

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»

Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем
Кафедра електронних комунікацій та інтернету речей

«На правах рукопису»

УДК 621.391

До захисту допущено:

Завідувач кафедри

_____ Анатолій МАКАРЕНКО

«__» _____ 20__ р.

Магістерська дисертація

на здобуття ступеня магістра
за освітньо-професійною програмою «Системи електронних комунікацій
та Інтернету речей»
зі спеціальності 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»
на тему: «Аналіз можливості використання нових композитних кодів
Баркера в системах зв'язку»

Виконав:

студент II курсу, групи ЦС-341мп

Юхта Андрій Олександрович _____

Науковий керівник:

доцент, к.т.н., доцент,

Максимов Володимир Васильович _____

Рецензент:

доцент, к.т.н., доцент,

Правило Валерій Володимирович _____

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних посилань.

Студент _____

Київ – 2025 року

Національний технічний університет України
«Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»
Навчально-науковий інститут телекомунікаційних систем
Кафедра електронних комунікацій та інтернету речей

Рівень вищої освіти – другий (магістерський)

Спеціальність – 172 «Електронні комунікації та радіотехніка»

Освітньо-професійна програма «Системи електронних комунікацій та Інтернету речей»

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

_____ Анатолій МАКАРЕНКО

«__» _____ 20__ р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дисертацію студенту

Юхті Андрію Олександровичу

1. Тема дисертації «Аналіз можливості використання нових композитних кодів Баркера в системах зв'язку», науковий керівник дисертації Максимов Володимир Васильович, кандидат технічних наук, доцент, затверджені наказом по університету від «03» листопада 2025 р. № 4773-с.
2. Термін подання студентом дисертації 05.12.2025 р.
3. Об'єкт дослідження: нові композитні коди Баркера
4. Вихідні дані: 1. Основи теорії телекомунікацій : підручник для студ. вищих навч. закл., які навч. за напрям. підготовки "Телекомунікації" / [О.В. Корнейко та ін.] ; за ред. М.Ю. Ільченка ; М-во освіти і науки України, НТУУ "КПІ" // Київ : ІСЗЗІ НТУУ "КПІ", 2010, 786 с. 2. Скляр Бернارد Цифровий зв'язок. Теоретичні основи та практичне застосування. Вид. 2-е, випр.: Пер. з англ. М.: Видавничий дім "Вільямс", 2003.-1104 с.
5. Перелік завдань, які потрібно розробити: 1. Розглянути шумоподібні сигнали (М- послідовності, коди Баркера, Голда, Касамі, коди на основі функцій Уолша, композитні коди Баркера), методику формування, виділення (оптимальний фільтр); 2. Проаналізувати можливості передачі та прийому шумоподібного сигналу (ШПС) на основі композитного коду Баркера; 3. Провести порівняння використання композитних кодів Баркера з послідовностями Голда і Касамі.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу

- Тема роботи
- Мета, об'єкт, предмет дослідження
- Актуальність роботи
- Шумоподібні сигнали (ШПС): Властивості та формування
- Формування композитних кодів
- Імітаційна модель приймача
- Порівняння кодів у режимі синхронізації
- Кількісна оцінка ефективності
- Використання в системах DSSS
- Проблема взаємних завад
- Результати вибору оптимальної пари (Кодове слово + Синхроімпульс)
- Параметри: PSLR та ISLR
- Енергетичні параметри коду 121: PSLR та ISLR
- Зведена таблиця характеристик PSLR/ISLR
- Висновки

7. Орієнтовний перелік публікацій: планується доповідь на конференції.

9. Дата видачі завдання 11.08.2025.p.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	1 ШУМОПОДІБНІ СИГНАЛИ В МЕРЕЖАХ WCDMA	18.08 - 31.08	+
2	2 АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ	01.09 – 19.09	+
3	3 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА, ГОЛДА ТА КАСАМІ ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ	22.09 – 03.10	+

4	4 АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА В ЯКОСТІ КОДОВИХ СЛІВ В СИСТЕМАХ З ПРЯМИМ РОЗШИРЕННЯМ СПЕКТРУ	06.10 – 17.10	+
5	5 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ АКФ - PSLR ТА ISLR У КОМПОЗИТНИХ КОДАХ, ГОЛДА І КАСАМІ	17.11 – 26.11	+
6	ВИСНОВКИ	27.11-29.11	+

Студент

Андрій ЮХТА

Науковий керівник

Володимир МАКСИМОВ

РЕФЕРАТ

Темою магістерської дисертації є аналіз можливості використання нових композитних кодів Баркера в системах зв'язку.

Робота містить 86 сторінок, зокрема 24 ілюстрацій, 17 таблиці та 16 джерел інформації.

Тема магістерської дисертації є актуальною, тому що класичні коди Баркера вже не задовольняють вимогам сучасних систем зв'язку та радіолокації. В даний час актуальною є задача пошуку та аналізу нових сигнальних конструкцій (послідовностей) з хорошими кореляційними властивостями, які могли б замінити обмежені класичні коди Баркера в сучасних та перспективних системах радіолокації, навігації та телекомунікацій (5G, IoT).

Метою даної роботи є аналіз побудови і використання нових композитних кодів Баркера.

Об'єктом даного дослідження є нові композитні коди Баркера. Предметом дослідження є аналіз можливості використання нових композитних кодів Баркера в якості сигналів синхронізації, кодових слів.

У ході виконання дисертаційної роботи було проведено комплексний аналіз властивостей запропонованих кодових послідовностей. Виконано порівняльну оцінку їхніх ключових показників (наприклад, рівня бічних пелюсток автокореляційної функції), що дозволило ідентифікувати найбільш ефективні з них.

КЛЮЧОВІ СЛОВА: АКФ, коди Голда, послідовності Касамі, коди Баркера, композитні коди Баркера

ABSTRACT

The topic of the master's thesis is the analysis of the possibility of using NC composite Barker codes in communication systems.

The work contains 86 pages, including 24 illustrations, 17 tables, and 16 sources of information.

The topic of the master's thesis is relevant because classical Barker codes no longer satisfy the requirements of modern communication and radar systems. Currently, the task of searching for and analyzing NC signal constructions (sequences) with good correlation properties that could replace the limited classical Barker codes in modern and prospective radar, navigation, and telecommunication systems (5G, IoT) is pressing.

The goal of this work is to analyze the construction and use of NC composite Barker codes. The object of this research is NC composite Barker codes. The subject of the research is the analysis of the possibility of using NC composite Barker codes as synchronization signals and codewords.

In the course of the thesis work, a comprehensive analysis of the properties of the proposed code sequences was performed. A comparative evaluation of their key indicators (for example, the level of side lobes of the autocorrelation function) was carried out, which made it possible to identify the most effective ones.

КЛИЮЧОВИ СЛОВА ACF, Gold codes, Kasami sequences, Barker codes, composite Barker codes.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ	9
ВСТУП.....	11
1 ШУМОПОДІБНІ СИГНАЛИ В МЕРЕЖАХ WCDMA	13
1.1 Автокореляційна функція, властивості, алгоритм обчислення	13
1.2 Шумоподібні сигнали (ШПС), методика формування	16
1.3 Синхронізація в мережах стандарту WCDMA	18
1.4 Кодові послідовності, які використовуються в мережах стандарту WCDMA	21
1.4.1 Коди скремблювання: коди Голда та Касамі.....	23
1.4.2 Спеціалізовані коди для синхронізації.....	24
1.5 Висновки до розділу 1	25
2 АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ.....	27
2.1 Порівняльний аналіз кодів Баркера з іншими кодами	27
2.2 Розробка композитних кодів	27
2.2.1 Теоретичні основи формування композитних кодів	29
2.2.2 Моделювання перевірки ефективності нових композитних кодів	32
2.3 Результати дослідження	33
2.4 Висновки до розділу 2	34
3 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА, ГОЛДА ТА КАСАМІ ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ	36
3.1 Мета та завдання дослідження	39
3.2 Методика моделювання	39
3.3 Результати моделювання	43
3.4 Аналіз отриманих результатів.....	44
3.5 Висновки до розділу 3	47

4	АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА В ЯКОСТІ КОДОВИХ СЛІВ В СИСТЕМАХ З ПРЯМИМ РОЗШИРЕННЯМ СПЕКТРУ	48
4.1	Моделювання процесу прийому сигналів[8]	49
4.2	Результати моделювання.....	50
4.3	Аналіз результатів моделювання.....	55
4.4	Висновки до розділу 4	57
5	РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ АКФ - PSLR ТА ISLR У КОМПОЗИТНИХ КОДАХ, ГОЛДА І КАСАМІ.....	59
5.1	Автокореляційна функція.....	59
5.2	Параметр PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio)	59
5.3	Підрахунок PSLR та ISLR для композитних кодів (21, 33, 49, 77, 121).....	61
5.3.1	Композитні коди 121	61
5.3.2	Композитні коди 77а і 77б	62
5.3.3	Композитні коди 49	65
5.3.4	Композитні коди 33а і 33б	67
5.3.5	Композитні коди 21а і 21б	70
5.4	Розрахунок PSLR і ISLR для кодів Голда.....	75
5.5	Розрахунок PSLR і ISLR для кодів Касамі	78
5.6	Висновки до розділу 5	80
	ВИСНОВКИ.....	83
	СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	85

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ, СИМВОЛІВ, СКОРОЧЕНЬ І ТЕРМІНІВ

