмічного водія" всієї системи. Його функція полягає у формуванні прецизійних тактових імпульсів *Sample_Clock*, фронти яких повинні ідеально збігатися з моментом проходження огинаючою сумарного сигналу мінімального значення. Процес обробки в цьому каналі починається з вузла виділення огинаючої. Для цього застосовується широкосмуговий детектор на основі діодів Шоттки або логарифмічний підсилювач, який перетворює високочастотний спектр вхідного сигналу в низькочастотний сигнал, пропорційний миттєвій амплітуді биття двох несучих. Головною вимогою до детектора є мінімальна інерційність, оскільки будь-яка затримка в контурі детектування призведе до систематичної помилки визначення моменту мінімуму.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						60
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Отриманий сигнал огинаючої містить корисну періодичну складову з частотою різниці несучих, а також шуми та флуктуації. Для виділення тактової частоти та її стабілізації використовується система фазової автопідстройки частоти. Цей вузол працює як вузькосмуговий фільтр, що слідкує за фазою огинаючої та формує стабільний опорний сигнал, синхронізований з вхідним ритмом біттів. Використання петлі фазової автопідстройки є важливим для забезпечення робастності системи в умовах завмирань сигналу. Завдяки ефекту запам'ятовування частоти, система здатна продовжувати генерувати тактові імпульси протягом певного часу навіть при повному зникненні вхідного сигналу, що дозволяє зберегти циклову синхронізацію до моменту відновлення прийому. Окрім того, петля автопідстройки ефективно фільтрує високочастотний фазовий джитер, що підвищує точність визначення моментів вибірки.

Фінальним етапом обробки в каналі синхронізації є формування імпульсу запуску. Цю функцію виконує спеціалізований формувач, який аналізує вихідний сигнал фазової автопідстройки або безпосередньо протестовану огинаючу. Логіка роботи формувача базується на виявленні екстремуму функції. Найбільш точним методом є диференціювання сигналу огинаючої з подальшим визначенням моменту переходу похідної через нуль, що математично відповідає точці мінімуму або максимуму. Схема селекції полярності дозволяє виділити саме мінімуми, які відповідають моментам деструктивної інтерференції векторів. Сформований короткий імпульс приводиться до логічних рівнів стандарту, що використовується в цифровій частині (наприклад, LVDS або CMOS), і подається на тактовий вхід аналого-цифрового перетворювача.

3.1.3 Взаємодія каналів та часова діаграма роботи

Ефективність функціонування розробленої архітектури приймача цілком залежить від точності часового узгодження процесів у двох описаних каналах. Взаємодія каналів будується за принципом "ведучий-ведомий", де

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		61

канал синхронізації керує роботою каналу даних. У штатному режимі роботи на вхід аналого-цифрового перетворювача в каналі Б безперервно надходить радіочастотний сигнал, проте перетворення не відбувається, поки на тактовий вхід не надійде активний фронт з каналу А. Цей принцип роботи дозволяє реалізувати асинхронний відносно несучої частоти, але синхронний відносно огинаючої режим вимірювань.

Однією з головних інженерних проблем при реалізації такої схеми є різниця в часі групової затримки сигналів у паралельних трактах. Канал синхронізації, що містить вузькосмугові елементи петлі фазової автопідстройки та фільтри детектора, за фізичною природою є більш інерційним, ніж широкосмуговий тракт підсилення в каналі даних. Це призводить до того, що керуючий імпульс може сформуватися із запізненням відносно моменту, коли реальний мінімум сигналу вже пройшов вхід аналого-цифрового перетворювача. Таке запізнення є неприпустимим, оскільки вимірювання напруги відбудеться не в точці мінімуму, а на зростаючому схилі огинаючої, що призведе до значної похибки визначення результуючого вектора.

Для компенсації цієї систематичної різниці затримок у структурну схему вводиться елемент затримки в каналі даних. Це може бути реалізовано як відрізок лінії передачі каліброваної довжини або як спеціалізована аналогова лінія затримки на поверхневих акустичних хвилях чи на зосереджених елементах. Налаштування величини затримки здійснюється таким чином, щоб сумарний час розповсюдження сигналу від входу антени до пристрою вибірки-зберігання в каналі даних точно дорівнював часу розповсюдження сигналу від антени до виходу формувача імпульсів в каналі синхронізації. Часова діаграма роботи пристрою ілюструє цю послідовність: в момент t_0 сигнал надходить на вхід; протягом інтервалу dt сигнал обробляється в обох каналах; в момент t_0+dt формується фронт

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						62
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Sample_Clock, який миттєво фіксує значення напруги в каналі даних, що саме в цей момент досягає свого екстремуму завдяки вирівнюванню затримок.

3.2 Розробка системи аналогової синхронізації

3.2.1 Розробка системи пошуку синхросигналів (Виділення огибаючої)

Процес виділення синхросигналів у системі з диференційними векторними парами є фундаментальним етапом первинної обробки, від якості реалізації якого залежить здатність приймача коректно ідентифікувати часові моменти деструктивної інтерференції електромагнітних хвиль. На відміну від класичних систем амплітудної модуляції, де огибаюча несе інформаційне повідомлення, у даній системі огибаюча виконує роль опорного ритму, а інформація міститься у значеннях миттєвої напруги в точках мінімуму цієї огибаючої. Тому завданням даного вузла є перетворення високочастотного радіосигналу в низькочастотний сигнал, що з максимальною точністю відтворює закон зміни амплітуди сумарного вектора електричного поля, забезпечуючи високу крутизну фронтів у зоні нульових значень для подальшої фіксації.

Математична модель вхідного сигналу базується на суперпозиції двох гармонічних коливань з рівними амплітудами, але різними частотами. Якщо розглядати сигнал на вході детектора як суму двох синусоїд з частотами ω_1 та ω_2 , то, скориставшись тригонометричними тотожностями для суми синусів, результуючий сигнал можна представити у вигляді добутку двох функцій: високочастотного заповнення (носія) та низькочастотної огибаючої. Частота заповнення дорівнює середньому арифметичному вхідних частот, тоді як частота огибаючої визначається напіврізницею цих частот. Саме цей низькочастотний множник, що змінюється за законом косинуса від різницевої фази, є цільовим об'єктом виділення. Нульові значення цього косинуса відповідають моментам часу, коли фази вихідних коливань

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		63

протилежні, тобто відбувається взаємне знищення полів. Фізично це означає, що енергія сигналу в ці моменти прямує до нуля, і завдання приймача полягає в тому, щоб зафіксувати ці "провали" енергії з точністю, яка значно перевищує період самої несучої частоти.

Для реалізації процесу виділення огинаючої в сучасних прецизійних системах відмовляються від використання простих діодних детекторів, оскільки вони вносять значні нелінійні спотворення при малих рівнях сигналу та мають поріг відкриття, що створює зону нечутливості ("мертву зону") поблизу нуля. Натомість застосовується метод синхронного перетворення частоти або гетеродинування. Структурно це реалізується за допомогою аналогового перемножувача (змішувача), на один вхід якого подається вхідний сигнал після смугової фільтрації, а на інший — сигнал опорного гетеродина. Частота гетеродина вибирається рівною середній частоті спектру вхідного сигналу, тобто

$$(\omega_1 + \omega_2) / 2$$

У результаті перемноження вхідного спектру на опорну гармоніку відбувається перенесення спектру сигналу в область нульових частот (технологія Zero-IF). На виході змішувача утворюються дві спектральні складові: сумарна частота (подвоєна несуча), яка не становить інтересу і повинна бути відфільтрована, та різницева частота, яка в даному випадку є постійною складовою або дуже низькою частотою, що модулюється законом зміни амплітуди биття.

Після змішувача сигнал проходить через фільтр нижніх частот, який виконує важливу функцію розділення корисної та паразитної компонент. Параметри цього фільтра, зокрема частота зрізу та порядок, розраховуються таким чином, щоб забезпечити глибоке придушення складових подвоєної несучої частоти, але при цьому пропустити спектр огинаючої без внесення суттєвих фазових спотворень. Треба зважити на групову затримку фільтра: вона повинна бути постійною в смузі пропускання, інакше форма огинаючої

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		64

буде спотворена, що призведе до зміщення точки мінімуму в часі. Отриманий після фільтрації сигнал являє собою знаково-змінну функцію, яка перетинає нульовий рівень. Тут виникає проблема біполярності: математичний мінімум енергії (вузол огинаючої) відповідає переходу напруги через нуль. Однак, з точки зору електроніки, детектувати перехід через нуль (Zero Crossing) на фоні шумів складніше, ніж детектувати мінімум абсолютної величини, оскільки будь-який шум поблизу нуля викликає "брязкіт" компаратора. Крім того, для роботи системи ФАПЧ часто зручніше мати однополярний сигнал, де мінімуми чітко виражені як наближення до "землі".

Вирішенням проблеми біполярності є використання вузла взяття модуля, або прецизійного випрямляча. Це схема на операційних підсилювачах, яка виконує математичну операцію $|U(t)| = |U(t)|$.

На відміну від пасивних випрямлячів, активна схема компенсує падіння напруги на p-n переходах діодів, включаючи їх у коло зворотного зв'язку операційного підсилювача. Це дозволяє лінійно випрямляти сигнали рівнем у одиниці мілівольт, що є критичним для точного визначення положення вузла. На виході цього блоку формується однополярна пульсуюча напруга, яка має форму випрямленої косинусоїди (або послідовності арок). Мінімуми цієї напруги (точки дотику до нульової лінії) відповідають шуканим моментам синхронізації.

Для реалізації алгоритму тактової синхронізації приймача необхідно виділити низькочастотну складову, яка відповідає закону зміни амплітуди вхідного сумарного сигналу. Оскільки корисний сигнал є суперпозицією двох гармонійних коливань із близькими частотами, його огинаюча має вигляд періодичних биттів. Розроблена структурна схема вузла синхронізації являє собою послідовний тракт обробки, на вхід якого надходить адитивна суміш сигналу та завад, а на виході формується сигнал огинаючої, придатний для керування пороговим пристроєм. Схема включає три основні функціональні

ланки: вхідний смуговий фільтр, ключовий синхронний детектор та інтегратор.

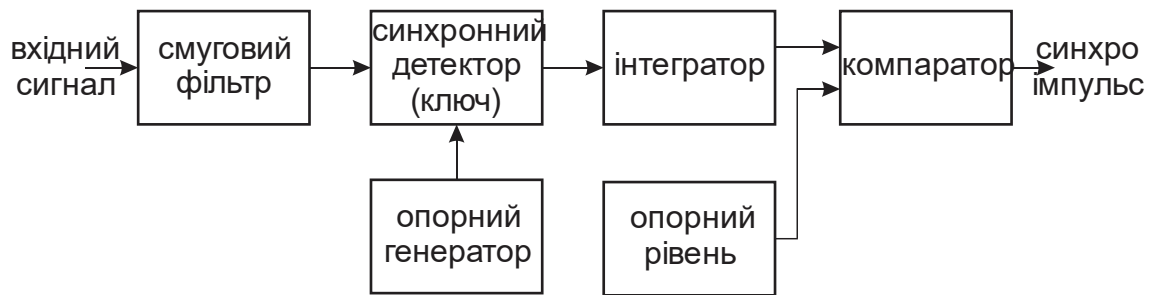


Рисунок 3.1– Структурна схема виділення синхросигналів

Першою ланкою структурної схеми є вхідний смуговий фільтр (BPF). Його введення в тракт зумовлено необхідністю попередньої частотної селекції суміші сигналів перед виконанням нелінійної операції детектування. Смуга пропускання фільтра розраховується таким чином, щоб без спотворень пропустити обидві інформаційні частотні складові (ω_1 та ω_2), але при цьому забезпечити максимальне затухання для позасмугових завад та шумів. Це дозволяє підвищити співвідношення сигнал/шум на вході детектора, що є важливим для запобігання ефекту пригнічення слабкого сигналу шумом та забезпечення стабільності виділеної огинаючої.

