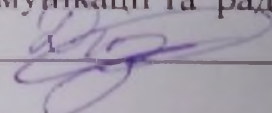
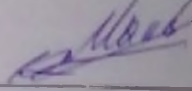


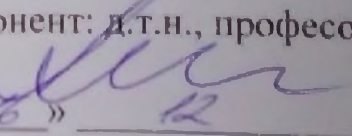
МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Застосування таймерних сигналів для підвищення завадостійкості
систем радіозв'язку»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи TSM-23м
спеціальності 172 – Електронні
комунікації та радіотехніка
 Дзись А.А.

Керівник: к.т.н., ст. викл. каф. ІКСТ
 Макогон В.І.
«10» _____ 2024 р.

Опонент: д.т.н., професор, зав.каф. ІРТС
 Осадчук О.В.
«10» _____ 2024 р.

Допущено до захисту
Завідувач кафедри ІКСТ
 д.т.н., проф. Кичак В.М.
«10» _____ 2024 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17– Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
(шифр і назва)
Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ
д.т.н., професор В.М. Кичак

“24” 09 2024 року

ЗАВДАННЯ НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ

Дзисю Андрію Анатолійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Застосування таймерних сигналів для підвищення
завадостійкості систем радіозв'язку

керівник роботи Макогон Віталій Іванович, канд. техн. наук, ст..
викладач

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

затверджені наказом вищого навчального закладу від “17” 09 2024 року
№ 310

2. Строк подання студентом роботи 09 грудня 2024 року

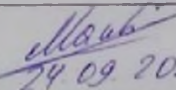
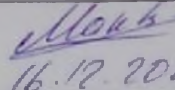
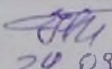
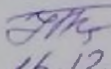
3. Вихідні дані до роботи: поширення радіосигналу в середовищі з
високим рівнем завад природного та штучного походження, вид модуляції
сигналу – QPSK, BPSK, кількість рівнів модуляції $M=4$, можливість створення
телекомунікаційних систем з автоматичним запитом на повторну передачу
(Automatic Repeat Request – ARQ), тип псевдовипадкових послідовностей, -
послідовності Уолша

4. Зміст текстової частини: характеристики та показники ефективності
систем зв'язку; властивості шумоподібних сигналів та широкосмугових систем
зв'язку; визначення напрямків підвищення завадозахищеності систем зв'язку;
інформаційні параметри простих рівномірних кодів;; розширення спектрів в
каналах зв'язку з використанням таймерних сигналів; синтез лінійних сигналів
на основі таймерних сигнальних конструкцій; розробка алгоритму використання
ППРЧ з використанням ТСК; розробка структурної схеми завадостійкої системи
зв'язку із ППРЧ та та використанням ТСК; економічні розрахунки, що
підтверджують актуальність дослідження

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових
креслень) Призначення радіотехнічних систем та заходи по забезпеченню
завадозахищеності, QPSK модулятор розширеної ТСК, Маніпуляція сигналом
QPSK елементів ТСК, Вигляд стисненого спектру сигналу конструкції $x_{\text{ТСК}}(t)$,
Формування сигналу з використання ТСК та послідовностей Уолша, Сигнальна

конструкція при використанні ТСК і ППРЧ, Система зв'язку з ППРЧ і ТСК, Схеми алгоритму вибору параметрів сигналу радіозв'язку з OFDM в залежності від стану каналу зв'язку, Система завадозахищеної системи зв'язку з ТСК та ППРЧ.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Макогон В.І., ст. викл., кафедри ІКСТ	 24.09.2024	 16.12.2024
Економічна частина	Буреннікова Н.В. ф.е.н., професор каф. ЕПВМ	 24.09.2024	 16.12.2024

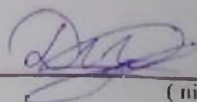
7. Дата видачі завдання 02 вересня 2024 року

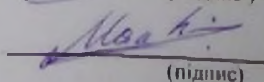
КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	
1.	Розробка технічного завдання	09.09.2024р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	16.09.2024р.	
3.	Аналіз технологій підвищення завадостійкості систем радіозв'язку	12.10.2024р.	
4.	Дослідження методу підвищення завадостійкості систем радіозв'язку з використанням ТСК	30.10.2024р.	
5.	Використання шумоподібних таймерних сигнальних конструкцій в широкосмугових системах зв'язку	11.11.2024р.	
6.	Розробка алгоритму роботи системи із використанням ППРЧ та ТСК	19.11.2024	
7.	Аналіз економічної ефективності розробки	22.11.2024р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та ілюстративної частини	02.12.2024р.	
9.	Нормоконтроль МКР	06.12.2024р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	14.12.2024р.	
11.	Захист МКР ЕК	18.12.2024р.	

Студент

Керівник роботи


(підпис)


(підпис)

Дзісь А.А.

Макогон В.І.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.335

Дзісь А.А., Застосування таймерних сигналів для підвищення завадостійкості систем радіозв'язку. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2024. 100 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 24 назв; рис.: 27; табл. 9.

Робота присвячена дослідженню методів підвищення завадостійкості систем радіозв'язку шляхом використання таймерних сигнальних конструкцій, що забезпечує можливість роботи мереж радіозв'язку у перевантаженому радіочастотному середовищі та в умовах використання засобів радіоелектронної боротьби.

Метою роботи є розробка методу підвищення завадостійкості систем радіозв'язку шляхом використання таймерних сигнальних конструкцій.

Основними завданнями наукової роботи є аналіз існуючих методів підвищення завадостійкості каналів зв'язку використанням перелаштування робочої частоти і з використанням таймерних сигнальних конструкцій;; порівняльний аналіз досліджених методів.

Робота містить 5 розділів.

У першому розділі проведено аналіз технологій підвищення завадостійкості.

У другому розділі розглянуто метод підвищення завадостійкості із використанням таймерних сигнальних конструкцій.

У третьому розділі розглянуті особливості використання шумоподібних таймерних сигнальних конструкцій у системах радіозв'язку.

У четвертому розділі проведено розробку алгоритму вибору та впровадження таймерних сигнальних конструкцій у системи радіозв'язку.

У п'ятому розділі виконано розрахунки економічної ефективності підвищення завадостійкості систем радіозв'язку із використанням таймерних сигнальних конструкцій.

ANNOTATION

UDK 621.335

Dzis A.A., Application of timer signals to increase the noise immunity of radio communication systems. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2024. 100 p.

In Ukrainian. Bibliography: 24 titles; fig.: 27; table. 9.

The work is devoted to the study of methods for increasing the noise immunity of radio communication systems by using timer signal structures, which ensures the possibility of radio communication networks operating in a congested radio frequency environment and in conditions of using electronic warfare means.

The purpose of the work is to develop a method for increasing the noise immunity of radio communication systems by using timer signal structures.

The main objectives of the scientific work are to analyze existing methods for increasing the noise immunity of communication channels using the operating frequency tuning and using timer signal structures;; comparative analysis of the studied methods.

The work contains 5 sections.

In the first section, an analysis of technologies for increasing noise immunity is carried out.

In the second section, a method for increasing noise immunity using timer signal structures is considered.

In the third section, the features of using noise-like timer signal structures in radio communication systems are considered.

In the fourth section, an algorithm for selecting and implementing timer signal structures in radio communication systems is developed.

In the fifth section, calculations of the economic efficiency of increasing the noise immunity of radio communication systems using timer signal structures are performed.

ЗМІСТ

ВСТУП	4
АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЙ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ	9
1.1 Основні показники та параметри завадостійких систем радіозв'язку ...	9
1.2 Обґрунтування необхідності забезпечення завадостійкості в системах радіозв'язку	11
1.3 Використання шумоподібних сигналів для систем зв'язку	15
1.4 Основні напрями підвищення завадостійкості у каналі радіозв'язку	18
Висновки до розділу	19
2 МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ТАЙМЕРНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ (ТСК).....	21
2.1 Оцінка параметрів кодів з рівномірним розподілом	21
2.2 Основні параметри для оцінки надлишкових кодів	22
2.3 Залежність коригувальних можливостей коду від числа додаткових елементів у кодовому слові.....	27
2.4 Використання кодового ущільнення з таймерними сигналами.....	28
2.5 Формування таймерних сигнальних конструкцій в каналах моделі Гільберта.....	31
3 ВИКОРИСТАННЯ ШУМОПОДІБНИХ ТАЙМЕРНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ В ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМАХ РАДІОЗВ'ЯЗКУ.....	33
3.1 Основні завдання розділу.....	33
3.2 Принципи розширення спектра радіосигналів сигналів.....	33
3.3 Розширення спектра в каналах зв'язку з використанням таймерних сигналів	36
3.4 Демодуляції таймерних сигналів.....	45
3.5 Метод кореляційного прийому шумоподібних таймерних сигналів.....	46
3.6 Кодове розділення каналів з використанням таймерних сигнальних конструкцій(ТСК).....	48

3.7 Метод розширення спектра таймерних сигнальних конструкцій на основі псевдовипадкової перебудови робочої частоти.....	53
3.8 Синтез лінійних сигналів на основі таймерних сигнальних конструкцій	60
4 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ РОБОТИ СИСТЕМИ ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ ППРЧ ТА ВИКОРИСТАННЯМ ТСК	66
4.1 Розробка алгоритму використання ПВПРЧ з використанням ТСК.....	66
4.2 Розробка структурної схеми завадостійкої системи зв'язку із ПВПРЧ та використанням ТСК.....	75
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАТСИНА.....	79
5.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки.....	79
5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи.....	83
5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки.....	88
5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності....	90
5.5 Висновки до розділу.....	92
ВИСНОВКИ.....	93
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	95
ДОДАТКИ	
Додаток А Ілюстративна частина	97
Додаток Б Протокол перевірки магістерської кваліфікаційної роботи.....	104

ВСТУП

Актуальність теми. Активне впровадження в Україні сучасних безпроводних технологій приводить до перевантаження частотного ресурсу та високого рівня завад у каналах зв'язку. Для телекомунікаційних систем основним напрямком розвитку в таких умовах є забезпечення високої якості обслуговування під час обміну інформації. Це вимагає впровадження нових завадостійких радіотехнічних і телекомунікаційних систем, а також постійного вдосконалення їхніх можливостей [1-3].

Вирішення цієї проблеми з використанням ентропійного підходу дозволяє пов'язати завдання підвищення швидкості та достовірності передачі даних з вимогами щодо забезпечення низки важливих показників прихованості сигнальних конструкцій. Для завадостійких системах зв'язку зазвичай застосовують позиційне кодування, при такому кодуванні інформаційна ємність найквістового елемента не перевищує одиниці. Для опису подібних сучасних каналів зв'язку використовують модель Гільберта. Зазвичай, необхідна завадостійкість у системі розраховується для параметрів завантаженого стану каналу, але надлишковість, яка припадає на один інформаційний елемент, буде такою ж і для ненавантаженого каналу. Впровадження таких рішень приводить до зменшення кодової швидкості комбінації а також приводить до зниження загальної ефективності системи. Зміна у системі позиційного на непозиційне кодування на основі таймерних сигнальних конструкцій дає кілька переваг зокрема: по-перше, при зростанні кількості реалізацій на визначеному інтервалі часу, є можливість підвищити інформаційну ємність найквістового елемента у кілька разів, по-друге, впровадження завадостійкого кодування без надлишкових перевірочних елементів, по-третє, дозволяє реалізувати структурну та інформаційну захищеність передаваних комбінацій. Подальше зростання ентропії можливо досягнути за рахунок істотного зростання кількості реалізацій сигнальних конструкцій при синтезуванні складних таймерних сигналів на основі розширення спектру псевдовипадковими послідовностями та постійним перелаштуванням робочої частоти (ППРЧ). Використання для вирішення цієї

проблеми складних шумоподібних сигналів відкриває нові перспективи щодо їх розвитку [2-4]. Зменшення тривалості та ускладнення структури імпульсу дає можливість використовувати сигнали з базою $B = \Delta FT$ (де ΔF – частотна смуга сигналу, T – його тривалість) набагато більше одиниці. Такі сигнали дають великі переваги при передачі інформації в умовах різноманітних завад і забезпечують роботу системи зв'язку при співвідношенні сигнал/шум менше одиниці. Досить важливою характеристикою сигналів з $B \gg 1$ є їх низька спектральна щільність це покращує електромагнітну сумісність різноманітних радіоелектронних засобів.

Формування ШПС [3, 4] з використанням псевдовипадкових послідовностей (ПВП) з відомою структурою (наприклад, Голда, Уолша та інші) для розширення спектральних позиційних інформаційних дискретних елементів які не забезпечують достатньо високу захищеність передачі, і це в загальному знижує ефективність завадозахищених систем зв'язку. З метою ускладнення структури шумоподібного сигналу пропонується застосування таймерних сигнальних конструкцій (ТСК). ТСК [2,5] для використання у системах радіозв'язку були запропоновані в 80-ті роки двадцятого століття для підвищення швидкості передачі інформації в бінарному каналі. На основі ТСК були розроблені та отримали подальший розвиток нові принципи та алгоритми завадостійкого кодування без потреби у додаткових перевіірочних символах. Можливості таймерного кодування для синтезу різних множин сигнальних конструкцій збільшує їх потенційну структурну прихованість. При цьому з'являється можливість інтегрувати процес забезпечення достовірності і прихованості передачі інформації. Актуальна на сьогодні, науково-технічна задача, яка розв'язується в магістерській роботі, є актуальною і полягає в розробці та дослідженні методів підвищення завадозахищеності на основі використання таймерних шумоподібних сигналів, розвитку теорії ТСК у для завадостійкого кодування та прихованості.

Аналіз останніх досліджень. Завадозахищені засоби передачі даних забезпечують обмін інформацією між абонентами, які можуть виконувати спільне завдання в умовах перевантаженого радіочастотного ресурсу або

активного радіоелектронного впливу. Важливим показником ефективності таких систем зв'язку є здатність забезпечувати задану достовірність прийому інформації в умовах завад різного походження, включаючи навмисні, з високою спектральною щільністю потужності. Ефективним напрямком протидії завадам є застосування технологій розширення спектра сигналу та адаптивної зміни робочої частоти в телекомунікаційних системах.

Теоретичні та практичні засади застосування широкосмугових шумоподібних сигналів запропоновані закордонними та вітчизняними вченими, зокрема: К. Шеннон, В. Банкет, Д. Агесєв, О. Котельников, З. Каневський, А. Сахаров, В. Литвиненко, В. Борисов, В. Іпатов, М. Петрович, М. Свердлик, А. Зюко, М. Размахнін, Л. Варакін, А. Купріянов, та інші. На сьогодні досить детально дослідженні характеристики шумоподібних сигналів, які пов'язані з оцінкою їх кореляційних властивостей, алгоритмів їх створення, побудовою схем та пристроїв формування й оптимальної обробки. Набагато менше уваги присвячено синтезу складних сигнальних конструкцій, що спрямовані на забезпечення завадозахищеної передачі.

Огляд літератури показує, що недостатньо досліджені та потребують додаткового вивчення наступні задачі: методи створення нових та вдосконалення вже існуючих методів забезпечення завадостійкості систем радіозв'язку; розвиток та використання нових обчислювальних методів для задач забезпечення достовірності, процесу проектування, виготовлення та експлуатації нових технічних об'єктів та інформаційних технологій; модернізація та спеціалізація існуючих обчислювальних методів для підвищення їх ефективності, створення нових обчислювальних методів і алгоритмів, які будуть враховувати особливості функціонування радіотехнічних систем; в системах з параметричною адаптацією, коли рівні шумів та завад підвищуються до певного рівня, забезпечення характеристик достовірності інформації стає неможливим, через це виникає потреба у багаторівневій адаптації, включаючи параметри а також структуру кодів.

Мета і завдання роботи. Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення завадостійкості систем зв'язку шляхом застосування таймерних сигналів.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

Для досягнення мети потрібно було вирішити такі науково-технічні завдання: 1) зробити аналіз умов для енергетичної та структурної прихованості кодових сигнальних конструкцій, запропонувати оптимальні критерії ефективності методів передачі інформації;

2) визначити доцільність використання таймерного сигнального кодування для підвищення показників завадостійкості та прихованості таймерних сигнальних конструкцій у каналі;

3) розробити метод синтезу шумоподібних сигналів на основі таймерних сигнальних конструкцій для одноканальних систем зв'язку та реалізації багатокористувацького доступу;

4) дослідити методи прийому шумоподібних сигналів, які синтезовані на основі таймерних сигнальних конструкцій;

Об'єктом дослідження є процеси кодування сигналів, який забезпечує підвищену завадостійкість у безпроводових телекомунікаційних системах.

Предметом дослідження є структури шумоподібних сигналів на основі таймерних сигнальних конструкцій.

Методи досліджень При розробці методів синтезу таймерних сигнальних конструкцій були використані методи кореляційного та спектрального аналізу, методи теорії захисту інформації, теорії сигналів та теорії завадостійкого кодування, математичної статистики, теорії ймовірностей, теорії зв'язку, математичного моделювання.

Новизна одержаних результатів:

1. Теорія таймерного кодування отримала подальший розвиток для використання в завадозахищених системах зв'язку з широкосмуговими шумоподібними сигналами,

2. Вперше запропоновано методи для синтезу та обробки сигналів із застосуванням ТСК, які відрізняються від відомих методів розширення спектра

позиційних сигналів, що дозволило підвищити завадостійкість функціонування радіотехнічних систем зв'язку.

3. Вперше запропоновано новий метод побудови завадостійкої системи радіозв'язку зв'язку з використанням псевдовипадкової перебудови робочої частоти, в якій застосовуються таймерні сигнальні конструкції з попереднім розширенням спектра, що підвищує енергетичну та структурну прихованість.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Методи та засоби для реалізації ідей кваліфікаційної роботи обговорювались на LIII науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2024 році.

Публікації результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Публікації відсутні.

1 АНАЛІЗ ТЕХНОЛОГІЙ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

1.1 Основні показники та параметри завадостійких систем радіозв'язку

Розробка систем зв'язку з підвищеним рівнем завадостійкості яка вимагає оптимізації багатьох взаємопов'язаних вимог до показників ефективності системи зв'язку. Це включає зменшення ймовірності помилкового прийому біту при максимізації швидкості передачі даних; зниження випромінюваної потужності та ширини смуги пропускання обладнання системи радіозв'язку; збільшення кількості варіантів рішення у стратегії вирішення радіоелектронного конфлікту; мінімізацію ризику порушення цілісності переданої у системі інформації; зменшення вартості та складності при практичній реалізації системи та інше.

Ефективність системи зв'язку зазвичай оцінюється за кількістю та якістю переданої інформації. Кількісно обсяг прийнятої інформації визначається середньою швидкістю передачі R (біт/сек), а якість – ймовірністю помилкового біта $p_0 \leq p_d$, де p_d – допустиме значення ймовірності, яке пред'являється до системи.

Згідно з теоремами К. Шеннона, помилка при відповідному виборі методу передачі (модуляції/кодування) може бути зведена до мінімуму. Водночас швидкість передачі не може перевищувати певний інформаційний ресурс, відомий як пропускна здатність каналу C .

У дослідженні А.Г. Зюко [2] було запропоновано розглядати середню швидкість R , при якій забезпечується задана точність передачі інформації, як один з показників ефективності системи. Також були запропоновані наступні показники інформаційної, частотної та енергетичної ефективності системи.

Інформаційна ефективність системи визначає ступінь використання пропускної здатності каналу відносною величиною

$$\eta = R/C \quad (1.1)$$

У реальних умовах цей показник менший за одиницю, а умова $\eta \rightarrow 1$ вказує на те, наскільки досконала система зв'язку. Зазвичай швидкість передачі R не може перевищувати пропускну здатність каналу C . Досягнення необхідних швидкості та точності передачі вимагає певних витрат інших важливих ресурсів: потужності сигналу P і смуги частот каналу F .

Між показниками точності та швидкості передачі існує протиріччя, яке частково вирішується за рахунок витрат на потужність сигналу P і смугу частот каналу F . Для оцінки співвідношення між цими витратами використовується показник енергетичної β та частотної ефективності каналу γ [18].

Показник $\beta = P/N_0$ Характеризує використання каналу по потужності, а $\gamma = R/F$ —за частотою, де

N_0 —одностороння спектральна щільність потужності білого шуму в смузі F . Між показниками ефективності β , γ і η для безперервного каналу Гауса з білим шумом існує зв'язок [25]

$$\eta = \frac{\gamma}{\log_2 \left(1 + \frac{\gamma}{\beta} \right)} \quad (1.2)$$

Відповідно до основної теореми Шеннона про кодування, величина η може бути наближена до одиниці при як завгодно малій величині помилкового елемента, якщо довжина кодового блоку $\eta \rightarrow 1$.

З урахуванням помилок прийому інформації, номограми β γ дозволяють визначити варіанти систем, які відповідають певним вимогам щодо енергетичної та частотної ефективності, а також показують, наскільки їхні показники наближені до граничних значень.

Таким чином, при заданих обмеженнях на точність передачі, сукупність кривих $\beta = f(\gamma)$ дає можливість визначити найкращий варіант системи.

Очевидно, що частотно-енергетична ефективність системи зв'язку може бути досягнута при оптимальному обміні між цими показниками за допомогою різних методів модуляції та кодування. Тому, при проектуванні систем зв'язку, для яких важливі як завадостійкість, так і прихованість передаваних сигналів, такий обмін між показниками слід враховувати.

1.2 Обґрунтування необхідності забезпечення завадостійкості в системах радіозв'язку

Забезпечення завадостійкості систем зв'язку слід розглядати з урахуванням діяльності засобів радіотехнічної розвідки та радіоелектронної протидії противника. Учасників конфлікту інформаційних систем, зокрема радіотехнічних систем (РС), доцільно класифікувати за виконуваними завданнями на три основні класи, як показано на рис. 1.1.

Системи перешкоджання передачі інформації розробляються противником для створення навмисних завад, імітації сигналів які передають інформацію, перехоплення управління та несанкціонованого доступу (НСД) до інформації. Системи збору інформації та НСД вирішують завдання несанкціонованого перехоплення повідомлень, визначення структури та параметрів сигналів, дешифрування прихованих текстів тощо.

Також можливе існування комбінованих радіокомплексів, які включають дві або більше радіосистеми.

З урахуванням завдань, які виконують системи перешкод та збору інформації, системи передачі інформації повинні протистояти як природним, так і спеціально організованим завадам, тобто мати властивість завадостійкості. Такі системи є завадостійкими системами зв'язку (ЗСЗ). Ефективність таких систем доцільно оцінювати за допомогою комплексного показника якості — завадостійкості.

Завадозахищеність можна характеризувати двома основними інтегрованими показниками з якими працює система — завадостійкість і прихованість (див. рис. 1.1). Показник завадостійкості визначає здатність системи протистояти шкідливому впливу завад природнього й штучного походження (завади, шуми, багатопроменеве розповсюдження сигналів та інше). Завадостійкість можна характеризувати ймовірністю помилки при прийманні одного біта інформації на фоні шуму або природніх завад. Прихованість є показником завадозахищеної системи зв'язку або телекомунікаційної мережі й

характеризує здатність забезпечити безпеку й цілісність інформації, яка циркулює або зберігається в системі або мережі від несанкціонованого доступу.

Враховуючи, що призначення показників прихованості та завадостійкості різне, при побудові завадозахищеної системи зв'язку (ЗСЗ) доводиться вирішувати загальні взаємопов'язані задачі, які враховують алгоритми роботи системи або мережі, обґрунтування та вибір методу захисту від помилок, необхідної смуги пропускання каналу зв'язку, системи шифрування у каналі зв'язку та інше.

Прихованість це характеристика яка визначає здатність ЗСЗ протистояти спробам виявити сигнал, виміряти його параметри і розкрити зміст повідомлення у разі перехоплення сигналу засобами радіотехнічної розвідки (РТР) та НСД. Прихованість також дозволяє характеризувати різні рівні захищеності ЗСЗ і охопити такі поняття та показники як: структурна та інформаційна прихованість; енергетична; криптостійкість; та інше.

Припустимо P_p – ймовірність ідентифікації параметрів завадозахищеної системи зв'язку ЗСЗ, які потрібні для організації радіопротидії, а

$P_{пор}$ – ймовірність порушення роботи ЗСЗ яка виникає у результаті радіопротидії. У цьому випадку критерієм завадозахищеності системи буде вираз [9]:

$$P_{ЗСЗ} = 1 - P_p P_{пор} \quad (1.3)$$

Як відомо ймовірність P_p кількісно показує властивість прихованості ЗСЗ.

Величину $P_{пор}$ доцільно застосовувати в якості критерію прихованості.

$$P_{пор} = 1 - P_p \quad (1.4)$$

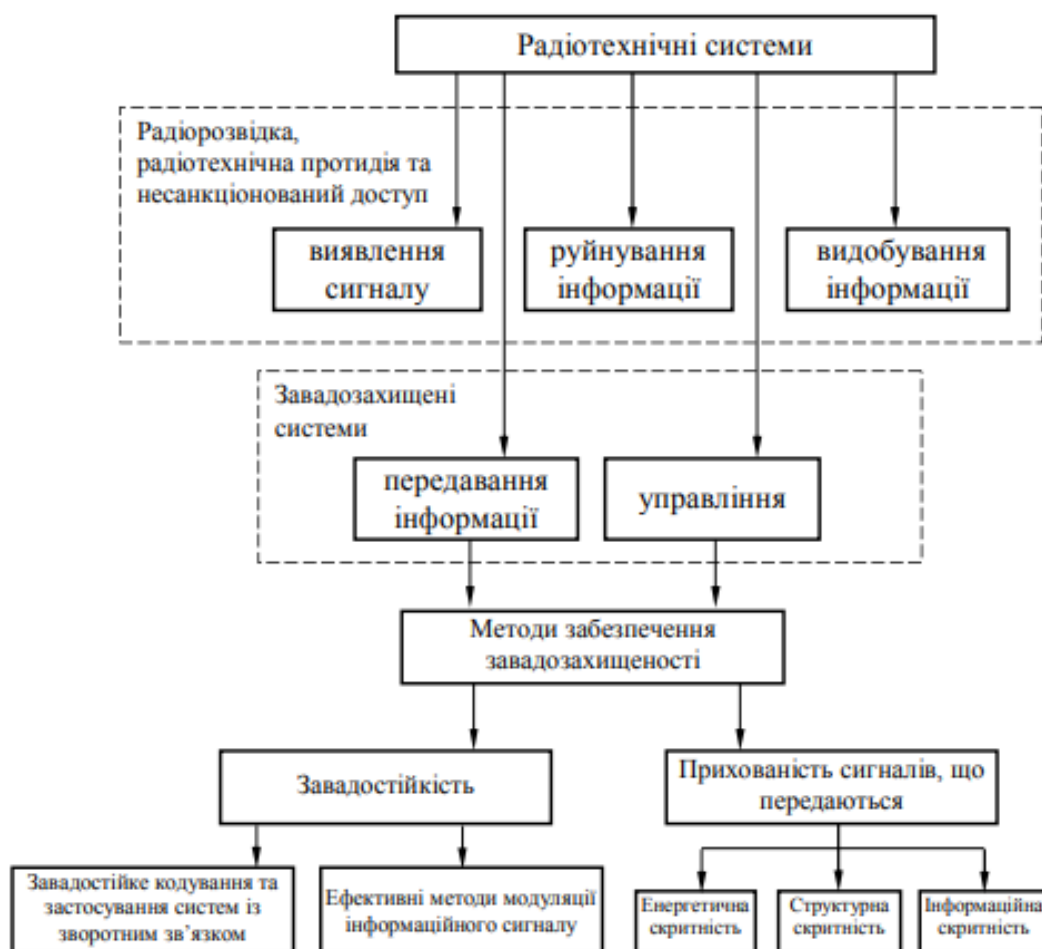


Рисунок 1.1 – Призначення радіотехнічних систем та заходи по забезпеченню завадозахищеності

Ця ймовірність $P_{\text{пор}}$ залежить від здібності ЗСЗ виконувати свої задачі під дією зовнішніх завад, таким чином величину завадостійкості можливо прийняти в якості критерію завадостійкості.

$$P_{\text{звд}} = 1 - P_{\text{пор}} \quad (1.5)$$

Цей критерій визначає ймовірність виконання системою завдання в умовах радіопридушення.