5G	Fifth Generation	П'яте покоління (систем зв'язку)
AWGN	Additive White Gaussian Noise	Адитивний білий гаусовий шум
BCH	Broadcast Channel	Канал мовлення
CDMA	Code Division Multiple Access	Кодове розділення каналів
CPICH	Common Pilot Channel	Загальний пілот-канал
DL	Downlink	Низхідний канал (від базової станції до абонента)
DSSS	Direct Sequence Spread Spectrum	Пряме розширення спектру
FDMA	Frequency Division Multiple Access	Частотне розділення каналів
FFT	Fast Fourier Transform	Швидке Перетворення Фур'є (ШПФ)
GPS	Global Positioning System	Глобальна система позиціонування
IFFT	Inverse Fast Fourier Transform	Зворотне Швидке Перетворення Фур'є (ЗШПФ)
IoT	Internet of Things	Інтернет речей
LEO	Low Earth Orbit	Низька навколоземна орбіта (LEO-супутники)
LFSR	Linear Feedback Shift Register	Регістр зсуву з лінійним зворотним зв'язком
Lo	(Level offset)	Рівень обмеження (поріг детектування)
MATLAB		(Назва програмного середовища)
NodeB	(Термін WCDMA)	Базова станція

OVSF	Orthogonal Variable Spreading Factor	Ортогональні коди зі змінним фактором розширення
PN	Pseudo-Noise	Псевдовипадковий
P-SCH	Primary Synchronisation Channel	Первинний канал синхронізації
PSC	Primary Scrambling Code	Первинний скремблюючий код
PSC	Primary Synchronisation Code	Первинний код синхронізації
RACH	Random Access Channel	Канал випадкового доступу
SF	Spreading Factor	Фактор розширення (спектру)
SNR	Signal-to-Noise Ratio	Співвідношення сигнал/шум
S-SCH	Secondary Synchronisation Channel	Вторинний канал синхронізації
SSC	Secondary Synchronisation Codes	Вторинні коди синхронізації
TA	Timing Advance	Випередження часу
TDMA	Time Division Multiple Access	Часове розділення каналів
UE	User Equipment	Мобільний термінал (обладнання користувача)
UL	Uplink	Висхідний канал (від абонента до базової станції)
WCDMA	Wideband Code Division Multiple Access	Широкопasmовий CDMA
XOR	Exclusive OR	(Логічна операція "додавання за модулем 2")

ВСТУП

Життя та розвиток сучасного суспільства нерозривно пов'язані з обміном інформацією. У час бурхливого розвитку технологій, якість та надійність цього обміну стали індикаторами технологічного потенціалу країни. Системи телекомунікацій, навігації та радіолокації є фундаментом, на якому будуються як інфраструктурні, так і споживчі сервіси — від глобальних систем позиціонування та мобільного зв'язку (наприклад, 5G) до Інтернету речей (IoT) та низькоорбітальних супутникових мереж.

Системи зв'язку пройшли великий шлях від найпростіших засобів передачі сигналу до складних, автоматизованих комплексів, що вимагають високої точності та завадостійкості. Критично важливим елементом у всіх цих системах є процес синхронізації, який дозволяє приймачу коректно виділяти корисний сигнал на тлі шумів та завад. Ефективність синхронізації безпосередньо залежить від кореляційних властивостей сигналів, що використовуються.

Протягом десятиліть "золотим стандартом" для завдань синхронізації вважалися класичні коди Баркера. Завдяки своїм унікальним автокореляційним властивостям — рівню бічних пелюсток, що не перевищує одиниці, — вони забезпечували майже ідеальне виявлення сигналу. Однак тема магістерської дисертації є актуальною, оскільки класичні коди Баркера вичерпали свій потенціал і вже не задовольняють вимоги сучасних широкосмугових систем. Їхня фундаментальна проблема полягає в екстремально обмеженій довжині (відомо лише 9 таких кодів, найдовший з яких має довжину 13). Цього абсолютно недостатньо для забезпечення необхідного коефіцієнта розширення спектру та завадостійкості в новітніх системах зв'язку та радіолокації.

У зв'язку з цим, вся наукова спільнота вирішує науково-технічну проблему пошуку та аналізу нових сигнальних конструкцій, які могли б замінити обмежений клас кодів Баркера. Одним з напрямків є створення нових композитних кодів Баркера — довших послідовностей, що формуються шляхом

комбінування (наприклад, за допомогою кронекерівського добутку) канонічних кодів.

1 ШУМОПОДІБНІ СИГНАЛИ В МЕРЕЖАХ WCDMA

1.1 Автокореляційна функція, властивості, алгоритм обчислення

Автокореляційна функція (АКФ) є ключовим інструментом у аналізі часових рядів та обробці сигналів. Вона кількісно визначає ступінь внутрішньої подібності (або кореляції) сигналу із власною копією, що зсунута в часі.

Іншими словами, АКФ $R_{xx}(\tau)$ для сигналу $x(t)$ показує, наскільки "схожий" сигнал $x(t)$ на $x(t+\tau)$. в середньому. Величина τ називається часовим зсувом або лагом.

Для стаціонарного випадкового процесу $x(t)$, автокореляційна функція визначається через математичне сподівання (E) [8]:

$$R_{xx}(\tau) = E[x(t)x(t + \tau)] \quad (1.1)$$

У дискретній формі, яка є найбільш актуальною для комп'ютерних обчислень, АКФ для скінченного реального сигналу $x[n]$ довжиною N (де $n = 0, 1, N-1$) обчислюється для різних зсувів k :

$$R_{xx}[k] = \sum_{n=1}^{N-1-k} x[n]x[n + k], \text{ для } k = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1.2)$$

Це так звана "незміщена" (unbiased) або "зміщена" (biased) оцінка, залежно від нормалізації.

АКФ має низку фундаментальних властивостей, які роблять її потужним аналітичним інструментом:

Парність (Симетрія): АКФ є парною функцією відносно зсуву τ (або k).

$$R_{xx}(\tau) = R_{xx}(-\tau) \quad (1.3)$$

Це означає, що кореляція сигналу з його "майбутнім" ($\tau > 0$) є такою ж, як кореляція з його "минулим" ($\tau < 0$).

Максимум при нульовому зсуві: Своєї максимальної величини АКФ завжди досягає при нульовому зсуві ($\tau = 0$). [9]

$$|R_{xx}(\tau)| \leq R_{xx}(0) \text{ для всіх } \tau \quad (1.4)$$

Значення $R_{xx}(0)$ відповідає повній енергії (для енергетичних сигналів) або середній потужності (для сигналів потужності). [9]

Теорема Вінера-Хінчина: Це одна з найважливіших властивостей, що пов'язує АКФ із частотною областю. Теорема стверджує, що спектральна густина потужності (СГП) $S_{xx}(\omega)$ сигналу є перетворенням Фур'є від його автокореляційної функції:

$$\begin{aligned} S_{xx}(\omega) &= F^{-1} \{R_{xx}(\tau)\} \\ R_{xx}(\tau) &= F^{-1} \{S_{xx}(\omega)\} \end{aligned} \quad (1.5)$$

Це дозволяє аналізувати сигнал як у часовій, так і у частотній областях, та дає підґрунтя для ефективних алгоритмів обчислення.

Періодичність: Якщо вихідний сигнал $x(t)$ є періодичним з періодом T , то його АКФ $R_{xx}(\tau)$ буде періодичною з тим самим періодом T .

Загасання: Для аперіодичних сигналів, що не містять періодичних компонент (наприклад, для випадкового шуму), АКФ зазвичай прямує до нуля при $\tau \rightarrow \infty$.

Практичне значення: Властивості АКФ дозволяють використовувати її для:

Виявлення прихованих періодичностей у сигналі (піки на АКФ вказуватимуть на основний період).

Визначення присутності шуму (АКФ білого шуму є дельта-функцією, тобто має різкий пік в нулі і нульове значення для всіх інших зсувів). [8]

Оцінки часу кореляції – як довго сигнал "пам'ятає" свої минулі значення.

Існує два основних підходи до обчислення автокореляційної функції для дискретного сигналу довжиною N .

1. Прямий (часовий) метод

Цей метод безпосередньо реалізує дискретну формулу АКФ. Алгоритм полягає у послідовному зсуві копії сигналу та обчисленні суми добутків на кожному кроці зсуву.

Алгоритм:

Для кожного зсуву k від $-(N-1)$ до $(N-1)$:

Ініціалізувати $R_{xx}[k] = 0$.

Для кожного n у діапазоні, де $x[n]$ та $x[n+k]$ обидва визначені:

Додати добуток $x[n] * x[n+k]$ до $R_{xx}[k]$.

Цей підхід є концептуально простим, але обчислювально неефективним. Для кожного з $2N-1$ значень зсуву k потрібно виконати до N операцій множення та додавання. Обчислювальна складність методу становить $O(N^2)$, що вказує на квадратичну залежність часу виконання від довжини послідовності N і є типовим для алгоритмів, які вимагають порівняння всіх пар елементів.

2 Метод на основі Швидкого Перетворення Фур'є (ШПФ)

Цей метод є значно ефективнішим і є стандартом де-факто у сучасній обробці сигналів. Він базується на теоремі Вінера-Хінчина, яка пов'язує АКФ з перетворенням Фур'є.