За фільтром слідує вузол ключового синхронного детектора. У розробленій схемі він реалізований як аналоговий комутатор (ключ), що керується опорним сигналом прямокутної форми. Частота комутації обирається рівною середній частоті між двома складовими вхідного сигналу. Функціональне призначення цього вузла полягає у перемноженні вхідного аналогового сигналу на дискретну функцію комутації, яка приймає значення 1 (ключ замкнено) або 0 (ключ розімкнено). Такий підхід дозволяє перенести спектр огинаючої в область низьких частот, зберігаючи при цьому фазову інформацію про моменти переходів огинаючої через нуль, що було б втрачено при використанні звичайного діодного детектора.

Вихід детектора підключено до інтегратора, який виконує функцію фільтра нижніх частот (ФНЧ) та енергетичного накопичувача. Завданням

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		66

інтегратора є усереднення «нарізаних» імпульсів, що надходять від ключового детектора, протягом часового інтервалу, сумірного з періодом несучої частоти. В результаті інтегрування відбувається згладжування високочастотних пульсацій та виділення повільнозмінної напруги, амплітуда якої пропорційна миттєвій потужності вхідного сигналу. Саме на виході цього блоку формується сигнал, що відтворює форму огинаючої биття.

Для перевірки коректності обраного технічного рішення було проведено імітаційне моделювання роботи розробленої схеми, результати якого відображені на часових діаграмах. Верхній графік демонструє вхідний високочастотний сигнал, сформований як суму двох синусоїд із частотами 1000 Гц та 1050 Гц. На діаграмі чітко простежується процес биття: амплітуда сумарного коливання періодично змінюється від максимуму (синфазність векторів) до мінімуму (протифазність). Цей сигнал подається на вхід розробленого тракту.

На середньому графіку представлено сигнал після проходження ключового синхронного детектора. Внаслідок множення вхідного коливання на опорний меандр (функцію 0/1) сигнал набуває вигляду послідовності однополярних імпульсів (півхвиль). Характерною особливістю є те, що амплітуда цих імпульсів модульована законом биття вхідного сигналу. Ця діаграма ілюструє проміжний етап перетворення, де спектр сигналу вже зміщено, але високочастотна складова все ще присутня.

Нижній графік відображає результуючий сигнал на виході інтегратора, який є виділеною низькочастотною огинаючою. Моделювання підтверджує, що запропонована схема ефективно відфільтровує несучу частоту, залишаючи лише інформативну низькочастотну складову синусоїдальної форми. Червоними маркерами на графіку позначено моменти перетину огинаючою нульового рівня. Ці точки точно відповідають моментам мінімуму амплітуди вхідного ВЧ-сигналу (вузлам биття). Отримання такого чіткого переходу через нуль дозволяє використати простий пороговий

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		67

пристрій для формування стабільних синхроімпульсів, прив'язаних до фазової структури сигналу, що і було метою розробки даного вузла.

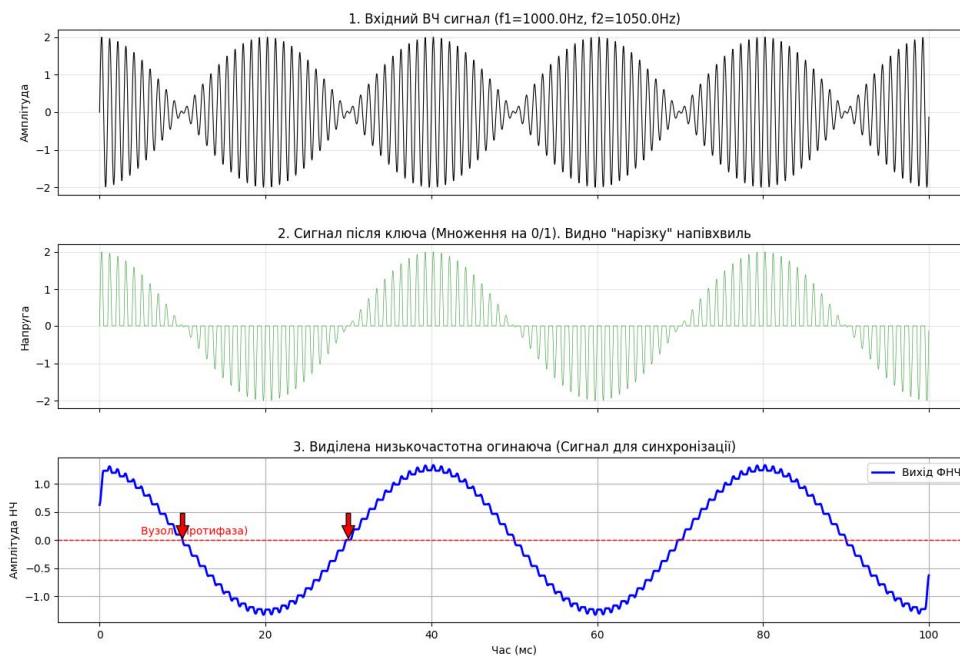


Рисунок 3.2– Діаграма роботи синхронного детектора

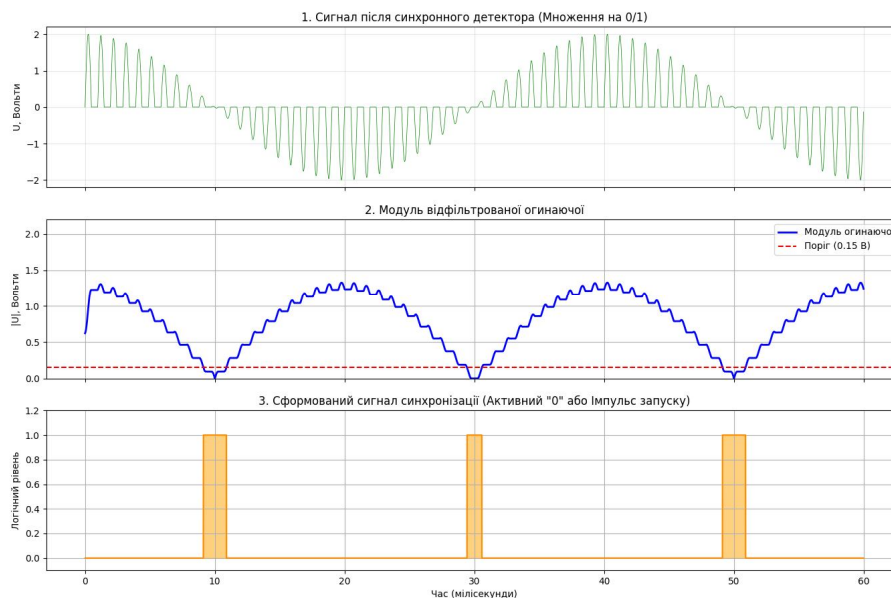


Рисунок 3.3– Діаграма формування синхроімпульсів із використанням вихідного сигналу детектора і компаратора опорного рівня

При проектуванні треба врахувати вплив шумів на процес детектування. При проходженні адитивного шуму через нелінійний елемент (випрямляч) змінюється закон розподілу його ймовірностей. Якщо на вході шум мав нормальний розподіл (Гаусса) з нульовим середнім, то на виході модулятора він набуває розподілу Релея або Райса (залежно від співвідношення сигнал/шум). Це призводить до появи постійної складової напруги ("п'єдесталу"), яка піднімає мінімуми огинаючої над реальним нулем. Цей ефект необхідно враховувати при проектуванні порогових пристроїв наступного каскаду, встановлюючи поріг спрацювання трохи вище рівня шумової доріжки випрямленого сигналу.

3.2.2 Розробка системи фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ)

Отриманий на виході системи виділення огинаючої сигнал, хоча і містить інформацію про ритм біттів, є непридатним для безпосереднього тактування аналого-цифрового перетворювача через низку факторів. По-перше, цей сигнал є аналоговим за своєю природою і має пологі фронти поблизу мінімумів, що створює значну часову невизначеність (апертурну похибку) при спробі запуску цифрових схем. По-друге, в реальних умовах розповсюдження радіохвиль амплітуда сигналу зазнає глибоких флуктуацій (завмирань), внаслідок чого окремі мінімуми можуть бути "зашумлені" або взагалі невиразні на фоні завад. Для усунення цих недоліків та формування стабільної, когерентної сітки тактових імпульсів використовується система фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ, або PLL – Phase Locked Loop). Ця система відіграє роль інерційного "маховика", який, розкрутившись до частоти вхідного ритму, продовжує стабільно генерувати імпульси навіть за відсутності кількох періодів вхідного сигналу, а також ефективно фільтрує фазовий шум (джитер).

Першим елементом у петлі ФАПЧ є пороговий пристрій, або формувач вхідних імпульсів. Його завдання — перетворити аналогову пульсуючу напругу (випрямлену огинаючу) у послідовність логічних імпульсів,

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		69

придатних для подачі на фазовий детектор. Оскільки інформативними є точки мінімуму напруги (нулі), пороговий пристрій налаштовується як компаратор вікна або компаратор з низьким порогом спрацьовування. Коли напруга огинаючої опускається нижче заданого порогу U_{ref} , на виході формувача генерується активний рівень. Таким чином, формується короткий імпульс, центр якого (або передній фронт, залежно від логіки) прив'язаний до моменту проходження огинаючою мінімуму. Важливо, щоб поріг спрацьовування був адаптивним або ретельно підібраним з урахуванням рівня шумів випрямляча, описаних у попередньому підрозділі, щоб уникнути хибних спрацьовувань від шумових викидів у паузах.

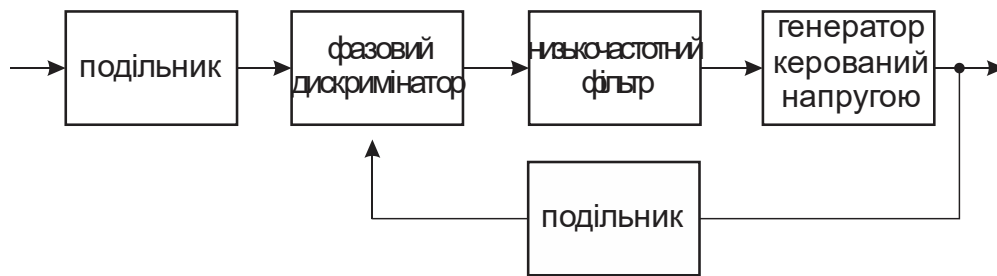


Рисунок 3.4— Структурна схема блоку фазової автопідстроики частоти

Сформована послідовність імпульсів надходить на один із входів фазового дискримінатора (PD). На інший вхід подається сигнал зворотного зв'язку від керованого генератора. Фазовий детектор є ключовим елементом порівняння, який виробляє сигнал помилки, пропорційний різниці фаз між вхідним ритмом та внутрішнім генератором. У контексті даної системи, де важливою є не лише частота, а й точна фазова прив'язка до мінімумів, доцільно використовувати фазо-частотний детектор (PFD), який забезпечує широкий діапазон захоплення і запобігає захопленню на гармоніках. Вихідний сигнал фазового детектора зазвичай являє собою широтно-імпульсно модульовану послідовність імпульсів "підкачки" (Pump Up / Pump Down), середня енергія яких відображає величину та напрямок фазової розбіжності.

Наступним і, мабуть, найбільш критичним з точки зору динаміки системи блоком є петлевий низькочастотний фільтр (LF). Цей фільтр виконує функцію інтегратора та фільтра нижніх частот одночасно. Його фізична роль полягає в перетворенні імпульсів від фазового детектора в плавно змінювану керуючу напругу для генератора. Параметри петлевого фільтра визначають смугу пропускання замкненої системи ФАПЧ. Вузька смуга пропускання робить систему високінерційною: вона повільно реагує на зміни вхідної частоти, але чудово придушує високочастотний джитер і шум вхідного сигналу, забезпечуючи високу спектральну чистоту вихідного блоку. Це саме те, що потрібно для системи з векторними парами, де стабільність моменту вибірки є пріоритетом. Фільтр зазвичай реалізується як активний пропорційно-інтегруючий ланцюг, що дозволяє звести статичну помилку по фазі до нуля, гарантуючи, що в усталеному режимі моменти вибірки будуть ідеально синхронізовані з мінімумами огинаючої.