Рівень захисту інформації від засобів НСД на рівні фізичного каналу є можливість оцінити показником енергетичної прихованості, що характеризує здатність системи передачі інформації протидіяти заходам радіотехнічної розвідки, які намагаються виявити сам факт наявності сигналу в каналі.

Мірою енергетичної прихованості передачі сигналу є ймовірність виявлення факту передачі сигналу $P_{\text{вия}}$ станцією РТР за умови, що відома ймовірність помилкової тривоги $P_{\text{пом}}$. Ймовірність виявлення $P_{\text{вия}}$ залежить від співвідношення сигнал-завада у каналі та правил прийняття рішення на виявлення сигналу. З наведеного вище слідує, що енергетична прихованість передачі характеризується можливістю ЗСЗ виконувати своє завдання при мінімальному співвідношенні рівня сигнал-шум, при коли ще забезпечується необхідна ймовірність прийому елементарної послілки.

Показник енергетичної прихованості впливає на показник структурної прихованості. Якщо станцією НСД перехоплено повідомлення, тобто вирішено проблему енергетичної скритності, то структурний рівень захисту має протистояти заходам, спрямованим на визначення форми сигналу (як приклад, визначення типу модуляції та кодування) і визначення його параметрів, тобто порівняння виявленого сигналу з одним із апріорно відомих сигналів. Тобто, що чим більший довжину має ансамбль використовуваних сигнальних конструкцій та чим частіше відбувається зміна форма передаваного сигналу, це дозволяє значно підвищити показник структурної прихованості, а, це в свою чергу призводить до ускладнення ідентифікації статистики перехоплених сигнальних конструкцій повідомлень.

Необхідність виявлення структури сигналу є статистичною, а кількісною мірою структурної прихованості сигналу може бути ймовірність розкриття структури сигналу $P_{\text{стр}}$ за умови, що сигнал виявлено. Отже, $P_{\text{стр}}$ є умовною ймовірністю. Інформаційна прихованість визначається здатністю протистояти заходам, спрямованим на розкриття сенсу переданої інформації за допомогою сигналів. Вирішення цієї задачі можливе шляхом виявлення ряду показників сигналу. Наявність апріорної невизначеності та апостеріорної невизначеності робить цю задачу ймовірнісною, а в якості кількісної міри інформаційної прихованості доцільно брати ймовірність розкриття смислового змісту переданої інформації $P_{\text{інф}}$ за умови, що сигнал виявлено та прийнято, тобто структура його розкрита. Отже, умовною ймовірністю. $P_{\text{інф}}$ також є ЗСЗ. Прихованість визначається ймовірністю розвідки сигналу $P_{\text{розв}}$ [7], тому

$$P_{\text{розв}} = P_{\text{вияв}} P_{\text{стр}} P_{\text{інф}} . \quad (1.6)$$

У випадку наявності завдання розкриття сенсу інформації, що передається не ставиться і є можливість прийняти $P_{\text{інф}}=1$, тоді

$$P_{\text{розв}} = P_{\text{вияв}} P_{\text{стр}} . \quad (1.6)$$

В окремих випадках для організації протидії достатньо виявити сигнал який потрібно подавити, ЗСЗ, тоді $P_{\text{розв}}$ порівнюється з $P_{\text{вияв}}$.

Тобто, для завадозахищених систем важливими є як показники завадостійкості так і прихованості. Можна стверджувати, що при проектуванні завадозахищеної системи зв'язку потрібно враховувати взаємопов'язані задачі, вирішення цих задач вимагає вибору найбільш сприятливого алгоритму обміну пакетами, методу захисту інформації від НСД, смуги пропускання сигналу, і т. ін.

1.3 Використання шумоподібних сигналів для систем зв'язку

Шумоподібні сигнали використовуються для підвищення завадозахищеності в широкосмугових системах зв'язку (ШСЗ). Вузькосмугові сигнали можна описати наступним виразом

$$B=FT \approx 1, \quad (1.7)$$

то база широкосмугових сигналів[11] набагато більше одиниці, тобто

$$B=FT \gg 1 \quad (1.8)$$

де F —необхідна ширина спектра сигналу; T — необхідна тривалість сигнальної конструкції.

Використовуючи додаткову модуляцію або маніпуляції по частоті або фазі протягом тривалості сигналу досягається розширенням бази в ШСЗ. Внаслідок таких дій спектр сигналу F (заумови збереження його тривалості T) істотно розширюється. Параметром який визначає ефективність системи з широкосмуговими шумоподібними сигналами є виграш обробки (ВО), що показує рівень підвищення відношення сигнал/шум при перетворенні отриманого приймачем шумоподібного сигналу в інформаційний сигнал. Така процедура перетворення сигналів отримала назву стиснення. Згідно з класичним визначенням, ВО дорівнює:

$$VO = 10 \log[C_k/C_i], \quad (1.7)$$

де C_k – частота проходження псевдовипадкової частотної послідовності, чип/с; C_i – швидкість передавання інформації, біт/с.

Розглянемо приклад при якій система має швидкість передачі інформації 1 Мбіт/с та частоту проходження чипів 11 Мчип/с (це можливо коли кожен біт інформації кодується псевдовипадковою послідовністю в 11 бітів), для цього випадку за формулою (1.7) $VO = 10,41$ дБ. Такий результат показує, що працездатність системи передачі інформації збережеться з тим же коефіцієнтом імовірності прийому помилкового біту, якщо корисний сигнал на вході зменшиться на 10,41 дБ.

В системах зв'язку з шумоподібними сигналами псевдовипадкові послідовності (ПВП), за допомогою яких відбувається розширення спектру, повинні мати відповідні статистичні властивості. Крім сказаного вище, ПВП повинна бути рівномірною, тобто кількість одиниць і нулів в ній має відрізнятися не більше ніж на один символ. Виконання цієї вимоги необхідне для виключення постійної складової інформаційного сигналу.

Властивості ПВП в ШСЗ залежать від частоти проходження символів і символної структури, типу кодової послідовності та її довжини.

Із сказаного вище слідує, що, у ШСЗ з шумоподібними сигналами ширина спектра сигналу що випромінюється F має бути набагато більше ширини спектра інформаційного повідомлення, це дає наступні можливості:

- забезпечити високу завадостійкість системи зв'язку;
- боротися з поширенням радіохвиль шляхом поділу на промені;
- забезпечити можливість одночасної роботи кількох абонентів в загальній смузі частот;
- забезпечити електромагнітну сумісність ШСЗ з системами радіозв'язку, системами телевізійного мовлення і радіомовлення;
- забезпечити ефективніше використання частотного спектру на обмеженій території.

Для системи яка забезпечує велику кількість варіантів коду, виявлення захисного коду шляхом його підбору може вимагати великих часових і матеріальних витрат.

Якщо у станції радіотехнічної розвідки інформації відсутні дані що використанні в структурі передаваного сигналу (структура інформаційного сигналу, метод кодування, та форма модуляції) то це потребує використання противником застосування енергетичного приймача а це суттєво знижує ефективність перехвату. Така станція РТР не може оброблювати такий сигнал із використання узгодженої фільтрації. Використання цієї інформації дає змогу їй це робити.

Враховуючи сучасні технічні можливості найбільш доцільним виглядає застосування одного або кілька фільтрів, необхідно щоб параметри цих фільтрів можливо було програмно перестроювати для виявлення та перехоплення будь-яких складних за формою сигнальних конструкцій. Зрозуміло, що зробити перехоплення можливо, якщо в результаті пошуку станція супротивника знайде параметри узгодженого фільтра, необхідного для виявлення сигналу, але це можливо лише коли передача сигналу триватиме тривалий час. Стратегія захисту інформації в каналі передбачає застосування спеціальних алгоритмів обміну даними та використання сигнальних конструкцій, а це зменшує ризик розкриття їх структури. Для підвищення завадозахищеності необхідно, зменшення часу

передавання сигналу однією структурою, що може суттєво ускладнити роботу станції РТР. Іншими словами робота системи радіозв'язку має ґрунтуватися на наявності безлічі сигнальних конструкцій з різною структурою.

Прихована робота системи радіозв'язку має базуватися на величезній кількості сигнальних конструкцій з різною структурою. Така стратегія передавання використовується в системах зв'язку комерційного або спеціального призначення, яка вимагає високого рівня захисту від порушення конфіденційності повідомлень.

В системах зв'язку ступінь захисту даних можна визначити числом конкуруючих ключів. Зазвичай, така передавальна сигнальна конструкція повторюється з періодом T . Припустимо, що сигнал побудовано на основі M -ічного алфавіту, в цьому випадку можливі M реалізації сигнального елемента (чіпа). У випадку коли смуга частот, що відведена системі, дорівнює W , в цьому випадку загальний сигнальний простір має розмірність яку можна визначити як WT , тобто закон модуляції може бути конструйований за допомогою WT чіпів. Зрозуміло, що величина WT визначає загальне число різних видів модуляції, тобто число конкуруючих ключів, відповідальні за секретність модуляційного формату розроблюваної системи.

В цьому випадку, арсенал M -последовностей має збігатися з базою V шумоподібного сигналу, тобто $V=M$, в цьому випадку ступінь секретності сигнальної конструкції визначається потенційною структурною прихованістю[38]

$$S_M = \log_2 WT^B = B \quad (1.8)$$

1.4 Основні напрями підвищення завадостійкості у каналі радіозв'язку

Позитивні фактори в розвитку методів підвищення завадостійкості пов'язані з появою складних видів модуляції [7], широкосмугових систем передачі на основі шумоподібних сигналів, а також з досягненнями сучасної теорії інформації та зв'язку, орієнтованими на їх потенціал для практичного

застосування. Однак ці досягнення часто використовуються ізольовано одне від одного і не завжди розглядаються в комплексі з питанням забезпечення конфіденційності передачі та завадостійкості. Як правило, такі показники забезпечуються телекомунікаційними та безпроводовими системами зв'язку спеціального призначення (військового, комерційного тощо), які повинні ефективно функціонувати в умовах інформаційного конфлікту.

За останнє десятиліття в теорію інформації та кодування було зроблено значний науковий внесок. Зокрема, поява та розвиток теорії таймерного кодування М.В.Захарченком[9] дозволила об'єднати в одній задачі завадостійке кодування та захист інформації від НСД.

Варіаційна здатність таймерних сигнальних структур є непозиційною і дозволяє створювати на їх основі різні ансамблі сигналів, що передаються. Використання змінних сигнальних структур[11] ускладнює виявлення їх параметрів у випадку перехоплення повідомлень РТР. Таким чином, таймерне кодування створює хороші передумови для розробки ефективних способів захисту інформації від НСД на канальному рівні моделі OSI.

Однак, потенційна висока структурна прихованість сигналів на основі таймерних сигнальних структур не вирішує проблему енергетичного приховування у вузькосмугових методах передачі. Тому перспективним вирішенням цієї проблеми є розширення спектру таймерного сигналу та дослідження відповідних характеристик передавання і приймання в умовах завад. Однак відомі алгоритми розширення спектру орієнтовані на сигнали положення і не можуть бути повністю перенесені на склад сигналів таймерів.

Тому існує нагальна потреба в розробці оптимальних методів синтезу несучих сигналів, алгоритмів і в шифрування та передачі інформації з метою підвищення скритності завадостійких систем зв'язку.

Висновки до розділу1

Аналіз ефективності систем зв'язку дозволяє зробити певні висновки. Так, в умовах радіоелектронного конфлікту завадозахищеність системи, зокрема

структурна та енергетична маскування, реалізується на основі спектрального методу захисту інформації, який має певні недоліки:

Енергетичне маскування сигнальних структур ґрунтується на структурі спектральних послідовностей розширення, наприклад, Уолша, що значно спрощує виявлення та перехоплення сигналів спеціальними засобами радіорозвідки;

Сигнальні структури мають низьку структурну маскування, оскільки їх спектр підлягає розширенню і формується на основі позиційних кодів з передбачуваним характером появи;

Зниження відношення сигнал/шум за рахунок розширення спектру інформаційного сигналу збільшує ймовірність появи помилкових бітів, і для забезпечення необхідної завадостійкості збільшується або база сигналу (але це суттєво підвищує тактову частоту шумоподібних сигналів), або кількість надлишкових елементів у кодовому блоці і те, і інше збільшує час передачі повідомлення, що призводить до збільшення часу передачі повідомлення.

Зважаючи на ці недоліки, необхідно вирішувати проблему з метою створення нових способів підвищення завадостійкості систем зв'язку:

Дослідження можливості використання непозиційних кодів на основі таймерних сигнальних конфігурацій, що ускладнюють структуру інформаційних послідовностей;

Дослідження варіаційної здатності таймерних сигналів до синтезу різних наборів конфігурацій сигналів та оцінка їх обмежень для підвищення структурної прихованості повідомлень у порівнянні з позиційним кодуванням;

Розробка та дослідження методів безпосереднього розширення композиційного спектру таймерних сигналів на основі псевдовипадкових послідовностей Уолша;

Розробка та дослідження методів розширення спектру таймерних сигналів на основі псевдовипадкового підстроювання робочої частоти;

Розробка та дослідження багатокористувацького широкосмугового доступу на основі таймерної композиції сигналів з використанням прямого розширення спектру та псевдовипадкової перестройки частоти.

2 МЕТОД ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ ТАЙМЕРНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ (ТСК)

У даному розділі проводиться аналіз рівня завадостійкості каналу зв'язку з використанням позиційних та непозиційних кодів. Наводиться розгляд параметрів різних типів надлишкових кодів. Для розгляду граничних можливостей враховувалась якість каналу для завадостійкого кодування. Проведено порівняльний аналіз ефективності кодового ущільнення інформації з використанням таймерних сигналів.

2.1 Оцінка параметрів кодів з рівномірним розподілом

Для системи числення досить найчастіше використовується позиційний принцип для побудови цифрових кодів і значно спрощує хід процесу кодування даних. Кількість комбінацій N , який містить n розрядів та має основу a , можна було б представити у вигляді суми [9-12]

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i a^i (i \in 0,1 \text{ де } a > 1, \text{ цілі числа})$$

де a_i –дорівнює вазі i -горозрядного коефіцієнту. Для випадку використання позиційного кодування визначити розмір максимальної кількості комбінацій можна використовуючи наступний вираз:

$$N_{\max} = a^n. \quad (2.2)$$

Для використання в пристроях обчислювальної техніки найбільш широко використовується двійковий код, що можна пояснити найбільш просити методами його обробки з використанням булевої алгебри. Для визначення максимальної кількості комбінацій можна використати вираз [15]:

$$N = \sum_{i=0}^{n-1} a_i a^i, \quad (2.3)$$

де a_i – має прийняти значення 0 та 1. Ємність одного елементу Найквіста можна використати вираз:

$$I_H = \frac{\log_2 a^n}{n} = \log_2 a. \quad (2.4)$$

2.2 Основні параметри для оцінки надлишкових кодів

Заводостійкий код це один з найбільш ефективних способів забезпечення високої надійності передачі дискретної інформації. Теорія заводського кодування швидко розвивається завдяки використанню автоматизованих систем та обробці інформації за допомогою обчислювальної техніки. До таких систем висуваються високі вимоги щодо надійності передачі даних.

Коли інформація на виході з каналу відповідає даним на вході, це означає, що швидкість передачі інформації дорівнює продуктивності джерела.

Коли є багато джерел інформації, частина з них втрачається, і швидкість передачі інформації виявляється меншою, ніж продуктивність самих джерел. Одночасно, у повідомленні на виході каналу додається інформація про перешкоди. Якщо є багато наведених штучно або природніх перешкод, потрібно враховувати не всю інформацію про вихід каналу, а тільки ту, що стосується взаємодії.

Максимальна швидкість передачі даних C у каналі називається пропускною здатністю та її можна визначити за виразом [14]

$$C = \max R(x, y), \quad (2.5)$$

де

$$R(x, y) = H'(x) - H'(x/y) = H'(y) - H'(y/x), \quad (2.6)$$

Щоб досягнути максимальних значень потрібно врахувати кількість джерел на виході та використати всі можливі варіанти кодування. За допомогою таких дій є можливість досягнути пропускної здатності каналу яка, дорівнює

максимальній продуктивності джерел на вході каналу, який має бути повністю узгоджений із характеристиками каналу зв'язку що використовується з вирахуванням втрат в каналі які викликані завадами. Канал вільний від завад $C = \max H'(x)$, через умову $H'(x/y) = 0$. Якщо враховувати тривалості елементів t_0 , довжину комбінації n та основи коду тоді максимальна швидкість передачі даних в каналі за відсутності завад

$$C = \max \frac{H(x)}{t_0} = \frac{\log a^n}{nt_0} = \frac{\log a}{t_0}. \quad (2.7)$$

Для ефективного використання швидкості каналу необхідно його узгодити з вхідним джерелом інформації. Таке узгодження можливо для каналів зв'язку без завад, так каналів з певним рівнем завад з використанням двох теорем, які були доведені К. Шенноном [13].

Для випадку каналу без завад якщо у джерела повідомлення присутня ентропія H (біт на символ), а канал зв'язку має пропускну здатність C (біт в секунду) тоді з'являється можливість закодувати повідомлення так, щоб передавати дані по каналу із середньою швидкістю близькою до пропускну здатності C але не може перевищувати її.

Шеннон представив метод кодування, відомий як статистичне або оптимальне кодування [12]. У подальшому концепція цього кодування була вдосконалена в працях Фано та Хаффмена, і сьогодні вона широко застосовується на практиці для стиснення інформації.

Друга теорема для каналів зв'язку з шумами стверджує, що якщо пропускну здатність каналу становить C , а продуктивність джерела $H'(x)$ менша за C , то за допомогою відповідного кодування можливо передавати інформацію через канал зі швидкістю, що наближається до C , з ймовірністю помилки, яка може бути довільно близькою до нуля. У випадку, коли $H'(x)$ перевищує C , існує можливість кодування джерела таким чином, що ненадійність буде меншою, ніж $H'(x) - C + \epsilon$, де ϵ є довільно малою величиною. Не існує жодного методу кодування, який би забезпечував ненадійність меншу, ніж $H'(x) - C$.

Теорема Шеннона для каналів з шумами вказує на можливість такого кодування, проте не надає конкретних методів для його реалізації. Відомо, що при наближенні до межі, визначеної теоремою Шеннона, спостерігається значне збільшення часу затримки сигналів у пристроях кодування та декодування через подовження довжини кодового слова n .

Тому, відповідно до головної теореми Шеннона [16] про кодування, ймовірність виникнення помилки при передачі даних через канал з завадами зменшується до нуля за умови, що довжина кодової комбінації n прагне до безмежності. У таблиці 2.1 представлені параметри циклічного коду з мінімальною кодовою відстанню $d_0=4$, що свідчить про те, що зростання n не вимагає значного збільшення кількості перевіркових символів r . При цьому кодова швидкість

$$\gamma_k = \frac{m}{n} \rightarrow 1.$$

Таблиця 2.1 – Відношення швидкості m від n при $d_0=4$

№	n	m	r	γ_k
1	31	19	12	0,612
2	63	51	12	0,809
3	127	114	13	0,897
4	255	242	13	0,949
5	511	497	14	0,972
6	1023	1009	14	0,986
7	2047	2002	15	0,978
8	4095	4080	15	0,996

В системах передачі з зворотним зв'язком збільшення комбінацій з великими довжинами [16] призводить до зростання кількості запитів на повторення повідомлень, у яких виявлено спотворення. У цьому випадку γ_k наближається до 1, а коефіцієнт γ_e (рис. 2.1), що враховує надлишковість від

повторення, прагне до нуля. Також спостерігається суттєве зменшення ефективної швидкості передачі $R_{\text{ев}}$ у системі зв'язку (рис. 2.1). Отже, довжина кодової комбінації повинна бути оптимальною $n_{\text{опт}}$, що забезпечує максимальне значення $R_{\text{ев}} = R_{\text{max}}$. Крім того, при виборі завадостійкого коду необхідно враховувати характер завад у каналі, які можна описати математичною моделлю. Наприклад, модель Пуртова [16] яка призначена для групування помилок у дискретному каналі. На рис. 2.2 представлені залежності ймовірності спотвореної кодової комбінації від коефіцієнта групування α .

Щоб забезпечити необхідний рівень завадостійкості каналу зв'язку, які працюють в складних умовах з високим рівнем завад винайдено велику кількість кодів для коригування (блокові та безперервні) [17].

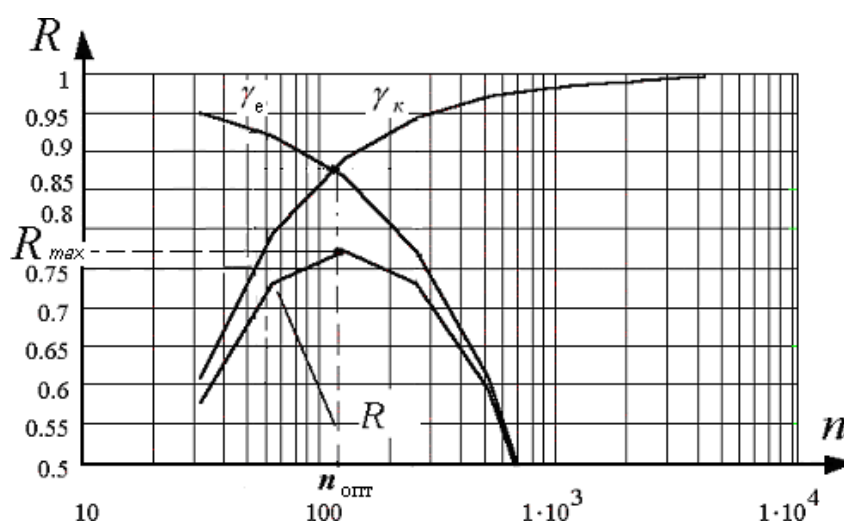


Рисунок 2.1 - Графіки величин $R_{\text{ев}}$, γ_k та γ_e для кодової комбінації n

У блокових кодах [14] кодування та декодування блоків (кодових комбінацій) відбувається незалежно один від одного. Блоковий код створюється шляхом додавання до інформаційних елементів m перевірочних бітів. У безперервних кодах перевірочні біти інтегруються в послідовність інформаційних символів без поділу на окремі блоки. Статистичні дослідження реальних каналів зв'язку вказують на наявність групування помилок у пачки різної тривалості [15]. Зазвичай пачка помилок є певною ділянкою послідовності, що починається і закінчується помилково прийнятими символами, хоча всередині цієї пачки можуть бути й безпомилкові елементи

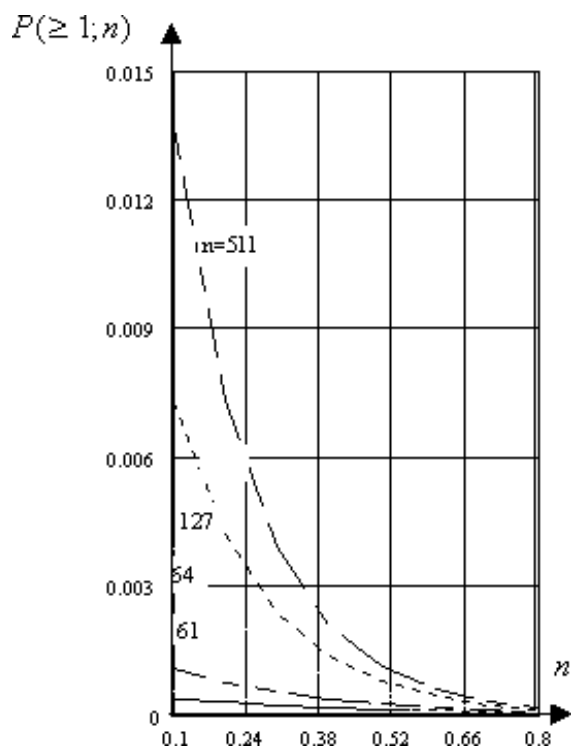


Рисунок 2.2 - Графік відношення $P(\geq 1, n)$ від α при $p_0 = 5 \cdot 10^{-3}$

. Для виявлення або виправлення помилок за допомогою завадостійкого коду вся множина $N=2n$ кодових комбінацій ділиться на дві групи (рис.2.3): дозволену $N_d=2m$ та недозволену $N_{nd}=2n-2m$. В канал передаються лише дозвалені комбінації, а під час декодування визначається приналежність прийнятої кодової комбінації та ухвалюється рішення про наявність помилок.

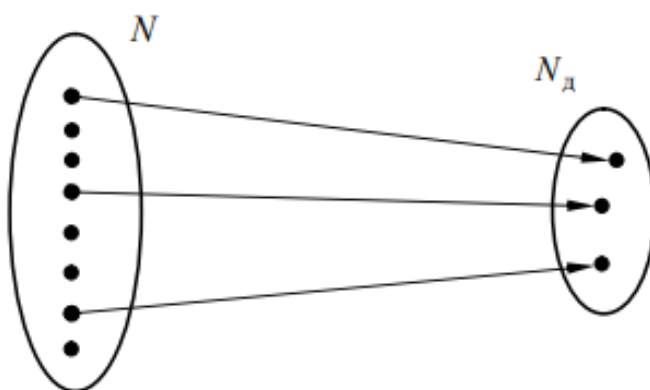


Рисунок 2.3 – Вигляд вибору з загально кількості N прийятних сигнальних конструкцій завадостійкого коду

2.3 Залежність коригувальних можливостей коду від числа додаткових елементів у кодовому слові

Для визначення ступеня відмінності між двома сусідніми кодовими комбінаціями використовується мінімальна кодова відстань d_{min} , яка дозволяє оцінити коригувальну здатність завадостійкого коду. У випадку, коли необхідно, щоб код виявляв усі помилки кратності t і нижче, мінімальна кодова відстань повинна відповідати певній умові:

$$d_{min} \geq t + 1 \quad (2.8)$$

Розглянемо код з параметром $n=3$. Усі можливі комбінації цього коду наведені в таблиці 2.2. Для того щоб код міг виявляти помилки з кратністю $t=1$, потрібно обрати допустимі комбінації з загальної кількості $N_0=8$ можливих комбінацій, забезпечуючи при цьому мінімальну кодову відстань $d=2$.

Таблиця 2.2 - Варіанти комбінації коду з $n=3$

A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8
000	001	010	011	100	101	110	111

Розглянемо граничні можливості коригувальної здатності лінійних блокових кодів. Як було зазначено раніше, процес створення коригувального коду полягає у формуванні перевірочних символів $b_1, b_2, \dots, b_r$ на основі відомих інформаційних символів $a_1, a_2, \dots, a_m$. Існує також певна залежність між параметрами $n, r=p-m$ та d_0 . Хоча точна залежність між цими параметрами не була встановлена, існують лише деякі оцінки, які дозволяють зробити висновки про можливість створення того чи іншого коду з заданими параметрами. Проблема, що виникає при створенні лінійного p -значного коду, який коректує незалежні помилки, полягає у визначенні мінімально необхідної кількості перевірочних символів r для виправлення t -кратних помилок. Для розв'язання цього завдання існують різні граничні співвідношення. Перша оцінка

надлишкових символів для двійкових кодів може бути отримана шляхом застосування граничної умови Хеммінга.

$$2^{n-m} \geq \sum_{i=0}^{\text{вип}} C_n^i. \quad (2.9)$$

Значення цього виразу можна розглядати наступним чином. Якщо відомі основні параметри лінійного коду n та $t_{\text{вип}} = (d_0 - 1)/2$, тоді мінімальна кількість надлишкових символів $r = n - m$ може бути визначена за допомогою умови (2.9). Для кращого розуміння на рисунку 2.4 представлені графіки меж Хеммінга відповідно до виразу [16].