Оскільки АКФ R_{xx} є зворотним перетворенням Фур'є F^{-1} від спектральної густини потужності (СГП), а СГП $S(x)$ дорівнює квадрату модуля Фур'є-образу сигналу $|X[k]|^2$, алгоритм має наступний вигляд:

$$R_{xx} = F^{-1}\{|F\{x\}|^2\} \quad (1.6)$$

Алгоритм:

Доповнення нулями (Zero-padding): Вхідний сигнал $x[n]$ довжиною N необхідно доповнити нулями до довжини M , що є степенем двійки та $M \geq 2N-1$. Це критично важливо для отримання лінійної кореляції (замість циклічної) та для максимальної ефективності ШПФ. [12]

Обчислення ШПФ: Виконати ШПФ (FFT) доповненого сигналу x_{padded} для отримання його спектру $X[k]$.

$$X = \text{FFT}(x_{\text{padded}}) \quad (1.7)$$

Обчислення СГП: Обчислити спектральну густину потужності шляхом поелементного множення спектру на його комплексне спряження (або взяття квадрата модуля для реальних сигналів).

$$S_{xx} = X * X^* \text{ (або } |X|^2) \quad (1.8)$$

Обчислення Зворотного ШПФ (ЗШПФ): Виконати ЗШПФ (IFFT) від S_{xx} для отримання автокореляційної функції.

$$R_{xx} = \text{IFFT}(S_{xx}) \quad (1.9)$$

Завдяки використанню ШПФ, обчислювальна складність цього методу складає $O(N \log N)$, що є значно швидшим за $O(N^2)$ для великих N .

1.2 Шумоподібні сигнали (ШПС), методика формування

Шумоподібний сигнал (ШПС) — це детермінований (тобто математично визначений і відтворюваний) сигнал, статистичні характеристики якого (в першу чергу, спектр та автокореляційна функція) є подібними до характеристик випадкового білого шуму. [13]

Незважаючи на свою "випадкову" природу, ШПС генеруються за точним алгоритмом і, як правило, є періодичними, хоча і з дуже великим періодом.

Ключові властивості, що визначають ШПС:

1. Широкий спектр: Спектральна густина потужності ШПС є майже рівномірною в широкій смузі частот, подібно до спектру білого шуму.

2. Імпульсна автокореляційна функція (АКФ): Це найважливіша властивість. АКФ шумоподібного сигналу має різкий, вузький пік при нульовому зсуві ($\tau = 0$) і дуже малі значення (в ідеалі — нульові) для всіх інших зсувів ($\tau \neq 0$).

3. Низька взаємна кореляція: Для ШПС, будь-які два різні сигнали з цього сімейства мають дуже низький рівень взаємної кореляції. Ця властивість є вирішальною для систем кодового розділення (CDMA), де сигнали різних абонентів не повинні заважати один одному.

4. Баланс: У бінарних ШПС (що складаються з +1 та -1) кількість одиниць приблизно дорівнює кількості мінус-одиниць протягом одного періоду.

На практиці ШПС не генеруються фізичними джерелами шуму (оскільки вони мають бути детермінованими), а синтезуються алгоритмічно. Основою для більшості ШПС є псевдовипадкові послідовності (ПВП).

Псевдовипадкова послідовність — це бінарна послідовність, що генерується детермінованим алгоритмом, але має статистичні властивості, близькі до властивостей справді випадкової послідовності.

Найпоширенішим та найефективнішим методом генерації ПВП є використання регістрів зсуву з лінійним зворотним зв'язком (РЗЛЗ).

Регістр зсуву з лінійним зворотним зв'язком (LFSR, Linear Feedback Shift Register) — це цифровий пристрій, що складається з n комірок пам'яті (тригерів), з'єднаних у ланцюг, та логічної схеми зворотного зв'язку. [13]

Принцип роботи:

1. Пристрій працює синхронно, за тактовими імпульсами.
2. На кожному такті дані зсуваються на одну позицію вправо.
3. Вміст першої комірки (D_0) формується схемою зворотного зв'язку.
4. У РЗЛЗ ця схема є лінійною, тобто вона виконує операцію "додавання за модулем 2" (логічне XOR) над виходами з певних комірок, які називаються відводами (taps). [9]

Поведінка РЗЛЗ повністю визначається його довжиною (n) та твірним поліномом $P(x)$ — многочленом, коефіцієнти якого вказують на наявність відводів.

М-послідовності (Послідовності максимальної довжини):

Ключовим для формування ШПС є вибір твірного полінома. Якщо n -розрядний РЗЛЗ має примітивний твірний поліном, він буде генерувати ПВП з максимально можливим періодом L .

$$L = 2^n - 1 \quad (1.10)$$

Такі послідовності називаються М-послідовностями (M-sequences). Вони мають практично ідеальні автокореляційні властивості (дворівневу АКФ) та хороший баланс, що робить їх чудовою основою для ШПС.

Хоча М-послідовності є базовими, для практичних завдань (особливо в системах CDMA, де потрібні великі сімейства кодів з низькою взаємною кореляцією) використовуються й інші класи:

- Коди Голда (Gold Codes): Формуються шляхом XOR-додавання двох спеціально підібраних М-послідовностей однакової довжини. Вони дозволяють створювати великі сімейства кодів з контрольованими та низькими рівнями взаємної кореляції.
- Коди Касамі (Kasami Codes): Мають ще кращі характеристики взаємної кореляції, ніж коди Голда, але генерують менші за розміром сімейства.
- Коди Баркера (Barker Codes): Це специфічні короткі бінарні послідовності (найдовша відома має довжину 13), які мають виняткову властивість: їхня АКФ має бічні пелюстки, що не перевищують ± 1 . Вони ідеальні для синхронізації та в імпульсно-стискаючих радарах.

Отже, шумоподібні сигнали є детермінованими сигналами, що імітують властивості шуму, головною з яких є імпульсна АКФ. Основною методикою їх формування є алгоритмічна генерація псевдовипадкових послідовностей, зокрема М-послідовностей, за допомогою регістрів зсуву з лінійним зворотним зв'язком. [8]

1.3 Синхронізація в мережах стандарту WCDMA

Синхронізація є фундаментальним процесом для будь-якої системи WCDMA (Wideband Code Division Multiple Access). На відміну від систем з часовим (TDMA) або частотним (FDMA) розділенням, де користувачі рознесені по часу або частоті, в WCDMA всі користувачі передають одночасно і в одному частотному діапазоні.

Розділення користувачів досягається шляхом множення сигналу кожного користувача на унікальний шумоподібний код. Для того, щоб базова станція (NodeB) могла коректно декодувати сумарний сигнал від багатьох мобільних

терміналів (UE), а також щоб UE міг виділити сигнал своєї базової станції з-поміж інших, необхідна надзвичайно точна синхронізація.

Процес синхронізації в WCDMA поділяється на два основних етапи: синхронізація низхідного каналу (Downlink, DL) та синхронізація висхідного каналу (Uplink, UL).

Це процес, за допомогою якого мобільний термінал (UE) знаходить базову станцію (NodeB) і синхронізується з нею. Цей процес життєво важливий, оскільки UE вмикається, не маючи жодної інформації про точний час або частоту мережі. [8]

У WCDMA цей процес розроблений як надійна триетапна процедура "пошуку комірки" (Cell Search). Вона використовує спеціалізовані фізичні канали:

1. Первинний канал синхронізації (P-SCH, Primary Synchronisation Channel)
2. Вторинний канал синхронізації (S-SCH, Secondary Synchronisation Channel)
3. Загальний пілот-канал (CPICH, Common Pilot Channel)

Етап 1: Слот-синхронізація (Використання P-SCH)

- Мета: Знайти межі часових слотів.
- Механізм: Канал P-SCH безперервно передає Первинний код синхронізації (PSC). Цей код (специфічна послідовність довжиною 256 чіпів) є однаковим для кожної комірки WCDMA в усьому світі. [10]

- Дії UE: Мобільний термінал використовує узгоджений фільтр (matched filter), налаштований на цей PSC. Коли UE "прослуховує" ефір, він накопичує енергію сигналу, що корелює з PSC. Поява чіткого піка на виході корелятора вказує на початок часового слоту (тривалістю 0.667 мс).

- Результат: UE отримує слотову синхронізацію.

Етап 2: Фрейм-синхронізація та ідентифікація групи кодів (Використання S-SCH)

- Мета: Знайти межі радіокадрів (фреймів) та звужити пошук унікального коду комірки.
- Механізм: Канал S-SCH передається паралельно з P-SCH. Він також складається з послідовностей по 256 чіпів — Вторинних кодів синхронізації (SSC). Існує 16 різних SSC.
- Ці 16 кодів об'єднуються у послідовності кодів (довжиною 15 слотів, тобто один радіокадр). Існує 64 унікальних послідовностей SSC.
- Дії UE: Знаючи межі слотів (з Етапу 1), UE аналізує SSC у кожному слоті протягом 15 послідовних слотів (один фрейм, 10 мс). Визначивши цю унікальну послідовність (з 64 можливих), UE одночасно:
 1. Знаходить початок радіокадру (досягає фреймової синхронізації).
 2. Визначає групу скремблюючих кодів (з 64 груп), до якої належить ця комірка.
- Результат: UE синхронізований по фреймах і знає, що унікальний код комірки є одним з 8 кодів у визначеній групі.