Замикає петлю зворотного зв'язку генератор, керований напругою (VCO). Це джерело коливань, частота якого лінійно залежить від напруги на вході керування. У даній розробці VCO генерує стабільний меандр, який використовується безпосередньо як сигнал `Sample_Clock` для АЦП (після відповідного формування тривалості імпульсу) та подається назад на фазовий детектор для порівняння. Важливою вимогою до VCO є низький рівень власного фазового шуму, оскільки шуми генератора в межах смуги пропускання петлі не придушуються. Використання кварцованих генераторів, що перестроюються (VCXO), може бути доцільним для забезпечення високої короткочасної стабільності.

Функціонування системи ФАПЧ можна розділити на два режими: режим пошуку (захоплення) та режим утримання (синхронізації). У момент вмикання або різкої зміни частоти біттів виникає велика різниця частот на входах фазового детектора. Петлевий фільтр починає заряджатися, змінюючи напругу на VCO так, щоб звести цю різницю до мінімуму. Цей процес

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						71
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

характеризується часом входження в синхронізм. Після вирівнювання частот система переходить у фазовий режим, де постійно компенсуються мікроскопічні відхилення фази. Саме завдяки інтегруючим властивостям петлі, вихідний сигнал ФАПЧ є "очищеною" версією вхідного ритму: якщо вхідний сигнал має тремтіння фронтів (джитер) або пропуски внаслідок шумів, вихідний сигнал залишається періодичним і стабільним, базуючись на усередненому значенні частоти за час, що визначається постійною часу петлевого фільтра. Це забезпечує надійне тактування АЦП точно в центрах інтерференційних мінімумів, реалізуючи принцип когерентного накопичення та обробки інформації в системі.

3.2.3 Розробка системи фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ)

Інтеграція системи фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ, або PLL – Phase Locked Loop) у структуру приймача диференційних векторних пар є вирішальним кроком для забезпечення когерентності процесу обробки сигналів. Якщо попередній каскад виділення огинаючої формує "сирий" сигнал, що містить інформацію про ритм інтерференційних біттів, то система ФАПЧ виконує функцію інтелектуального буфера та стабілізатора, що перетворює зашумлений, нестабільний потік вхідних подій у прецизійну часову сітку тактових імпульсів. Необхідність застосування замкненої системи автоматичного регулювання фази продиктована стохастичною природою радіоканалу: вхідний сигнал піддається впливу адитивного білого гауссового шуму, фазових флуктуацій середовища розповсюдження та амплітудних завмирань, що робить пряме використання вхідного сигналу детектора огинаючої неприпустимим для тактування швидкодіючого аналого-цифрового перетворювача. Система ФАПЧ у даному контексті виступає як вузькосмуговий слідкуючий фільтр, що забезпечує відновлення тактової частоти з високою спектральною чистотою та стабільністю фази.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		72

Симуляція роботи ФАПЧ (PLL) з дільником частоти

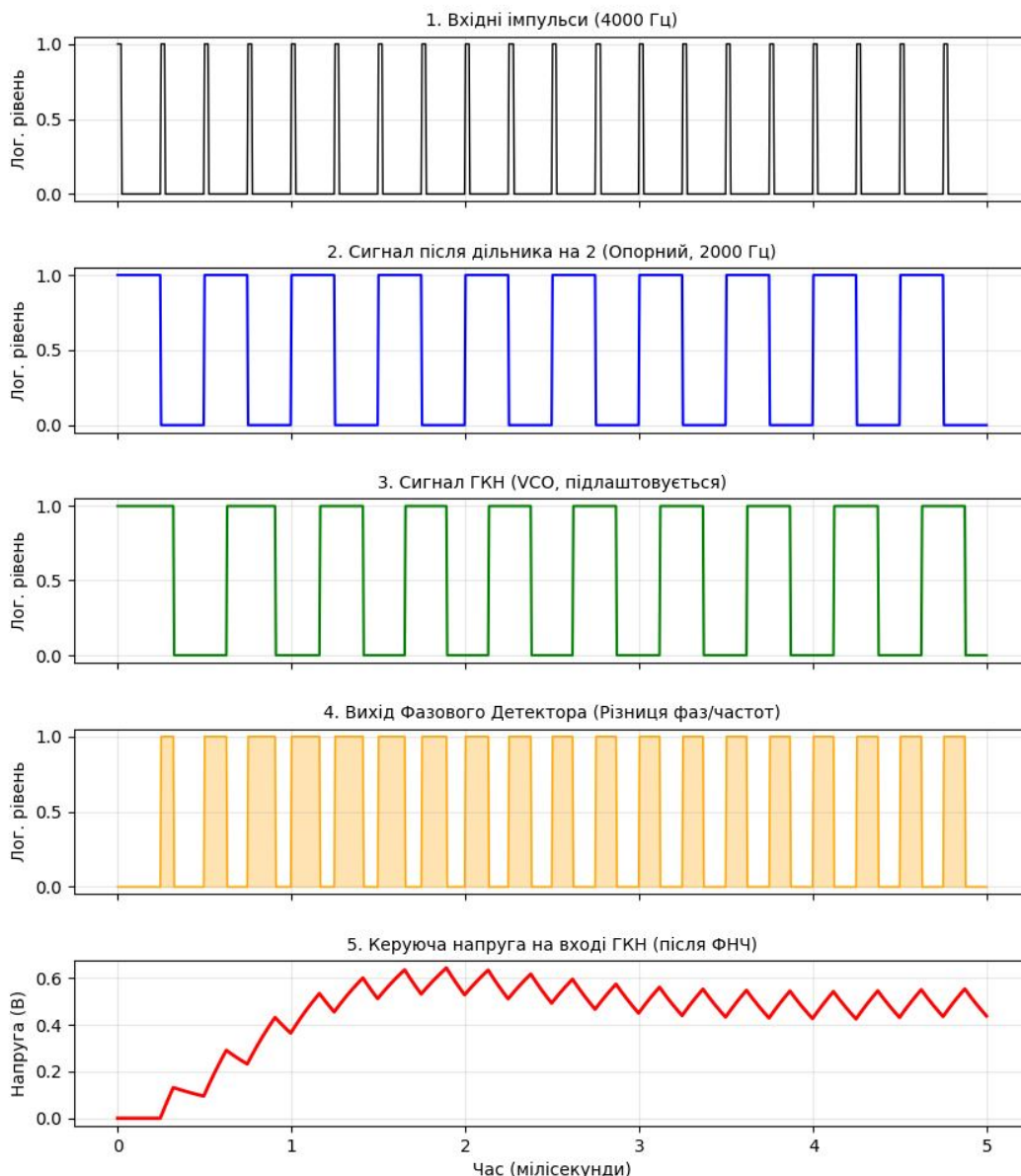


Рисунок 3.5– Діаграма роботи системи автопідстройки частот власного генератора

Первинною ланкою, що узгоджує аналоговий вихід детектора огинаючої з цифровим входом фазового детектора петлі, є вхідний формувач імпульсів. Його завданням є фіксація моментів часу, коли миттєве значення напруги огинаючої знаходиться в безпосередній близькості до нуля, що

відповідає фізичному явищу деструктивної інтерференції векторів поля. Реалізація цієї функції базується на використанні прецизійного віконного компаратора або порогового пристрою з одnobічним обмеженням. Оскільки в реальних умовах через наявність шумів напруга огинаючої ніколи не досягає абсолютного математичного нуля, встановлюється деяка порогова напруга U_{th} , яка визначає зону чутливості ("вікно прозорості"). Коли напруга огинаючої опускається нижче цього рівня, компаратор перемикається в активний стан, формуючи логічний імпульс. Ширина цього імпульсу залежить від крутизни схилів огинаючої та вибраного порогу, однак інформативним параметром є часове положення центру цього імпульсу, яке найбільш вірогідно відповідає точці екстремуму. Для мінімізації впливу шумових викидів ("брязкоту") при перетині порогу в схему компаратора вводиться гістерезис, величина якого вибирається компромісною між завадостійкістю та точністю фіксації часового моменту.

Сформована послідовність імпульсів, яка є часовим відображенням вузлів огинаючої, надходить на вхід фазового детектора – ключового елемента системи ФАПЧ, який порівнює фазу вхідного сигналу з фазою сигналу зворотного зв'язку від внутрішнього керованого генератора. У контексті задачі синхронізації по мінімумах огинаючої доцільно використовувати фазо-частотний детектор з помпою заряду (Charge Pump). Такий тип детектора має суттєву перевагу перед простими перемножувачами або елементами "Виключне АБО", оскільки він чутливий не лише до різниці фаз, а й до різниці частот, що значно розширює смугу захоплення системи та прискорює вхід у синхронізм при первинному включенні або різкій зміні частоти біттів. Вихідним сигналом фазового детектора є послідовність імпульсів струму, тривалість яких пропорційна часовій помилці між фронтом опорного сигналу (від вхідного формувача) та фронтом сигналу внутрішнього генератора. Якщо вхідний імпульс випереджає внутрішній,

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						74
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

детектор генерує імпульс "підкачки" для прискорення генератора; якщо запізнюється – генерується імпульс гальмування.

Центральним елементом, що визначає динамічні характеристики та інерційність системи синхронізації, є петлевий фільтр нижніх частот. Саме цей вузол реалізує функцію "маховика", яка є важливою для стабільної роботи приймача. З математичної точки зору, фільтр виконує операцію інтегрування імпульсів помилки, що надходять від фазового детектора, перетворюючи їх у плавно змінювану керуючу напругу. Фізичний зміст цієї операції полягає в усередненні миттєвих значень фазової помилки на досить тривалому часовому інтервалі. Вхідний сигнал синхронізації неминуче містить фазовий джитер – випадкові зміщення фронтів, викликані шумами у вхідному тракті та нестабільністю поширення хвиль. Якщо дозволити керованому генератору миттєво реагувати на кожен такий зсув, вихідний тактовий сигнал також буде "тремтіти", що призведе до розмивання моментів вибірки АЦП і зниження точності вимірювань. Петлевий фільтр, маючи велику постійну часу, придушує високочастотні компоненти спектру помилки, пропускаючи лише повільні зміни, що відповідають реальному дрейфу частоти передавача. Таким чином, система ФАПЧ ігнорує випадкові "посмикування" вхідних імпульсів, підлаштовуючи частоту генератора під середнє значення періоду слідування мінімумів. Це забезпечує формування еквідистантної, стабільної у часі сітки тактових імпульсів з мінімальним власним фазовим шумом.

При проектуванні петлевого фільтра треба вибрати його порядок та смугу пропускання. Для забезпечення нульової статичної помилки по фазі (тобто ідеального збігу моментів вибірки з мінімумами огинаючої в усталеному режимі) використовується активний фільтр другого або третього порядку з ідеальним інтегратором у ланцюзі. Смуга пропускання петлі вибирається як компроміс: надто вузька смуга забезпечує чудову фільтрацію джитера та високу інерційність, але призводить до тривалого часу захоплення

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		75

частоти та поганого відстеження динамічних змін (наприклад, ефекту Доплера при русі об'єкта); надто широка смуга забезпечує швидку реакцію, але пропускає шуми вхідного сигналу на вихід. Для даної системи оптимальною є відносно вузькосмугова петля, оскільки частота біттів є квазістаціонарною, а пріоритетом є спектральна чистота тактового сигналу.