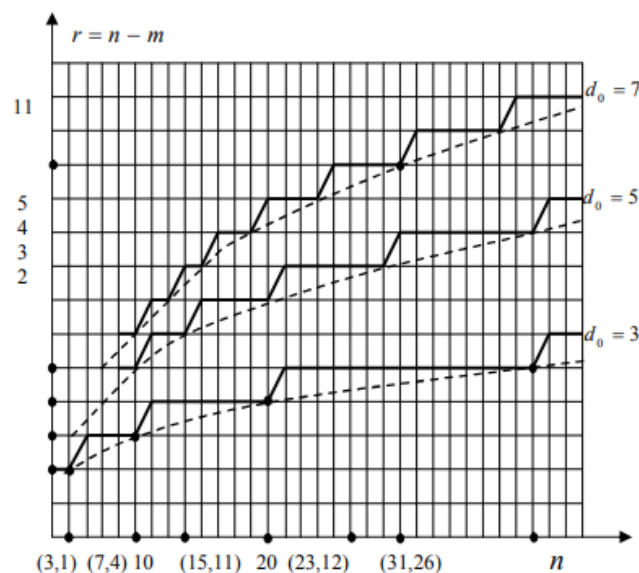


Рисунок 2.4 – Межі Хеммінга для кодів з $d_0=3, 5, 7$

2.4 Використання кодового ущільнення з таймерними сигналами

У теорії зв'язку під кодовим ущільненням [16] розуміють використання специфічних кодових конструкцій, які мають унікальні ключові характеристики для кожного окремого каналу, на відміну від часового ущільнення (ЧУ). Однією з таких характеристик може бути адресна частина, що містить інформацію про номер каналу, або ж структура розташування імпульсів у межах кодового слова. Спільною рисою КУ та ЧУ є чергування використання каналу зв'язку. Основною перевагою КУ є можливість доступу до каналу в умовах його незайнятості [17]. При реалізації ущільнення найчастіше застосовується позиційне кодування, яке

передбачає послідовну передачу коефіцієнтів полінома, що представляє передаваний номер кодової конструкції.

$$G(a) = \alpha_{n-1}a^{n-1} + \alpha_{n-2}a^{n-2} + \dots + \alpha_1a + \alpha_0, \quad (2.21)$$

де a – це кількість позицій каналу (кількість станів інформаційного параметру); α_i – коефіцієнти, кількість яких дорівнює a . У процесі передачі даних через канал з базою.

$$B = t_0 \cdot \Delta F = 1 \left(t_0 = \frac{1}{\Delta F} \right) \quad (2.22)$$

Кожен з коефіцієнтів виразу (2.21) передається елементарним сигналом t_0 , який визначається смугою каналу зв'язку $\Delta F = 1/t_0$. Цей метод кодування t_0 отримав назву позиційного або розрядно-цифрового кодування (РЦК) [16]. Важливо зазначити, що для забезпечення завадостійкості при передачі через реальні канали зв'язку застосовуються коригувальні коди [29]. У цих кодах на основі інформаційної послідовності символів $a_1, a_2, \dots, a_m$ формується послідовність перевірочних елементів $b_1, b_2, \dots, b_n$. Вибір алгоритму декодування дозволяє за допомогою перевірочних символів b_i виправляти певні види помилок. Декодер здатний виявляти перевірочні символи b_i , які формуються на основі інформаційних згідно з виразом [15].

$$b_j = \sum_{i=0}^m a_i \alpha_{ji} (\text{mod } 2),$$

Коефіцієнти α_{ji} визначають алфавіт каналу. Кількість перевірочних символів r у корегувальному коді залежить від кодової відстані d синтезованого коду, а також від кількості інформаційних елементів первинного коду, що визначається межею Варшамова-Гільберта. У таблиці 2.2 представлені конкретні значення r для заданих величин m при $d_1=3; d_2=5; d_3=7; d_4=11$ (для $m=5 \dots 60$).

З таблиці 2.3 випливають наступні твердження:

- В залежності від числа інформаційних елементів при $d \leq 3$ для $5 \leq m \leq 60$ значення $r < m$;

- для $d > 3$ і $m > 16 \rightarrow r < m$ для кожного значення d є своя межа значень r ($r < m$);
- з ростом m і d кодова швидкість зростає (тобто : при $m=40$, $d=7$, $n=40+23$,

Таблиця 2.3 - Число перевірочних символів $r=F(m,d)$

$m \backslash d$			2	6	4	2	0	8	6	0
3										
5		0	1	2	3	4	5	6	6	7
7	4	6	7	9	1	2	3	4	5	5
11	3	6	9	1	4	6	8	9	1	1

Введення нового елемента в комбінацію, що відповідає найквістовому елементу з нижньою межею, дозволяє збільшити кількість можливих реалізацій при обмеженій довжині кодового слова. Цей елемент розраховується з урахуванням оптимальної ймовірності вибору одного кодового слова замість переданого в умовах "хорошого" стану каналу. Другим важливим параметром є мінімальна відстань між сусідніми значущими моментами модуляції реалізованого кодового слова.

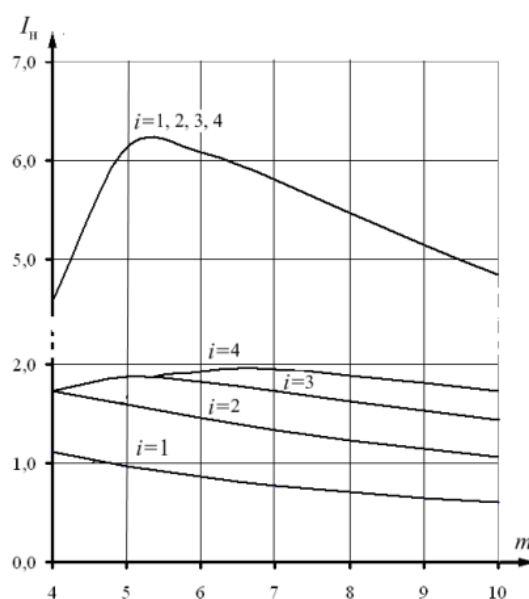


Рисунок 2.5 – Залежність інформаційної ємності Найквістового елемента ТСК

2.5 Формування таймерних сигнальних конструкцій в каналах моделі Гільберта

Теорія та практика створення телекомунікаційних систем з автоматичним запитом на повторну передачу (Automatic Repeat Request – ARQ) свідчать про те, що більше 95% надлишкової інформації, що стосується одного двійкового елемента, який передається, формується за рахунок контрольних бітів. Такий значний відсоток надлишковості зумовлений потребою в застосуванні коротких сигнальних структур для систем з високою динамікою та обмеженим часом актуальності інформації, а також наявністю кластеризації помилок у реальних комунікаційних каналах. Більшість з цих каналів можна охарактеризувати за допомогою кусочно-стаціонарної моделі Гільберта з двома станами каналу.

Стан каналу можна класифікувати як «хороший», коли ймовірність успішної передачі інформації становить 96...99%, а ймовірність помилкового приймання елемента дорівнює 10⁻⁸. У випадку «поганого» стану каналу ймовірність помилки наближається до 0,5. Важливо зазначити, що середня ймовірність помилкового приймання елемента в такому випадку наближається до 10⁻³ і в основному залежить від «поганого» стану каналу. Ці статистичні характеристики свідчать про значний запас надійності передачі елементів коду в «хорошому» стані каналу, а також про доцільність компромісу між якістю передачі та кількістю переданих елементів у цих інтервалах, що підкреслює важливість досліджень у цій сфері.

Наступним кроком буде статистична оцінка спотворень параметрів таймерних сигнальних конструкцій під час їх передачі через канал моделі Гільберта. Детальніше розглянемо модель каналу Гільберта та визначимо її ключові параметри. Ця модель передбачає існування двох станів дискретного каналу. У «хорошому» стані, або Х-стані, помилки не виникають, тоді як у «поганому» стані, або П-стані, можливе виникнення помилок з ймовірністю p_p .

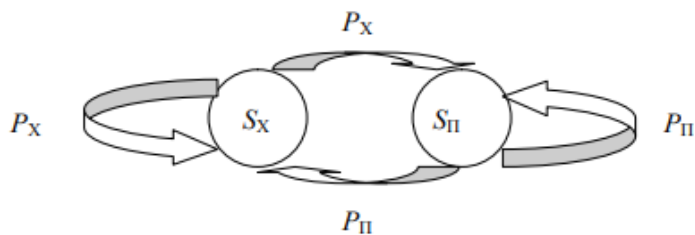


Рисунок 2.6 – Вигляд моделі Гільберта

Зміну станів моделі можна визначити за допомогою матриці перехідних ймовірностей

$$P = \begin{bmatrix} P_{XX} & P_{XP} \\ P_{PX} & P_{PP} \end{bmatrix} \quad (2.26)$$

Дискретний крок системи представляє собою одиничний елемент. Перехідна ймовірність P_{xu} визначає ймовірність того, що система перейде на наступному кроці в стан u , якщо на поточному кроці вона знаходилася в стані x . Ця матриця є стохастичною, що означає, що сума всіх елементів у кожному рядку дорівнює одиниці.

$$P_{XX} + P_{XP} = 1, P_{PX} + P_{PP} = 1.$$

Граничні ймовірності знаходження у станах визначаються виразами [14]:

З ВИКОРИСТАННЯ ШУМОПОДІБНИХ ТАЙМЕРНИХ СИГНАЛЬНИХ КОНСТРУКЦІЙ В ШИРОКОСМУГОВИХ СИСТЕМАХ РАДІОЗВ'ЯЗКУ

3.1 Основні завдання розділу

У цьому розділі розглянуто можливості застосування таймерних сигнальних конструкцій у широкосмугових системах зв'язку з метою підвищення завадозахищеності переданих повідомлень. На основі псевдовипадкових послідовностей та псевдовипадкової перебудови робочої частоти були розроблені методи розширення спектра таймерних сигнальних конструкцій для одно канальних систем зв'язку та систем з багатокористувацьким доступом [10-16]. Досліджено доцільність використання таймерних сигнальних конструкцій як лінійних сигналів [17] для підвищення швидкості та прихованості переданої інформації. Запропоновано різні варіанти побудови лінійних таймерних сигналів, що дозволяють досягти різних параметрів якості передачі в каналі. Обґрунтовано необхідність введення додаткових імпульсних складових у структуру таймерних сигналів для забезпечення стабільності роботи системи синхронізації приймача.

3.2 Принципи розширення спектра радіосигналів сигналів

Процес розширення спектра таймерних сигнальних конструкцій має принципові відмінності від розширення спектра позиційних кодів. У випадку прямого розширення спектра частот, кожен бінарний елемент $X(t)$ позиційного коду тривалістю T множиться на псевдовипадкову послідовність (ПВП) з періодом T , що складається з Mt елементарних двійкових посилок (чіпів) тривалістю τ .

$$X_{\text{шпс}}(\tau) = X(t) \oplus x_{\text{пвп}}(\tau). \quad (3.1)$$

На рис. 3.1 зображено розширення спектра інформаційного сигналу X за допомогою ПВП $x_{\text{ПВП}}(\tau)$ [16-18]

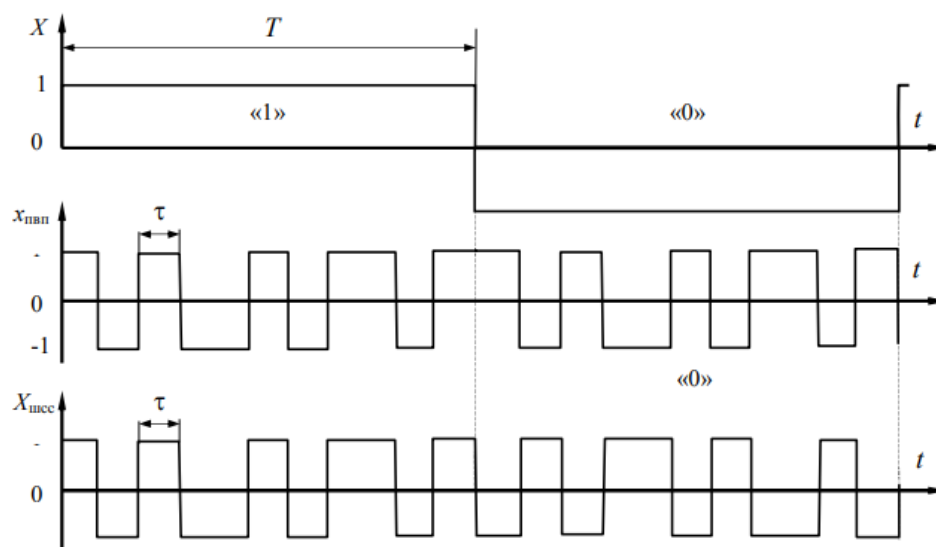


Рисунок 3.1 – Вигляд позиційного сигналу $X(t)$ при розширенні спектру

Визначити ширина спектру широкосмугового сигналу $F_{\text{шсс}}$ з урахуванням тривалості елементу τ :

$$F_{\text{шсс}} = \frac{1}{\tau} \gg \frac{1}{T}, \quad (3.2)$$

Тобто ширина спектра вузькосмугового сигналу з тривалістю T є значно більшою.

Після проведення такого перетворення база сигналу B дорівнює кількості елементів M у періоді послідовності розширення. У сучасних системах зв'язку з багатокористувацьким доступом, що використовують кодове розділення каналів (CDMA – Code Division Multiple Access), переважно застосовуються ортогональні бінарні псевдовипадкові послідовності (ПВП), які базуються на двійковому алфавіті $\{0, 1\}$. Розділення сигналів абонентів здійснюється шляхом використання широкосмугового кодомодульованого радіосигналу (шумоподібного сигналу), що передається в загальному частотному діапазоні з іншими аналогічними передавачами. Кожен передавач у системі зв'язку модулює свій сигнал, використовуючи індивідуальну ортогональну ПВП, яка йому призначена в конкретний момент часу.

Для виділення інформації індивідуального каналу з групового сигналу необхідно, щоб кореляційний приймач абонента застосовував відповідну ортогональну ПВП. Одночасна робота кількох передавачів шумоподібних сигналів ускладнює моніторинг ефіру засобами радіотехнічної розвідки, що, в свою чергу, підвищує показники прихованості системи зв'язку. У цій технології організації багатокористувацького доступу відсутнє явне тимчасове або частотне розділення каналів, що дозволяє кожному абоненту постійно використовувати всю ширину каналу. Широкосмугові канали прийому та передачі абонента мають різні частотні діапазони і не взаємодіють між собою. На рисунку 3.2 представлена схема кодового модулятора позиційних сигнальних конструкцій з розширенням спектра на основі ПВП для формування шумоподібних сигналів. Для перемноження сигналів застосовується операція побітового виключного АБО (XOR). Для модуляції дискретних шумоподібних сигналів можна використовувати один з відомих методів модуляції, проте найчастіше використовують фазову (ФМ) або відносно фазову модуляцію (ВМФ).

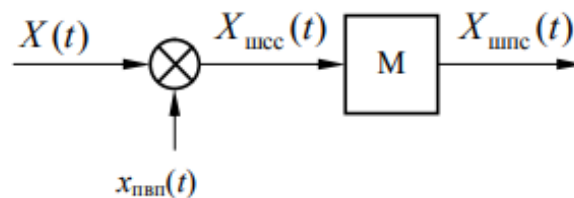


Рисунок 3.2 – Модулятор для формування шумоподібних сигналів

Для досягнення максимальної відмінності між сигнальними конструкціями з апріорної множини можливих структур сигналу, важливо забезпечити їхню різницю за допомогою взаємно-кореляційної функції (ВКФ). Таким чином, для будь-якої пари сигнальних конструкцій x_i і x_j ($i=1, A$) повинна, виконуватися умова [14]:

$$\int_0^T x_{\text{пвп}i} x_{\text{пвп}j} dt = 0. \quad (3.3)$$

Для розпізнавання та стиснення сигналів $X_{\text{шпс}}$ застосовується корелятор (або узгоджений фільтр), в якому дискретні компоненти сигналу $X_{\text{пвп}}$. Подальші результати перемножуються з опорним сигналом $x(\tau)$, а результати множення подаються на інтегратор. Вихідні дані інтегратора дозволяють визначити сигнал $x_{\text{пвп}}(\tau)$, враховуючи тактові імпульси, що дозволяє встановити полярність сигналу X . Надійне приймання сигналу гарантується навіть у випадку, якщо його амплітуда на вході кореляційного приймача є нижчою за рівень завад. Це пояснюється тим, що в процесі стиснення сигналу на виході пристрою обробки ШСС його амплітуда значно зростає, перевищуючи рівень завад, що забезпечує надійне приймання сигналу. Тому, чим краще кореляційні властивості ПВП та більша їх база, тим вище якість приймання.

3.3 Розширення спектра в каналах зв'язку з використанням таймерних сигналів

Використання непозиційних таймерних сигналів на каналному рівні [16] та систем модуляції з визначеною швидкістю модуляції дозволяє значно підвищити не лише структурну, а й енергетичну прихованість сигнальних конструкцій. Таким чином, розробка методів формування широкосмугових шумоподібних сигналів на основі ТСК та псевдовипадкових послідовностей з різними системами модуляції є надзвичайно важливим завданням. Важливим аспектом алгоритму синтезу широкосмугових сигналів є узгодження параметрів формування ТСК [17] з характеристиками структури ортогональної ПСП та бази Впвп.

Ортогональні ПВП мають властивості, подібні до шумоподібних сигналів, де тривалість елементарних посилок τ значно менша за час передачі інформаційного елемента t_0 [18], тобто $V_{\text{інф}} \gg V_{\text{псп}}$. У системах з кодовим поділом каналу (КРК) інформаційний сигнал t_0 передається у вигляді послідовності чіпів тривалістю $t_{\text{ч}} \ll t_0$, що дозволяє досягти розширення спектра сигналу за рахунок зменшення. Основним елементом для формування ТСК є

елемент Δ , який у s разів менший за тривалість елементарної послілки t_0 , але водночас перевищує t_q . Цей метод забезпечує передачу вихідної двійкової інформаційної послідовності у формі бінарної послідовності ТСК.

Алгоритм прямого розширення спектра та вибір бази В ПВП ґрунтується на специфіці формування таймерних сигналів. Для розширення пропонується використовувати послідовності Уолша. Відомо, що пряме розширення спектра інформаційного позиційного коду сигналу реалізується шляхом модуляції псевдовипадкової послідовності на кожному одиничному інтервалі позиційного коду. Проте застосування такого алгоритму для непозиційних кодів є неможливим. Це пояснюється тим, що значення моментів модуляції таймерних сигналів, які формуються на певному часовому інтервалі, не є кратними тривалості одиничного інтервалу, а також мають певні цілі значення. Отже, для непозиційних таймерних сигналів буде застосовуватися $n \cdot B_{\text{ТСК}} = B_{t_0} \cdot n$. Значення $B_{\text{ТСК}}$ повинно бути кратним числу $N_{\Delta} = s \times n$ де N_{Δ} - псевдовипадкова послідовність розширення. Наприклад, якщо s , тоді для узгодження 4, $n = 3, = 4, n = 4$, на інтервалі T_c дорівнює $N_{\Delta} = 16 \cdot N$. В [18] на всю довжину часового інтервалу T_c , при цьому зберігаючи тактову частоту в системі. Для структури ТСК і ПВП необхідно, щоб B дорівнювало 32; 64; 128 тощо. Коли $s = 12$, тоді B може бути 12; 24; 48 тощо.

Оскільки в таймерних сигналах [17] відстань між сигнальними $\Delta < t_0$, тоді кількість реалізацій N_p . ТСК на конструкціях визначається величиною 0 на інтервалі T_c , що значно перевищує значення в розрядно-цифровому коді. У канал передаються сегменти сигналу тривалістю.

$$t_c = t_0 + k\Delta, \quad (3.4)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots, s \cdot (n - 2)$.

Таймерні сигнали, як зазначено в (3.4), є специфічним видом розрядно-цифрових кодів, у яких для передачі дозволені сигнальні конструкції t мають містити не менше s (де $s = t_0/\Delta$) послідовно переданих елементів Δ одного знака («1» або «-1»). Для визначеного значення s на інтервалі n одиничних елементів кількість реалізацій ТСК [15]:

$$N_p = \frac{[(n \cdot s) - [(s - 1) \cdot i]]!}{i! \cdot [[(n \cdot s) - [(s - 1) \cdot i]] - i]!}, \quad (3.5)$$

У разі використання конструкцій з великою кількістю ЗММ

$$N_p = \sum_{i=1}^n \frac{[(n \cdot s) - [(s - 1) \cdot i]]!}{i! \cdot [[(n \cdot s) - [(s - 1) \cdot i]] - i]!} \quad (3.6)$$

Змінюючи параметри n , s та i , можна отримати різноманітні набори таймерних сигналів, кожен з яких має свою тривалість, що залежить від значень n , s та i , тобто структури сигналу на часовому інтервалі T_c . Це дозволяє значно підвищити структурну прихованість сигнальних конструкцій [16]. Вибір множин ТСК, які відповідають рівнянню якості [17], сприяє вирішенню завдань виявлення та корекції помилок на приймальному боці. Для ілюстрації розглянемо формування широкосмугового ТСК з такими параметрами: – тривалість елементарних посилок, на основі яких здійснюється 1) $T = 4t_0$ побудова сигнальної конструкції; 2) $s = 2$ кількість базових елементів Δ на інтервалі t_0 .

Позначимо $x_k(t)$ як інформаційний сигнал k -го користувача. Після переміщення та завадостійкого кодування сигнал $(x_k(t))$ перетворюється формувачем ТСК в сигнал $(x_{\text{ТСК}}(t))_k$. Сигнал $(x_{\text{ТСК}}(t))_k$ множиться на ПВП $s(t)_k$ k -го користувача.

Отриманий сигнал.

$$b_k(t) = x_k^{\text{ТСК}}(t) \cdot s_k(t) \quad (3.7)$$

Після проходження бінарного фазового модулятора на виході отримаємо наступний сигнал

$$s_k(t; b_k) = x_k^{\text{ТСК}}(t) \cdot s_k(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t). \quad (3.8)$$

На рисунку 3.3 ілюструється процес прямого розширення спектра сигнальної конструкції $x_{\text{ТСК}}(t)$ з сигнатурою $s_k(t)$ для одного з окремих каналів. У випадку ФМ-2 один символ кодує один елемент ПВП, що визначає питому швидкість. Крім того, можуть бути застосовані й інші ансамблі двомірних модуляцій сигналів квадратурної амплітудної модуляції (КАМ) з вищою щільністю. Сигнальні конструкції обираються з упаковкою сигналів, що складає ансамбль, який містить $M_{\text{бл}}$ можливих варіантів сигналів.

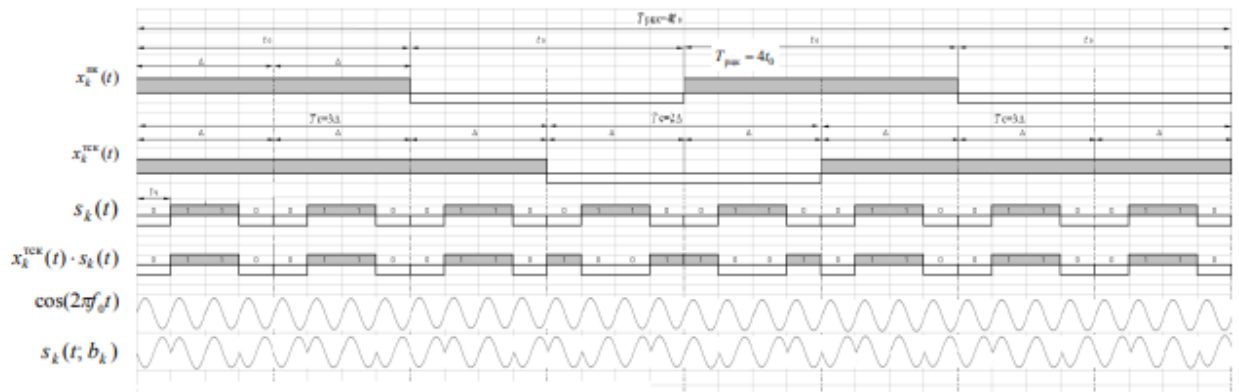


Рисунок 3.3 – Розширення спектру сигнальної конструкції сигнатурою

Якщо промодельовати ПВП ТСК з тривалістю елементарної послілки $t_{\text{ч}}$ здійснюється наступним чином [95]:

- 1) послідовність коду для передачі двійкового ТСК ділиться на блоки довжиною $n_{\text{бл}} = \log_2 M_{\text{бл}}$ символів $t_{\text{ч}}$;
- 2) загальна кількість можливих варіантів таких блоків довжини $n_{\text{бл}}$ повинна дорівнювати обсягу ансамблю $M_{\text{бл}} = 2^{n_{\text{бл}}}$;
- 3) блоки двійкових символів асоціюються з сигналами ансамблю за принципом: кожному сигналу ансамблю відповідає певний двійковий блок, що означає, що модуляційний код є таблицею відповідностей.

Важливо зазначити, що вибір модуляційного коду залежить від конфігурації ансамблю сигналів та характеристик завад, які впливають на канал з багатопозиційними сигналами.

Щоб провести демодуляцію багатопозиційних сигналів у каналі з гаусовими завадами найбільш імовірними є помилки «переходів» сигналів до

сигналів багатопозиційного ансамблю, які знаходяться на найменшій Евклідовій відстані від них.

За допомогою таймерних сигналів є можливість виявляти та коригувати помилки, що ґрунтуються на контролі величини зсуву фронтів у межах інтервалу $l_{cm} = \pm(1...2)\Delta$. При цьому часовий інтервал Δ , у процесі розширення спектра вузькосмугового сигналу, замінюється ділянками ПВП.

$$\Delta = l_{\Delta} t_{\text{ч}}, \quad (3.9)$$

де l_{Δ} – кількість елементарних посилок тривалістю $t_{\text{ч}}$, які заповнюють певний інтервал часу, свідчить про те, що коригувальна здатність ТСК буде залежати від частоти заповнення цього тимчасового інтервалу елементами ПВП $t_{\text{ч}}$.

Якщо розглядати процес модуляції розширеної ТСК з використанням квадратурної фазової маніпуляції (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying). Для такого типу модуляції є чотири рівні ($M = 4$), що дозволяє фазі високочастотного колювання приймати чотири різні значення з кроком, кратним $\pi/2$. Використання QPSK сприяє підвищенню питомої швидкості передачі послідовності розширеної ТСК, оскільки за допомогою одного символу системи модуляції можна передати два елементи $t_{\text{ч}}$. При цьому співвідношення між зрушенням фази модульованого колювання з множини $\{-3\pi/4, -\pi/4, \pi/4, 3\pi/4\}$ та множини символів (дібіт) розширеної сигнальної конструкції $\{00, 01, 10, 11\}$ визначається в кожному конкретному випадку і відображається у вигляді сигнального сузір'я (рис. 3.4). Стрілками на малюнку показані можливі переходи між різними фазовими станами.

Відмінність у значеннях символів розширеної ТСК та фаз сигналу в сусідніх точках сигнального сузір'я повинна бути присутня лише в одному елементі, що забезпечується застосуванням коду Грея. У випадку впливу завади на передаваний сигнал, помилка демодуляції, яка визначає сусідню точку сигнального сузір'я, призведе лише до неправильного прийому одного елемента.

Зменшення спектра дозволяє знизити спотворення структури таймерного сигналу лише на один елемент тривалістю t , а не на два.