Етап 3: Ідентифікація скремблюючого коду (Використання CPICH)

- Мета: Знайти точний первинний скремблюючий код (PSC - Primary Scrambling Code) комірки. Цей код є унікальним ідентифікатором комірки (всього їх 512, розбитих на 64 групи по 8 кодів).
- Механізм: Канал CPICH несе незмінну пілот-послідовність, яка скрембльована (перемножена) тим самим унікальним PSC, який використовується для всіх інших низхідних каналів цієї комірки.
- Дії UE: UE по черзі намагається дескремблювати сигнал CPICH, використовуючи кожен з 8 кандидатних скремблюючих кодів (з групи, визначеної на Етапі 2).
- Результат: Той код, який дозволяє успішно декодувати (отримати максимальну енергію) CPICH, і є первинним скремблюючим кодом комірки.

Після завершення Етапу 3 мобільний термінал повністю синхронізований з коміркою і може читати її канал мовлення (VCH), щоб отримати системну інформацію (ідентифікатор мережі, доступні сервіси тощо).

Після того, як UE синхронізувався з NodeB у низхідному каналі, він повинен синхронізувати свій власний передавач для висхідного каналу.

- Проблема: Сигнали від різних UE, що знаходяться на різній відстані від NodeB, дійдуть до базової станції в різний час, якщо UE просто будуть передавати у відповідь на отриманий DL-сигнал. Це зруйнує ортогональність кодів і призведе до масивної інтерференції.
- Рішення: UE починає передачу на Каналі випадкового доступу (RACH). Його початковий час передачі базується на часі отриманого DL-сигналу.
- Дії NodeB: Базова станція вимірює час прибуття сигналу RACH від UE. Вона порівнює цей час з очікуваним (ідеальним) часом прибуття.
- Випередження часу (Timing Advance, TA): NodeB надсилає UE команди випередження часу. Ці команди наказують UE передавати свій сигнал *раніше* або *пізніше* на певну величину.
- Результат: Завдяки цьому механізму (який працює у замкненому циклі), NodeB гарантує, що сигнали від *усіх* активних UE прибувають на її приймач синхронно в межах визначеного часового вікна. [8]

1.4 Кодові послідовності, які використовуються в мережах стандарту WCDMA

У системі WCDMA кодові послідовності виконують дві фундаментально різні, але однаково важливі функції: каналізацію та скремблювання.

Каналізація (Channelization): Це процес розділення різних фізичних каналів (даних, керування, пілот-сигналів), що передаються від одного джерела (наприклад, різні канали однієї базової станції до різних користувачів або різні канали одного користувача до базової станції). Коди каналізації повинні бути строго ортогональними для усунення взаємної інтерференції між цими каналами. [10]

Скремблювання (Scrambling): Це процес накладання унікального "шумоподібного" коду на весь сумарний сигнал, що передається джерелом (коміркою в DL або користувачем в UL). Його мета — ідентифікувати джерело та розділити сигнали від різних джерел (наприклад, різних базових станцій). Коди скремблювання не є ортогональними, але мають низьку взаємну кореляцію.

Для виконання цих завдань у WCDMA використовуються різні сімейства кодів.

Для розділення каналів у WCDMA застосовуються Ортогональні коди зі змінним фактором розширення (OVSF - Orthogonal Variable Spreading Factor). Математично ці коди базуються на функціях Уолша та генеруються за допомогою матриць Адамара.

Формування:

Коди OVSF генеруються ієрархічно за допомогою дерева кодів Уолша. Воно починається з найпростішого коду $C_1 = (1)$ і на кожному кроці розгалужується:

Матриця Адамара $H_1 = [1]$

$$\begin{aligned}
 H_2 &= \begin{matrix} H_1 & H_1 \\ H_1 & -H_1 \end{matrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \\
 H_4 &= \begin{matrix} H_2 & H_2 \\ H_2 & -H_2 \end{matrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \quad (1.11)
 \end{aligned}$$

... і так далі до H_{256} для DL, або H_{512} для UL. Кожен рядок такої матриці є кодом OVSF.

Ключові властивості:

1. Строга ортогональність: Будь-які два коди *однакової довжини* (однакового фактора розширення, SF) є ортогональними. Їхня взаємна кореляція при нульовому зсуві дорівнює нулю.

2. Змінний фактор розширення (SF): Деревовидна структура дозволяє виділяти коди з різною довжиною (SF від 4 до 512). Це *критично важливо* для WCDMA, оскільки дозволяє гнучко виділяти ресурси:

- Високий SF (довгий код, напр. 256): Низька швидкість передачі даних (напр., мовлення, канали керування).
- Низький SF (короткий код, напр. 8): Висока швидкість передачі даних (напр., інтернет-трафік).

3. Обмеження ортогональності: Код може бути використаний лише в тому випадку, якщо в дереві не використовується жоден з його "батьківських" або "дочірніх" кодів.

Недолік: Коди OVVSF є ортогональними лише при ідеальній синхронізації (нульовому зсуві). У реальних умовах багатопроменевого поширення сигналу їхня ортогональність порушується, що створює внутрішньокміркову інтерференцію.

1.4.1 Коди скремблювання: коди Голда та Касамі

Коди скремблювання повинні мати властивості, близькі до білого шуму: імпульсну АКФ та дуже низьку взаємну кореляцію при *будь-яких* зсувах. Цим вимогам відповідають коди, згенеровані на основі М-последовностей.

М-последовності: Як детально описано в підрозділі 1.4, М-последовності мають ідеальні автокореляційні властивості. Однак, кількість М-последовностей заданої довжини є обмеженою, а їхні взаємнокореляційні властивості не завжди оптимальні. Тому в WCDMA вони служать в основному як "будівельні блоки" для більш потужних сімейств кодів.

Коди Голда (Gold Codes): Це основний тип кодів скремблювання у WCDMA. Вони утворюються шляхом додавання за модулем 2 (XOR) двох спеціально підібраних М-последовностей однакової довжини $L = 2^n - 1$.

Властивості: Коди Голда формують великі сімейства ($L+2$ кодів) з трьома чітко визначеними і низькими рівнями взаємної кореляції. [9]

Застосування в WCDMA:

- Низхідний канал (DL): Використовуються коди Голда довжиною $2^{18} - 1 = 262143$ чіпів. З цього величезного набору для ідентифікації комірок (PSC, Primary Scrambling Code) відібрано 512 кодів, розбитих на 64 групи по 8 кодів (як описано в 1.5.1).
- Висхідний канал (UL): Використовуються для розділення різних мобільних терміналів (UE). Тут можуть застосовуватись як "довгі" коди Голда (такої ж довжини $2^{18} - 1$), так і "короткі" (довжиною 256 чіпів).

Коди Касамі (Kasami Codes): Це інше сімейство ПВП, що також базується на М-послідовностях. Вони мають ще *кращі* (нижчі) пікові значення взаємної кореляції, ніж коди Голда. Однак, розмір їхніх сімейств значно менший. У WCDMA вони використовуються для специфічних завдань у висхідному каналі (наприклад, для формування сигналів на каналі PRACH), де вимоги до взаємної кореляції є особливо жорсткими. [9]

1.4.2 Спеціалізовані коди для синхронізації

Для початкової синхронізації (процедура "пошуку комірки") використовуються унікальні послідовності, які не належать до вищезгаданих сімейств, але мають виняткові аперіодичні автокореляційні властивості.

- Первинний Канал Синхронізації (P-SCH): Використовує Первинний Код Синхронізації (PSC). Це не М-послідовність і не код Голда. Це спеціально розроблена узагальнена ієрархічна послідовність Голя (Golay) довжиною 256 чіпів. Вона єдина для всіх комірок у світі. Її АКФ має надзвичайно вузький пік і низькі бічні пелюстки, що дозволяє UE швидко знайти межі слотів.
- Вторинний Канал Синхронізації (S-SCH): Використовує Вторинні Коди Синхронізації (SSC). Це набір з 16 коротких кодів довжиною 256 чіпів, які є кодами Адамара (тобто рядками матриці H_{256} , спорідненими з кодами Уолша). Їхня взаємна ортогональність дозволяє передавати в одному слоті інформацію про номер групи кодів та межі фрейму. [10]

Коди Баркера — це дуже короткі бінарні послідовності (найдовша відома має довжину 13), що мають унікальну властивість: їхня аперіодична АКФ має бічні пелюстки, що не перевищують ± 1 .

Через свою малу довжину та обмежену кількість, коди Баркера не використовуються у стандарті WCDMA. WCDMA вимагає значно довших послідовностей для розширення спектру (SF до 512) та ідентифікації (довжиною до 262143). Функції, які коди Баркера виконують в інших системах (наприклад, синхронізація в Wi-Fi 802.11b або імпульсне стиснення в радарах), у WCDMA реалізовані за допомогою вищезгаданих послідовностей Голя та кодів Адамара. [9]

1.5 Висновки до розділу 1

У першому розділі проведено аналіз теоретичних основ побудови та обробки широкосмугових сигналів у сучасних системах телекомунікацій, зокрема стандарту WCDMA. Основні результати полягають у наступному:

1. Роль автокореляційної функції (АКФ). Визначено, що АКФ є ключовим інструментом для оцінки внутрішньої подібності сигналу та його здатності до синхронізації¹. Для ефективної комп'ютерної обробки сигналів великої тривалості доцільно використовувати методи обчислення АКФ на основі Швидкого Перетворення Фур'є (ШПФ), що дозволяє зменшити обчислювальну складність з $O(N^2)$ до $O(N \log N)$.