Генератор, керований напругою (VCO – Voltage Controlled Oscillator), замикає контур регулювання. Це прецизійний генератор, частота якого лінійно залежить від керуючої напруги на виході петлевого фільтра. Вимоги до VCO включають високу лінійність модуляційної характеристики та низький рівень власних фазових шумів, особливо в області відбудов, близьких до несучої. Вихідний сигнал VCO зазвичай має форму меандру. Цей сигнал подається на дільник частоти (за необхідності) та в коло зворотного зв'язку на фазовий детектор, а також використовується як джерело тактової частоти для системи оцифрування даних. Стабільність VCO визначає якість системи в режимі короткочасної відсутності сигналу, тому часто застосовуються термокомпенсовані схеми або кристалічні резонатори, що перестроюються напругою (VCXO), які поєднують високу добротність кварцу з можливістю підстроювання частоти в невеликих межах.

Функціонування розробленої системи ФАПЧ можна розділити на два основні режими: режим захоплення та режим утримання. Режим захоплення (Locking) активується при включенні приймача або при появі сигналу після тривалої перерви. У цьому режимі фазовий детектор фіксує значну різницю частот і фаз, виробляючи серію однополярних імпульсів, які швидко заряджають ємності петлевого фільтра, змушуючи частоту VCO наближатися до частоти вхідного сигналу. Процес вважається завершеним, коли фазова помилка стає меншою за заздалегідь визначену величину, і система переходить у лінійний режим відстеження малих відхилень. Час захоплення є критичним параметром, який визначає готовність системи до прийому даних.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		76

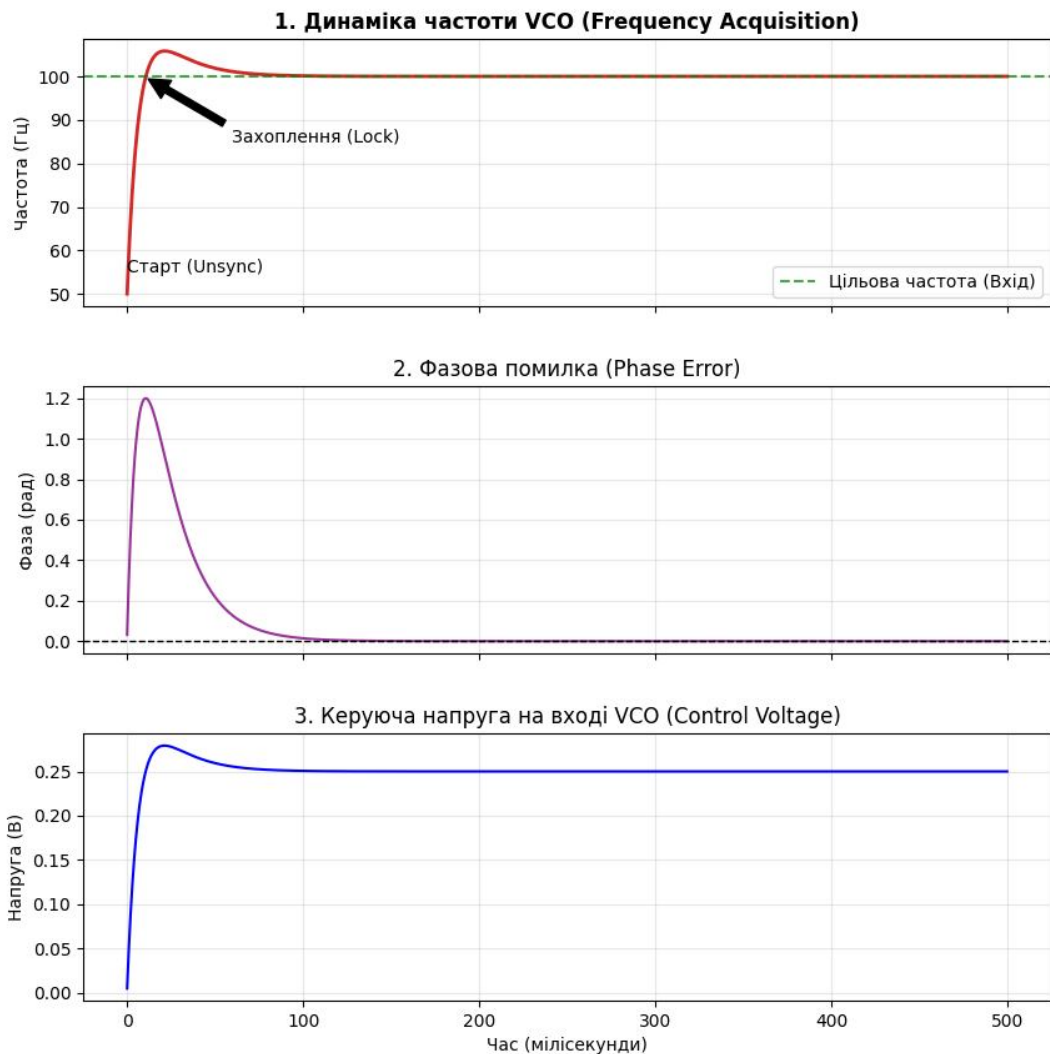


Рисунок 3.6– Демонстрація режиму захоплення вхідного сигналу власним генератором

Режим утримання (Holdover) є унікальною перевагою інерційних систем синхронізації і є важливим для забезпечення безперервності зв'язку в умовах завмирань. Радіоканал характеризується періодичними глибокими завмираннями, коли рівень сигналу падає нижче порогу чутливості вхідного детектора огинаючої. У такі моменти потік вхідних імпульсів на вході фазового детектора переривається. У безінерційній системі це призвело б до зупинки тактування АЦП і втрати даних. Однак у системі з ФАПЧ завдяки

високому вхідному імпедансу петлевого фільтра та якісним конденсаторам інтегратора керуюча напруга на вході VCO залишається майже незмінною протягом тривалого часу. Генератор продовжує працювати на останній "запам'ятованій" частоті, зберігаючи фазову прив'язку до очікуваного потоку даних. Цей ефект "маховика" дозволяє приймачу "пережити" короткочасні провали сигналу (тривалістю до десятків періодів біттів) без зриву циклової синхронізації. Як тільки рівень сигналу відновлюється, фазовий детектор знову починає отримувати імпульси і плавно корегує фазу генератора, компенсуючи накопичений за час паузи дрейф.

Розроблена підсистема фазового автоналаштування частоти вирішує складне завдання відновлення когерентного опорного коливання з адитивної суміші сигналу та шуму. Використання принципів інтегрального керування дозволяє досягти високої стійкості до фазових збурень та забезпечити надійне тактування аналого-цифрового перетворювача. Вихідний сигнал системи являє собою стабільну тактову сітку, жорстко прив'язану до моментів мінімумів огинаючої вхідного сигналу, що гарантує проведення вимірювань енергетичних параметрів векторної пари саме в ті моменти часу, коли інформативна складова сигналу є максимальною, а паразитні складові взаємно компенсовані. Це забезпечує максимально можливе співвідношення сигнал/шум на виході вимірювального тракту приймача.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		78

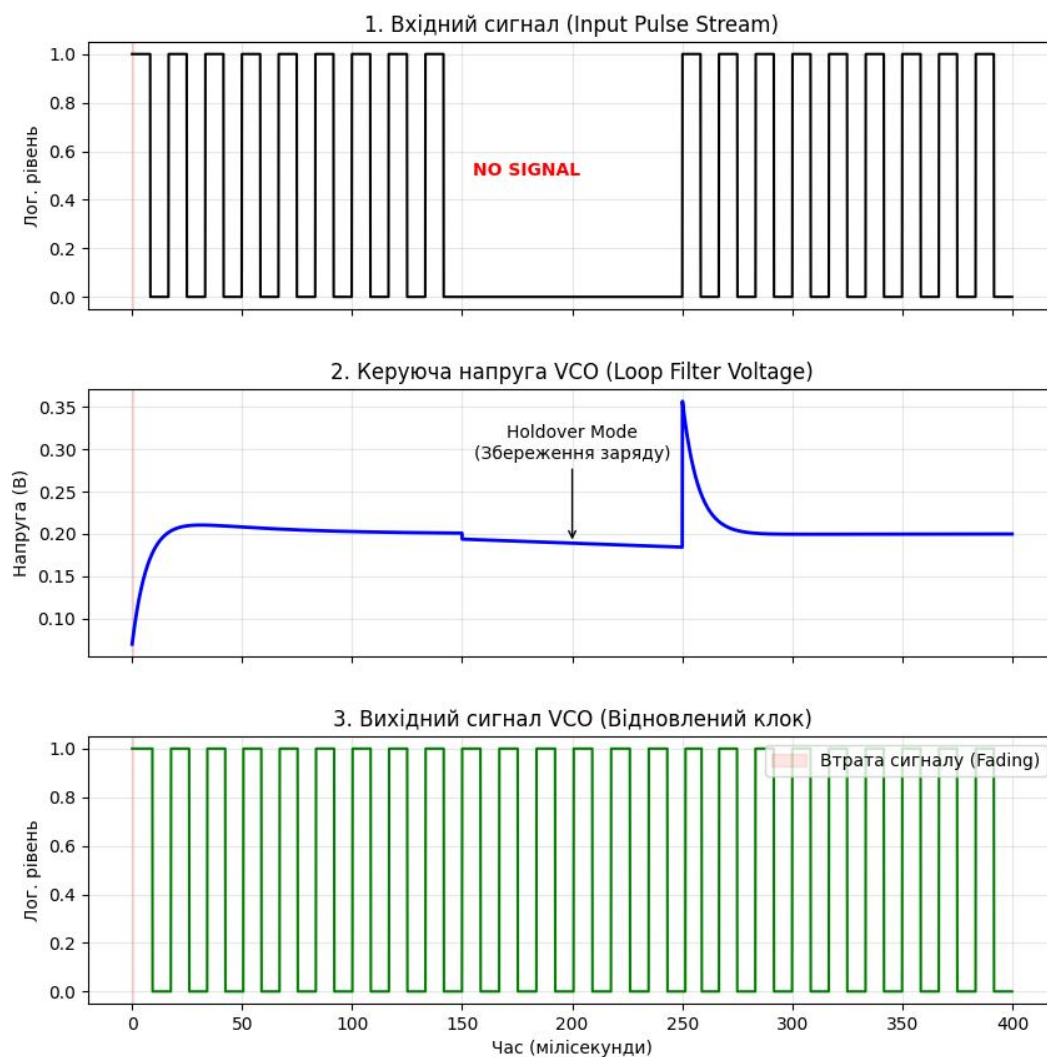


Рисунок 3.7– Діаграма роботи системи автопідстройки в режимі врати синхросигналу

3.3 Розробка системи формування імпульсів дискретизації

Розробка системи формування імпульсів дискретизації є етапом проектування приймального тракту, оскільки саме цей вузол виступає функціональним мостом між безперервною в часі аналоговою областю, де відбуваються фізичні процеси інтерференції електромагнітних хвиль, та дискретною цифровою областю, де здійснюється алгоритмічна обробка інформації. Якщо система фазового автоналаштування частоти, описана в

попередньому підрозділі, відповідає за відновлення ритму та формування стабільної частотної сітки, то система формування імпульсів дискретизації відповідає за точну фазову прив'язку моментів вимірювання до фізичних екстремумів сигналу та організацію логістики потоків даних. Основна складність реалізації даного вузла полягає в необхідності забезпечення пікосекундної точності часових інтервалів у динамічному діапазоні роботи приймача, що вимагає застосування прецизійних ліній затримки, швидкісних логічних схем та ефективних алгоритмів керування обміном даних.