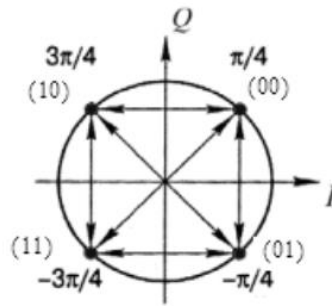


Рисунок 3.4 – Вигляд сузір'я модуляції QPSK

У QPSK-модуляції кожному значенню фази модульованого сигналу відповідають два елементи з тривалістю t_c . Це означає, що при однаковій швидкості передачі інформації зміна модулюючого сигналу відбувається вдвічі рідше, ніж у випадку BPSK-модуляції. Відомо, що спектральна щільність потужності багаторівневого сигналу дорівнює спектральній щільності потужності бінарного сигналу, якщо символний інтервал t_c замінити на символний $T_{сМ} = t_c \log_2 M$. Для чотирирівневої модуляції, де $M = 4$, отже, $T_{с2} = 2t_c$. Спектральна щільність потужності QPSK-сигналу, що модулюється прямокутними імпульсами, визначається відповідним виразом:

$$U(f) = 2U^2 t_c \left\{ \frac{\sin(\pi |f_0 - f| 2t_c)}{\pi |f_0 - f|} \right\}^2 \quad (3.10)$$

З (3.10) видно, що відстань між першим нулем спектральної щільності потужності сигналу QPSK становить $\Delta f = 1/T_c$, що вдвічі менше, ніж для сигналу BPSK. Отже, спектральна ефективність квадратурної модуляції QPSK у порівнянні з бінарною модуляцією BPSK є вдвічі вищою. Сигнал QPSK можна представити у такій формі.

$$S_{QPSK}(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi_i(t) + \varphi_0), \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (3.11)$$

$$\text{де } \varphi_i(t) = \frac{\pi}{2} (i - 1) + \frac{\pi}{4}$$

Сигнал QPSK у вигляді синфазної або квадратурної складової можна визначити наступним чином

$$S_{QPSK}(t) = U \cos \varphi_i(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) + U \sin \varphi_i(t) \sin(\omega_0 t + \varphi_0), \quad (3.12)$$

$I(t) = U \cos(\varphi_i)$ – синфазна складова i -го символу, $Q(t) = U \sin(\varphi_i)$ – квадратурна складова i -го символу. З сигнального сузір'я QPSK можна визначити значення сигналів $I_i(t)$ та $Q_i(t)$ для кожного вхідного символу інформаційного сигналу, який буде сформовано на виході модулятора. Структурна схема QPSK модулятора розширеної ТСК представлена на рисунку 3.5. Кодування сигналами елементів розширеної ТСК виконується за наступним алгоритмом:

- 1) потік бітів розділяється на парні та непарні елементи, де I кодує парні елементи, а Q – непарні;
- 2) два сусідні елементи кодуються одночасно синфазним та квадратурним сигналами. На рисунку 3.6 показано приклад маніпуляції елементів ТСК модулятором QPSK.

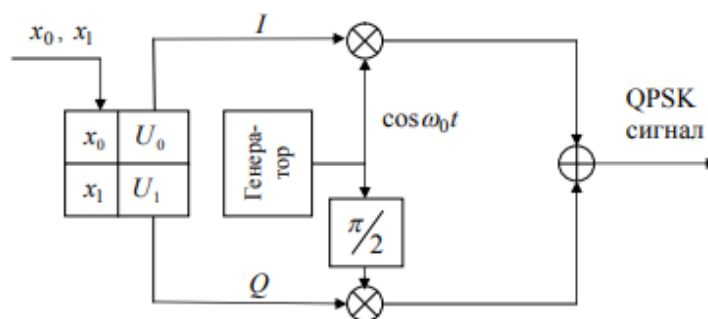


Рисунок 3.5 – QPSK модулятор розширеної ТСК

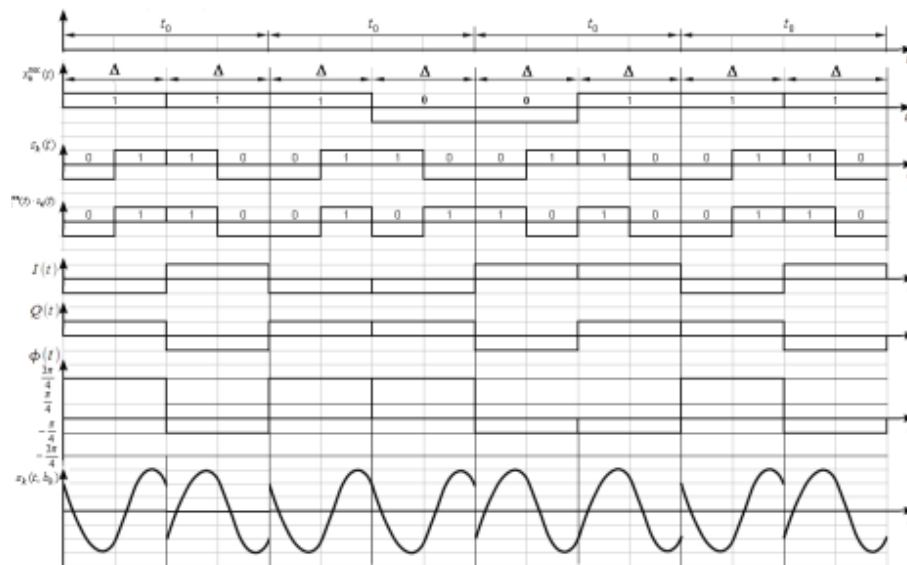


Рисунок 3.6 – Маніпуляція сигналом QPSK елементів ТСК

Синфазна складова $I(t)$ та квадратурна складова $Q(t)$ є дійсною та уявною частинами комплексної обвідної QPSK сигналу $z(t) = I(t) + j \cdot Q(t)$, які слугують вхідними сигналами для квадратурного модулятора. Таким чином, сигнал $S(t)$ QPSK можна виразити через його комплексну обвідну $z(t)$.

$$S_{QPSK}(t) = R[z(t) \cdot \exp(j \cdot \omega_0 \cdot t)]. \quad (3.13)$$

Фазову обвідну можна визначити з комплексної обвідної за наступним виразом:

$$\Phi(t) = \arctan\left(\frac{I[z(t)]}{Q[z(t)]}\right) = \arctan\left(\frac{Q(t)}{I(t)}\right) \quad (3.14)$$

Для фазової обвідної сигналу для потоку даних елементів ТСК представлений на рисунку 3.6. Фазова обвідна має ступінчастий характер у часі, зазнаючи розривів у моменти зміни символу QPSK. Протягом одного символу векторна діаграма QPSK завжди залишається в одній точці сузір'я, а при переході до нової пари елементів, що модулюють, вона стрибкоподібно переміщується в іншу точку, що відповідає новому символу.

Для системи модуляції QPSK існує всього чотири точки, які можуть приймати лише чотири значення: $\pm\pi/4$ та $\pm3\pi/4$. Амплітудну огибаючу сигналу QPSK $a(t)$ можна отримати з комплексної обвідної $z(t)$.

$$a(t) = \sqrt{I^2(t) + Q^2(t)} \quad (3.15)$$

Сигнал залишається на рівні одиниці, за винятком моментів, коли відбувається зміна переданих символів, тобто під час розриву фази для переходу до іншої точки в сузір'ї. На рисунку 3.7 представлені спектри сигналів BPSK та QPSK. Ширина основного пелюстка сигналу QPSK та його бічних пелюсток є вдвічі меншою, ніж у сигналу BPSK при однаковій швидкості передачі інформації. Це можна пояснити тим, що символна швидкість сигналу QPSK є вдвічі меншою за швидкість передачі інформації, тоді як символна швидкість BPSK дорівнює швидкості передачі інформації. Рівні бічних пелюсток для QPSK та BPSK однакові.

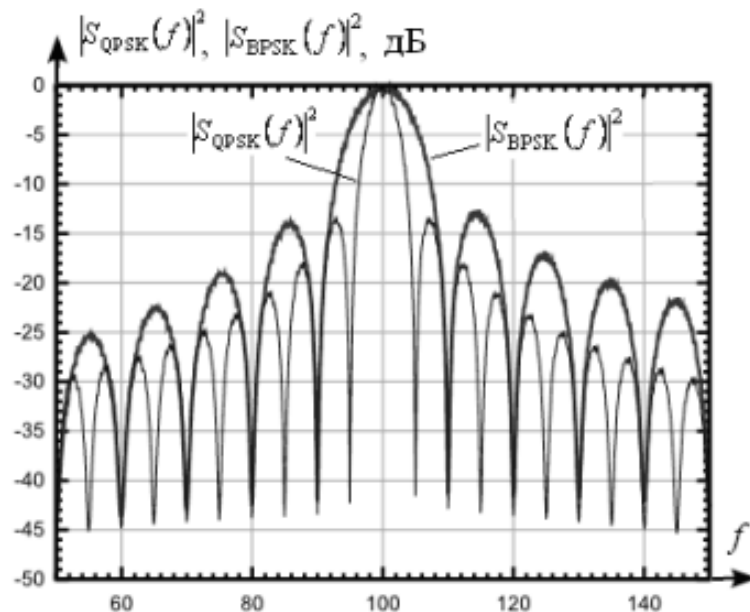


Рисунок 3.7 – Вигляд сигналів QPSK а також BPSK

Таким чином, частотна ефективність сигналів QPSK перевищує ефективність сигналів з модуляцією BPSK. Внаслідок цього, смуга частот, яку займає робочий сигнал QPSK, буде вдвічі меншою. Для підвищення енергетичної ефективності розширеної ТСК в даному випадку можна подвоїти

базу сигналу. Крім того, збільшення бази сигналу сприятиме покращенню коригувальної здатності ТСК.

3.4 Демодуляції таймерних сигналів.

На прикладі системи модуляції ФМ-4 розглянемо процес прийому шумоподібних ТСК. У процесі розповсюдження сигналу по каналу він зазнає ослаблення, а також отримує затримку і фазовий зсув. Припускається, що значення цих параметрів на приймальній стороні відомі, а також в приймачі забезпечені ідеальна частотна, фазова та тактова синхронізація. Тоді на вхід приймача ми отримуємо сигнал.

$$S'_k(t; b_k) = x_k'^{\text{ТСК}}(t) \cdot s_k(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t). \quad (3.16)$$

Для ліквідації розширення спектра сигналу $s'_k(t; b_k)$, відбувається множення на сформовану в приймачеві копію сигнатури яка синхронізована з отриманим сигналом, як наслідок, сигнал представляє собою частоту носійного коливання $\cos(2\pi f_0 t)$ з бінарною фазовою маніпуляцією $x_k^{\text{ТСК}}(t)$.

$$s'_k(t; b_k) s_k(t) = s_k^2(t) \cdot x_k'^{\text{ТСК}}(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t) = x_k'^{\text{ТСК}}(t) \cdot \cos(2\pi f_0 t), \quad (3.17)$$

де $s_k^2(t) = 1$ з урахуванням бінарної $s_k(t) = \pm 1$. На рисунку 3.8 представлена спрощена структурна схема приймальної частини системи з КРК. Процес стиснення спектра сигнальної конструкції $x_k^{\text{ТСК}}(t)$. На виході фазового бінарного демодулятора отримуємо реалізацію ТСК для одного з індивідуальних каналів ілюструється на рисунку 3.9.

Декодер ТСК виконує перетворення сигналу $x_k^{\text{ТСК}}(t)$ у послідовність $x_k^{\text{ПК}}(t)$, яка потім подається на вхід декодера завадостійкого коду. Після процесу декодування та перемежування на виході завадостійкого декодера формується інформаційний сигнал k-го користувача Застосування кодека ТСК дає змогу в

межах одного й того ж інтервалу T_c створити більше допустимих ТСК, ніж сигнальних конструкцій при розрядно-цифровому кодуванні ($N = 2^n$).

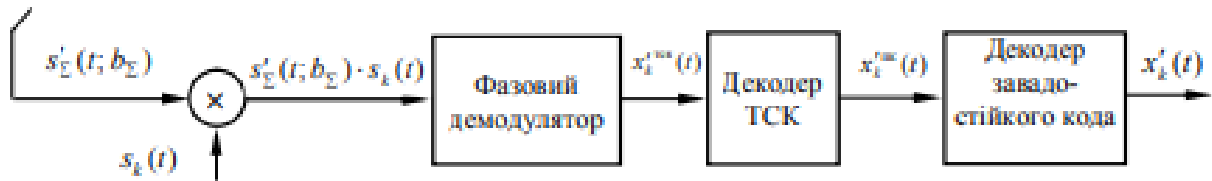


Рисунок 3.8 – Схема приймача системи з КРК

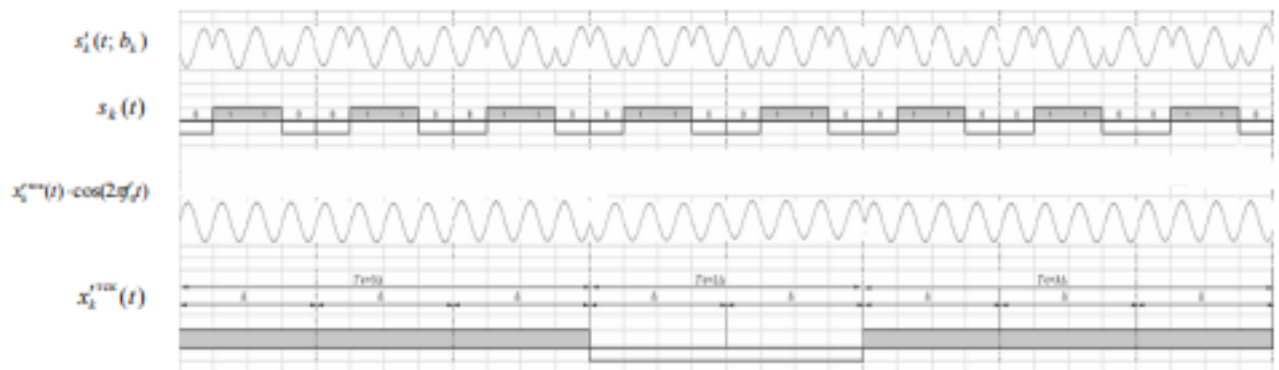


Рисунок 3.9 – Вигляд стисненого спектру сигналу конструкції $x_k^{TСК}(t)$

3.5 Метод кореляційного прийому шумоподібних таймерних сигналів

Широкопasmовова послідовність яку ми формуємо $x_{СКК}(T_c)$ використовуючи ТСК. Нехай $x(T_c)$ є бінарним таймерним сигналом, що формується на інтервалі $T_c = nt_0$, а $c(T_c)$ послідовності T_c – це послідовність Уолша на тому ж часовому інтервалі T_c . При цьому тривалість елементів τ послідовності $c(T_c)$ не перевищує Δ . Синтез сигнально-кової конструкції $x_{СКК}$ на інтервалі T_c виконується шляхом множення значення рівня кожного i -го розряду послідовності $c(T_c)$ на j -е значення рівня таймерного сигналу на даному часовому інтервалі [109]:

$$x_{СКК}(T_c) = c_i(T_c) \times x_j(T_c), \quad (3.18)$$

T_c с не лише дозволяє визначити полярність у таймерному сигналі, але й забезпечує можливість реєстрації моментів зміни фронтів на інтервалі T_c під час кореляційного прийому. На рисунку 3.10 ілюструється формування вихідного сигналу на передавальній стороні системи конфіденційного зв'язку, тоді як негативна полярність («-1») замінюється продовженням тієї ж послідовності, але з інвертованими значеннями її розрядів. Використання прямої та інвертованої послідовності) (Відбувається заміна кожної позитивної полярності («1») у бінарному таймерному сигналі на відрізок прямої послідовності

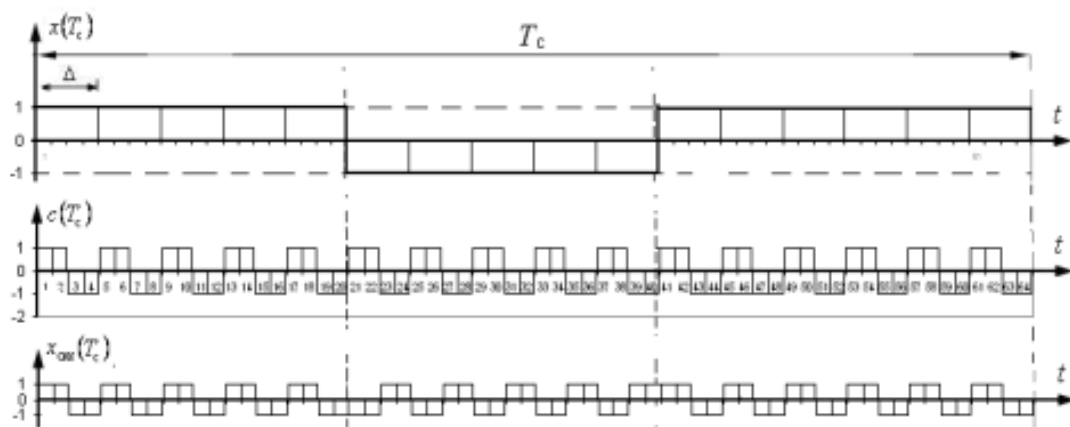


Рисунок 3.10 – Процес формування розширеної ТСК

Припускаючи, що система є лінійною і в каналі існує ідеальна синхронізація, розглянемо кореляційний метод обробки такого сигналу. Нехай сигнал на вході приймального пристрою позначається як $x_{с\kappa\kappa}(T_c)$. множиться на відповідний елемент відомої приймачу послідовності $x_{с\kappa\kappa}(T_c)$. Кожен елемент прийнятого сигналу $x_{с\kappa\kappa}(T_c)$ яка уже відома приймачу [106, 109]:

$$y(T_c) = x'_{iс\kappa\kappa}(T_c) \times c_i(T_c) \quad (3.19)$$

Результати кожного множення, враховуючи амплітуду та полярність, інтегруються в накопичувачі протягом одного періоду T_c (псевдовипадкової послідовності T_c . Пристрій $U_{\text{інт}}$ контролює рівні напруги в межах цього періоду, і на основі максимального або мінімального значення приймає рішення про момент та знак Z зміни полярності таймерного сигналу. Після цього інтегратор,

керуючись Тупр, скидається в нульовий стан, а імпульси з інтервалом проходження а готують приймач до отримання наступної комбінації. На рисунку 3.11 представлені часові діаграми кореляційного прийому сигналу.

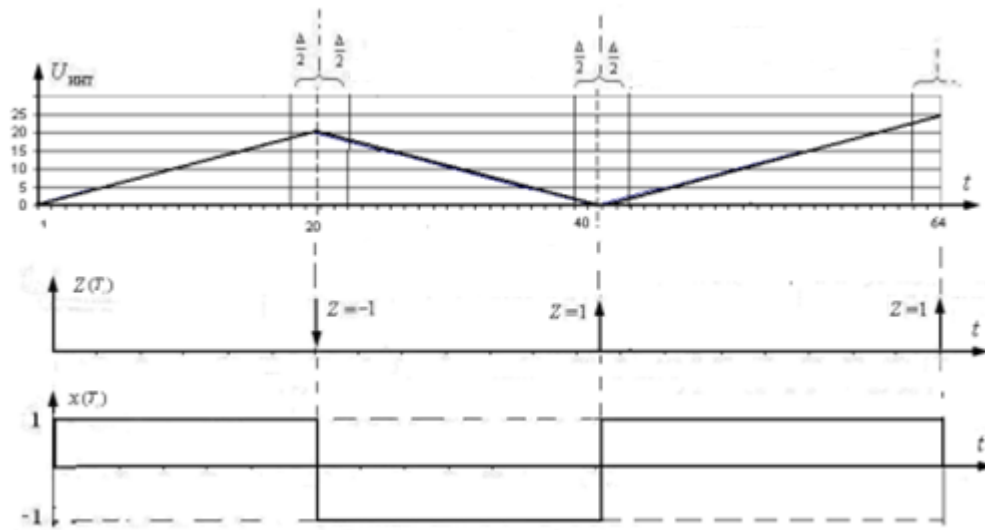


Рисунок 3.11 – Вигляд часових діаграм процесу прийому сигналу

Запропонований підхід до формування широкосмугових сигналів, що базується на ТСК та послідовностях Уолша, сприяє не лише підвищенню структурної прихованості переданих сигналів, але й збільшенню кількості абонентів у системах з кодовим розділенням або ж швидкості передачі в окремих каналах. У цьому контексті необхідно збільшити період розширення ПВП у n разів, зберігаючи при цьому тактову частоту їх послідовності.

3.6 Кодове розділення каналів з використанням таймерних сигнальних конструкцій(ТСК)

Алгоритми широкосмугових одноканальних систем зв'язку, що базуються на синтезі таймерних сигналів, послідовностях Уолша та маніпуляціях QPSK, сприяють підвищенню структурної та енергетичної прихованості. Це досягається шляхом ускладнення структури сигналу. Однак також важливим є розвиток систем зв'язку з багатокористувацьким доступом, де сигнали всіх абонентів об'єднуються в єдиний груповий сигнал, що дозволяє їм одночасно функціонувати в спільній смузі частот. У цьому підрозділі розглядається

можливість використання таймерних сигналів у системах з кодовим розділенням каналів [98]. Для створення групового сигналу необхідно виконати спектральне розширення сигналів окремих каналів, як було зазначено в попередньому розділі. Важливо підкреслити, що кількість найквістових інтервалів s $0 \leq T \leq t$ для побудови таймерних сигналів для кожного каналу n повинна бути однаковою. Це забезпечить можливість використання в індивідуальних каналах однакової кількості елементів ПВП, щоб розширити саму таймерну конструкцію.

$$L = B \times n \quad (3.20)$$

Алгоритм створення групового сигналу за допомогою послідовностей Уолша має наступні етапи:

- 1) нехай ϵN джерел цифрового сигналу, які використовують таймерні сигнали;
- 2) кожному i -му каналу надається унікальна послідовність Уолша в якості сигнатури i s ;
- 3) розширення спектру сигналів для кожного окремого каналу виконується шляхом множення бінарних значень амплітуд ТСК та ПВП.

$$y_{\text{ТСК}_i}(\tau) = x_{\text{ТСК}_i}(t) \times c_i(\tau); \quad (3.21)$$

- 4) груповий сигнал утворюється внаслідок алгебраїчного складання значень бінарних елементів сигналів

$$X_{\text{ГР}}(\tau) = \sum_{i=1}^N y_{\text{ТСК}_i}(\tau); \quad (3.22)$$

- 5) сформований багаторівневий цифровий сигнал, що належить до групи, підлягає модулюванню та підсиленню з метою його передачі через комунікаційний канал.

Слід також підкреслити, що при створенні групового сигналу $X_{\text{ГР}}(\tau)$ можливе використання сумування за модулем два значень $y_{\text{ТСК}}(\tau)$. Цей сигнал

має лише два рівні, що дозволяє використовувати BPSK або QPSK для маніпуляції його дискретними значеннями, що, в свою чергу, підвищить частотну ефективність каналу.

Розглянемо приклад формування групового сигналу $X_{\text{ГР}}(\tau)$ (див. рис. 3.13) для трьох окремих каналів (див. рис. 3.12), які використовують таймерне кодування $x(t)_{\text{ТСК1}}$, $x(t)_{\text{ТСК2}}$, $x(t)_{\text{ТСК3}}$ та відповідні послідовності розширення спектра $c_1(\tau)$, $c_2(\tau)$, $c_3(\tau)$. Параметри таймерного кодування такі: $n = 4$; $s = 4$; $i = 2$. База сигналу становить $B = 64$. Кількість елементів τ у послідовності розширення $c(i)$ визначається за формулою (3.20), що дає $L = 256$. В результаті алгебраїчного сумування сигнал $X_{\text{ГР}}(\tau)$ містить чотири рівні $\{3, 1, -1, 3\}$, що вимагає використання системи маніпулювання QPSK з фазовим зсувом модульованого коливання $\{\pi/4, -\pi/4, 3\pi/4, -3\pi/4\}$.

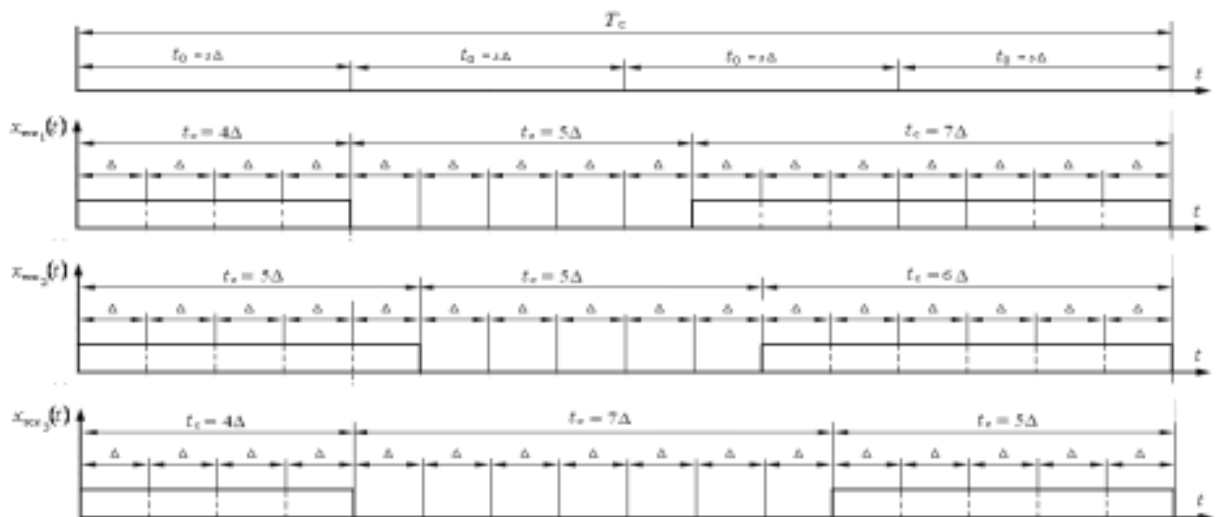


Рисунок 3.12 – Вигляд таймерних сигналів індивідуальних каналів

Розглянемо виділення сигналів $x_{\text{ТСК1}}(t)$, $x_{\text{ТСК2}}(t)$, $x_{\text{ТСК3}}(t)$ з групового сигналу $X_{\text{ГР}}(\tau)$ за допомогою кореляційних приймачів, за умови, що система є лінійною та забезпечена ідеальною синхронізацією в каналі. На приймальній стороні, після процесу деманіпуляції, кожен розряд багаторівневого групового сигналу $X_{\text{ГР}}(\tau)$ (див. рис. 3.15) множиться на елемент τ відповідної сигнатури c_i .

$$D_{\text{ТСК}_i}(\tau) = X'_{\text{ГР}}(\tau) \times c_i(\tau) \quad (3.22)$$

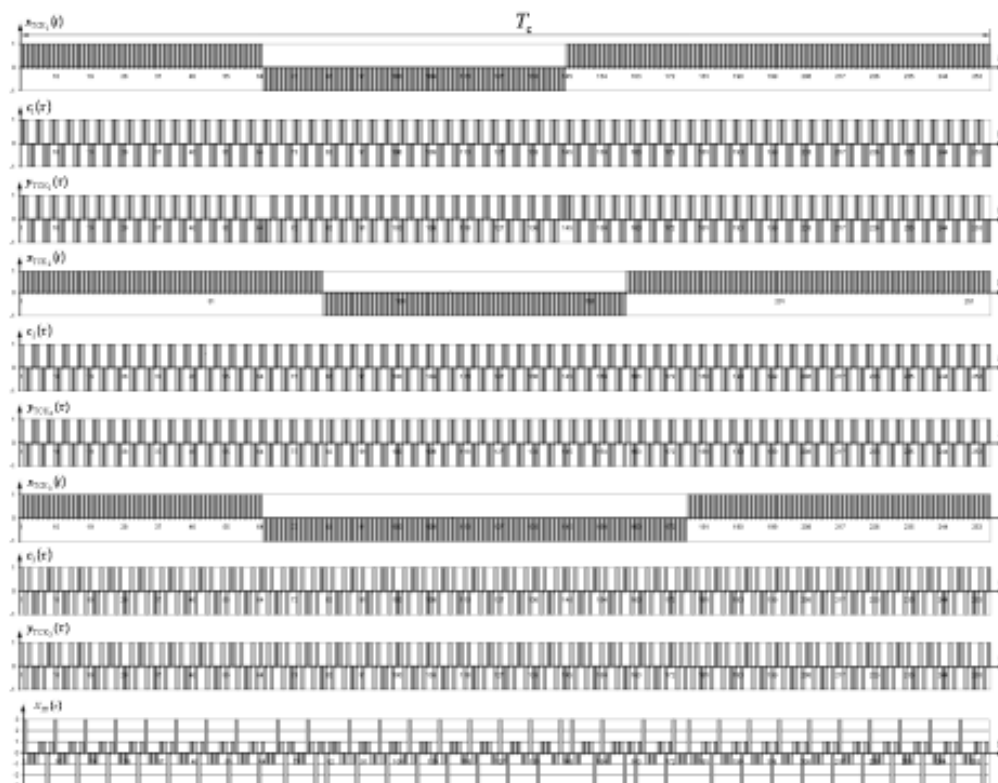


Рисунок 3.13 – Формування сигналу з використання ТСК та послідовностей
Уолша

Результати кожного множення, враховуючи амплітуду та полярність, інтегруються в накопичувачах протягом одного періоду послідовності s_i на часовому інтервалі T_c . Вирішальний пристрій контролює рівень напруги на виході інтегратора $U_{\text{інт}}$ у межах цього періоду, а також визначає моменти зміни полярності (значущі моменти модуляції) таймерного сигналу на основі максимальних або мінімальних значень у часовому інтервалі - $\Delta 2 \dots \Delta 2$. Після цього інтегратор повертається до нульового стану, а вирішальний пристрій генерує прийнятну реалізацію таймерного сигналу за час T_c . Сигнали інших користувачів, разом із їхніми сигнатурами, сприймаються як адитивні шуми для даного каналу. Схема кореляційного приймача, що використовується для виділення переходів широкосмугової ТСК на часовому інтервалі $s_0 T = nt$, представлена на рис. 3.14.