2. Особливості шумоподібних сигналів (ШПС). Розглянуто методику формування ШПС на основі псевдовипадкових послідовностей (М-послідовності, коди Голда, Касамі), які генеруються за допомогою регістрів зсуву з лінійним зворотним зв'язком. Головною вимогою до таких сигналів є наявність імпульсної АКФ та низької взаємної кореляції для забезпечення кодового розділення каналів.

3. Синхронізація в WCDMA. Проаналізовано складний триетапний процес пошуку комірки в мережах WCDMA (слотова синхронізація, фреймова

синхронізація, ідентифікація скремблюючого коду). Цей процес покладається на використання спеціалізованих кодів: кодів Голея (для P-SCH), кодів Адамара (для S-SCH) та кодів Голда (для скремблювання).

4. Проблематика класичних кодів Баркера. Встановлено, що класичні коди Баркера мають ідеальні кореляційні властивості (бічні пелюстки не перевищують одиниці), що робить їх еталоном для завдань синхронізації⁷. Однак їх застосування в сучасних широкосмугових системах, таких як WCDMA, унеможливлене через критично обмежену довжину (максимум 13 елементів). Стандарт WCDMA вимагає значно довших послідовностей (від 256 до тисяч символів) для забезпечення необхідного коефіцієнта розширення спектру та каналної ємності.

Таким чином, актуальним науково-технічним завданням є пошук та дослідження нових сигнальних конструкцій — композитних кодів Баркера, які поєднували б у собі ідеальні кореляційні властивості класичних кодів Баркера та велику довжину, необхідну для сучасних систем зв'язку.

2 АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

Обмеження кодів Баркера призвело до розробки та застосування інших сімейств кодів, які пропонують кращі характеристики для специфічних сценаріїв.

2.1 Порівняльний аналіз кодів Баркера з іншими кодами

Коди Голда та Касамі є прикладами псевдовипадкових (PN) послідовностей, які використовуються в системах з кодовим поділом каналів (CDMA). На відміну від кодів Баркера, ці послідовності можуть бути значно довшими, що дозволяє досягти вищого виграшу в обробці сигналу. Ключовою перевагою кодів Голда та Касамі є низька взаємна кореляція між різними послідовностями всередині одного набору. Це дозволяє багатьом користувачам одночасно використовувати одну й ту саму смугу частот, кодуючи свої сигнали унікальними послідовностями. Хоча їхні автокореляційні властивості не є такими ідеальними, як у кодів Баркера, їхня низька взаємна кореляція та велика кількість доступних кодів роблять їх кращим вибором для багатокористувацьких систем, таких як мобільний зв'язок (UMTS). [5]

2.2 Розробка композитних кодів

Для подолання проблеми обмеженої довжини кодів Баркера дослідники запропонували метод створення «вкладених» (nested) або «композитних» кодів. Цей підхід ґрунтується на використанні кронекерівського добутку двох канонічних послідовностей Баркера для створення значно довших кодів.¹ Наприклад, шляхом перемноження 7-бітного коду Баркера на 7-бітний можна отримати композитний код довжиною 49. Цей метод дозволяє використовувати ідеальні, але короткі, коди як «будівельні блоки» для

створення нових, довших послідовностей, які зберігають хороші кореляційні властивості. [5]

Створення таких композитних кодів дозволило досягти вищого коефіцієнта стиснення та виграшу в SNR, що відповідає вимогам сучасних систем, таких як медична ультразвукова діагностика. Ці нові послідовності також демонструють кращу завадостійкість порівняно з деякими відомими кодами, наприклад, з кодами Голда, що відкриває нові перспективи для їхнього застосування в системах синхронізації широкосмугових сигналів. Цей підхід є яскравим прикладом того, як інженерна винахідливість дозволяє обійти теоретичні обмеження, створюючи гібридні рішення, що поєднують сильні сторони різних методів кодування.

Відомі лише дев'ять кодів Баркера, найдовший з яких має довжину 13. Наразі вважається, що інших таких кодів не існує; це було доведено для кодів непарної довжини та для парних довжин менше 1022. У таблиці 1 представлено повний перелік усіх відомих кодів Баркера та відповідні їм характеристики.

Таблиця 2.1 - Відомі коди Баркера та їх рівень бокових пелюсток [3]

Номер п/п	Довжина коду (N)	SLL (рівень бічних пелюсток) (дБ)	Послідовність
1	2	-6.0	1 -1 / 1 1
2	3	-9.5	1 1 -1
3	4	-12.0	1 1 -1 1 / 1 1 1 -1
4	5	-14.0	1 1 1 -1 1
5	7	-16.9	1 1 1 -1 -1 1 -1
6	11	-20.8	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1
7	13	-22.3	1 1 1 1 1 -1 -11 1-11-1 1

Джерело: адаптовано за матеріалами [3].

Примітка: В таблиці вказано основні форми кодів, оскільки їх заперечення та інверсія мають однакові автокореляційні властивості.

2.2.1 Теоретичні основи формування композитних кодів

Розвиток цього напрямку дозволив створити нові композитні послідовності Баркера, які формуються із застосуванням чотирьох типів базових кодів:

- канонічної послідовності (A),
- інверсної (B),
- дзеркальної (C),
- інверсно-дзеркальної (D).

Відповідно до цього, нові коди формуються у чотирьох варіантах:

$$NC\ 1 = C \times A, D \times B; [1]$$

$$NC\ 2 = C \times B, D \times A; [1]$$

$$NC\ 3 = A \times C, B \times D; [1]$$

$$NC\ 4 = A \times D, B \times C. [1]$$

Таблиця 2.2 - Нові композитні послідовності. Джерело: складено на основі [5]

Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 121
NC 1.	C11 x A11 D11 x B11	-1-1-1 1 1 1-1 1 1 1-1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1-1 1 - 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1
NC 2.	C11 x B11 D11 x A11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 - 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 -1 -1 1 1 - 1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1

Продовження таблиці 2.2 [5]

Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 121
NC 3.	A11 x C11 B11 x D11	-1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1
NC 4	A11 x D11 B11 x C11	1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1
Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 77a
NC 1.	C11 x A7 D11 x B7	-1 -1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1
NC 2.	C11 x B7 D11 x A7	1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1
NC 3.	A11 x C7 B11 x D7	-1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1
NC 4	A11 x D7 B11 x C7	1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1
Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 77b
NC 1.	C7 x A11 D7 x B11	-1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 -1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1
NC 2.	C7 x B11 D7 x A11	1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1
NC 3.	A7 x C11 B7 x D11	-1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 1 1 -1 -1 -1
NC 4	A7 x D11 B7 x C11	1 -1 1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 1 -1 -1 -1 1 1 1 -1 1 -1 -1 1 -1 -1 1 1 1 1 -1 1 1 1 -1 -1 -1 1 -1 1 -1 1 1 1

Продовження таблиці 2.2

Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 49
NC 1.	C7 x A7 D7 x B7	-1-1-1 1 1-1 1 1 1 1-1-1 1-1-1-1-1 1 1-1 1-1-1-1 1 1-1 1 1 1 1-1-1 1-1 1 1 1-1-1 1-1 1 1 1-1-1 1-1
NC 2.	D7 x A7 C7 x B7	1 1 1-1-1 1-1-1-1-1 1 1-1 1 1 1 1-1-1 1-1 1 1 1-1-1 1-1-1-1-1 1 1-1 1-1- 1-1 1 1-1 1-1-1-1 1 1-1 1
NC 3.	A7 x C7 B7 x D7	-1 1-1-1 1 1 1-1 1-1-1 1 1 1-1 1-1-1 1 1 1 1-1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1-1-1-1 1-1-1 1 1 1 1-1 1 1-1-1-1
NC 4	B7 x C7 A7 x D7	1-1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1-1-1 1-1-1 1 1 1-1 1-1-1 1 1 1 1- 1 1 1-1-1-1-1 1-1-1 1 1 1
Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 33а
NC 1.	C11 x A3 D11 x B3	-1-1 1 1 1 1-1 -1-1 1 -1-1 1 1 1-1 -1-1 1 -1-1 1 1 1-1 1 1-1 1 1-1
NC 2.	D11 x A3 C11 x B3	1 1-1 -1-1 1 1 1-1 1 1-1 -1-1 1 1 1-1 1 1-1 1 1-1 -1-1 1 -1-1 1 -1-1 1
NC 3.	A11 x C3 B11 x D3	-1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1-1-1 1-1-1 1-1-1 -1 1 1 1-1-1 1-1-1 -1 1 1 1-1-1
NC 4	B11 x C3 A11 x D3	1-1-1 1-1-1 1-1-1 -1 1 1 -1 1 1 -1 1 1 1-1-1 -1 1 1 -1 1 1 1-1-1 -1 1 1
Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 33б
NC 1.	C3 x A11 D3 x B11	-1-1-1 1 1 1-1 1 1-1 1 1 1 1-1-1 1-1-1 1-1 1 1 1-1-1-1 1-1-1 1-1
NC 2.	D3 x A11 C3 x B11	1 1 1-1-1-1 1-1-1 1-1 -1-1-1 1 1 1-1 1 1-1 1 -1-1-1 1 1 1-1 1 1-1 1
NC 3.	A3 x C11 B3 x D11	-1 1-1-1 1-1-1-1 1 1 1 -1 1-1-1 1-1-1-1 1 1 1 1-1 1 1-1 1 1 1-1-1-1
NC 4	B3 x C11 A3 x D11	1-1 1 1-1 1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1 1 1 1-1-1-1 -1 1-1-1 1-1-1-1 1 1 1
Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 21а
NC 1.	C7 x A3 D7 x B3	-1-1 1 1 1 1-1 -1-1 1 -1-1 1 1 1-1 1 1-1 1 1-1
NC 2.	D7 x A3 C7 x B3	1 1-1 -1-1 1 1 1-1 1 1-1-1-1 1 -1-1 1 -1-1 1
NC 3.	A7 x C3 B7 x D3	-1 1 1 -1 1 1 1 -1 1 1 1-1-1 1-1-1 -1 1 1 1-1-1
NC 4	B7 x C3 A7 x D3	1-1-1 1-1-1 1-1-1 -1 1 1 -1 1 1 1-1-1 -1 1 1