3.3.1 Узгодження фаз та компенсація апаратних затримок

Проблемою при побудові двоканальної системи з роздільними трактами синхронізації та даних є неминуча розбіжність часів групової затримки сигналів у паралельних гілках. Сигнал у тракті синхронізації проходить через вузькосмугові фільтри, детектор огинаючої, компаратор та петлю фазового автоналаштування, кожен з яких вносить свою фазову затримку, що до того ж може залежати від температури та амплітуди вхідного сигналу. Водночас сигнал у тракті даних проходить через широкосмугові підсилювачі з мінімальною затримкою. Як наслідок, фронт імпульсу з виходу системи фазового автоналаштування частоти, навіть будучи стабільним за частотою, фізично зміщений у часі відносно реального мінімуму напруги на вході аналого-цифрового перетворювача. Оскільки інформативним параметром є саме залишкова напруга в точці повної компенсації полів, навіть незначне відхилення моменту вибірки від математичного центру мінімуму призведе до вимірювання напруги на схилі огинаючої. Це явище вносить значну методичну похибку, яка зростає квадратично залежно від величини часового зсуву, суттєво погіршуючи співвідношення сигнал/шум та динамічний діапазон системи.

Для вирішення цієї проблеми у структуру блоку керування вводиться вузол регульованої затримки або цифровий фазообертач. Це апаратний блок, який дозволяє зсувати сформований імпульс запуску в часі з надвисокою

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		80

роздільною здатністю. Реалізація такого вузла може базуватися на використанні спеціалізованих мікросхем ліній затримки або вбудованих ресурсів програмованих логічних інтегральних схем (FPGA), таких як блоки PLL/ММСМ з можливістю динамічного зсуву фази. Логіка роботи вузла полягає в тому, щоб затримати керуючий сигнал на час, що точно дорівнює різниці групових затримок між трактом синхронізації та трактом даних. Процес калібрування цього зсуву може бути як статичним, визначеним на етапі виробництва, так і динамічним, коли процесор аналізує форму оцифрованого сигналу і підлаштовує затримку до отримання мінімального значення напруги, що відповідає ідеальному попаданню в "дно" інтерференційної ями.

3.3.2 Режим пакетної дискретизації (Burst Mode)

Традиційний підхід до аналого-цифрового перетворення передбачає рівномірну дискретизацію сигналу з постійною частотою. Однак у системі диференційних векторних пар інформація зосереджена локально — лише в вузьких зонах довкола мінімумів огинаючої. Решта періоду сигналу не несе корисної інформації про фазові співвідношення носіїв, а лише витрачає ресурси обчислювача та пам'яті. Виходячи з цього, система формування імпульсів реалізує так званий пакетний режим роботи, або "Burst Mode". Сутність методу полягає в тому, що замість одного відліку в передбачуваній точці мінімуму, система ініціює серію швидких перетворень, які охоплюють певний часовий окіл цієї точки.

Керуючий автомат, отримавши синхроімпульс від вузла фазового автоналаштування, формує не одиночний сигнал запуску, а пачку з N імпульсів, де N

може складати від декількох одиниць до десятків, залежно від швидкодії АЦП та ширини смуги пропускання. Ця пачка центрується відносно очікуваного мінімуму за допомогою описаної вище лінії затримки. Такий підхід має дві фундаментальні переваги. По-перше, він дозволяє

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						81
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

реалізувати цифрову фільтрацію та усереднення результатів, що згідно з теорією обробки сигналів зменшує рівень шуму квантування та теплового шуму пропорційно кореню квадратному з кількості вибірок, ефективно підвищуючи розрядність вимірювання. По-друге, наявність масиву точок довкола мінімуму дозволяє застосувати методи параболічної інтерполяції для відновлення істинної форми огинаючої в цифровому вигляді. Це дає можливість аналітично обчислити координати мінімуму з точністю, що перевищує період дискретизації самого АЦП, ефективно компенсуючи залишковий джитер та похибки фазування.

3.3.3 Електричне узгодження та інтерфейс з АЦП

Треба забезпечити цілісність сигналів керування на фізичному рівні. Сучасні швидкісні АЦП висувають жорсткі вимоги до якості сигналу запуску перетворення ("Clock" або "Convert Start"). Крутизна фронтів цього сигналу безпосередньо впливає на апертурну невизначеність: якщо фронт занадто пологий, момент фіксації вибірки "розмивається" в часі під впливом власних шумів вхідного буфера АЦП, що еквівалентно внесенню додаткового фазового шуму. Тому формувач імпульсів повинен забезпечувати генерацію сигналів з часом наростання порядку сотень пікосекунд.

Для передачі таких сигналів на друкованій платі використовуються диференційні стандарти, такі як LVDS (Low-Voltage Differential Signaling) або PECL, які забезпечують високу завадостійкість та мінімальне випромінювання електромагнітних завад. Логічний блок керування повинен суворо витримувати часові параметри інтерфейсу АЦП, такі як час встановлення (setup time) та час утримання (hold time) для сигналів керування, а також мінімально допустиму тривалість імпульсу. Порушення цих вимог може призвести до метастабільності внутрішніх схем перетворювача та виникнення грубих помилок перетворення, коли вихідний код не відповідає вхідній напрузі. Крім того, важливо забезпечити узгодження імпедансів ліній передачі тактових сигналів (зазвичай 50 або 100

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						82
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Ом), щоб уникнути віддзеркалень сигналу від входів АЦП, які можуть викликати хибні повторні спрацьовування.

3.3.4 Алгоритм роботи кінцевого автомата керування

Логіка функціонування системи формування імпульсів реалізується у вигляді синхронного кінцевого автомата (State Machine), який зазвичай імплементується у програмованій логічній матриці (FPGA) або високопродуктивному мікроконтролері. Робота автомата базується на циклічній зміні станів, синхронізованих із зовнішнім ритмом.

У початковому стані ("IDLE") автомат очікує приходу опорного фронту від системи ФАПЧ. Цей стан характеризується готовністю до прийому переривання та скиданням внутрішніх лічильників. При детектуванні активного фронту синхросигналу автомат переходить у стан затримки ("WAIT_DELAY"). У цьому стані активується прецизійний таймер або лічильник тактів, який відраховує інтервал часу, необхідний для компенсації різниці групових затримок аналогових трактів. Тривалість цього інтервалу є програмованим параметром, який може змінюватися процесором у реальному часі ("на льоту") для адаптації до зміни температурних умов.

Після завершення відліку затримки автомат переходить у стан генерації вибірки ("SAMPLING"). На цьому етапі формується сигнал "Start Conversion" для АЦП. Залежно від обраного режиму (одиначний або пакетний), генерується один імпульс або серія імпульсів із заданою внутрішньою частотою повторення. Одночасно з генерацією імпульсів запуску автомат керує сигналами дозволу запису в буферну пам'ять, забезпечуючи захоплення вихідних даних АЦП. Важливою функцією на цьому етапі є синхронізація читання даних: автомат повинен враховувати латентність конвеєра АЦП (pipeline delay) — затримку в кілька тактів між моментом вибірки та появою готового цифрового коду на шині даних.

Після завершення збору необхідної кількості відліків автомат переходить у стан передачі даних ("DMA_TRANSFER"). Щоб не

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		83

завантажувати центральний процесор рутинними операціями пересилки даних, використовується механізм прямого доступу до пам'яті (DMA). Контролер дискретизації формує запит на передачу, і блок DMA автоматично переміщує накопичений масив вимірів з буфера FIFO у виділену область оперативної пам'яті DSP-процесора. Зазвичай використовується схема подвійної буферизації ("Ping-Pong Buffer"), яка дозволяє процесору обробляти один масив даних, поки система дискретизації заповнює інший, забезпечуючи безперервність потоку обробки. Після ініціалізації передачі автомат повертається у вихідний стан очікування наступного синхроімпульсу.

3.3.5 Обробка помилок та часова логіка (Time-out)

Надійність системи визначається механізмом обробки виключних ситуацій, зокрема втрати синхронізації. В умовах реальної експлуатації можливі ситуації глибокого завмирання сигналу або впливу імпульсних завад, які можуть призвести до тимчасового зникнення вихідних імпульсів системи ФАПЧ або їх хаотичної появи. Якщо автомат керування буде просто очікувати наступного імпульсу, це може призвести до зупинки всього обчислювального конвеєра ("зависання" системи).

Для запобігання цьому в логіку керування вводиться сторожовий таймер (Watchdog Timer), який реалізує логіку Time-out. Таймер скидається при кожному успішному циклі перетворення. Якщо час очікування синхроімпульсу перевищує заданий поріг (який зазвичай трохи перевищує період слідування біттів), спрацьовує система захисту. У цьому випадку контролер генерує штучний внутрішній тригер запуску АЦП та встановлює спеціальний прапор помилки ("Sync Loss Flag") у заголовку пакету даних. Це дозволяє продовжити роботу конвеєра обробки даних, надаючи цифровому сигнальному процесору інформацію про те, що поточні дані є недостовірними або інтерпольованими. Такий підхід дозволяє зберегти

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		84

цілісність часової шкали декодера і уникнути необхідності повного перезавантаження алгоритму синхронізації при короткочасних збоях.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		85

4 ПРОГРАМНЕ МОДЕЛЮВАННЯ ТА ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ СИСТЕМИ ПЕРЕДАЧІ ДАНИХ

4.1 Математична модель та програмна реалізація алгоритмів модулятора

Програмна реалізація передавального тракту системи базується на математичному моделюванні процесів прямого цифрового синтезу (DDS — Direct Digital Synthesis), що дозволяє сформувати еталонний сигнал із прецизійними часовими та спектральними характеристиками. В основу розробки модулятора покладено метод формування диференціальних векторних пар шляхом балансної амплітудної модуляції, описаний у теоретичній частині роботи¹. Головною метою програмного модуля є генерація масиву дискретних відліків, який являє собою цифровий еквівалент напруги на виході апаратного передавача, з урахуванням частоти дискретизації моделі, розрядності цифро-аналогового перетворювача та часових параметрів бітової послідовності.

Математична модель процесу формування сигналу $S(t)$ у неперервному часі описується мультиплікативною операцією над трьома компонентами: несучим коливанням, сигналом піднесучої частоти (модуляції) та інформаційною керуючою послідовністю.

Для забезпечення синхронізації приймача та передавача, алгоритм модулятора передбачає генерацію спеціальних маркерних послідовностей. Особливістю реалізації є прив'язка моментів зміни інформаційного біта до фази модулюючого сигналу. Зміна значення $M[k]$ дозволяється виключно в моменти, коли фаза $\Phi_{\text{mod}}[n]$ проходить через нуль або π . Це моделює роботу блоку синхронізації апаратного прототипу, який тактується від DDS-синтезатора. У програмному коді це реалізується через умовний оператор, який перевіряє перехід через нуль фазового акумулятора піднесучої частоти перед зчитуванням нового біта з вхідного буфера даних. Такий підхід

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		86

мінімізує перехідні процеси та забезпечує "гладке" зшивання форм хвилі сусідніх бітів, що є критичним для вузькосмугових систем передачі.

Джерелом інформаційної послідовності у моделі виступає програмний генератор псевдовипадкових чисел (PRNG), який формує потік бітів з рівномірним законом розподілу. Це необхідно для отримання рівномірної спектральної щільності випромінюваного сигналу при тривалих тестах. Для дослідження спектральних характеристик 7 передбачено режим циклічного повторення короткої псевдовипадкової послідовності довжиною L , що призводить до формування лінійчастого спектру з кроком між компонентами $\Delta f = F_s / (L \cdot N_{bit})$. Програмний модуль дозволяє користувачеві задавати тип вхідних даних (детермінований меандр, випадковий шум, текстовий файл), що забезпечує гнучкість при проведенні експериментів з оцінки ймовірності бітової помилки (BER).