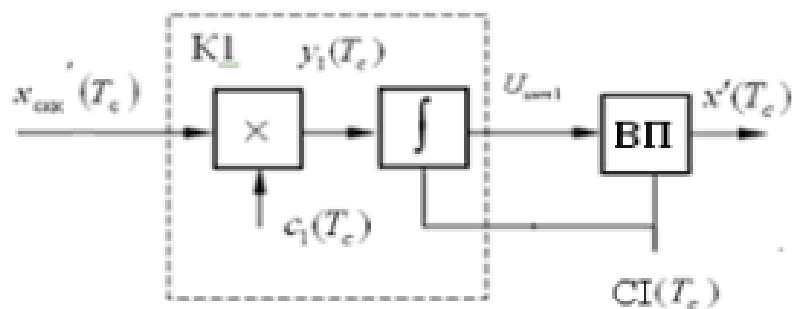


Рисунок 3.14 – Приймач для широкосмугової ТСК

Спроба розділити груповий сигнал за допомогою сигнатур, які не використовувалися в передавальному пристрої, не дасть позитивного результату, оскільки значення рівня напруги в кожному періоді інтегрування буде близьким до нуля. Отже, запропонований метод формування групового сигналу дозволяє організувати багатокористувацький доступ з кодовим розділенням каналів, використовуючи ТСК та послідовності Уолша для створення сучасних завадозахищених систем зв'язку. У цьому контексті постає задача вибору відповідних параметрів n , s та i , щоб забезпечити узгодженість таймерних сигналів з параметрами взаємно-ортогональних кодових послідовностей. Кількість каналів, необхідних для формування групового сигналу, залежить від тривалості елемента Δ . Зростання кількості каналів впливає на складність сигналу, тому можна стверджувати, що структурна прихованість зростає, і її розрахунок буде проведено в четвертому розділі.

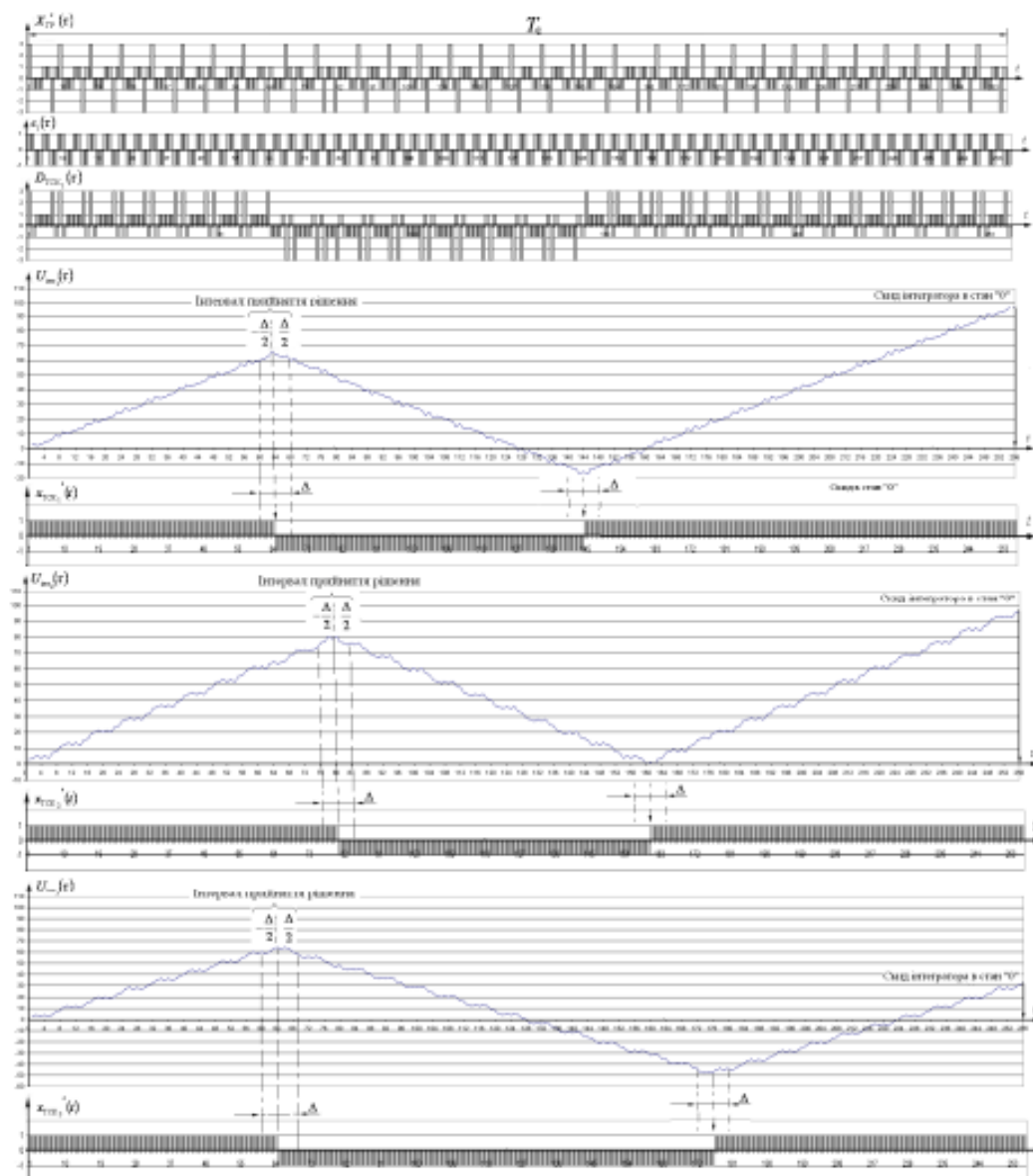


Рисунок 3.15 – Вигляд індивідуальних каналів в системі КРК

3.7 Метод розширення спектра таймерних сигнальних конструкцій на основі псевдовипадкової перебудови робочої частоти

Альтернативним методом до прямого розширення спектра DSSS є технологія FHSS (Frequency Hopping Spread Spectrum), яка базується на псевдовипадковій перебудові робочої частоти (ППРЧ). У рамках ППРЧ реалізується алгоритм навмисного розширення спектра інформаційного сигналу в широкому діапазоні частот, що призводить до значного зниження його спектральної щільності. При цьому робоча частота носійного сигналу передавача змінюється відповідно до певного закону, який відомий лише приймачу

завадозахищеної системи зв'язку. У приймачі, під час виділення інформаційного сигналу, здійснюється зворотна операція для відновлення його початкової смуги частот.

Основною перевагою системи зв'язку з ППРЧ є ускладненість прослуховування переданого сигналу або його придушення вузькосмуговою завадою завдяки постійній зміні частоти носійного коливання підканалу. Це ускладнює виявлення енергії сигналу в ефірі та знижує ймовірність перехоплення повідомлень засобами радіотехнічної розвідки. Для подальшого підвищення ефективності систем зв'язку з ППРЧ пропонується використовувати більш складні сигнальні конструкції в індивідуальних каналах абонентів. У цьому контексті доцільно застосовувати ТСК, структурна прихованість яких була проаналізована в попередніх дослідженнях, що свідчить про їх перспективність у створенні завадозахищених систем зв'язку. Існують два типи ППРЧ: повільна та швидка, проте повністю ці методи не можуть бути реалізовані для непозиційних сигнальних конструкцій. Отже, необхідні подальші дослідження для адаптації методів ППРЧ до задачі розширення спектра ТСК.

З огляду на зростаючу увагу до захисту інформації в сучасних системах зв'язку, важливим є вдосконалення методів розширення спектра, які сприяють підвищенню прихованості передачі сигнальних конструкцій. Таким чином, метою даного дослідження є розробка методу розширення спектра ТСК на основі ППРЧ, що має на меті покращення основних показників прихованості передачі в завадозахищених системах зв'язку. Відомо, що широкосмуговий сигнал, сформований шляхом швидкого розширення спектра, є більш стійким до завад. Це пояснюється тим, що вплив вузькосмугової завади на один з частотних підканалів не призведе до повного спотворення біта, а дозволить відновити його полярність за мажоритарним принципом. Тривалість інтервалу перебудови пов'язана з тривалістю інформаційного символу через певне співвідношення:

$$T_n \frac{t_0}{k}, \quad (3.24)$$

де $k = 1, 2, 3 \dots$ – кількість частотних підканалів на інтервалі t_0 .

Ця характеристика не притаманна широкосмуговому сигналу з повільним розширенням спектра, однак її реалізація є значно простішою. Швидкість перебудови несучої частоти дорівнює або менша за швидкість передачі бітової швидкості інформації. Таким чином, протягом періоду частотного підканалу може бути передано один або кілька бітів. Тривалість T_n пов'язана з співвідношенням t_0 .

$$T_n = K \cdot t_0, \quad (3.25)$$

де $K = 1, 2, 3 \dots$ - кількість біт, які приходяться на один частотний підканал.

Системи зв'язку класифікуються за порядком використання робочих частот на системи з послідовним ППРЧ, коли передавання здійснюється на одній частоті в кожен момент часу, та на системи з паралельним ППРЧ, де передавання відбувається одночасно на кількох частотах. Для сигналів, що використовують ППРЧ, вводиться поняття бази, яке описує розширення спектра:

$$B = \frac{\Delta f_{\text{прч}}}{\Delta F_c}, \quad (3.26)$$

де $\Delta f_{\text{прч}}$ – ширина використовуваного для передавання діапазону частот;

ΔF_c – ширина спектра передавального сигналу.

У системах зв'язку можуть використовуватися складні сигнали, які базуються на ФМ ПВП та ППРЧ. У цьому контексті база сигналу визначається формулою $B = M \times L$, де M є базою ФМ ПСП, а L – базою сигналу ППРЧ. Розглянемо специфіку формування сигнальних конструкцій на основі ППРЧ та ТСК. У дослідженні [51] обґрунтовано доцільність розширення спектра ТСК шляхом впровадження швидкої ППРЧ. На рисунку 3.16 представлені тимчасові діаграми, які ілюструють алгоритм передачі ТСК ($x(t)$) за допомогою ППРЧ ($f(t)$). Якщо тривалість імпульсів таймерних сигналів t_c є кратною елементу Δ , то вибір періоду однієї частоти може бути організовано з урахуванням рівності.

$$t_{\text{пер}} = \Delta = \frac{t_0}{s} \quad (3.27)$$

або

$$t_{\text{пер}} = \frac{t_0}{s \cdot i_{\Delta}} \quad (3.28)$$

де $i_{\Delta} = 1, 2, 3 \dots$ – кількість підканалів на тривалість.

У бінарній системі з ППРЧ тривалість усіх імпульсів є сталою, що спрощує визначення значущих моментів відновлення (ЗМВ) прийнятих сигналів. У ТСК перехід між станами «0» і «1» залежить від величини f відповідає переходу імпульсу зі стану «1» в «0», а частота $2f$ – переходу «0» в «1». При цьому очікуваний сигнал на прийманні з частотою $3f$ (заштрихована область) для позначення переходу ЗММ, які можуть варіюватися від одного сеансу передачі до іншого. Використання додаткових частот сприяє підвищенню надійності виділення фронтів таймерного сигналу. Наприклад, на рисунку 3.16 частота 1Δ буде замінено сигналом з частотою $1f$ відповідно до закону зміни частоти, що базується на певному псевдовипадковому коді t_c , тому в роботі [51] запропоновано використовувати певні фіксовані частоти.

Аналогічно, замість очікуваного сигналу з частотою $5f$ (заштрихована область) буде отримано сигнал з частотою $2f$, що дасть змогу виявити перехід імпульсу таймерної конструкції з стану «0» у стан «1». Розглянемо основи побудови систем зв'язку, що базуються на ППРЧ та ТСК [110]. На рисунку 3.17 представлена схема передавача сигналів ППРЧ, що реалізує двоетапний процес модуляції. ТСК надходять на вхід першого модулятора, з виходу якого формується сигнал:

$$u(t) = x_{\text{тск}}(t)U_0 \cos(\omega_0 t).$$

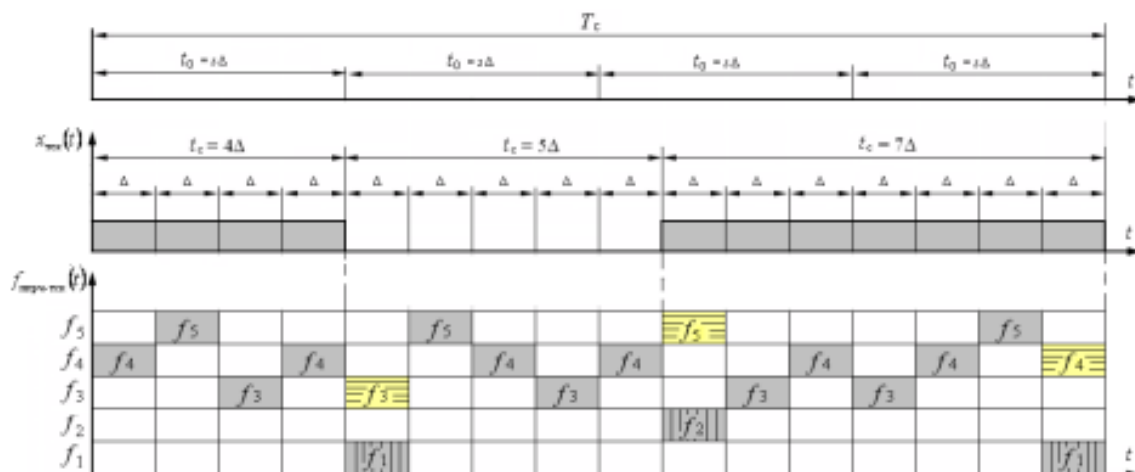


Рисунок 3.16 – Сигнальна конструкція при використанні ТСК і ППРЧ

Після цього сигнал $u(t)$ подається на другий модулятор, де частота носійного коливання визначається кодовим сигналом. На виході формується широкополосний сигнал.

$$u'(t) = x_{\text{ТСК}}(t)U_0 \cos(\omega_0 t) \cdot \cos(\omega(g(t)t)),$$

– $\cos(\omega(g(t)t))$ – це набір частот, що є функцією кодового сигналу $g(t)$.

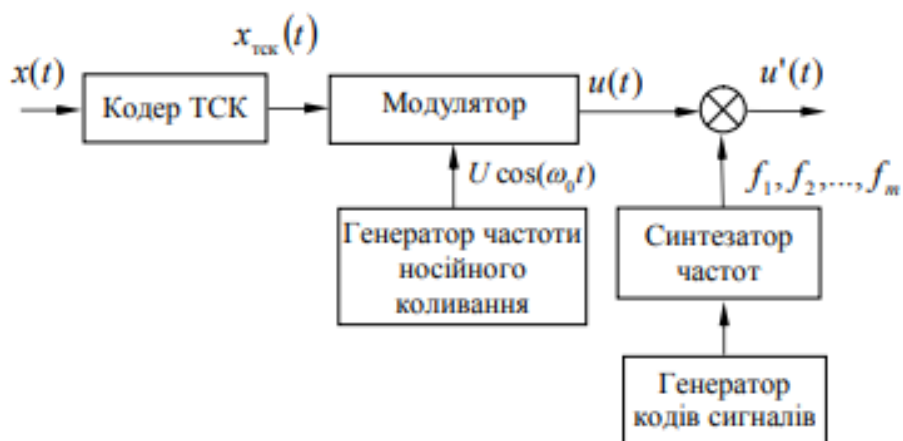


Рисунок 3.17 – Система зв'язку з ППРЧ і ТСК

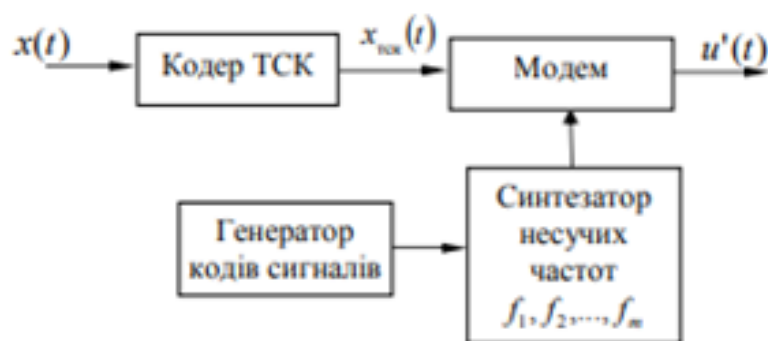


Рисунок 3.18 – Система зв'язку з ППРЧ і ТСК з використанням одного модулятора

Як зазначено в [51], для фіксації змін фронтів таймерних сигналів рекомендовано використовувати відповідні додаткові частоти (рис. 3.19). Впровадження одноетапної модуляції спрощує конструкцію передавача (рис. 3.18). Вибір частоти носійного коливання здійснюється на основі комбінації кодового сигналу, при цьому зміна одного з параметрів (наприклад, фази) враховує значення полярності таймерних сигналів на інтервалі.

Недоліком запропонованого підходу є потреба у фіксації зміни полярності фронтів ТСК за допомогою додаткових частот, що вимагає, щоб приймач постійно очікував на сигнали з частотами $1f$ та $2f$. Як було продемонстровано в попередній схемі передавача з одноетапною модуляцією, фіксація фронтів ТСК під час демодуляції може бути здійснена за рахунок фазової модуляції, що усуває необхідність у додаткових частотах. Для підвищення прихованості передачі сигналів ППРЧ та усунення зазначених недоліків пропонується наступний алгоритм адаптації методу швидкої ППРЧ до розширення спектру ТСК (рис. 3.20):

- 1) визначаються параметри ТСК s , n та i ;
- 2) обирається додаткова ПВП з тривалістю елементів.

$$\tau = \frac{\Delta}{j}, \quad (3.29)$$

де $j = 1, 2, 3, \dots$ – кількість елементів τ на тривалості часу Δ ;

3) Розширення спектра ТСК відбувається через множення бінарних значень його амплітуд з амплітудами ПВП.

$$y_{\text{ТСК}}(\tau) = x_{\text{ТСК}}(t) \times c(\tau); \quad (3,30)$$

застосовуються метод ППРЧ,

4) для елементів τ послідовності $y_{\text{ТСК}}(\tau)$ використовують метод ППРЧ але тоді коли τ співпадає з періодом $t_{\text{пер}}$, а також τ але при цьому можливі варіанти, коли $t_{\text{пер}} = \tau j$, тобто один частотний підканал об'єднує кілька послідовностей $\cdot \tau$

У наведеному алгоритмі розширення ТСК за допомогою ППРЧ не використовуються фіксовані частотні підканалі для маркування переходів значущих моментів модуляції. Для того щоб приймач системи зв'язку міг обробити такий сигнал, він повинен мати не лише закон зміни робочої частоти таймерних підканалів, але й послідовність прямого розширення спектру сигнальної конструкції. Це є необхідним для виділення фронтів ТСК. Крім того, для реалізації кореляційного приймача з опорним коливанням у цій задачі доцільно застосувати методику, викладену в підрозділі 3.3.



Рисунок 3.19 – Система зв'язку з ППРЧ з одним модулятором і виділенням фронтів ТСК

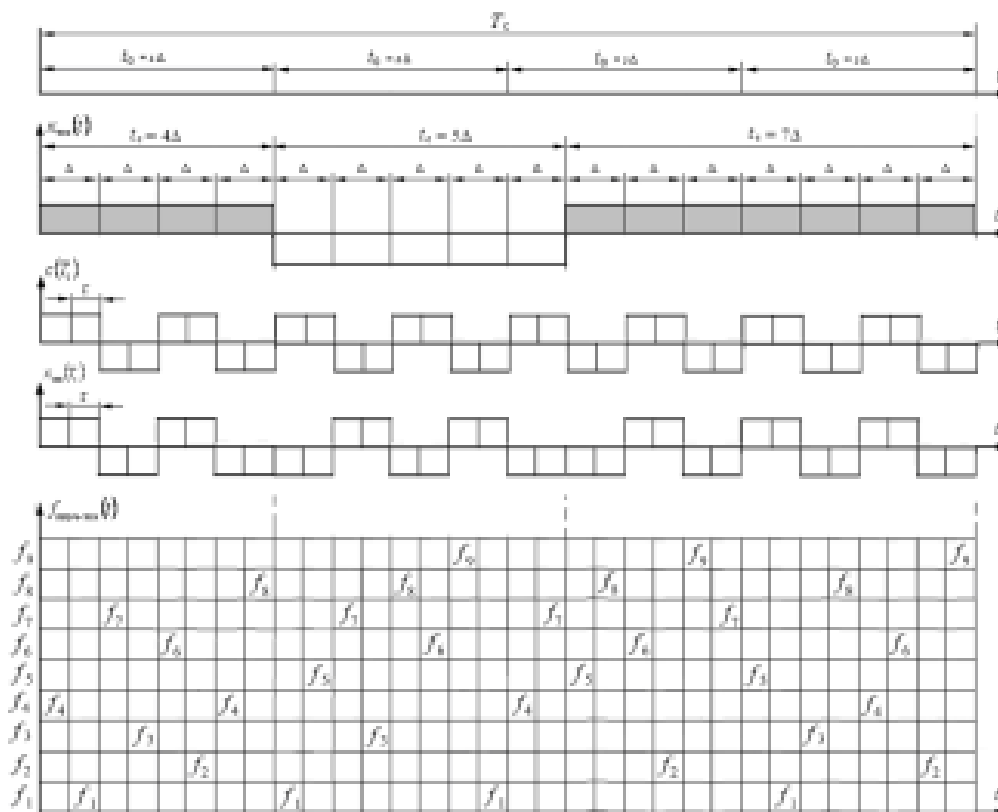


Рисунок 3.20 – Вигляд спектру на основі ПВП та ППРЧ

Запропонований підхід до формування сигнальних конструкцій на основі ППРЧ з попереднім розширенням спектра ТСК за допомогою псевдовипадкових послідовностей сприяє покращенню ключових показників прихованості передачі, таких як енергетична, структурна та інформаційна. Проте питання вибору основних параметрів ППРЧ і ТСК для створення сигнальних конструкцій з визначеними показниками якості залишається невирішеним.

3.8 Синтез лінійних сигналів на основі таймерних сигнальних конструкцій

Особливості передачі дискретної інформації на фізичному рівні виявляються в методах кодування інформаційних двійкових одиниць і нулів через імпульсні або синусоїдальні сигнали в комунікаційних каналах. Відомо, що використання однополярного двійкового сигналу в якості лінійного спрощує технічну реалізацію комунікаційних систем. Проте його застосування має певні

обмеження, зокрема через наявність ряду недоліків, серед яких основним є відносно високий рівень постійної складової, що суттєво знижує завадостійкість переданої інформації. Оцінка структури цифрового лінійного сигналу (ЦЛС) зазвичай базується на таких критеріях ефективності:

- 1) мінімізація ширини спектра результуючого сигналу при однаковій бітовій швидкості;
- 2) наявність у структурі сигналу компонент, що дозволяють вирішувати задачі самосинхронізації та виявлення помилок на приймальному боці;
- 3) простота реалізації пристроїв для передачі та прийому.

Існуючі підходи до передачі цифрових лінійних сигналів (ЦЛС) [21] в певній мірі відповідають зазначеним критеріям. Проте, актуальними залишаються дослідження, які спрямовані на збільшення обсягу переданої інформації та підвищення прихованості сигнальних конструкцій у каналах зв'язку без розширення спектра сигналу. Відповідно, для вирішення цієї проблеми в даному підрозділі розглядається синтез ЦЛС на основі таймерних сигнальних конструкцій. Методи зміни частотної смуги ЦЛС [21] базуються на тому, що енергетичний спектр $G(\omega)$ будь-якої послідовності імпульсів може бути представлений у вигляді добутку двох множників.

$$G(\omega) = G_1(\omega)G_2(\omega), \quad (3.31)$$

де $G_1(\omega)$ - енергетичний спектр кодового сигналу; $G_2(\omega)$ - який визначається статистичними властивостями (ω δ) спектр послідовності інформаційного або спеціальним чином кодованого сигналу, і, мають обумовлену полярність і амплітудні значення відповідно до множників можлива тільки при ω . Трансформація енергетичного спектра G_1 може бути здійснена лише за умови відповідного перетворення структури сигналу. Дослідимо реалізацію прямокутної форми сигналу. ω

$$f(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \Delta\tau, \\ 0, & -\infty < t < 0; \Delta\tau < t < \infty. \end{cases} \quad (3.32)$$

Вимога до центральних лінійних систем (ЦЛС) щодо відсутності постійної складової в їх спектрах свідчить про те, що сума елементів сигналу, розрахована на відносно короткому часовому інтервалі T , повинна відповідати певному виразу.

$$\xi(T) = \sum_{i=T_0}^T a_1^{(k)} \quad (3,33)$$

максимальне значення, що вказує на необхідність зменшення цього значення. У зв'язку з цим, доцільно використовувати біполярний сигнал на нульовій частоті ($\omega = 0$) (3.32). Енергетична спектрограма прямокутного сигналу[18]

$$f_{bc}(t) = \begin{cases} 1, & 0 \leq t \leq \Delta\tau/2, \\ -1, & \Delta\tau/2 < t \leq \Delta\tau, \\ 0, & -\infty < t < 0; \Delta\tau < t < \infty. \end{cases} \quad (3,34)$$

Спектр даного сигналу подвоюється, однак виникнення імпульсів з протилежною полярністю є рівномірним, що призводить до їх взаємної компенсації. Інформаційна ефективність біполярного сигналу є низькою, оскільки для передачі одного двійкового символу «1» або «0» необхідно використовувати послідовність з двох імпульсів (+1, -1).

Одним із способів зменшення надмірності джерела та підвищення обсягу інформації, що передається в межах визначеного проміжку часу в телекомунікаційних системах, є використання сигнальних конструкцій. У таких конструкціях відстані між моментами модуляції в одній кодовій структурі повинні бути не меншими за інтервал Найквіста, тоді як енергетична відстань між кодовими структурами має бути меншою за інтервал Найквіста. Як було зазначено раніше [18-21], ці характеристики притаманні ТСК. На відрітку з n одиничних тимчасових інтервалів 0 до t можна отримати (3.5) кількість сигнальних конструкцій з i значущими моментами модуляції, що перевищує показники позиційного кодування. У таблиці 3.1 представлено кількість

реалізацій ТСК з різною кількістю інформаційних значущих моментів модуляції (ЗММ) та середнє значення числа ЗММ для різних значень s , що належать до інтервалу $(1...20)$, при $T_c = 8t_0$ та $10t_0$.