Продовження таблиці 2.2

Назва коду	Варіант	Отримані композитні послідовності 216
NC 1.	C3 x A7 D3 x B7	-1-1-1 1 1-1 1 1 1 1-1-1 1-1 1 1 1-1-1 1-1
NC 2.	D3 x A7 C3 x B7	1 1 1-1-1 1-1 -1-1-1 1 1-1 1 -1-1-1 1 1-1 1
NC 3.	A3 x C7 B3 x D7	-1 1-1-1 1 1 1-1 1-1-1 1 1 1 1-1 1 1-1-1-1
NC 4	B3 x C7 A3 x D7	1-1 1 1-1-1-1 1-1 1 1-1-1-1 -1 1-1-1 1 1 1

Джерело: складено на основі [5]

Кожна пара (NC1– NC3, NC2– NC4) є дзеркальним відображенням одна одної, а пари (NC1– NC2, NC3– NC4) — інверсними.

У результаті такого комбінування для кожної базової пари кодів (наприклад, 11×7 , 7×3 , 3×11 тощо) можна отримати чотири нові композитні послідовності, які потенційно мають кращі показники завадостійкості під час використання у ролі синхросигналів. [6]

2.2.2 Моделювання перевірки ефективності нових композитних кодів

Для перевірки ефективності нових композитних кодів проведено імітаційне моделювання процесу прийому та виділення синхроімпульсів у середовищі MATLAB R2015b [6].

Модель включала такі основні елементи:

- формувач широкосмугового сигналу, який генерує як синхроімпульси, так і інформаційні послідовності;
- приймач синхросигналів, що виконує кореляційне виділення імпульсів синхронізації;
- блок управління порогом виділення та детектор помилок, які дозволяють автоматично визначати оптимальний рівень прийому.

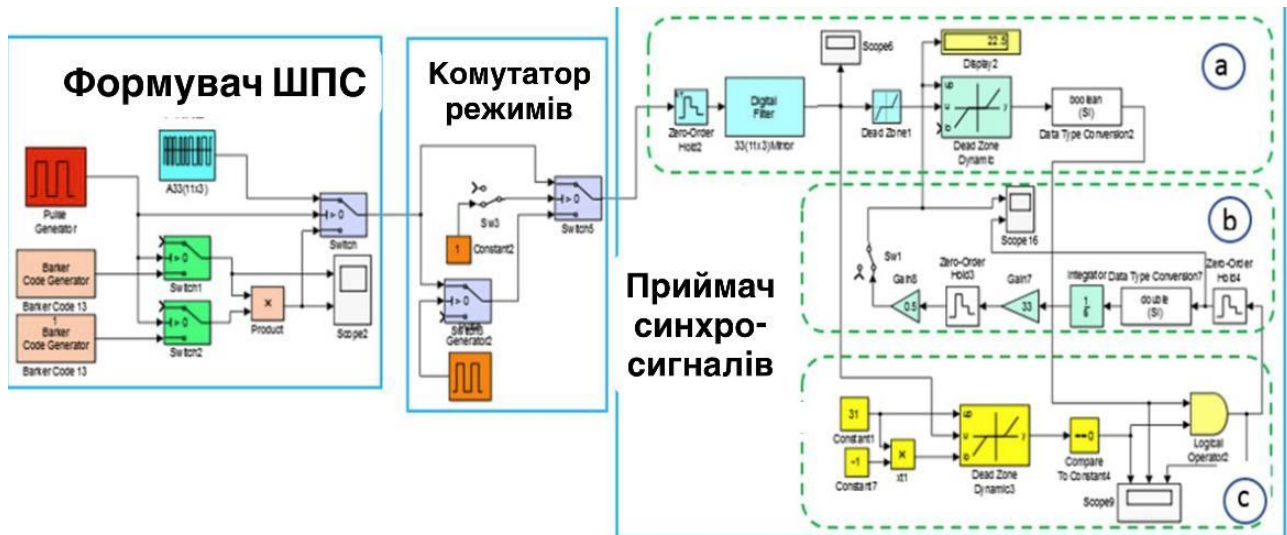


Рисунок 2.1 - Модель передавально-приймаючого тракту ШПС [6]

Для оцінки ефективності використовувалися два режими роботи моделі:

1. без розділення трактів прийому синхросигналів і інформаційних сигналів (імітація реальних умов роботи);
2. з розділенням трактів (контрольний експеримент).

Модель автоматично визначала рівень порогу L_0 при досягненні безпомилкового виділення імпульсів синхронізації. Втрати при виділенні піку імпульсу синхронізації визначались як

$$P(\%) = L_0/A,$$

де A — амплітуда імпульсу синхронізації, що дорівнює довжині коду. [6]

Ефективність використання нових композитних кодів оцінювалась параметром:

$$\Delta P(\%) = P_{BV}(\%) - P(\%),$$

де $P_{BV}(\%)$ — втрати виділення піку синхроімпульсів при використанні композитних кодів Баркера-Волинської. [6]

2.3 Результати дослідження

Моделювання проводилось для набору композитних кодів із різними комбінаціями довжин:

- 121 (11×11)

- 77a (11×7)
- 77b (7×11)
- 49 (7×7)
- 33a (11×3)
- 33b (3×11)
- 21a (7×3)
- 21b (3×7)

Результати порівняння показали, що нові композитні послідовності значно перевершують базові коди Баркера–Волинської за рівнем завадостійкості. [6].

Наприклад:

- NC1, NC2, NC3 та NC4 121 (11x11), 77a (11x7), 77b (7 x11), 49 (7 x7) — на (14,3 – 58,4)% ефективніші;
- NC1, NC2, NC3 33a (11x3) — на (6,1 – 36,4)%
- NC2, NC3 та NC4 33b (3x11) — на (36,4 – 69,7)%
- NC1, NC2, NC3 21a (7x3) — на (9,5 – 38)%;
- NC1, NC2, NC3 та NC4 21b (3 x7) — на (9,5 – 47,7)%

Таким чином, усі нові коди (особливо NC2 і NC3) показали помітно нижчі втрати при виділенні імпульсів синхронізації, що свідчить про їхню більшу кореляційну селективність та стійкість до перешкод з боку інформаційної послідовності.

2.4 Висновки до розділу 2

Отримані результати мають важливе практичне значення для побудови систем синхронізації у широкосмугових каналах передачі. Використання нових композитних кодів Баркера дозволяє:

- забезпечити більш надійне виявлення синхросигналів у присутності завад;

- зменшити похибки синхронізації у фазових автопідлаштовувальних системах (ФАПЧ);
- підвищити точність розділення трактів синхронізації та інформаційної передачі;
- використовувати довші кодові послідовності без втрати кореляційних властивостей.

Особливо цінним є те, що нові послідовності утворюються простими комбінаціями відомих кодів Баркера, що робить їх зручними для реалізації в апаратних і програмних засобах сучасних систем зв'язку (CDMA, WCDMA, Wi-Fi, радіолокація).[6]

3 ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА, ГОЛДА ТА КАСАМІ ДЛЯ СИСТЕМ СИНХРОНІЗАЦІЇ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ

Сучасні широкосмугові системи зв'язку (ШСС), що працюють у відкритих радіоканалах, вимагають високої завадостійкості під час передачі конфіденційної інформації, особливо в умовах дії активних перешкод. Одним із найефективніших підходів до підвищення завадозахищеності є використання шумоподібних сигналів (ШПС), які характеризуються рівномірним спектром і низьким рівнем кореляції.[6]

ШПС застосовуються у системах з кодовим поділом каналів (CDMA, WCDMA), у бездротових мережах стандарту IEEE 802.11 (Wi-Fi) з технологією DSSS (Direct Sequence Spread Spectrum), а також у радіолокаційних системах. Одним із базових елементів формування ШПС є кодові послідовності Баркера, відомі своїми оптимальними кореляційними властивостями.

Класичні коди Баркера були відкриті у 1953 році і мають унікальну властивість — головний пік автокореляційної функції (АКФ) дорівнює довжині коду, а максимальний бічний викид не перевищує одиниці. Згодом дослідниками було створено низку композитних послідовностей Баркера, які поєднують кілька базових кодів у єдину структуру для покращення енергетичних і кореляційних характеристик.

Подальший аналіз, що комбінація кодів Баркера з іншими послідовностями — такими як коди Голда та послідовності Касамі — може забезпечити ще кращий баланс між довжиною коду, завадостійкістю та синхронізаційною стабільністю.