На завершальному етапі формування сигналу модель імітує роботу вихідного каскаду цифро-аналогового перетворювача. Оскільки розрахунки у середовищі моделювання виконуються у форматі з плаваючою комою подвійної точності (float64), для наближення до реалій апаратної реалізації на мікроконтролері необхідно виконати операцію квантування. Вихідний сигнал масштабується до діапазону розрядності модельованого ЦАП (наприклад, 12 біт) та округлюється до найближчих цілих значень:

$$Tx_{DAC}[n] = \text{round} \left((Tx[n] + 1) \cdot \frac{2^B - 1}{2} \right) \quad (4.1)$$

де B — розрядність перетворювача. Цей етап вносить у сигнал шум квантування, потужність якого визначається як $\sigma_q^2 = \Delta^2 / 12$, де Δ — крок квантування. Врахування цього фактору дозволяє оцінити вплив обмеженої точності апаратних засобів на здатність системи формувати чисті спектральні лінії та підтримувати глибоке придушення несучої частоти.

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		87

Згенерований масив даних $Tx_{DAC}[n]$ разом із масивом синхроміток зберігається у буфері пам'яті або записується у файл формату WAV/CSV для подальшої обробки модулем каналу поширення. Структура даних включає заголовок з метаданими (частота дискретизації, параметри модуляції), що дозволяє модулю приймача автоматично налаштовуватись на параметри сигналу в режимі ідеальної синхронізації або працювати в режимі "сліпого" пошуку, ігноруючи метадані. Така архітектура програмного забезпечення забезпечує повний цикл моделювання фізичних процесів формування диференційних векторних пар, починаючи від логічного рівня бітів і закінчуючи дискретними рівнями напруги на виході ЦАП, що створює надійну базу для верифікації теоретичних положень дисертаційної роботи.

4.2 Математична модель та програмна реалізація алгоритмів демодулятора

Розробка програмного модуля демодуляції є найбільш складним етапом створення імітаційної моделі системи передачі даних, оскільки на відміну від модулятора, який працює в детермінованих умовах, демодулятор функціонує в умовах невизначеності, викликаній впливом адитивних та мультиплікативних завад каналу зв'язку. Головним завданням цього програмного блоку є відновлення інформаційної бінарної послідовності з прийнятого масиву дискретних відліків, який являє собою адитивну суміш корисного сигналу, широкосмугового шуму та когерентних перешкод. Алгоритмічна база демодулятора побудована на принципах когерентного прийому з використанням методів кореляційної синхронізації та синхронного інтегрування, адаптованих для обробки сигналів диференційних векторних пар.

Першочерговим завданням, яке вирішує програмний алгоритм при обробці вхідного буфера даних, є часова та фазова синхронізація. Оскільки метод диференційних векторних пар базується на оцінці різниці амплітуд у

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						88
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

точках протифазності компонент, найменша похибка у визначенні фази опорного коливання призводить до порушення умов ортогональності та, як наслідок, до різкого зниження співвідношення сигнал/шум на виході детектора. У розробленій моделі відмова від передачі окремого пілот-сигналу вимагає реалізації схеми відновлення несучої безпосередньо з інформаційного сигналу. Для цього програмно реалізовано алгоритм цифрової петлі фазового автоналаштування частоти (Software Phase Locked Loop — SPLL), ядром якої є кореляційний фазовий дискримінатор.

На відміну від класичних схем, що використовують перемноження на гармонійний сигнал, у даній роботі реалізовано метод спрощеної кореляції з використанням знакової функції, що відповідає згортці вхідного сигналу з прямокутним меандром (функцією знаку синуса). Це рішення, обґрунтоване в теоретичній частині роботи, дозволяє значно знизити обчислювальну складність алгоритму без суттєвої втрати точності в умовах сильних шумів. Математично сигнал помилки синхронізації $\varepsilon_\phi[k]$ на k -му кроці оцінювання розраховується як інтеграл (сума) добутку вхідного сигналу $Rx[n]$ на квадратурну складову опорного генератора:

$$\varepsilon_\phi[k] = \sum_{n=0}^{N_{corr}-1} Rx[n] \cdot \text{sign} \left(\sin \left(\Phi_{ref}[n] + \frac{\pi}{2} \right) \right) \quad (4.2)$$

де N_{corr} — довжина вікна кореляції, $\Phi_{ref}[n]$ — поточна фаза опорного генератора моделі. Використання квадратурної складової (зсув на $\pi/2$) зумовлене властивостями тригонометричних функцій: при ідеальній синфазності вхідного та опорного сигналів їхній добуток на ортогональну функцію (косинус) в середньому за період дає нуль. Будь-яке відхилення інтегральної суми від нуля свідчить про наявність фазового розсинхродження, причому знак суми вказує на напрямок зсуву, а величина — на його модуль.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						89
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Отриманий сигнал помилки використовується для керування частотою та фазою програмного генератора опорних коливань (NCO — Numerically Controlled Oscillator). Алгоритм керування реалізує пропорційно-інтегральний закон регулювання (ПІ-регулятор), що забезпечує як швидке входження в синхронізм, так і нульову статичну похибку при відслідковуванні доплерівського зсуву частоти. Рівняння оновлення приросту фази $\Delta\Phi[k]$ на кожній ітерації циклу синхронізації має вигляд:

$$\Delta\Phi[k] = \Delta\Phi_{nom} + \alpha \cdot \varepsilon_\phi[k] + \beta \cdot \sum_{j=0}^k \varepsilon_\phi[j] \quad (4.3)$$

де $\Delta\Phi_{nom}$ — номінальний приріст фази, що відповідає несучій частоті, а α та β — коефіцієнти пропорційної та інтегральної ланок фільтра петлі відповідно. Така рекурсивна структура дозволяє програмній моделі адаптуватися до змін частоти вхідного сигналу та утримувати стан когерентності ("lock state") навіть при значних рівнях адитивних завад, оскільки операція сумування у дискримінації виступає ефективним фільтром низьких частот.

Після досягнення стану синхронізації активується основний алгоритм демодуляції, який базується на методі синхронного накопичення (Integrate-and-Dump). Цей метод є цифровою реалізацією узгодженого фільтра, який, згідно з теорією оптимального прийому, забезпечує максимізацію відношення сигнал/шум у момент прийняття рішення. Процес демодуляції полягає у покроковому перемноженні відліків вхідного сигналу $R_x[n]$ на відліки опорної копії корисного сигналу $Ref[n]$ та накопиченні результату протягом тривалості одного бітового інтервалу.

Ключовою особливістю реалізації є формування опорного сигналу $Ref[n]$. Оскільки передача здійснюється методом диференціальних векторних пар, опорний сигнал повинен мати аналогічну спектрально-часову структуру.

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						90
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Програма генерує його шляхом перемноження відновленої несучої (з виходу блоку ФАПЧ) на сигнал піднесучої частоти:

$$Ref[n] = \sin(\Phi_{ref_c}[n]) \cdot \sin(\Phi_{ref_mod}[n]) \quad (4.4)$$

Тут Φ_{ref_c} — фаза відновленої несучої, а Φ_{ref_mod} — фаза модуляції, яка також синхронізується із вхідним потоком.

Математичний вираз для вирішальної статистики S_i для i -го інформаційного біта обчислюється як дискретна згортка:

$$S_i = \frac{1}{N_{bit}} \sum_{n=i \cdot N_{bit}}^{(i+1) \cdot N_{bit} - 1} Rx[n] \cdot Ref[n] \quad (4.5)$$

Фізичний зміст цієї операції полягає у проектуванні вектора прийнятого сигналу на базис опорного вектора у багатовимірному просторі сигналів. Завдяки властивостям ортогональності, некорельовані шумові складові при сумуванні дають значення, що прямує до нуля зі збільшенням бази накопичення N_{bit} . Натомість, корисна складова сигналу накопичується когерентно. Якщо вхідний сигнал містить біт "1" (сигнал у фазі з опорним), сума S_i набуває позитивного значення, пропорційного енергії сигналу E_s . Якщо передається біт "0" (сигнал у протифазі), сума набуває негативного значення $-E_s$.

Блок прийняття рішень (Decision Device) аналізує отримане значення вирішальної статистики S_i . Алгоритм передбачає порівняння нормованого значення інтеграла з двома пороговими рівнями: позитивним $+Th$ та негативним $-Th$. Введення зони нечутливості (від $-Th$ до $+Th$) дозволяє реалізувати режим індикації стирання (erasure), коли система повідомляє про неможливість достовірного визначення біта через надмірно високий рівень завад. Логіка роботи компаратора описується системою нерівностей:

$$D[i] = \begin{cases} 1, & \text{якщо } S_i > Th \\ 0, & \text{якщо } S_i < -Th \\ \text{Error,} & \text{в іншому випадку} \end{cases} \quad (4.6)$$

Порогове значення Th у моделі може бути фіксованим або адаптивним. Адаптивний поріг розраховується динамічно на основі оцінки дисперсії шуму в каналі, що дозволяє підтримувати сталу ймовірність хибної тривоги (CFAR — Constant False Alarm Rate) при змінній завадовій обстановці.

Окрему увагу в програмній реалізації приділено алгоритму компенсації когерентних завад, який інтегрований у тракт демодуляції перед стадією інтегрування. Цей підмодуль базується на регресійному аналізі, описаному в другому розділі роботи. Програма виконує спектральний аналіз фрагмента сигналу за допомогою швидкого перетворення Фур'є (FFT) або спрощеного алгоритму Герцеля для виявлення піків спектральної щільності, що не співпадають з частотами векторної пари. При виявленні такої завади з частотою ω_{int} та комплексною амплітудою A_{int} , програмно формується сигнал компенсації $C[n] = -A_{\text{int}} \cdot \exp(j \cdot \omega_{\text{int}} n)$, який додається до вхідного масиву. Це дозволяє математично "вирізати" вузькосмугову заваду до того, як вона вплине на роботу інтегратора, запобігаючи ефекту захоплення петлі ФАПЧ стороннім сигналом.

Для забезпечення високої швидкодії та можливості обробки потокових даних у реальному часі, програмний код демодулятора оптимізовано з використанням векторних інструкцій процесора. Основні операції, такі як перемноження масивів та обчислення суми, реалізовані з використанням бібліотек лінійної алгебри (наприклад, BLAS або їх аналогів у мові високого рівня), що дозволяє ефективно використовувати кеш-пам'ять процесора. Крім того, модель включає розвинену систему логування проміжних даних: значень фазової помилки, поточного стану NCO, значень інтегральних сум для кожного біта. Ця телеметрія зберігається у вихідні файли та використовується для побудови графіків перехідних процесів, фазових

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						92
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

траєкторій та діаграм "око-діаграм" (eye diagrams), що є необхідним інструментарієм для аналізу динамічних характеристик розробленої системи.

4.3 Методологія формування тестових сигналів та критерії оцінки завадостійкості

Розробка програмної моделі системи передачі даних не обмежується реалізацією алгоритмів модуляції та демодуляції. Для верифікації треба створити адекватне тестове середовище, яке дозволяє емулювати реальні фізичні умови каналу поширення. Простого додавання "випадкових чисел" до сигналу недостатньо для об'єктивної оцінки ефективності методу диференційних векторних пар. Необхідний системний підхід до формування впливів, який базується на стандартизованих моделях завад та чітких метриках якості.

Метою даного етапу моделювання є не просто підтвердження працездатності алгоритму в ідеальних умовах, а визначення меж його стійкості («stress testing»). Для цього тестові сигнали повинні формуватися з контрольованими параметрами, що дозволяє будувати залежності ймовірності бітової помилки (BER — Bit Error Rate) від співвідношення сигнал/шум (SNR). Ця залежність є "золотим стандартом" в теорії зв'язку і дозволяє порівнювати розроблений метод з класичними видами модуляції (BPSK, FSK).

Системний підхід до генерації тестових впливів передбачає використання наступних градацій та метрик:

1. Енергетичні градації: Тестування повинно проводитись у широкому динамічному діапазоні SNR (від +20 дБ до -30 дБ). Особливий інтерес представляє зона негативних значень SNR, де потужність шуму перевищує потужність сигналу, оскільки саме тут проявляються переваги кореляційних методів прийому.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		93

2. Часові та спектральні характеристики: Завади класифікуються не лише за амплітудою, але й за шириною спектру та тривалістю дії. Тестовий набір повинен включати стаціонарні широкосмугові шуми (білий шум), вузькосмугові гармонійні перешкоди (імітація сторонніх несучих) та імпульсні завади.
3. Статистична достовірність: Для отримання валідних значень BER, особливо на рівнях 10^{-5} і нижче, генератори випадкових процесів повинні мати великий період повторення та правильні закони розподілу. Використання примітивних функцій `rand()` без належної математичної обробки може призвести до хибних висновків через кореляцію між відліками шуму.