Для випадкового процесу, де випадкова величина може набувати одне з двох рівноймовірних значень ± 1 у точках, кратних t_0 , спектр визначається відповідною залежністю.

$$S_1(\omega) = t_0 \left(\frac{\sin \frac{\omega t_0}{2}}{\frac{\omega t_0}{2}} \right)^2, \quad (3.35)$$

Для сигнальних конструкцій, які формуються на основі таймерних сигналів з чергуванням полярності імпульсів $(+1, -1)$, спектр сигналу матиме наступні характеристики.

$$S_2(\omega) = t_0 \left(\frac{\sin \omega t_0}{\omega t_0} \right) \quad (3.36)$$

Аналіз односторонньої спектральної щільності позиційних кодів та таймерних сигналів (рис. 3.22) виявив їхню схожість. Основною перевагою лінійних таймерних сигналів є відсутність тривалих послідовностей імпульсів з позитивною або негативною полярністю, що усуває потребу в попередньому скремблюванні вихідної послідовності. Проте, нееквідистантність імпульсів у таймерному сигналі ускладнює процес тактової синхронізації. Тому структура сигналу повинна включати елементи, які забезпечують його самосинхронізаційні властивості.

Використання принципу двійкового кодування (рис. 3.21, б) демонструє, що в даному випадку доцільно ввести додатковий нульовий рівень тривалістю $*$ між позитивними та негативними часовими імпульсами таймерної сигнальної конструкції. Зрозуміло, що при такій схемі формування лінійного сигналу здатність сигнальної конструкції до самосинхронізації забезпечується за рахунок

надлишкових неінформаційних імпульсів однакової тривалості τ , кількість яких визначається числом переходів значущих моментів модуляції.

Для узгодження швидкості джерела повідомлень і кодера лінійного сигналу необхідно пропорційно зменшити тривалість імпульсів, сформованих сигнальними конструкціями, на 43%. Це означає, що $0 < \tau < t$. Ширина спектра залишиться приблизно такою ж, як у біполярного позиційного сигналу (3.35), однак виграш у кількості переданої інформації зросте вдвічі або більше. Водночас надлишковість символів нульового рівня призведе до зменшення довжини базового елемента Δ , тобто $\Delta = 0,63\Delta^*$.

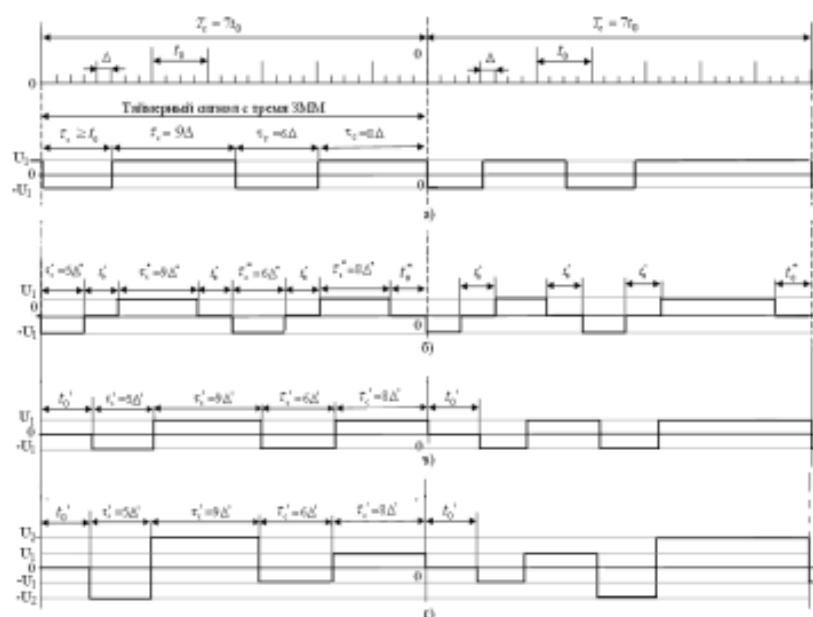
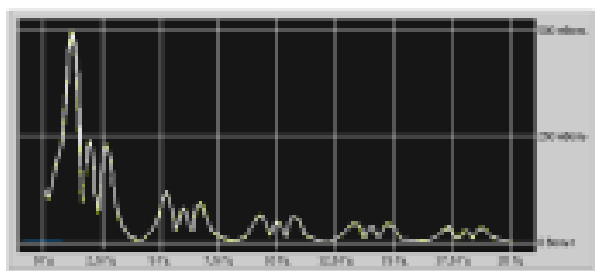
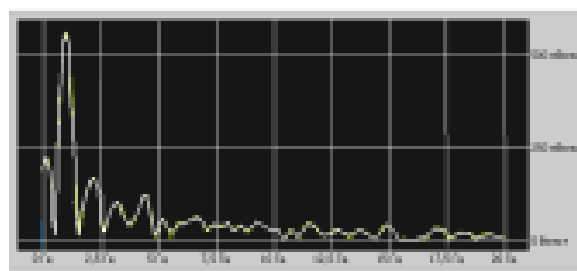


Рисунок 3.21 – Вигляд бінарних сигнальних конструкцій



а)



б)

Рисунок 3.22 – Вигляд спектру позиційного та таймерного сигналу

Таблиця 3.1 - Кількість реалізацій ТСК з різними обсягами інформаційних ЗММ та середнє значення кількості ЗММ.

$s \backslash n$	1	2	3	4	5	10	15	20
8	255	1596	5895	16492	38739	735450	4952841	20628612
	4,02	4,3	4,5	4,67	4,76	5,11	5,3	5,49
10	1023	10945	58424	217224	644760	27042520	$3,02 \cdot 10^8$	$1,83 \cdot 10^9$
	5	5,4	5,67	5,85	6	6,44	6,68	6,83

На рисунку 3.21 (в) представлено лінійний сигнал, що містить один нульовий елемент на початку таймерної конструкції. Тривалість елемента Δ^* зменшиться лише на 12,5%, тоді як виграш у займаній смузі становитиме 41%. У такій конфігурації лінійного сигналу імпульс з певною тривалістю виконує роль стартового елемента, після якого активується система тактової синхронізації приймача на період обробки однієї сигнальної конструкції. Очевидно, що складність реалізації приймального пристрою за запропонованим методом синтезу лінійного сигналу зростає незначно.

На рисунку 3.21 (г) представлена структура таймерної сигнальної конструкції з чотирма рівнями. Цей підхід до формування лінійного сигналу забезпечує можливість збільшення обсягу переданої інформації без розширення смуги пропускання, у порівнянні з двополярною таймерною сигнальною конструкцією, в $(2n - 1)$ разів.

Запропоновано різноманітні підходи до формування лінійних сигналів на основі ТСК, які володіють властивостями виявлення та корекції помилок. Обґрунтовано необхідність інтеграції додаткових імпульсних компонентів у структуру сигналу, що сприяє підвищенню стабільності функціонування системи синхронізації приймача. Використання лінійних таймерних сигналів дозволяє значно збільшити обсяг переданої інформації в порівнянні з традиційними лінійними сигналами, досягаючи подвоєння або навіть більшого зростання.

4 РОЗРОБКА АЛГОРИТМУ РОБОТИ СИСТЕМИ ІЗ ВИКОРИСТАННЯМ ППРЧ ТА ВИКОРИСТАННЯМ ТСК

4.1 Розробка алгоритму використання ППРЧ з використанням ТСК

Питання підвищення ефективності діяльності системи радіозв'язку та радіотехнічних комплексів у складному радіоелектронному середовищі є першочергова наукова проблема. На сьогодні збільшення ефективності систем радіозв'язку та комплексів відбувається за такими напрямками [1]:

- підвищення енергоефективності систем і радіо засоби зв'язку;
- підвищення частотної ефективності систем та пристрої радіозв'язку;
- одночасне збільшення частоти та енергії ефективності систем і радіозв'язку засоби.

Ортогональне частотне мультиплексування (OFDM) як технологія широко використовується в телекомунікаційних системах [1-5]. Аналіз відомого наукового досягнення у згаданій предметній галузі свідчать про те, що технологія OFDM дозволяє використовувати пропускну здатність багатоканальних каналів радіозв'язку так само ефективно, як можливо [4], однак дана технологія перенесення має а кількість недоліків [1-6]:

- високий пік-фактор;
- нелінійні спотворення в радіотракті радіозв'язку спілкування;
- помилки синхронізації під час встановлення та підключення;
- зазнає навмисного шкідливого впливу порушення;
- відсутність механізмів захисту пристроїв радіозв'язку (ПЗЗ) від розвідки, виявлення інформації про їх стан;
- висока вразливість до атак типу «заперечення обслуговування»;
- висока ймовірність перехоплення трафіку пристроями електронної розвідки;
- вразливість каналів синхронізації.

Один із способів, що дозволяє підвищити ефективність системи радіозв'язку OFDM та збільшити їх захищеність є використання таймерних сигнальних конструкцій (ТСК).

Означені завдання системи радіозв'язку, відповідно, є протистояння трьом видам секретності сигналів: енергетичному, структурно-інформаційному. Енергетична скритність характеризує здатність протидіяти заходам, спрямованим на виявлення сигналу пристроями несанкціонованого доступу. Відомо [1-6], що одним із способів підвищення енергетичної секретності є підвищення ширини спектра використовуваних сигналів, що досягається за рахунок використання шумоподібних сигналів (ШС) і хаотичних сигналів в системах передачі конфіденційної інформації. Структурна скритність характеризує здатність до протистояння заходам радіотехнічної розвідки, спрямованим на розкриття структура сигналу за умови, що сигнал вже виявлено. Це означає розпізнавання форми сигналу та вимірювання його параметрів, тобто ідентифікація виявленого сигналу з одним із наборів відомих переданих символів. Очевидно, для того, щоб підвищити структурну секретність, необхідно мати більший ансамбль сигналів, що використовуються із параметром змінного часу.

Інформаційна таємність визначається здатністю система протистояти заходам, спрямованим на розкриття змісту повідомлення, переданого за допомогою сигналів [8, 10]. Розкриття інформації, що міститься в повідомлення показує його відтворення в порівнянні з повідомленням, яке було передано. Суть запропонованого методу полягає у відборі значення параметрів OFDM-сигналу, які є оптимальними за критерієм максимальної структурної скритності при заданій смузі пропускання каналу зв'язку.

Дано: P_s – потужність сигналу, L – довжина послідовності розширення; T_c це інтервал часу формування конструкцій сигналу таймера, n кількість елементарних посилок, N – кількість піднесучих, ΔF – смуга пропускання каналу. Цінності ΔF , T_c постійні.

Необхідно: визначити величину сигналу параметри (кількість активних піднесучих, тип та параметри ТСК, параметри розширення, потужність передавача), що мінімізує ймовірність а бітова помилка P_b при виконанні обмежень на швидкість передачі в каналі i і доп $v_i \geq v_{\text{ідоп}}$.

Обмеження: кількість піднесучих сигналу OFDM

$$4 \leq N \leq 128.$$

Завдання на визначення параметрів в Сигнал OFDM з мінімальною ймовірністю бітової помилки зводиться до типової задачі оптимізації. Система рівнянь для розв'язування оптимізації задача має вигляд [5-7]:

$$\begin{cases} P_b = F_1(v_i, \Delta F, M, n, R, d, P_c, N_A, Q_i^2, L) \rightarrow \min; \\ v_i = F_2(M, R, N_A, \Delta F, Q_i^2) \geq v_{iper}, \end{cases} \quad (4.1)$$

де P_c – потужність сигналу, M – розмірність ансамблю сигналів, R – швидкість корекції коду, ($R = k / n$), k – кількість інформаційних бітів у кодовій комбінації довжиною n , d є кодовою відстанню, L - тривалість послідовності розширення; N – кількість піднесучих, ΔF – смуга пропускання в каналі. Значення ΔF , T_c постійні.

Спосіб вибору параметрів OFDM сигналу, алгоритм якого представлений на рис. 1, складається з наступних кроків [7, 8].

Введення вхідних даних. Параметри передавач і канал зв'язку $\Psi = \{\Psi_i\}$ вводяться, а також значення мінімальної необхідної швидкості передачі.

Вибір робочих частот на основі. На основі алгоритму, розробленого в [5] для підбору робочих частот в умовах високих перешкод, вибір робочих частот та мінімальна ймовірність появи бітової помилки. Вказаний алгоритм заснований на представленні процесу радіоелектронного протистояння у вигляді двох антагоністичних систем [5]. В даному випадку рішення внесення по управлінню береться на облік аналіз електронного середовища та критерій мінімізації ймовірності бітової помилки. До реалізації цей алгоритм, використовуючи коефіцієнт робочих частот використання кожною з антагоністичних систем (коефіцієнт перекриття відношення сигнал/шум) було обрано [5].

Основні етапи реалізації алгоритму:

1. Визначення виду та характеристик навмисних перешкод.
2. Перевірка значення коефіцієнта перекриття.
3. Формування матриці гри радіоелектронного конфлікту.
4. Формалізація задачі лінійного програмування.

5. Перевірка оптимального контролю вибору робочі частоти.

Визначити кількість піднесучих і відстань між ними, а також тривалість символу. Відстань між піднесучими OFDM сигналу вибирається в залежності від наступних параметрів: доплерівський спектр розсіювання; мінімальний час затримки (ревербераційні копії сигналу); максимум можлива тривалість символу (час когерентності параметрів каналу). Через доплерівську дисперсію, а також помилки в оцінці частоти передавача на приймальній стороні, ортогональність між під несучими порушується. У ряді робіт були проведені дослідження на еквівалентній втраті в необхідному коефіцієнті сигнал/шум для заданого доплерівського розсіювання, а також похибка оцінки на прийомі [4-9]. Для короткохвильових (SW) і ультракороткохвильових (USW) каналів, еквівалентні втрати сигнал/шуму не більше ніж 0,5 дБ доплерівське розсіювання не повинно перевищувати 2-3% відстані між піднесучими. Зсув частоти 7-8% відстані між піднесучими призводить до нееквівалентного зниження сигнал/шум на 1 дБ. Після визначення мінімальної відстані між піднесучими, ви можете обчислити довжину символу $T_s = 1/\Delta F$.

Мінімальний час затримки між променями визначає ступінь нерівномірності амплітудно-частотної характеристики (АЧХ) каналу. Отже, при більшій затримці між променями відповідає більший період нерівномірної АЧХ. По максимуму затримка 4 мс між променями, період нерівномірності АЧХ становить 250 Гц. Таким чином, відстані між піднесучі слід вибрати в припущенні, що АЧХ на кожному з них буде каналом з адитивним білим шумом Гауса (АБШГ). Відповідно відстань між під несучими має бути значно менше, ніж у період нерівномірності АЧХ каналу. Тобто з цієї точки зору відстані між піднесучими мають бути зведені до мінімуму. Для SW каналу відстань 50 Гц є максимально допустимим, оскільки більші значення відстані між носіями призводять до значного спотворення параметрів каналу, що призводить до спотворення символу [6, 7]. Ще одне обмеження на Довжина символу - це припущення, що каналні параметри повинні бути постійними по всій довжині кластеру

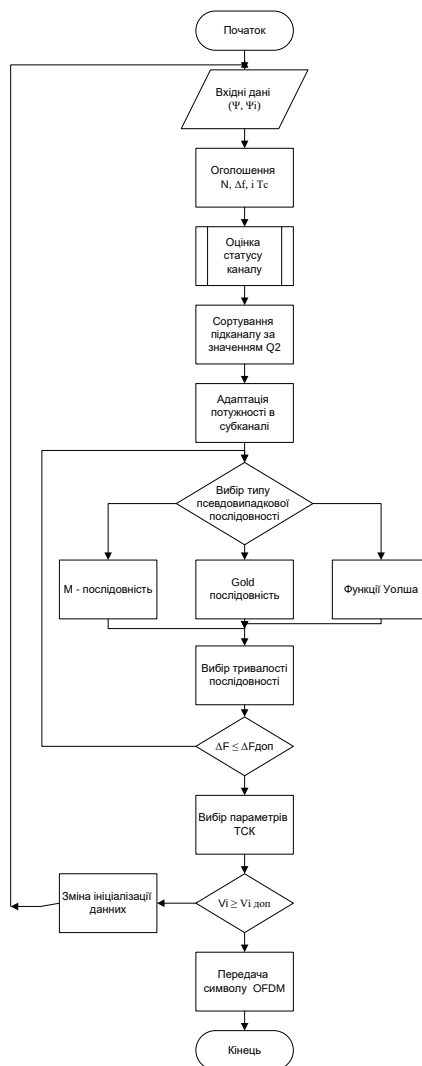


Рисунок 4.1 - Схема алгоритму вибору параметрів сигналу радіозв'язку з OFDM в залежності від стану каналу зв'язку

Це дає можливість використовувати простий метод для оцінки та компенсації каналу в частотну область для кожного символу. Обмеження довжини для символу в діапазоні SW можна прийняти як порядок сотень мілісекунд. Визначення кількості піднесучих N має базуватися на інформації (і технічній можливості). Швидкість групового сигналу з урахуванням потреб щодо резервування частини пропускної здатності каналу для різноманітності офіційної інформації. У цьому випадку вибрано N з ряду значень, що надаються операцією зворотнє швидке перетворення Фур'є (ШПФ). Відповідно до [6], розрахунок необхідної кількості ШПФ балів здійснюється за формулою

$$K = T_c f_d,$$

і частота дискретизації f_d визначається як

$$f_d > 2\Delta F.$$

Далі можна визначити частотний діапазон між піднесучими та кількістю $N = \Delta F / \Delta f$ піднесучих.

Для усунення шкідливого впливу міжсимвольної інтерференції в структуру сигналу, було введено циклічний префікс. Розмір префікса T_p було обрано на основі значень двох параметрів: максимально можливого часового зсуву між променями; в необхідне співвідношення між тривалістю характеру без префікса і сам префікс (у випадку де префікс використовується для пошуку годинника синхронізації). Для SW каналу максимальний рівень багатопроменевості становить близько 5 м/с (максимальне значення для однодвобітового проходження радіосигналу). Для даних передачі на короткі відстані багатопроменевість незначна і становить 1-2 м/с. Значення циклічного префікса знаходиться в межах діапазону

$$t_p \leq T_p < 0,25T_c.$$

Оцінка передавальних характеристик канал зв'язку. На цьому етапі використання методами, представленими в [4, 5, 7, 9], оцінювали стан багатоканального каналу зв'язку та визначили його передаточну характеристику. Отже, можемо зробити такі висновки:

1. При наявності достатньо відомих відомості про передані інформаційні символи, в найкращі результати за критерієм коефіцієнта точності оцінка та складність виконання продемонстровано алгоритмом лінійної оцінки з мінімум середньоквадратичного відхилення.

2. За відсутності достатньо відомих відомості про передані символи, найкраще підходять незрівнянні варіанти для бажаного мінімуму найменших квадратів.

3. З метою підвищення точності оцінка передавальних характеристик в каналах в умовах складного електронного середовища доцільно використовувати ітераційні принципи.

Адаптивний розподіл потужності сигналу в підканалах. На даному етапі, за результатами оцінки передавальних характеристик каналу, призначення порядкових номерів кожного підканалу в порядку зменшення співвідношення сигнал/шум (гірші підканали мають більші порядкові номери):

$$Q_1^2 \geq Q_2^2 \geq \dots \geq Q_N^2.$$

Після цього віднімається коефіцієнт найгіршого випадку співвідношення сигнал/шум. Відключення піднесучих з низьким співвідношенням сигнал/шум зменшує шкідливий вплив частотно-селективного завмирання на пропускну здатність і дозволяє перерозподіляти передавач потужності серед інших піднесучих. Виберіть тип і тривалість розширення послідовності. Для боротьби з навмисним втручанням (особливо імітацією) розширення спектру використовується за допомогою технології розширення кодових послідовностей, основними принципами якого є розширення спектру в поєднанні з кодовим поділом фізичних каналів за допомогою використання псевдовипадкових послідовностей (ПВП). Зазначений принцип управління навмисною перешкодою також реалізовані в MC-CDMA (Множинний доступ із розділенням коду кількох несучих). Ключовою особливістю систем MC-CDMA є те, що всі чіпи, які відображаються на той самий біт коду передаються паралельно у вузькосмугових підканалах, за допомогою OFDM. У технології MC-CDMA кожен біт потік сигналу відображається на всіх піднесучих і на кожній піднесучій використовує свій фазовий зсув фази до часу, який є вибрано відповідно до визначеного законом кодування. У згаданому методі кодова послідовність вибирається окремо для кожної піднесучої з набору розширювальної послідовності, показані на рис. 1 Використовуються різні типи послідовностей розширення розширити спектр у системах OFDM: двійковий (Walsh послідовності, послідовності Шاپіро-Рудіна, коди Баркера, коди Голда, М-послідовності, послідовності Адамара) і багатофазні (послідовності Франка, Задова-Чу, послідовності Мілевського, послідовності Голі) [10].

Порівняльний аналіз цих послідовностей показано, що в системах OFDM найменший пік-фактор забезпечується ідеальними багатофазними

послідовностями Франка, Задов-Чу, Мілевський ($P \leq 2$ (3 дБ)) [10,11]. двійкові послідовності Шاپіро-Рудіна забезпечують $P \leq 4$ (6дБ). Недоліком згаданого ідеалу послідовності полягає в тому, що обсяг їхнього алфавіту збільшується із зростанням кількості піднесучих. Також у [5, 7] чотирифазні послідовності L_1 з одним нульовими вважаються ідеальні 8-ми фазні одноступові петлі і ідеальні 8-фазні послідовності з двома нулями. Ці послідовності також показують $P \leq 2$. Знайшли широке застосування в широкосмугових системах так звані М-послідовності. Як правило, двійкові М-послідовності є використані, символи яких $a(k)$ та $d(k)$ приймають значення $a(k)$ 1 і 0, $d(k)$, відповідно -1 і 1 [5-7, 9].

Золоті коди мають високу цінність для автокореляційної функції та низьке значення кореляції. Ці властивості надають можливість використовувати ці коди для реалізації множинного доступу з кодовим поділом [5].

Золоті коди з 2^{L-1} періоду сформувалися на основі двох М послідовностей з виділенням т.зв «зубчастих пар», які мають тривалі автокореляцію з $(1, \varphi(t), \varphi(t), 2)$, функція де

$$\varphi(t) = \begin{cases} \frac{2(L+1)}{2}, \\ \frac{2(L+2)}{2}. \end{cases} \quad (4,2)$$

Золоті коди були утворені шляхом додавання модуля 2 кожен символ двох m-послідовностей. Вони розділені на три типи: первинний, вторинний ортогональний Голд код (256 біт) і довгий код. На основі були сформовані ортогональні коди Голда М-послідовності довжиною 255 біт і додавання одного надлишкового символу. Основний код синхронізації має аперіодичну автокореляційну функцію і використовується для ініціалізації синхронізації. Вторинний код синхронізації це немодульований код Голда, який був переданий з основним кодом синхронізації. Кожен вторинний код синхронізації був обраний із 17 різних кодів Gold [9].

Вибір параметрів сигналу таймера конструкції. Основний елемент у формуванні сигналу таймера побудови дорівнює $\Delta = t_0/S$ [10]. На відміну від традиційних позиційні сигнально-кодові структури, коли бітрейт визначається енергією елементарної послідовності (елемент Найквіста), інформація в ТСК була

викладена у послідовності окремих інтервалів часу “i” з тривалістю кожного $\tau_c = t_0 + k\Delta$, де t_0 – інтервал елементарний елемент Найквіста, $k = 0, 1, \dots, S(n - 2)$ та їх взаємне розміщення на кодовій послідовності T_c інтервалу.

Зміна параметрів n , S , і робить можливим на виході шифратора ТСК отримати різні набори сигнальних конструкцій, кожна з яких може відрізнятися тривалістю в залежності від значень n , кількості базових елементів Δ і кількість переходів i , тобто ϵ , структура сигналу. Зміна параметру частоти кодера ТСК вибираються такими, що кількість перехоплених радіоелектронними засобами розвідки реалізації сигналу певної форми із заданими параметрами не було достатньо, щоб виявити структуру сигналу в проміжок часу, протягом якого діє вказаний сигнал, що цікавить станції радіоелектронної розвідки. Після вибору параметрів сигналу з OFDM, умова обмеження на швидкість передачі в канал перевірено. Якщо ця умова не виконується, то вихідні дані починають змінюватися. Оцінка ефективності запропонованої методології було здійснено в програмуванні середовище MathLab 14.

Оцінка обчислювальної складності впровадження розробленого методу показало, що для заданих вихідних даних і при використанні процесора ADSP 21261 забезпечується формування сигналу з оптимальним значення параметрів можна виконувати в реальному часі за допомогою затримки, необхідної для передачі інформації про ці значення через сервісний канал зворотного зв'язку. Суть запропонованого способу полягає у збільшенні структурної скритності сигналів з ортогонально-частотним мультиплексуванням. Відмінність запропонованої методики з відомих, що визначає її новизну, є:

- використання таймерних сигнальних конструкцій на відміну від традиційних позиційних сигналів, дозволяє збільшити структурну скритність сигналів з ортогональним частотним мультиплексуванням;
- використання розширювальних послідовностей різних типів і з різними властивостями автокореляції робить це можливим проведення оперативної адаптації параметрів систем радіозв'язку з ортогонально-частотним мультиплексуванням під впливом дестабілізуючих факторів;

- використання механізмів частотної адаптації до ефекту навмисних втручань, що дозволяє визначити ділянки діапазону частот, які були постраждалих від них і проводити інтелектуальне планування в використання радіочастотного ресурсу. Подальші дослідження будуть спрямовані на розробку методичних основ підвищення ефективності систем радіозв'язку комплексів з використанням таймерних сигнальних конструкцій.

4.2 Розробка структурної схеми завадостійкої системи зв'язку із ПВПРЧ та використанням ТСК

Подальший розвиток теорії шумоподібних сигналів зосереджений на використанні таймерних сигнальних конструкцій (ТСК) [3-6], які не є позиційними. Формування шумоподібних ТСК вимагає застосування нових алгоритмів, оскільки традиційні методи розширення спектра в основному орієнтовані на позиційні сигнали. Необхідність використання шумоподібних таймерних сигналів обґрунтована потребою ускладнення структури сигнальних конструкцій з метою підвищення інформаційної та структурної прихованості [3-6]. Отже, можна стверджувати, що дослідження шумоподібних таймерних сигналів є пріоритетним напрямком для підвищення завадостійкості передачі конфіденційної інформації в радіозв'язкових каналах [1].

Особливість використання таймерних сигналів полягає в їх належності до класу непозиційних сигнальних конструкцій, що надає їм ряд переваг у порівнянні з позиційними сигналами, а також виявляє певні недоліки. Завдяки таймерним сигналам можливо реалізувати завадостійке кодування без необхідності впровадження додаткових перевірочних елементів. Модифікація параметрів пристрою кодування ТСК відкриває можливості для формування різноманітних ансамблів сигнальних конструкцій [8,9]. Ці характеристики ТСК сприяють вирішенню завдань, пов'язаних із підвищенням інформаційної та структурної прихованості.