В цьому розділі проведено аналіз використання нових композитних кодів Баркера 49, 77а та 77б, кодів Голда 63-1, 63-2, 63-3, 63-4 і послідовностей Касамі 63-1, 63-2, 63-3, 63-4 в системах синхронізації широкосмугових сигналів і порівняння їх ефективності (порівнювані нові композитні коди Баркера наведено в таблиці 4, коди Голда і Касамі на рисунках 3.1 і 3.2 відповідно).

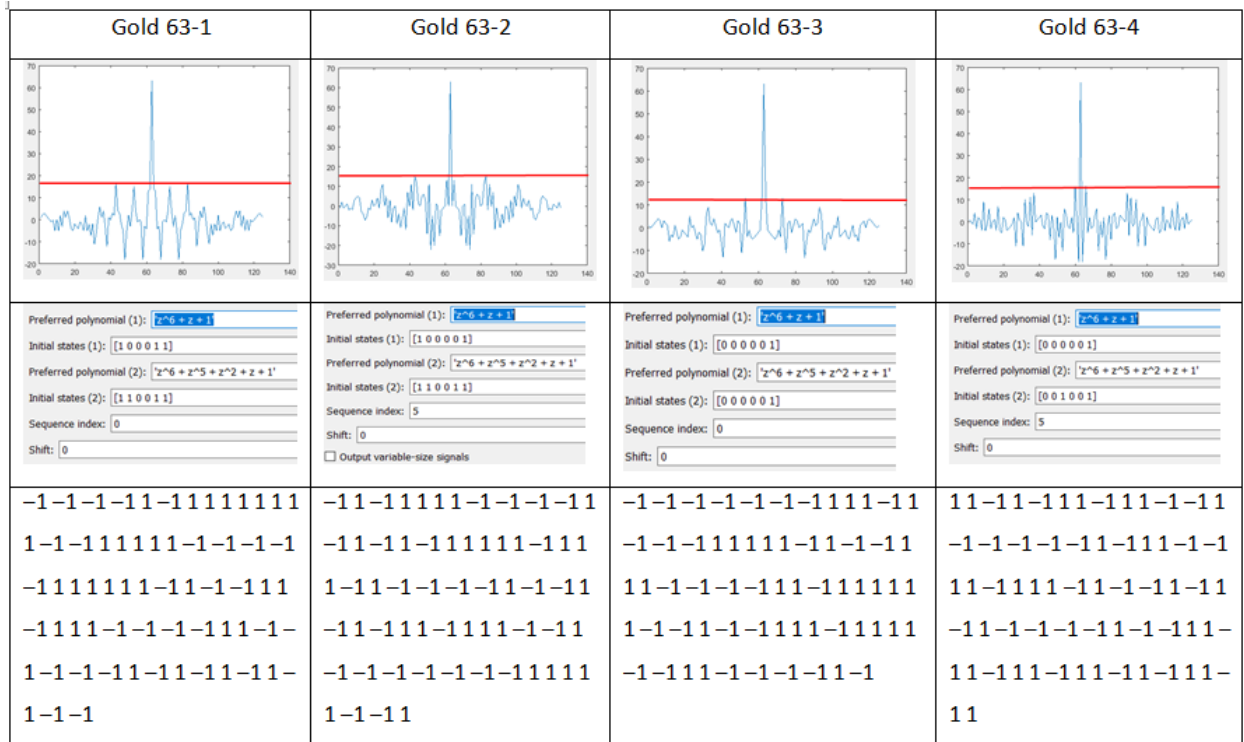


Рисунок 3.1 - Коды Голда 63-1, 63-2, 63-3, 63-4 [6]

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

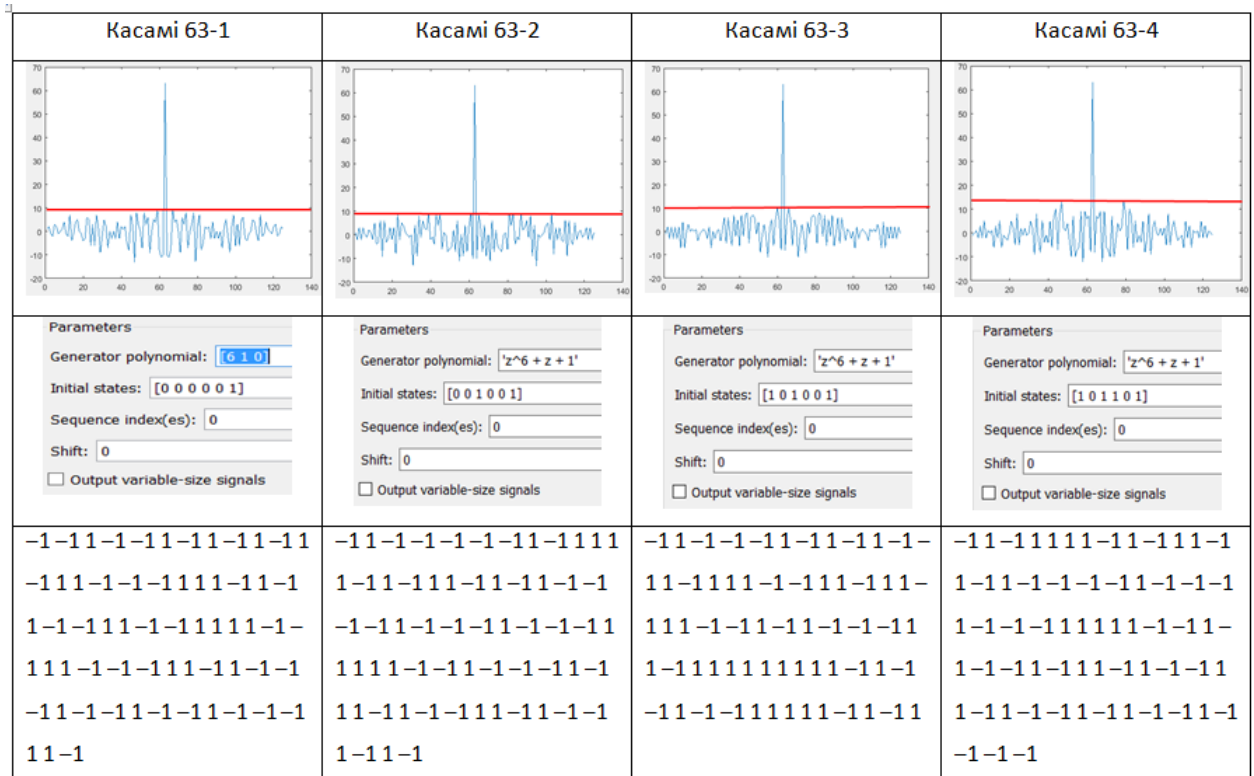


Рисунок 3.2 - Послідовності Касамі 63-1, 63-2, 63-3, 63-4 [6]

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

3.1 Мета та завдання дослідження

В роботі [7] проведено порівняльний аналіз ефективності нових композитних кодів Баркера, кодів Голда та послідовностей Касамі при їх використанні в якості синхросигналів у широкосмугових системах зв'язку.

Основні завдання дослідження

1. Змоделювати коди Баркера, Голда та Касамі [6] у середовищі MATLAB (табл.3.4, рис.3.2, рис.3.3).
2. Оцінити ефективність кожного типу коду за критерієм втрати пікового значення автокореляційної функції (АКФ) при різних співвідношеннях сигнал/шум (SNR).
3. Порівняти результати моделювання та зробити висновки щодо доцільності використання композитних кодів у системах синхронізації.

3.2 Методика моделювання

Моделювання проводилося у середовищі MATLAB R2015B [7], що дозволило відтворити повну схему прийому шумоподібного сигналу, включаючи генерацію кодів, додавання шуму та аналіз вихідної АКФ (рисунок 3.3).

Схема моделі включала такі блоки:

- генератор шумоподібних сигналів, який дозволяв обирати тип коду (Баркера, Голда, Касамі);
- генератор білого гаусівського шуму (AWGN);
- узгоджений фільтр, налаштований на конкретний код;
- детектор порогу та блок оцінювання втрат піку АКФ.