4.3.1 Алгоритми формування широкосмугових стохастичних завад з керованими спектральними характеристиками

Найбільш поширеним видом завад у каналах передачі даних є флуктуаційні шуми, викликані тепловим рухом носіїв заряду, атмосферними явищами та космічним випромінюванням. У радіотехніці загальноприйнятою моделлю такого впливу є адитивний білий гаусовий шум (AWGN). Однак, при програмному моделюванні поняття "випадковий сигнал" вимагає чіткого розмежування характеристик у часовій та частотній областях, оскільки некоректна генерація може спотворити результати дослідження завадостійкості.

4.3.2 Теоретичні вимоги до моделі шуму

При формуванні моделі AWGN необхідно забезпечити виконання двох фундаментальних умов, які часто плутають:

1. У часовій області: Миттєві значення напруги шуму (амплітуди відліків) повинні підпорядковуватися нормальному (гаусовому) закону розподілу. Це впливає з центральної граничної теореми, оскільки шум є суперпозицією величезної кількості елементарних подій.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						94
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

2. У частотній області: Спектральна щільність потужності повинна бути рівномірною (константою) у всій смузі частот аналізу. Саме ця властивість ("плоский" спектр) дає назву "білий шум". Це означає, що відліки шуму у часі мають бути некорельованими (автокореляційна функція — дельта-імпульс).

Більшість стандартних генераторів (наприклад, лінійні конгруентні методи) формують псевдовипадкові числа з рівномірним законом розподілу амплітуд, що не відповідає фізиці реальних шумів. Тому в роботі реалізовано три методи формування стохастичних сигналів, які дозволяють отримати необхідні спектральні та амплітудні характеристики.

Метод 1: Перетворення Бокса-Мюллера (Box-Muller Transform)

Це класичний алгоритмічний метод, що дозволяє трансформувати пари незалежних випадкових величин з рівномірним розподілом у пару величин з нормальним розподілом. Цей метод є базовим для формування часової реалізації шуму в моделі.

Нехай U_1 та U_2 — незалежні випадкові величини, рівномірно розподілені на інтервалі $(0, 1]$. Тоді випадкові величини Z_0 та Z_1 , обчислені за формулами:

$$\begin{aligned} Z_0 &= \sqrt{-2 \ln U_1} \cdot \cos(2\pi U_2) \\ Z_1 &= \sqrt{-2 \ln U_1} \cdot \sin(2\pi U_2) \end{aligned} \quad (4.7)$$

матимуть нормальний розподіл з математичним сподіванням $\mu = 0$ та дисперсією $\sigma^2 = 1$.

Програмна реалізація цього методу дозволяє генерувати шум "на льоту" (sample-by-sample). Отриманий масив $Z[n]$ має правильну гістограму амплітуд (дзвіноподібну криву). Однак спектральні характеристики такого шуму залежать від якості первинного генератора U . Якщо первинний

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		95

генератор має приховану періодичність, спектр $Z[n]$ не буде ідеально білим, що може вплинути на тестування вузькосмугових систем.

Метод 2: Метод підсумовування (Central Limit Method)

Для імітації роботи апаратних генераторів шуму на базі мікроконтролерів у моделі реалізовано метод центральної граничної теореми. Він базується на тому факті, що сума достатньої кількості незалежних рівномірно розподілених величин прямує до нормального розподілу.

Алгоритм генерації одного відліку шуму:

$$N[n] = \frac{1}{\sqrt{K/12}} \left(\sum_{i=1}^K R_i - \frac{K}{2} \right) \quad (4.8)$$

де R_i — випадкові числа з рівномірним розподілом у діапазоні $[0, 1]$, а K — кількість доданків (зазвичай $K \geq 12$).

Цей метод є менш точним на "хвостах" розподілу (рідкісні події з великою амплітудою генеруються гірше, ніж у методі Бокса-Мюллера), але він дозволяє емулювати роботу реальних цифрових джерел ентропії. Спектр такого сигналу залишається рівномірним у робочій смузі частот.

Метод 3: Спектральний синтез на основі оберненого ШПФ (IFFT Synthesis)

Для найбільш точного дослідження впливу частотних характеристик завади на метод векторних пар розроблено третій алгоритм. На відміну від попередніх, він формує сигнал не у часовій, а безпосередньо у частотній області. Це дозволяє гарантувати ідеальну "білизну" шуму або формувати "кольорові" шуми із заданим профілем спектральної щільності.

Алгоритм спектрального синтезу:

1. Формування спектру амплітуд: Створюється масив $S_{mag}[k]$ довжиною

$\frac{N_{fft}}{2}$. Для білого шуму всі елементи масиву заповнюються константою

(рівномірний розподіл енергії по частотах).

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		96

2. Формування спектру фаз: Створюється масив фаз $\phi(k)$, де кожне значення обирається випадково з рівномірним розподілом на інтервалі $\left[0, \frac{2}{\pi}\right]$. Саме випадковість фаз перетворює детермінований набір синусоїд у хаотичний шум.
3. Формування комплексного спектру: $S[k] = S_{mag}[k] \cdot e^{j \cdot \phi[k]}$.
4. Обернене перетворення Фур'є: Застосовується IFFT для отримання часової реалізації $n_{time}[t]$.

$$n_{time}[t] = \text{Re} \left(\sum_{k=0}^{N-1} S[k] \cdot e^{j2\pi kt/N} \right)$$

Цей метод гарантує, що спектральна щільність шуму буде строго рівномірною (або матиме задану форму), що важливо для перевірки гіпотези про рівність енергій завади на частотах ω_1 та ω_2 . Крім того, згідно з теоремою про спектральне представлення, часова реалізація такого сигналу автоматично матиме нормальний розподіл амплітуд.

4.3.3 Керування параметрами та енергетичне масштабування

Ключовим аспектом моделювання є встановлення точного співвідношення сигнал/шум (SNR). Оскільки згенерований математичний шум зазвичай має нормовану дисперсію ($\sigma^2 = 1$), його необхідно масштабувати.

Алгоритм керування потужністю завади:

1. Визначається середня потужність сформованого корисного сигналу P_{signal} .
2. За заданим значенням SNR_{dB} розраховується необхідна потужність шуму:

$$P_{noise} = P_{signal} \cdot 10^{-\frac{SNR_{dB}}{10}}$$

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		97

3. Розраховується коефіцієнт масштабування амплітуди (скаляр):

$$Scale = \sqrt{P_{noise}}$$

4. Результируючий сигнал формується як:

$$R_x[n] = T_x[n] + Scale \cdot N_{gen}[n]$$

Такий підхід дозволяє задавати SNR з точністю до часток децибела. У ході експериментів програмна модель генерує серію реалізацій шуму з різним "зерном" (seed) генератора випадкових чисел для кожного значення SNR, що дозволяє отримати статистично достовірні результати BER і усунути вплив локальних флуктуацій.

Застосування описаних методів генерації (особливо комбінації Бокса-Мюллера для довгих послідовностей та спектрального синтезу для перевірки частотних гіпотез) забезпечує адекватність моделі реальним фізичним процесам у каналі зв'язку. Це дозволяє стверджувати, що отримані результати завадостійкості методу диференційних векторних пар не є артефактом спрощеного моделювання, а відображають реальну ефективність алгоритму при роботі з широкосмуговими гаусовими перешкодами.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		98

ВИСНОВКИ

У результаті проведеного дослідження було здійснено комплексний аналіз існуючих методів передачі даних в умовах дії завад, включаючи енергетичні методи, технології розширення спектру (FHSS, DSSS) та багаточастотні системи (OFDM). Це дозволило визначити фундаментальні обмеження класичних підходів щодо енергетичної ефективності та спектральної чистоти, а також обґрунтувати доцільність розробки методу диференційних векторних пар як ефективної альтернативи для роботи в каналах з низьким відношенням сигнал/шум.

На основі проведеного аналізу було розроблено метод передачі даних, що базується на формуванні сигналу у вигляді диференційної векторної пари — двох когерентних гармонічних складових. Розроблений метод включає алгоритм диференційної компенсації широкосмугових завад шляхом віднімання амплітуд у точці протифазності, а також використовує адаптивну регресійну модель для виявлення та придушення вузькосмугових когерентних перешкод на основі аналізу частоти биття амплітуд. Такий підхід забезпечує високу завадостійкість навіть за умови перевищення потужністю шуму потужності корисного сигналу.

У роботі розроблено систему фазової синхронізації, що базується на методі кореляційного усереднення та використанні петлі фазового автоналаштування частоти (ФАПЧ) для відновлення тактового ритму з огинаючої сигналу. Для підвищення точності вимірювань було розроблено двоканальну архітектуру приймача з роздільними трактами синхронізації та даних, яка включає механізм компенсації різниці групових затримок та систему пакетної дискретизації (Burst Mode) для цифрового накопичення енергії.

У рамках практичної реалізації створено комплексну програмну модель системи, яка включає модуль прямого цифрового синтезу (DDS) для

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		99

формування сигналу та демодулятор із цифровою петлею ФАПЧ. При цьому було реалізовано алгоритми генерації тестових завад з контрольованими спектральними характеристиками (зокрема, метод Бокса-Мюллера), що дозволило верифікувати ефективність методу шляхом побудови залежностей ймовірності помилки від співвідношення сигнал/шум.

Практична значимість роботи полягає у створенні системи передачі даних, здатної забезпечити надійний зв'язок для телеметрії та управління в умовах складної електромагнітної обстановки ($SNR < 0$ дБ). Наукова новизна роботи визначається розробкою комплексного методу обробки диференційних векторних пар, що поєднує структурну компенсацію завад у часовій області з адаптивним регресійним аналізом спектральних компонент, забезпечуючи унікальні показники вибіркості та завадостійкості

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		100

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Shannon C.E. A Mathematical Theory of Communication // Bell System Technical Journal. – 1948. – Vol. 27(3). – P. 379-423.
2. Банкет В.Л., Іващенко П.В., Іщенко М.О. Завадостійке кодування в телекомунікаційних системах: навч. посіб. – Одеса: ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2011. – 100 с.
3. Толюпа С.В., Наконечний В.С. Теорія інформації та кодування: підручник. – К.: ЖВІ, 2016. – 340 с.
4. Вербівський Д. С., Прогонов Д. О. Теорія інформації та кодування: навч. посіб. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2020. – 238 с.
5. Cover T. M., Thomas J. A. Elements of Information Theory. 2nd Edition. – New York: Wiley-Interscience, 2006. – 748 p.
6. Галкін С. О. Цифровий радіозв'язок: навч. посіб. – Київ: КПІ ім. Ігоря Сікорського, 2019. – 184 с.
7. Sklar B. Digital Communications: Fundamentals and Applications. 2nd Edition. – Upper Saddle River: Prentice Hall, 2001. – 1079 p.
8. Теорія електричного зв'язку: підручник / За ред. проф. В.І. Коржика. – К.: НАУ, 2016. – 454 с.
9. Biglieri E. et al. MIMO Wireless Communications. – Cambridge: Cambridge University Press, 2007. – 336 p.
10. Принцип МІМО [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://anisimoff.org/lte/general/mimo.html>
11. Технологія МІМО: принцип роботи, підбір обладнання і антен [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://shop-gsm.ua/blog/tehnologiya-mimo-printsip-raboty-podbor-oborudovaniya-i-antenn/>
12. Системи радіозв'язку з ППРЧ [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://sprotyvg7.com.ua/lesson/sistemi-radiozvyazku-z-pprch>