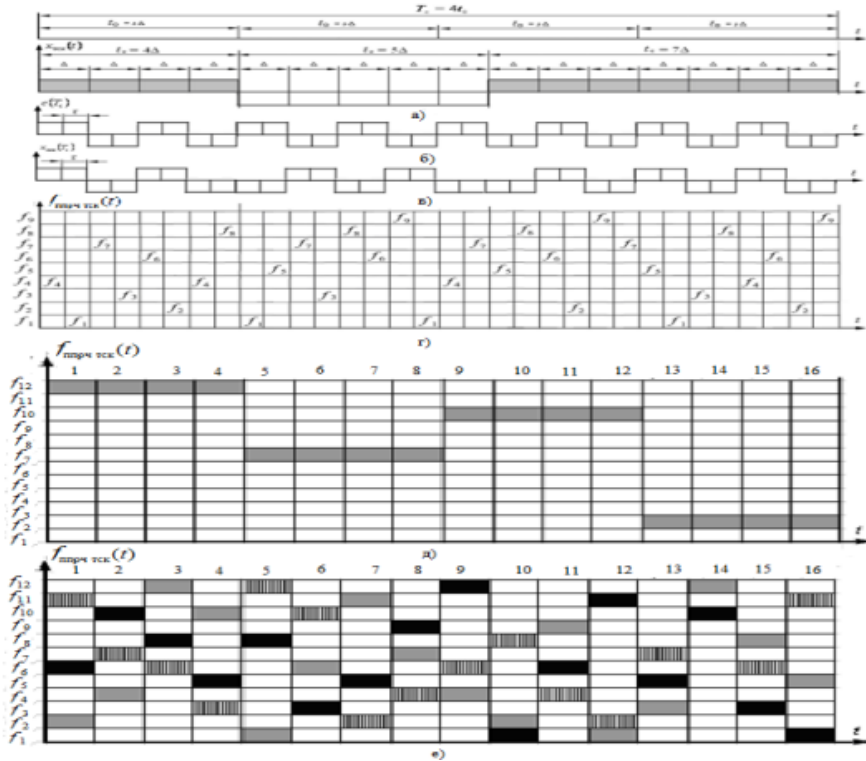


Рисунок 4.2 – Спектр ТСК за допомогою ПВП методами швидкої та повільної ППРЧ

За мажоритарним принципом, що значно підвищує завадостійкість системи. Остаточне рішення про стан прийнятої ТСК буде прийматися на основі визначення її приналежності до підмножини дозволених і недозволених сигнальних конструкцій. На рис. 4.2 представлена структурна схема завадозахищеної системи зв'язку з шумоподібними таймерними сигналами. На різних частотах носійного коливання f , цей підхід підвищує стійкість радіозв'язкової системи до завад. Використання непарної кількості підканалів f , наприклад, $w = 3$ (рис. 4.2г), дозволяє реалізувати оцінку якості прийнятого елемента Δ . При повільній ППРЧ вплив вузькосмугових завад може суттєво спотворити структуру таймерного сигналу, що ускладнює його відновлення на приймальній стороні. Проте, цей метод є простішим у реалізації в порівнянні з методом швидкої ППРЧ. Розширення спектра ТСК за допомогою багатоканальної швидкої ППРЧ представлено на рис. 4.2(е). Завдяки передачі одного елемента

Джерело повідомлення (ДП) передає на пристрій завадостійкого кодування (ПЗК) двійкову інформаційну послідовність k . ПЗК здійснює завадостійке

кодування та додає до інформаційної послідовності перевірочні символи r , що в результаті формує загальну довжину комбінації [3]: $r + k = n$. Елементи, що виходять з ПЗК, надходять на кодер таймерних сигналів (КДТСК). Сформовані таймерні сигнали з виходу КДТСК передаються на помножувач, де відбувається розширення спектра таймерних сигналів за допомогою псевдовипадкових послідовностей, таких як послідовності Уолша. Наступним етапом у пристрої МФМ відбувається фазова маніпуляція елементів розширеної послідовності.

Помножувач, використовуючи частоти носійного коливання, які формуються синтезатором робочих частот, переносить їх у спектр високих частот. Таким чином, розширення спектра здійснюється за допомогою двох методів: прямого розширення спектра та швидкої ППРЧ. Генератор ключів виконує функцію формування параметрів таймерних сигналів і закону генерації псевдовипадкових послідовностей синтезатора робочих частот. Функціонування генератора ключів базується на вхідних параметрах.

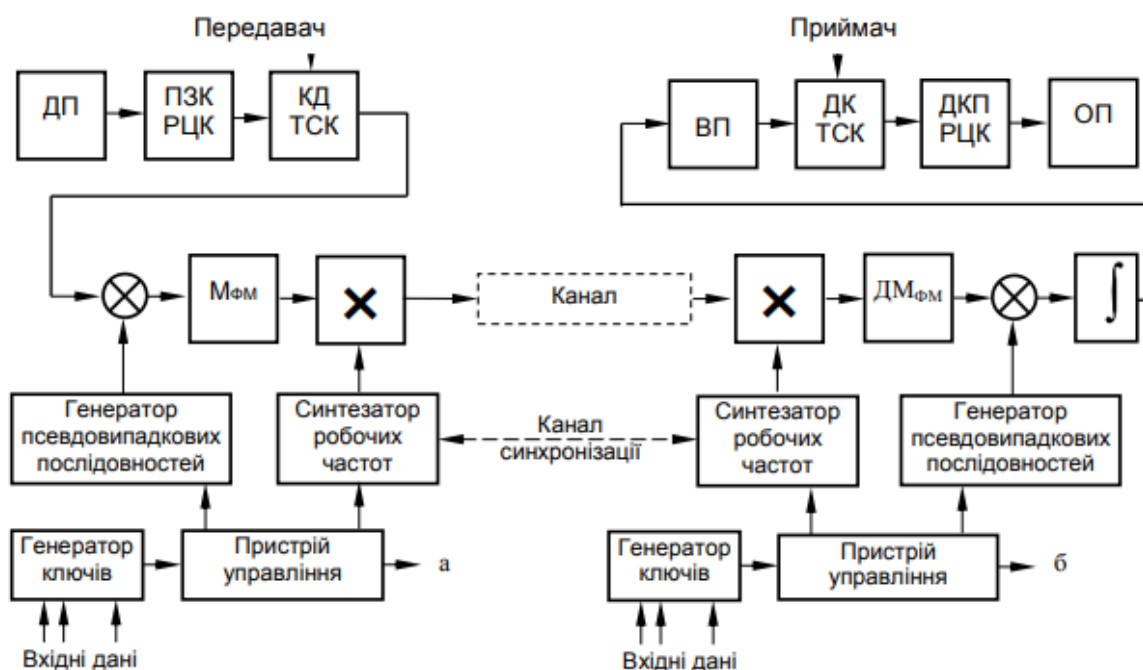


Рисунок 4.3 – Система завадозахищеної системи зв'язку з ТСК та ППРЧ: ДП – джерело повідомлення; ПЗК – пристрій завадостійкого кодування РЦК; КД – пристрій кодування ТСК; Мфм – фазовий маніпулятор; ДМфм – демодулятор фазових сигналів; ВП – вирішальний пристрій.

Використання данного алгоритму використання ТСК та ПВПРЧ дає наступні переваги:

1. Запропонований підхід до формування шумоподібних сигналів, що базується на непозиційних таймерних сигнальних конструкціях, передбачає реалізацію двох етапів спектрального розширення. Це дозволяє ефективно вирішувати завдання, пов'язані з підвищенням прихованості та стійкості до завад.

2. На першому етапі пропонується здійснити пряме розширення спектра таймерних сигнальних конструкцій шляхом маніпуляції елементами псевдовипадкової послідовності. Це не лише підвищує структурну прихованість сигнальних конструкцій, але й сприяє розв'язанню проблеми визначення завадостійкості в приймачі.

3. На другому етапі реалізується один із методів псевдовипадкової розширеної частотної модуляції, при цьому спектр переноситься в діапазон високих частот для одного або кількох елементів розширення псевдовипадкової послідовності. Також можливе використання швидкої псевдовипадкової розширеної частотної модуляції, якщо тривалість передачі частоти носійного сигналу є меншою за тривалість елемента розширення псевдовипадкової послідовності.

4. Використання двох етапів розширення спектра в системах ТСК вимагає ускладнення радіозв'язкової системи, що передбачає інтеграцію додаткових пристроїв: у передавачі – пристрій для прямого розширення спектра, а в приймачі – пристрій для кореляційного прийому.

5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

5.1 Оцінювання комерційного потенціалу розробки

Метою проведення комерційного та технологічного аудиту є оцінювання комерційного потенціалу застосування таймерних сигналів для підвищення завадостійкості систем радіозв'язку.

Для проведення технологічного аудиту було залучено 3-х незалежних експертів Вінницького національного технічного університету кафедри фінансів та інноваційного менеджменту: к.т.н., доц. Козачко О.М., к.т.н., доц. Крижановський Є. М., к.т.н., доц. Варчук І. В. Для проведення технологічного аудиту було використано таблицю 5.1 в якій за п'ятибальною шкалою використовуючи 12 критеріїв здійснено оцінку комерційного потенціалу.

Таблиця 5.1 – Рекомендовані критерії оцінювання комерційного потенціалу розробки та їх можлива бальна оцінка

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
ри-терій	0	1	2	3	4
Технічна здійсненність концепції:					
	Досто-вірність концепції не підтверджена	Концепція підтверджена експертними висновками	Концепція підтверджена розрахунками	Концепція перевірена на практиці	Перевірено роботоздатність продукту в реальних умовах
Ринкові переваги (недоліки):					
	Багато аналогів на малому ринку	Мало аналогів на малому ринку	Кілька аналогів на великому ринку	Один аналог на великому ринку	Продукт не має аналогів на великому ринку
	Ціна продукту значно вища за ціни аналогів	Ціна продукту дещо вища за ціни аналогів	Ціна продукту приблизно дорівнює цінам аналогів	Ціна продукту дещо нижче за ціни аналогів	Ціна продукту значно нижче за ціни аналогів

Критерії оцінювання та бали (за 5-ти бальною шкалою)					
р и- те рі й	0	1	2	3	4
	Технічні та споживчі властивості продукту значно гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи гірші, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту на рівні аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту трохи кращі, ніж в аналогів	Технічні та споживчі властивості продукту значно кращі, ніж в аналогів
	Експлуатаційні витрати значно вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати дещо вищі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати на рівні експлуатаційних витрат аналогів	Експлуатаційні витрати трохи нижчі, ніж в аналогів	Експлуатаційні витрати значно нижчі, ніж в аналогів
Ринкові перспективи					
	Ринок малий і не має позитивної динаміки	Ринок малий, але має позитивну динаміку	Середній ринок з позитивною динамікою	Великий стабільний ринок	Великий ринок з позитивною динамікою
	Активна конкуренція великих компаній на ринку	Активна конкуренція	Помірна конкуренція	Незначна конкуренція	Конкурентів немає
Практична здійсненність					
	Відсутні фахівці як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї	Необхідно наймати фахівців або витратити значні кошти та час на навчання наявних фахівців	Необхідно незначне навчання фахівців та збільшення їх штату	Необхідно незначне навчання фахівців	Є фахівці з питань як з технічної, так і з комерційної реалізації ідеї

Продовження таблиці 5.1

Критерії оцінювання та бали (за 5 -ти бальною шкалою)					
	Потрібні значні фінансові ресурси, які відсутні. Джерела фінансування ідеї відсутні	Потрібні і незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування відсутні	Потрібні значні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Потрібні незначні фінансові ресурси. Джерела фінансування є	Не потребує додаткового фінансування
0	Необхідна розробка нових матеріалів	Потрібні матеріали, що використовуються у військово-промисловому комплексі	Потрібні дорогі матеріали	Потрібні досяжні та дешеві матеріали	Всі матеріали для реалізації ідеї відомі та давно використовуються у виробництві
1	Термін реалізації ідеї більший за 10 років	Термін реалізації ідеї більший за 5 років. Термін окупності інвестицій більше 10-ти років	Термін реалізації ідеї від 3-х до 5-ти років. Термін окупності інвестицій більше 5-ти років	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій від	Термін реалізації ідеї менше 3-х років. Термін окупності інвестицій менше 3-х років
2	Необхідна розробка регламентних документів та отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту	Необхідно отримання великої кількості дозвільних документів на виробництво та реалізацію продукту, що вимагає значних коштів та часу	Процедура отримання дозвільних документів для виробництва та реалізації продукту вимагає незначних коштів та часу	Необхідно тільки повідомлення відповідним органам про виробництво та реалізацію продукту	Відсутні будь-які регламентні обмеження на виробництво та реалізацію продукту

Таблиця 5.2 – Рівні комерційного потенціалу розробки

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

В таблиці 5.3 наведено результати оцінювання експертами комерційного потенціалу розробки.

Таблиця 5.3 – Результати оцінювання комерційного потенціалу розробки

Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Козачко О.М.	Крижановський Є.М.	Варчук І.В.
	Бали, виставлені експертами:		
1	4	3	3
2	3	3	4
3	3	3	4
4	4	4	3
5	3	3	3
6	4	4	3
7	3	3	3
8	3	3	4
Критерії	Прізвище, ініціали, посада експерта		
	Козачко О.М.	Крижановський Є.М.	Варчук І.В.
	Бали, виставлені експертами:		
9	3	3	3
10	4	3	3
11	3	3	4
12	3	3	3
Сума балів	СБ ₁ =40	СБ ₂ =38	СБ ₃ =40
Середньоарифметична сума балів $\overline{СБ}$	$\overline{СБ} = \frac{\sum_1^3 СБ_i}{3} = \frac{40 + 38 + 40}{3} = 39$		

Середньоарифметична сума балів, розрахована на основі висновків експертів склала 39 бали, що згідно таблиці 5.2 вважається, що рівень комерційного потенціалу проведених досліджень є вище середнього.

Пристрої із застосування таймерних сигналів для підвищення завадостійкості систем радіозв'язку дозволяє забезпечити стабільний зв'язок між абонентами у складних умовах. Дана система буде цікава різним організаціям та компаніям які займаються виробництвом та впровадженням систем радіозв'язку які працюють як в Україні так і за кордоном.

5.2 Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи групуються за такими статтями: витрати на оплату праці, витрати на соціальні заходи, матеріали, паливо та енергія для науково-виробничих цілей, витрати на службові відрядження, програмне забезпечення для наукових робіт, інші витрати, накладні витрати.

1. Основна заробітна плата кожного із дослідників Z_0 , якщо вони працюють в наукових установах бюджетної сфери визначається за формулою:

$$Z_0 = \frac{M}{T_p} * t \text{ (грн)}, \quad (5.1)$$

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

T_p – число робочих днів в місяці; приблизно $T_p \approx 21...23$ дні;

t – число робочих днів роботи дослідника.

Для розробки програмні засоби необхідно залучити інженера-радіотехніка з посадовим окладом 16000 грн. Кількість робочих днів у місяці складає 22, а

кількість робочих днів інженера-радіотехніка складає 50. Зведемо сумарні розрахунки до таблиця 5.4.

Таблиця 5.4 – Заробітна плата дослідника в науковій установі бюджетної сфери

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн.	Оплата за робочий день, грн.	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн.
Керівник	20000	909,1	50	45455
Науковий співробітник	18000	818,2	50	40910
Інженер-радіотехнік	16000	727,3	50	36365
Всього				122730

2. Розрахунок додаткової заробітної плати робітників

Додаткова заробітна плата $З_d$ всіх розробників та робітників, які приймали участь в розробці нового технічного рішення розраховується як 10 - 12 % від основної заробітної плати робітників.

На даному підприємстві додаткова заробітна плата начисляється в розмірі 10% від основної заробітної плати.

$$З_d = (З_o + З_p) * \frac{Н_{дод}}{100\%} \quad (5.2)$$

$$З_d = 0,1 * 122730 = 12273 \text{ (грн).}$$

3. Нарахування на заробітну плату $Н_{зп}$ дослідників та робітників, які брали участь у виконанні даного етапу роботи, розраховуються за формулою:

$$Н_{зп} = (З_o + З_d) * \frac{\beta}{100}, \quad (5.3)$$

де Z_0 – основна заробітна плата розробників, грн.;

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

β – ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування, % .

Дана діяльність відноситься до бюджетної сфери, тому ставка єдиного внеску на загальнообов'язкове державне соціальне страхування буде складати 22%, тоді:

$$H_{3П} = (122730 + 12273) * \frac{22}{100} = 29700,66(\text{грн}).$$

4. Витрати на комплектуючі вироби, які використовують при виготовленні одиниці продукції, розраховуються, згідно їх номенклатури, за формулою:

$$K = \sum_{i=1}^n H_i * C_i * K_i , \quad (5.5)$$

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

C_i – покупна ціна комплектуючих i -го найменування, грн.;

K_i – коефіцієнт транспортних витрат (1,1...1,15).

Таблиця 5.5 – Комплектуючі, щовикористані на розробку

Найменування матеріалу	Ціна за одиницю, грн.	Витрачено	Вартість витраченого матеріалу, грн.
Папір	250	2	500
Ручка	10	10	100
Флешка	200	2	400
Набір відлагоджувальних плат системи радіозв'язку	5000	2	10000
Всього			11000
З врахуванням коефіцієнта транспортування			12000

5. Програмне забезпечення для наукової роботи включає витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення необхідного для проведення дослідження.

Для написання магістерської роботи використовувалися редактор друкованих плат DipTrace та програма моделювання роботи електронних систем MATLAB.

6. Амортизація обладнання, комп'ютерів та приміщень, які використовувались під час виконання даного етапу роботи

Дані відрахування розраховують по кожному виду обладнання, приміщенням тощо.

$$A = \frac{Ц \cdot T}{T_{\text{кор}} \cdot 12}, \quad (5.6)$$

де Ц – балансова вартість даного виду обладнання (приміщень), грн.;

$T_{\text{кор}}$ – час користування;

T – термін використання обладнання (приміщень), цілі місяці.

Згідно пункта 137.3.3 Податкового кодекса амортизація нараховується на основні засоби вартістю понад 2500 грн. В нашому випадку для написання магістерської роботи використовувався персональний комп'ютер вартістю 50000 грн.

$$A = \frac{50000 \cdot 1}{2 \cdot 12} = 2083 \text{ (грн)}.$$

7. До статті «Паливо та енергія для науково-виробничих цілей» відносяться витрати на всі види палива й енергії, що безпосередньо використовуються з технологічною метою на проведення досліджень.

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yt} \cdot t_i \cdot Ц_e \cdot K_{\text{впі}}}{\eta_i}, \quad (4.7)$$

де W_{yt} – встановлена потужність обладнання на певному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

Ц_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн;

$K_{\text{впі}}$ – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{\text{впі}} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

Для написання магістерської роботи використовується персональний комп'ютер для якого розрахуємо витрати на електроенергію.

$$B_e = \frac{0,3 \cdot 200 \cdot 1,68 \cdot 0,5}{0,8} = 63 \text{ (грн)}.$$

Витрати на службові відрядження, витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи, організації та інші витрати в нашому дослідженні не враховуються оскільки їх не було.

Накладні (загальновиробничі) витрати $B_{\text{нзв}}$ охоплюють: витрати на управління організацією, оплата службових відряджень, витрати на утримання, ремонт та експлуатацію основних засобів, витрати на опалення, освітлення, водопостачання, охорону праці тощо. Накладні (загальновиробничі) витрати $B_{\text{нзв}}$ можна прийняти як (100...150)% від суми основної заробітної плати розробників та робітників, які виконували дану МКНР, тобто:

$$B_{\text{нзв}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{нзв}}}{100\%}, \quad (5.8)$$

де $H_{\text{нзв}}$ – норма нарахування за статтею «Інші витрати».

$$B_{\text{нзв}} = 122730 \cdot \frac{100}{100\%} = 122730 \text{ (грн)}.$$

Сума всіх попередніх статей витрат дає витрати, які безпосередньо стосуються даного розділу МКНР

$$B = 122730 + 12273 + 29700,66 + 12000 + 2083 + 63 + 122730 = 301579,66 \text{ (грн)}.$$

Прогнозування загальних втрат ЗВ на виконання та впровадження результатів виконаної МКНР здійснюється за формулою:

$$ЗВ = \frac{В}{\eta}, \quad (5.9)$$

де η – коефіцієнт, який характеризує стадію виконання даної НДР.

Оскільки, робота знаходиться на стадії науково-дослідних робіт, то коефіцієнт $\beta = 0,9$.

Звідси:

$$ЗВ = \frac{301579,66}{0,9} = 335088,51(\text{грн}).$$

5.3 Розрахунок економічної ефективності науково-технічної розробки

У даному підрозділі кількісно спрогнозуємо, яку вигоду, зиск можна отримати у майбутньому від впровадження результатів виконаної наукової роботи. Розрахуємо збільшення чистого прибутку підприємства $\Delta\Pi_i$, для кожного із років, протягом яких очікується отримання позитивних результатів від впровадження розробки, за формулою

$$\Delta\Pi_i = \sum_1^n (\Delta\Pi_0 * N * \Pi_0 * \Delta N)_i * \lambda * \rho * \left(1 - \frac{v}{100}\right), \quad (5.10)$$

де $\Delta\Pi_0$ – покращення основного оціночного показника від впровадження результатів розробки у даному році.

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

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

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

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

λ – коефіцієнт, який враховує сплату податку на додану вартість. Ставка податку на додану вартість дорівнює 20%, а коефіцієнт $\lambda = 0,8333$.

ρ – коефіцієнт, який враховує рентабельність продукту. $\rho = 0,25$;

v – ставка податку на прибуток. У 2024 році – 18%.

Припустимо, що ціна за модернізований продукт зросте на 4500 грн. Кількість одиниць реалізованої продукції також збільшиться: протягом першого року на 50 шт., протягом другого року – на 40 шт., протягом третього року на 30 шт. Реалізація продукції до впровадження розробки складала 1 шт., а її ціна до складає 32000 грн. Розрахуємо прибуток, яке отримає підприємство протягом трьох років.

$$\begin{aligned}\Delta\P_1 &= [4500 \cdot 1 + (32000 + 4500) \cdot 50] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 449572,18(\text{грн}).\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta\P_2 &= [4500 \cdot 1 + (32000 + 4500) \cdot (50 + 40)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 808345,28(\text{грн}).\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\Delta\P_3 &= [4500 \cdot 1 + (32000 + 4500) \cdot (50 + 40 + 30)] \cdot 0,833 \cdot 0,25 \cdot \left(1 + \frac{18}{100}\right) \\ &= 1077425,11(\text{грн}).\end{aligned}$$

5.4 Розрахунок ефективності вкладених інвестицій та періоду їх окупності

Розрахуємо основні показники, які визначають доцільність фінансування наукової розробки певним інвестором, є абсолютна і відносна ефективність вкладених інвестицій та термін їх окупності.

Розрахуємо величину початкових інвестицій PV , які потенційний інвестор має вкласти для впровадження і комерціалізації науково-технічної розробки.

$$PV = k_{\text{інв}} \cdot 3B, \quad (5.11)$$

де $k_{\text{інв}}$ – коефіцієнт, що враховує витрати інвестора на впровадження науково-технічної розробки та її комерціалізацію. Це можуть бути витрати на підготовку приміщень, розробку технологій, навчання персоналу, маркетингові заходи тощо ($k_{\text{інв}} = 2 \dots 5$).

$$PV = 2 \cdot 335088,51 = 670177(\text{грн}).$$

Розрахуємо абсолютну ефективність вкладених інвестицій $E_{\text{абс}}$ згідно наступної формули:

$$E_{\text{абс}} = (\text{ПП} - PV), \quad (5.12)$$

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

$$\text{ПП} = \sum_1^T \frac{\Delta\Pi_i}{(1+\tau)^t}, \quad (5.13)$$

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

T – період часу, протягом якою виявляються результати впровадженої НДДКР, роки;

τ – ставка дисконтування, за яку можна взяти щорічний прогнозований рівень інфляції в країні; для України цей показник знаходиться на рівні 0,2;
 t – період часу (в роках).

$$\text{ПП} = \frac{449572,18}{(1 + 0,2)^1} + \frac{808345,28}{(1 + 0,2)^2} + \frac{961806,79}{(1 + 0,2)^3} = 1492595,53(\text{грн}).$$

$$E_{\text{абс}} = (1492595,53 - 670177,02) = 822418,51 (\text{грн}).$$

Оскільки $E_{\text{абс}} > 0$, то вкладання коштів на виконання та впровадження результатів НДДКР може бути доцільним.

Розрахуємо відносну (щорічну) ефективність вкладених в наукову розробку інвестицій $E_{\text{в}}$. Для цього користуються формулою:

$$E_{\text{в}} = \sqrt[T_{\text{ж}}]{1 + \frac{E_{\text{абс}}}{PV}} - 1, \quad (5.14)$$

де $T_{\text{ж}}$ – життєвий цикл наукової розробки, роки.

$$E_{\text{в}} = \sqrt[3]{1 + \frac{822418,51}{670177,02}} - 1 = 0,31 = 31\%.$$

Визначимо мінімальну ставку дисконтування, яка у загальному вигляді визначається за формулою:

$$\tau = d + f, \quad (4.15)$$

де d – середньозважена ставка за депозитними операціями в комерційних банках; в 2024 році в Україні $d = (0,14 \dots 0,2)$;

f – показник, що характеризує ризикованість вкладень; зазвичай, величина $f = (0,05 \dots 0,1)$.

$$\tau_{min} = 0,16 + 0,05 = 0,21.$$

Так як $E_e > \tau_{min}$ то інвестор може бути зацікавлений у фінансуванні даної наукової розробки.

Розрахуємо термін окупності вкладених у реалізацію наукового проекту інвестицій за формулою:

$$T_{ок} = \frac{1}{E_B}. \quad (5.16)$$

$$T_{ок} = \frac{1}{0,31} = 3,2 \text{ (роки)}.$$

Так як $T_{ок} \leq 5$ -ти років, то фінансування даної наукової розробки в принципі є доцільним.

5.5 Висновки

Проведено оцінку пристроїв із застосуванням таймерних сигналів для підвищення завадостійкості систем радіозв'язку, що дозволяє забезпечити стабільний зв'язок між абонентами у складних умовах. Дана система буде цікава різним організаціям та компаніям які займаються виробництвом та впровадженням систем радіозв'язку які працюють як в Україні так і за кордоном.

Прогнозування витрат на виконання науково-дослідної роботи по кожній з статей витрат складе 301579,66 грн. Загальна ж величина витрат на виконання та впровадження результатів даної НДР буде складати 335088,51 грн.

Вкладені інвестиції в даний проект окупляться через 3,2 роки, приведена вартість всіх чистих прибутків, що їх отримає підприємство від реалізації результатів наукової розробки склала 822418,51 грн.

ВИСНОВКИ

У дисертації наведене теоретичне узагальнення і нове вирішення науково-технічної проблеми підвищення завадохищеності в телекомунікаційних системах, мережах та системах радіозв'язку за рахунок розроблених методів інтеграції процесів завадостійкого кодування та синтезу шумоподібних сигналів, де послідовності Уолша застосовуються для розширення спектра непозиційних таймерних сигналів. Підвищення енергетичної та структурної прихованості відбувається на основі збільшення ентропії сигнальних конструкцій при синтезі шумоподібних таймерних сигнальних конструкцій з можливістю керування параметрами таймерного кодування для забезпечення оперативної зміни множин передавальних робочих сигналів у каналі.

Отримані нові наукові й практичні результати, які полягають в наступному:

1. Вперше теоретично доведено доцільність використання таймерного кодування для підвищення завадозахищеності систем зв'язку та запропоновано інтегрування процесів завадостійкого кодування інформації на основі не позиційного кодування з методами розширення спектра сигналів.

2. Надано оцінку енергетичної та структурної прихованості ТСК, а також отримані для розрахунку цих показників відповідні аналітичні вирази.

3. За рахунок ТСК ймовірність розкриття структури сигналу до значень $P_{\text{стр}}=10^{-48}$. Зменшується. Доведено, що в системах з кодовим розділенням каналів сумісне використання коду Слепяна та ТСК дозволяє підвищити швидкість передачі системи в $1,4 \times N_{\text{аз}}$ (де N —кількість каналів в системі) або підвищити якість прийому в індивідуальних каналах.

4. Синтез шумоподібних таймерних сигналів на основі ПВП

Уолша дозволяє збільшити потенційну структурну прихованість передавального сигналу в кожному індивідуальному каналі в системі зв'язку з кодовим розділенням каналів в 1,5 і більше разів для бази розрядно-цифровим кодуванням інформації. $B=64$

5. Проведені експерименти довели, що у каналі з гаусівським шумом відновлення таймерного сигналу з $P_{\text{ПТСК}}=10^{-4}$ для ФМ-2 при $B=16$ впевнено може здійснюватися при значенні відношення сигнал/шум 0дБ, а при -10дБ значення $P_{\text{ПТСК}}$ зменшується на три порядки при збільшенні бази до $B=32$. Висока енергетична прихованість передавання (h^2 досягнута при досить великих значеннях бази, тобто $\leq -10\text{дБ}$) може бути $B \rightarrow \infty$, що забезпечує можливість ЗСЗ ефективно протидіяти засобам радіотехнічної розвідки.