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		101

13. Rappaport T. S. Wireless Communications: Principles and Practice. 2nd Edition. – Prentice Hall, 2002. – 736 p.
14. Омельченко В. О., Санніков В. Г. Теорія електричного зв'язку: Підручник. – К.: ІСДО, 1994. – Ч. 1. – 272 с.
15. Федорчук Д. Л. Телекомунікаційні системи передачі: навч. посіб. – Львів: Видавництво Львівської політехніки, 2018. – 264 с.
16. Dixon R. C. Spread Spectrum Systems with Commercial Applications. 3rd Edition. – New York: Wiley, 1994. – 592 p.
17. Ristić V.B., Todorović B.M., Stojanović N.M. Frequency hopping spread spectrum: History, principles and applications // Vojnotehnicki glasnik/Military Technical Courier. – 2022. – Vol. 70, No. 4. – P. 856-876.
18. Spread Spectrum Communication: FHSS and DSSS Explained [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.ico-optics.org/spread-spectrum-communication-fhss-and-dsss/>
19. FHSS vs DSSS | What's the Difference? [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.geeksforgeeks.org/computer-networks/fhss-vs-dsss/>
20. Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS) Communication – Communication Principle [Electronic resource]. – Access mode: <https://www.hdv-fiber.com/uk/news/direct-sequence-spread-spectrum-dsss-communication-communication-principle/>
21. What is DSSS? Everything you need to know about Direct Sequence Spread Spectrum (IEEE 802.11) [Electronic resource]. – Access mode: <https://polaridad.es/en/que-es-dsss-todo-lo-que-necesitas-saber-sobre-direct-sequence-spread-spectrum-ieee-802-11/>
22. Prasad R. OFDM for Wireless Communications Systems. – Artech House, 2004. – 290 p.
23. Модуляція типу OFDM [Електронний ресурс]. – Режим доступу: https://web.posibnyky.vntu.edu.ua/firen/4bortnyk_systemy_dostupu/2.6.html

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		102

24. Солодовник В.І. Структурно-параметрична оптимізація методу індексної модуляції піднесучих OFDM для частотно-селективних каналів систем безпроводового зв'язку // Збірник наукових праць Військового інституту КНУ ім. Т. Шевченка. – 2019. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://miljournals.knu.ua/index.php/zbirnuk/article/view/480>
25. Аналітична модель OFDM-MIMO сигналу у нестационарних каналах зв'язку із завмираннями [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <https://ela.kpi.ua/items/91bcf503-119e-4137-8262-81423e308e2b>
26. Солодовник В.І. Метод мультиплексної просторової ортогонально-частотної модуляції сигналів // Системи озброєння і військова техніка. – 2020. – № 3(63). – С. 104-111.
27. Garcia et al., "Channel Coding for 5G and Beyond: A Survey on Recent Advances and Challenges," IEEE Transactions on Communications, vol. 70, no. 5, pp. 2900-2920, 2022.
28. L. Hanzo et al., "A Study of Phased Modulation and Diversity Techniques for 5G and Beyond," IEEE Transactions on Wireless Communications, vol. 21, no. 4, pp. 2200-2215, 2022.

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						103
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

Додатки

Програм моделювання кодування і декодування дискретних сигналів

```
import numpy as np
import matplotlib.pyplot as plt
from scipy import signal

# =====
# 1. НАЛАШТУВАННЯ ПАРАМЕТРІВ СИСТЕМИ
# =====
FS = 100000          # Частота дискретизації (Гц)
FC = 10000          # Несуча частота (Гц)
F_DIFF = 500       # Частота биття (Гц)
BIT_RATE = 50      # Низька швидкість (біт/с) для великого накопичення енергії
SNR_DB = -20       # Рівень шуму (дБ). Сигнал у 100 разів слабший за шум по
потужності!

# Розрахунок частот векторної пари (f1, f2) згідно з (2.3)
F1 = FC - F_DIFF / 2
F2 = FC + F_DIFF / 2

SAMPLES_PER_BIT = int(FS / BIT_RATE) # Кількість відліків на один біт
print(f"Параметри: Накопичення {SAMPLES_PER_BIT} відліків на біт.")

# =====
# 2. ФУНКЦІЇ (Модулятор та Демодулятор)
# =====

def generate_symbol(bit_val, samples):
    """
    Формує один символ диференційної векторної пари.
    Біт '1' -> фаза 0, Біт '0' -> фаза 180 (інверсія).
    """
    t = np.arange(samples) / FS
    # Формула (2.3): сума двох косинусів
    carrier = np.cos(2 * np.pi * F1 * t) + np.cos(2 * np.pi * F2 * t)

    if bit_val == 1:
        return carrier
    else:
        return -carrier # Протифаза для логічного '0'

# =====
# 3. ПЕРЕДАЧА (ТХ)
# =====
# Цільова послідовність
tx_bits = [1, 0, 1]
print(f"\n1. Передавач формує пакет: {tx_bits}")

tx_signal = np.array([])
for bit in tx_bits:
    sym = generate_symbol(bit, SAMPLES_PER_BIT)
    tx_signal = np.concatenate((tx_signal, sym))

# Нормування енергії сигналу (щоб середня потужність = 1)
sig_power = np.mean(tx_signal**2)
tx_signal = tx_signal / np.sqrt(sig_power)

# =====
# 4. КАНАЛ (Додавання Шуму)
# =====
```

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		104

```

# Додаємо тишу на початку (випадкова затримка), щоб приймач "шукав" сигнал
delay_samples = 2500
silence = np.zeros(delay_samples)
channel_input = np.concatenate((silence, tx_signal, silence))

# Генерація шуму (AWGN)
# SNR = 10 * log10(Ps / Pn) => Pn = Ps / 10^(SNR/10)
target_snr_lin = 10 ** (SNR_DB / 10)
noise_power = 1 / target_snr_lin # Оскільки потужність сигналу нормована до 1
noise = np.sqrt(noise_power) * np.random.randn(len(channel_input))

rx_signal = channel_input + noise

print(f"2. Канал додає шум. SNR = {SNR_DB} дБ.")
print(f"    (Візуально сигнал повністю втрачено в шумі)")

# =====
# 5. ПРИЙМАЧ: ПОШУК СИНХРОНІЗАЦІЇ
# =====
# Приймач знає форму "ідеального" символу '1' (опорний сигнал)
ref_symbol = generate_symbol(1, SAMPLES_PER_BIT)
# Нормуємо опорний сигнал
ref_symbol = ref_symbol / np.sqrt(np.mean(ref_symbol**2))

# Кореляційний пошук (Matched Filter) - аналог згортки
# Ми шукаємо схожість вхідного потоку з опорним символом '1'
correlation = signal.correlate(rx_signal, ref_symbol, mode='valid')
correlation = np.abs(correlation) # Беремо модуль, бо фаза може бути інверсна (біт 0)

# Знаходимо пік кореляції (момент найкращого співпадіння)
# Це відповідає роботі блоку синхронізації з тексту
peak_index = np.argmax(correlation)
detected_start = peak_index

print(f"3. Синхронізатор знайшов початок пакету на відліку: {detected_start}")
print(f"    (Реальна затримка була: {delay_samples})")

# =====
# 6. ПРИЙМАЧ: ДЕКОДУВАННЯ (INTEGRATE-AND-DUMP)
# =====
decoded_bits = []
integrator_outputs = []

current_idx = detected_start

# Проходимо по довжині очікуваного пакету (3 біти)
for i in range(len(tx_bits)):
    # Вирізаємо шматок сигналу тривалістю в один біт
    segment = rx_signal[current_idx : current_idx + SAMPLES_PER_BIT]

    # Синхронне перемноження та накопичення (Integrate)
    # Згідно з [cite: 718, 721]
    metric = np.sum(segment * ref_symbol)
    integrator_outputs.append(metric)

    # Прийняття рішення (Dump & Decide)
    # Якщо кореляція позитивна -> 1, негативна -> 0
    if metric > 0:
        decoded_bits.append(1)
    else:
        decoded_bits.append(0)

```

					КРМ.АКСМ-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
						105
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		

```

    current_idx += SAMPLES_PER_BIT

print(f"4. Декодована послідовність: {decoded_bits}")

# Перевірка помилок
errors = 0
for t, r in zip(tx_bits, decoded_bits):
    if t != r: errors += 1

if errors == 0:
    print("\n>>> УСПИХ! Послідовність відновлено без помилок. <<<")
else:
    print(f"\n>>> ПОМИЛКА! Кількість помилок: {errors} <<<")

# =====
# 7. ВІЗУАЛІЗАЦІЯ
# =====
plt.figure(figsize=(12, 10))

# Графік 1: Чистий переданий сигнал
plt.subplot(4, 1, 1)
plt.title("1. Переданий сигнал (Векторні пари для [1, 0, 1])")
plt.plot(channel_input, 'g')
plt.ylabel("Амплітуда")
plt.grid(True)

# Графік 2: Сигнал у каналі (з шумом)
plt.subplot(4, 1, 2)
plt.title(f"2. Прийнятий сигнал (Суміш із шумом, SNR={SNR_DB}dB)")
plt.plot(rx_signal, 'b', alpha=0.7)
plt.ylabel("Амплітуда")
plt.grid(True)

# Графік 3: Результат кореляції (Пошук синхронізації)
plt.subplot(4, 1, 3)
plt.title("3. Вихід корелятора (Пошук синхронізації)")
plt.plot(correlation, 'm')
# Маркер знайденого піку
plt.axvline(x=detected_start, color='r', linestyle='--', label='Знайдений старт')
plt.legend()
plt.ylabel("Кореляція")
plt.grid(True)

# Графік 4: Інтегратор (Прийняття рішень)
plt.subplot(4, 1, 4)
plt.title("4. Вихід інтегратора (Демодуляція)")
# Малюємо стовпчики для кожного біта
x_pos = np.arange(len(decoded_bits))
plt.bar(x_pos, integrator_outputs, color=['g' if x > 0 else 'r' for x in
integrator_outputs])
plt.axhline(0, color='black', linewidth=1)
plt.xticks(x_pos, [f"Bit {i}\nVal: {b}" for i, b in enumerate(decoded_bits)])
plt.ylabel("Енергія")
plt.grid(True)

plt.tight_layout()
plt.show()

```

					КРМ.АКСм-10.00.00.000 ПЗ	Арк.
Зм.	Арк.	№ докум.	Підп.	Дата		106

Бібліографічна довідка

Тема роботи: Розроблення завадостійкого методу передачі дискретних даних в умовах високо рівня шуму

Обсяг магістерської роботи: 106 сторінок

Перелік графічного матеріалу:

МР.АКСм-10.00.00.001 Вразливість сигналів з амплітудною та фазовою маніпуляцією до завад

МР.АКСм-10.00.00.002 Протиставлення стаціонарності і сингулярності при детектуванні

МР.АКСм-10.00.00.003 Математична модель кодування сигналу векторною парою

МР.АКСм-10.00.00.004 Часові діаграми модуляції бітової послідовності векторною парою

МР.АКСм-10.00.00.005 Векторне представлення сигналів при кодуванні дискретних станів

МР.АКСм-10.00.00.006 Діаграма стану сумарного сигналу і його складових у ковзному вікні

МР.АКСм-10.00.00.007 Структурна схема демодулятора сигналів із каналом синхронізації

МР.АКСм-10.00.00.008 Структурні схеми вузлів формування синхроімпульсів та ФАПЧ

МР.АКСм-10.00.00.009 Часові діаграми роботи синхронного демодулятора та вузла синхронізації

МР.АКСм-10.00.00.010 Симуляція роботи ФАПЧ (PLL) з дільником частоти

МР.АКСм-10.00.00.011 Діаграма роботи системи синхронізації із імітацією втрати синхроімпульсів

МР.АКСм-10.00.00.012 Діаграма зміни амплітуди твірних сигналів при дії різних типів завад

Дата закінчення МР _____