6. Отримано подальший розвиток синтезу шумоподібних сигналів на основі таймерних сигналів методом прямого розширення спектра за допомогою псевдовипадкових послідовностей Уолша та методу ППРЧ.

7. Адекватність і висока ефективність розроблених теоретичних положень і методів підвищення енергетичної, структурної та інформаційної скритності підтверджені результатами експериментальних досліджень, які отримані методами аналітичного та імітаційного моделювання.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

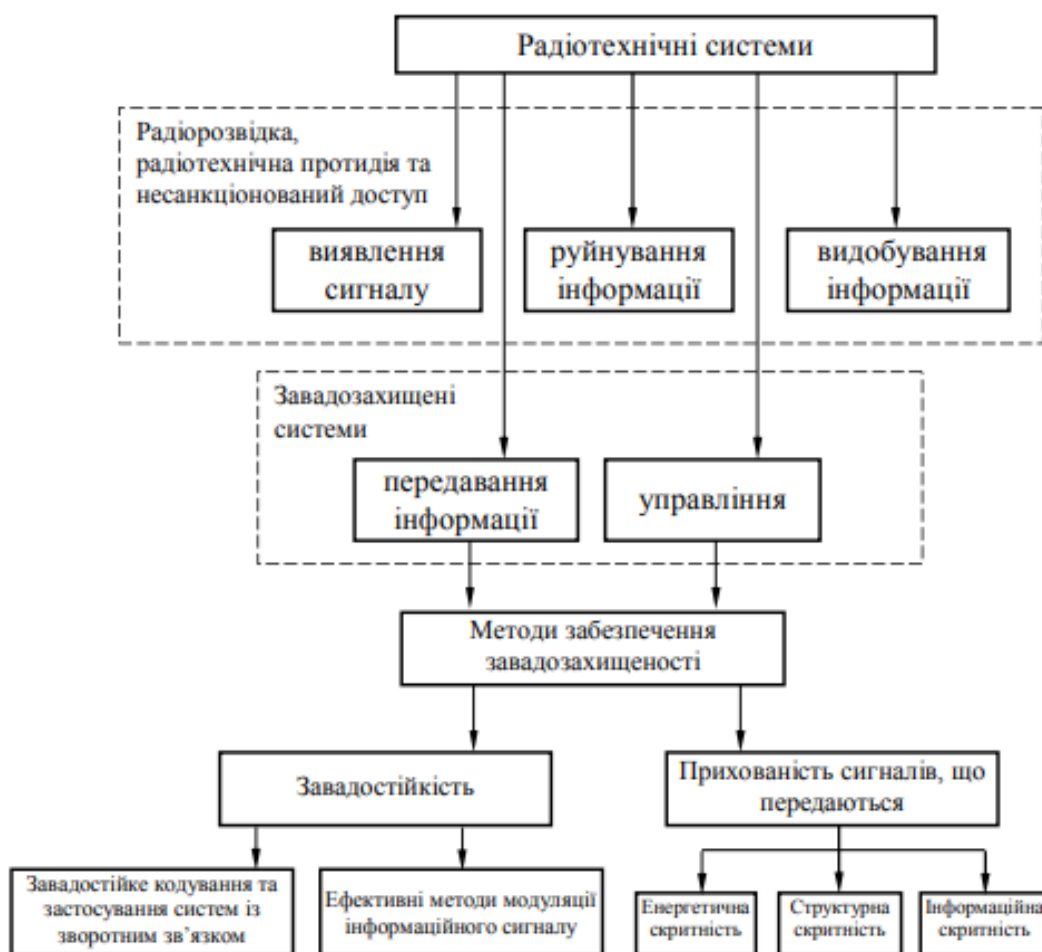
1. Михалевич В.С. Інформатизація України. Концепція державної політики інформатизації. Основні напрями Національної програми інформатизації України/Михалевич В.С.//Управляющие системы и машины.–1994.– №4/5. –С.7–21.
2. Закон України “Про Національну систему конфіденційного зв’язку”. – Офіц. вид. – Відомості Верховної Ради (ВВР). –2002. – № 15. – С. 103.
3. «ДСТУ ISO 7498-2:2004 Системи оброблення інформації. Взаємозв'язок відкритих систем базова еталонна модель. Частина 2. Архітектура захисту інформації»[Електронний ресурс]/наказ Держспоживстандарту України від 15 листопада 2004 р. № 257. – Режим доступу: <http://dnop.com.ua/dnaop/act16076.htm>
4. НД ТЗІ 2.5-004-99. Критерії оцінки захищеності інформації в комп'ютерних системах НД від несанкціонованого доступу [Електронний ресурс] / Затверджено наказом № 22 ДСТСЗІ СБУ від 28.04.1999. – 57 с. – Режим доступу:
http://www.dsszzi.gov.ua/dstszi/control/uk/publish/article?art_id=403868&catid=38835.
5. Протоколи, термінальне обладнання та інформаційна безпека у мережах наступного покоління: [навч. посібник] / М. В. Захарченко, О.О. Вараксін, В.Г. Кононович, С.О. Вараксін; за ред. М. В. Захарченка. – Одеса: Фенікс, 2008. – 128 с.
6. Захарченко М.В. Системи передавання даних /М.В.Захарченко, М.М.Гаджиєв, В.Є. Басов, О.М. Мартинова та ін. // – Т.1: Завадостійке кодування: підручник [для студ. вищ. техн. навч. закл.]. / – Одеса «Фенікс», 2009. – 406 с.
7. Кувшинов О.В. Вибір параметрів системи рухомого радіозв'язку з ППРЧ при впливі ретрансльованої завади / О.В. Кувшинов, В.І. Глуцький, С.П. Лівенець// Збірник наукових праць ВІТІ НТУУ «КПІ». – 2003. – Вип. 6.
8. М. С. Valenti. Adjacent-channel interference in frequency-hoppinh ad hoc networks / М. С. Valenti, D. Torrieri, S. Talarico // in Proc. IEEE Int. Conf on Commun. (ICC), (Budapest, Hungary), Jun. 2013

9. Investigating communication architecture for tactical radio network design / [B. Suman, S.C. Sharma, M. Pant, S. Kumar] // International Journal of Research in Engineering & Applied Science.– 2012. – Vol. 2, Issue 2.
10. Computation of bit error rate of M-ary PSK with Gray code bit mapping / P.J. Lee // IEEE Trans. Commun 1986 No 34.
11. Multi-Carrier Digital Communications-Theory and Applications of OFDM/R. Ahmad, S. Bahai, R. Burton. – Saltzberg: WiFi Planet, 2002.

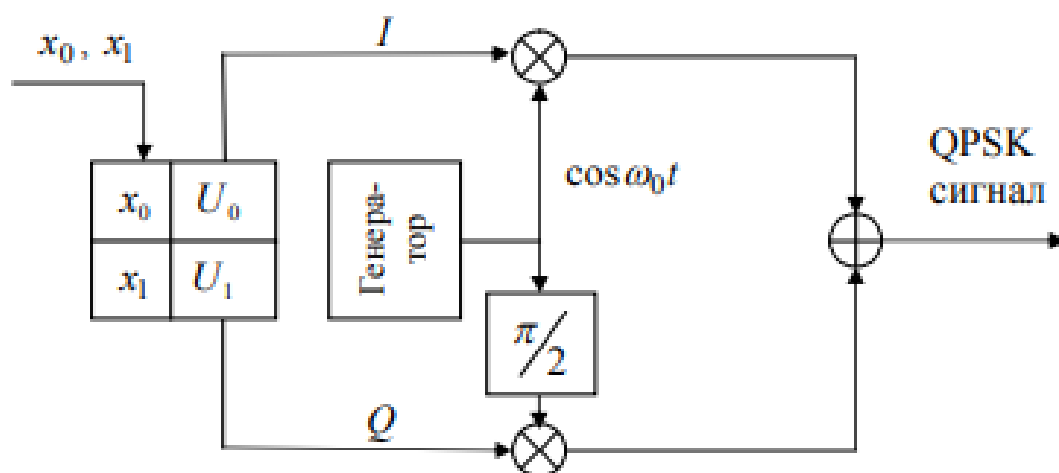
ДОДАТОК А

ІЛЮСТРАТИВНА ЧАСТИНА

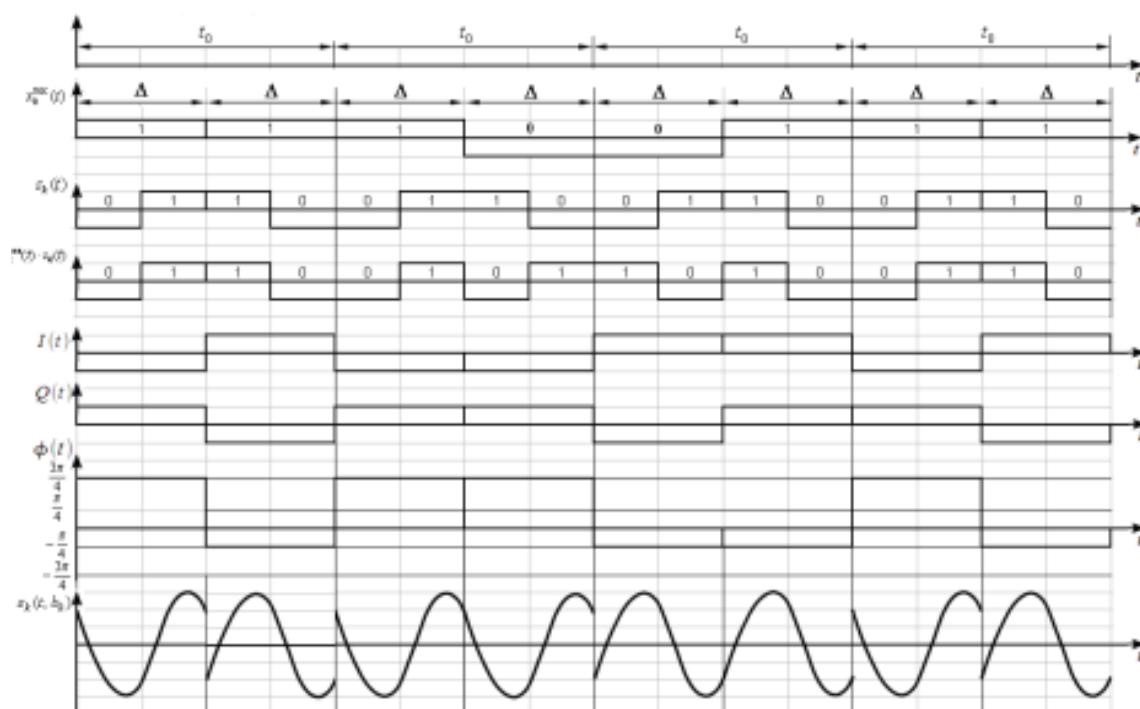
ЗАСТОСУВАННЯ ТАЙМЕРНИХ СИГНАЛІВ ДЛЯ ПІДВИЩЕННЯ
ЗАВАДОСТІЙКОСТІ СИСТЕМ РАДІОЗВ'ЯЗКУ



Призначення радіотехнічних систем та заходи по забезпеченню завадозахищеності.



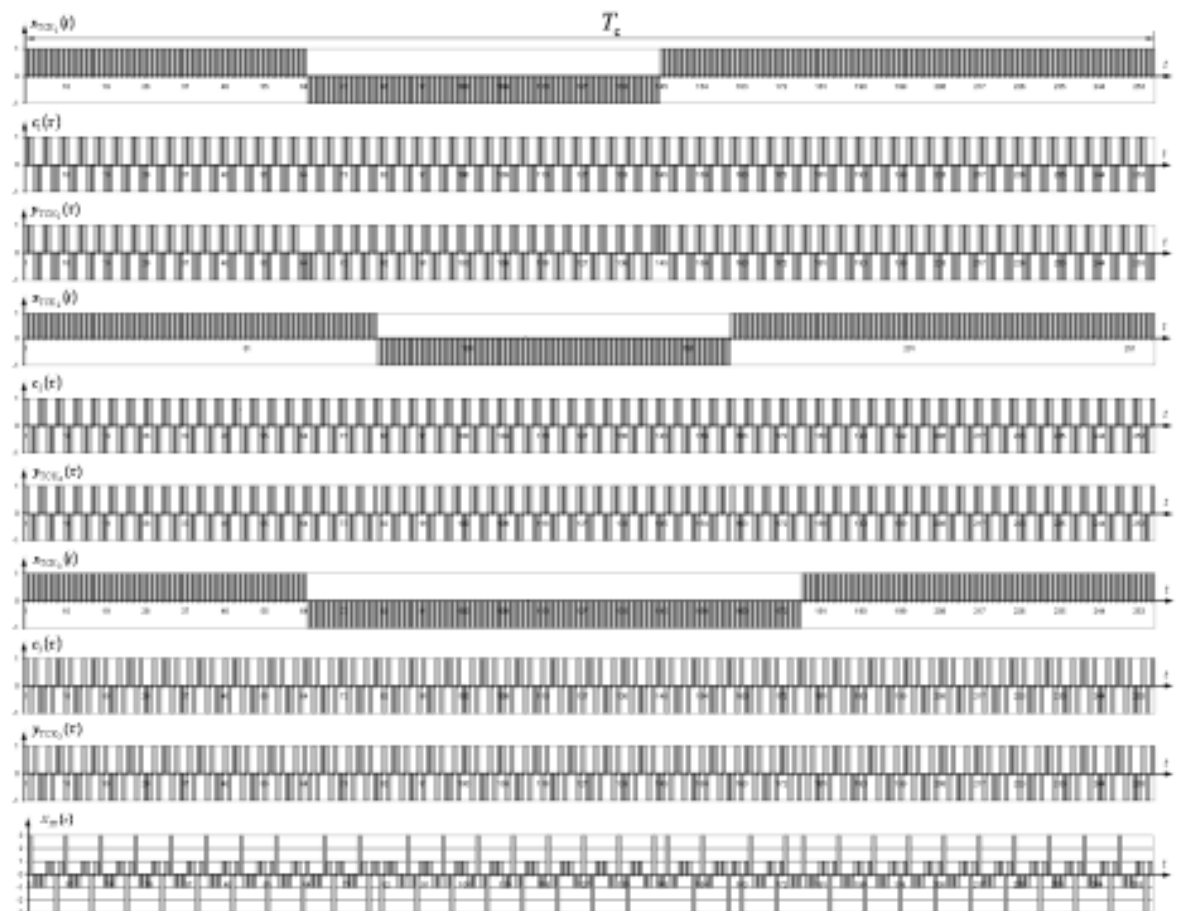
QPSK модулятор розширеної ТСК



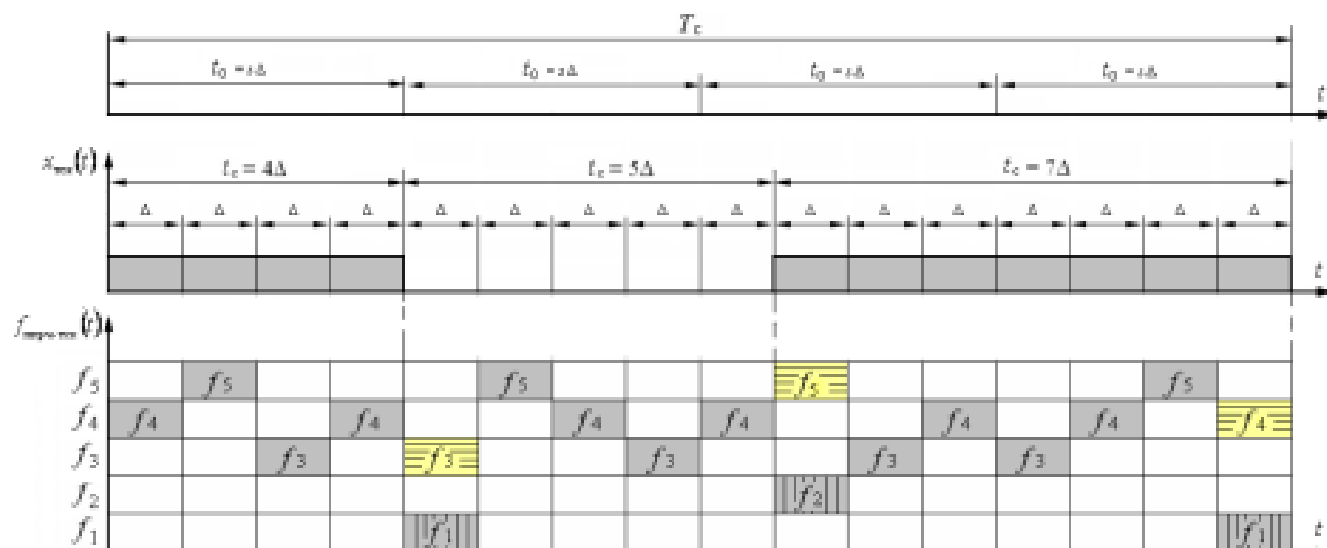
Маніпуляція сигналом QPSK елементів ТСК



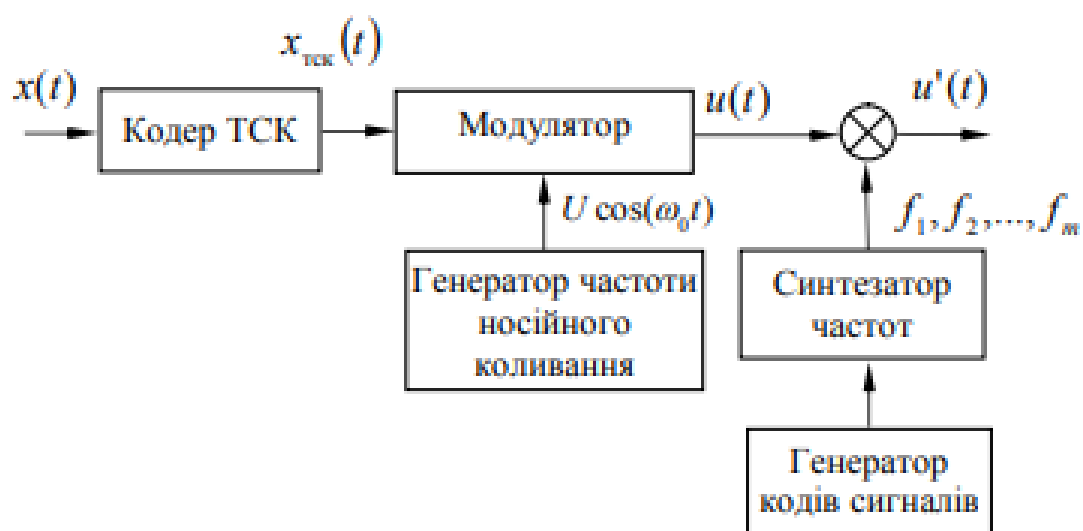
Вигляд стисненого спектру сигналу конструкції $x_k^{\text{TSC}}(t)$



Формування сигналу з використання ТСК та послідовностей Уолша



Сигнальна конструкція при використанні ТСК і ППРЧ



Система зв'язку з ППРЧ і ТСК

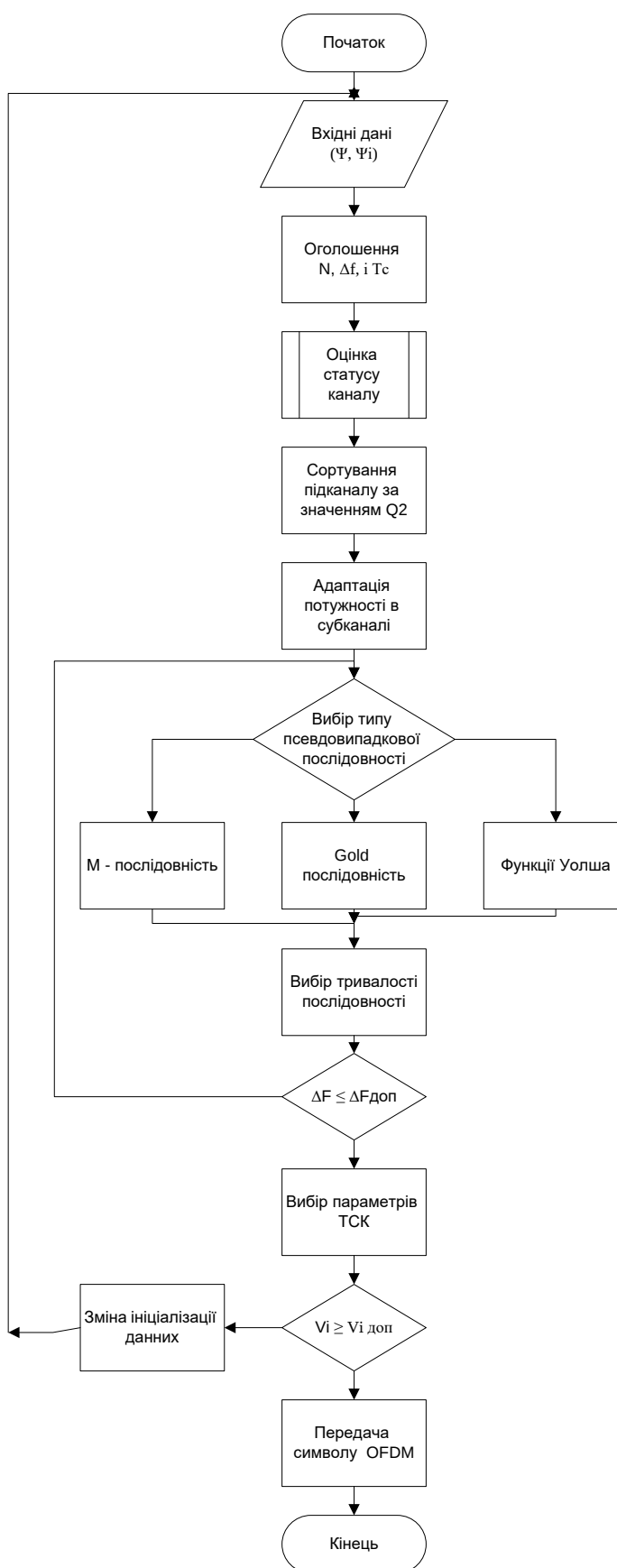
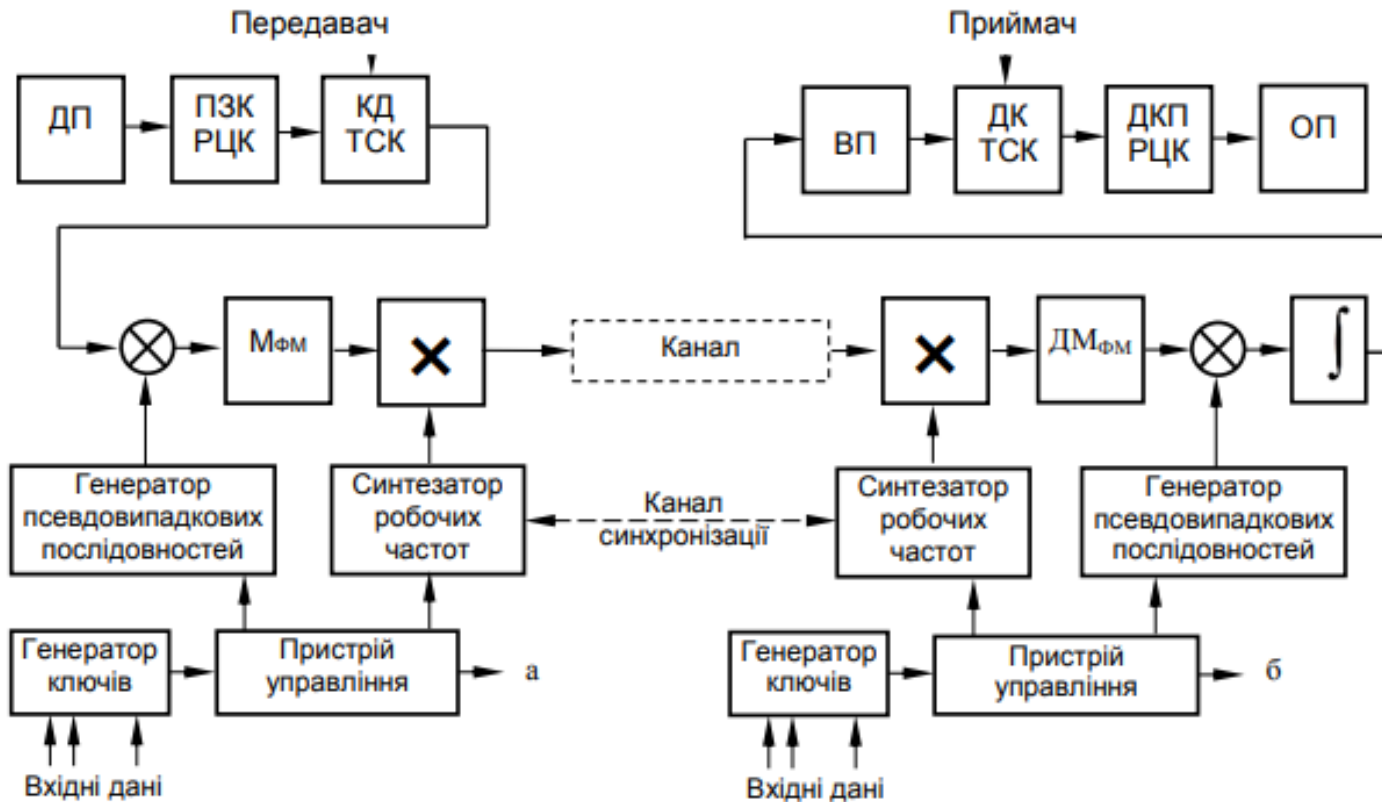


Схема алгоритму вибору параметрів сигналу радіозв'язку з OFDM в залежності від стану каналу зв'язку



Система завадозахищеної системи зв'язку з ТСК та ППРЧ: ДП – джерело повідомлення; ПЗК – пристрій завадостійкого кодування РЦК; КД – пристрій кодування ТСК; Мфм – фазовий маніпулятор; ДМфм – демодулятор фазових сигналів; ВП – вирішальний пристрій.

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ МАГІСТЕРСЬКОЇ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

104

Назва роботи: Застосування таймерних сигналів для підвищення завадостійкості систем радіозв'язку

Тип роботи: Магістерська кваліфікаційна робота

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС

Керівник Макогон В.І. к.т.н., ст. викл. каф. ІКСТ

Показники звіту подібності

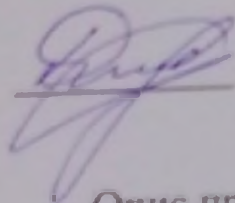
Turnitin	
Оригінальність	77
Загальна схожість	23

Аналіз звіту подібності (відмітити потрібне)

- ☒ Запозичення, виявлені у роботі, оформлені коректно і не містять ознак плагіату.
- ☐ Виявлені у роботі запозичення не мають ознак плагіату, але їх надмірна кількість викликає сумніви щодо цінності роботи і відсутності самостійності її автора. Роботу направити на доопрацювання.
- ☐ Виявлені у роботі запозичення є недобросовісними і мають ознаки плагіату та/або в ній містяться навмисні спотворення тексту, що вказують на спроби приховування недобросовісних запозичень.

Завдання, що отримав/отримала (-на) з повним звітом подібності, який був згенерований Системою щодо роботи (завдання)

Автор
(підпис)

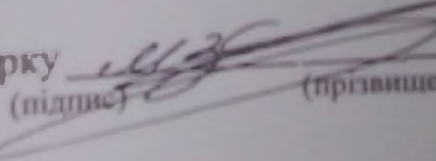


Дзись А.А.
(прізвище, ініціали)

Опис прийнятого рішення

Особа, відповідальна за перевірку

(підпис)

 Васильківський М.В.
(прізвище, ініціали)

Експерт

(за потреби) (підпис)

(прізвище, ініціали, посада)