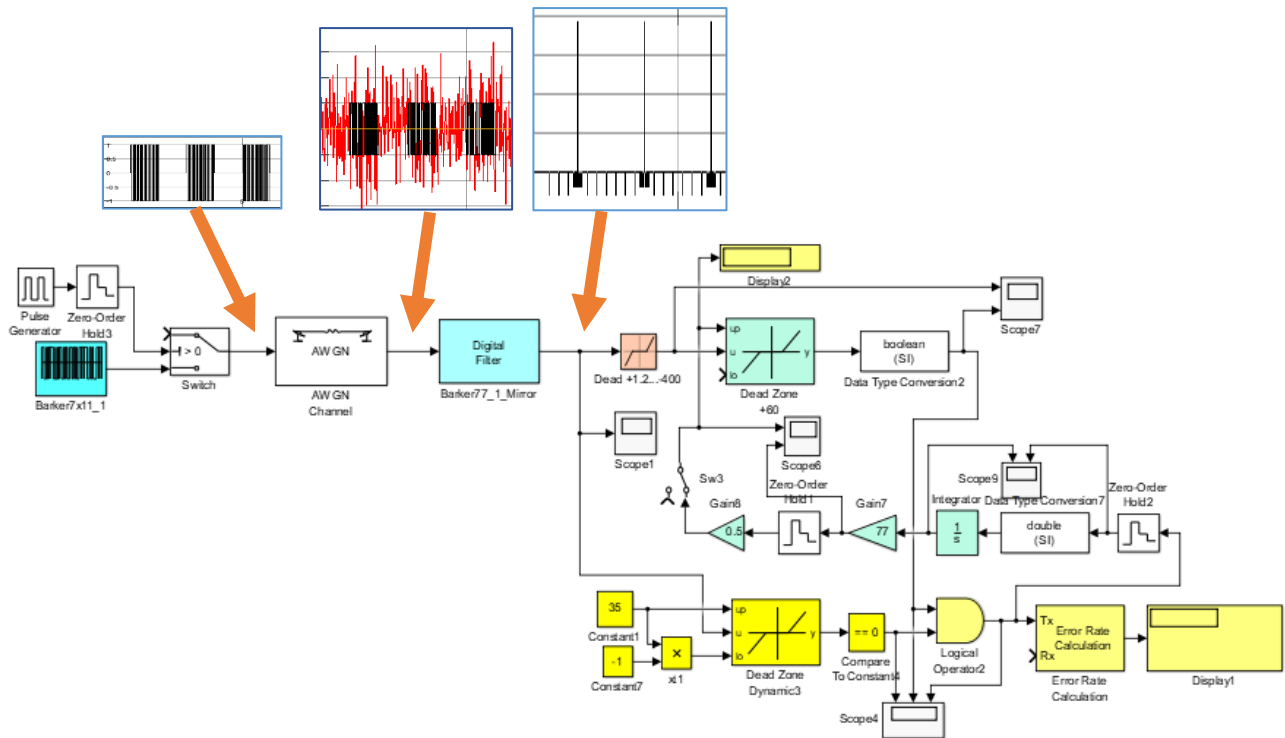


Рисунок 3.3 - Схема моделі режиму прийому ШПС Джерело: адаптовано за матеріалам [6]

Тестування виконувалося для:

- чотирьох нових композитних кодів Баркера [6] довжиною 49, 77а, 77б;

- чотирьох кодів Голда довжиною 63;
- чотирьох послідовностей Касамі довжиною 63.

Для кодів Голда використовувалися два утворюючі поліноми:

- $z^6 + z + 1$
- $z^6 + z^5 + z^2 + z + 1$

Для послідовностей Касамі — утворюючий поліном 610 при початкових станах регістрів 000001, 001001, 101001, 101101.

Кожен варіант тестувався при значеннях SNR від 0 до 30 дБ, з кроком 1–5 дБ.

Основним показником ефективності була відносна втрата пікового значення АКФ:

$$P(\%) = L_0/A,$$

де L_0 — поріг безпомилкового прийому, A — амплітуда пікового значення АКФ, що дорівнює довжині коду.

Ефективність використання нових композитних кодів Баркера по відношенню до кодів Голда і послідовностей Касамі оцінювалась параметром

$$\Delta P (\%) = P_{\text{Bar}} (\%) - P_{\text{Gold/Kas}} (\%), \quad (3.1)$$

де $P_{\text{Bar/Gold/Kas}} (\%)$ – втрати виділення піку синхроімпульсів під час використання композитних кодів Баркера/або кодів Голда/або послідовностей Касамі.

Ефективність нових композитних кодів Баркера 776, Голда і Касамі за критерієм втрати піку АКФ синхроімпульсу наведено відповідно в таблицях 5, 6, 7.

Таблиця 3.1 - Ефективність нових композитних кодів Баркера 776 за критерієм втрати піку АКФ синхроімпульсу

Номер п/п	SNR dB	Bark776 – NC1	Bark776 – NC2	Bark776 – NC3	Bark776 – NC4
1	30	96,80%	96,80%	97,40%	96,80%
2	20	93,50%	94,20%	93,50%	93,50%
3	10	84,40%	86,40%	85,10%	84,40%
4	5	74,70%	76,60%	76,00%	75,30%
5	4	72,10%	74,00%	73,40%	72,70%
6	3	68,80%	70,80%	70,10%	70,10%
7	2	65,60%	68,20%	67,50%	66,90%
8	1	62,30%	64,30%	64,30%	63,60%
9	0	59,10%	60,40%	61,00%	59,70%

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

Таблиця 3.2 - Ефективність кодів Голда 63 за критерієм втрати піку АКФ синхроімпульсу

Номер п/п	SNR dB	Gold 63-1	Gold 63-2	Gold 63-3	Gold 63-4
1	30	71,40%	74,60%	76,20%	73,00%
2	20	69,80%	72,20%	73,80%	70,60%
3	10	63,50%	65,90%	67,50%	64,30%
4	5	55,60%	58,70%	60,30%	57,90%
5	4	54,00%	56,30%	58,70%	56,30%
6	3	52,40%	54,00%	56,30%	54,80%
7	2	51,60%	52,40%	54,00%	54,00%
8	1	49,20%	50,00%	50,80%	51,60%
9	0	49,20%	49,20%	49,20%	50,00%

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

Таблиця 3.3 - Ефективність послідовностей Касамі 63 за критерієм втрати піку АКФ синхроімпульсу

SNR dB	Kasami 63-1	Kasami 63-2	Kasami 63-3	Kasami 63-4
30	84,10%	84,10%	82,50%	82,50%
20	81,70%	81,00%	80,20%	80,20%
10	74,60%	73,00%	72,20%	73,80%
5	65,90%	64,30%	64,30%	65,90%
4	64,30%	61,90%	61,90%	63,50%
3	61,90%	57,90%	59,50%	61,10%
2	57,90%	54,80%	57,10%	57,9%
1	54,80%	53,20%	53,20%	54,80%
0	52,40%	51,60%	50,80%	50,80%

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

На рисунку 3.4 наведені графіки ефективності чотирьох кодів Касамі за критерієм втрати піку АКФ синхроімпульсу, з яких видно, що вони практично зливаються в одну лінію. [6]

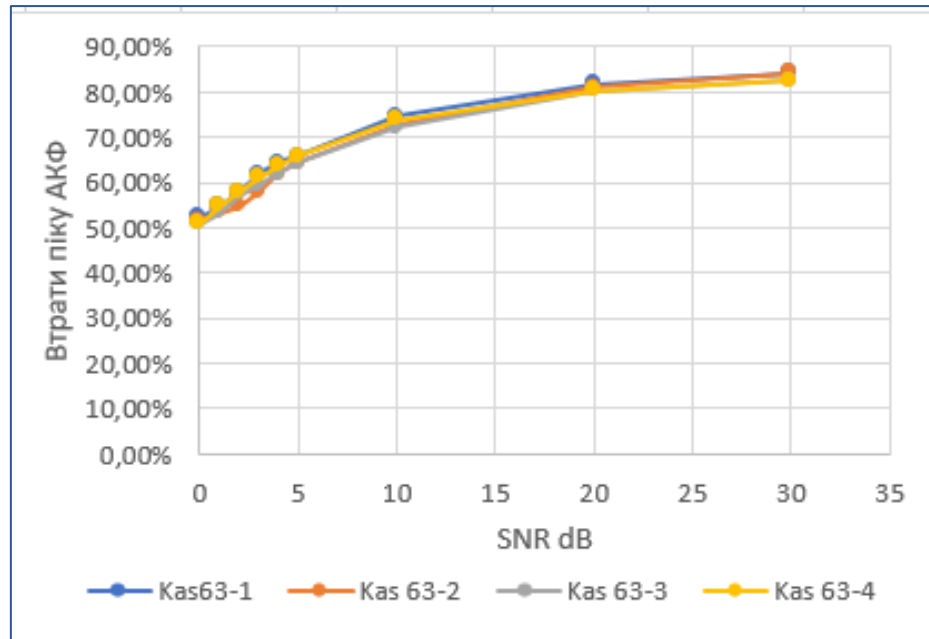


Рисунок 3.4 - Ефективність кодів Касамі за критерієм втрати піку АКФ синхроімпульсу. Джерело: адаптовано за матеріалам [6]

3.3 Результати моделювання

Моделювання показало, що нові композитні коди Баркера мають вищу стійкість до шуму, ніж стандартні коди Голда та Касамі.

У діапазоні SNR = 0–30 дБ середні результати були такими [6]:

- Для Баркера 49 втрати піку АКФ становили 51–96%,
- Для Баркера 77а — 59–97%,
- Для Баркера 77б — 60–97%,
- Для Голда 63 — 49–74%,
- Для Касамі 63 — 51–84%.

Таким чином, композитні послідовності Баркера продемонстрували перевагу на (1,6 – 23%) над кодами Голда і на (0,35 – 13%) над кодами Касамі, залежно від рівня шуму. [7]

У середньому, при $\text{SNR} = 10\text{--}20$ дБ, нові коди Баркера забезпечують підвищення ефективності синхронізації на 10–20%, що є суттєвим показником для систем, де точність виявлення синхросигналів критично важлива.

3.4 Аналіз отриманих результатів

Зіставлення результатів моделювання показало, що:

- Коды Баркера 77а демонструють найкращий компроміс між довжиною коду та завадостійкістю.
- Коды Голда забезпечують задовільні характеристики, проте мають більші втрати піку АКФ, особливо при низьких значеннях SNR (<10 дБ).
- Послідовності Касамі мають стабільну поведінку при середніх і високих SNR , але поступаються композитним кодам Баркера за енергетичною ефективністю.

Середнє квадратичне відхилення результатів для всіх кодів не перевищує 2% (табл. 3.4), що свідчить про достовірність результатів.

Графіки (рисунки 3.5, 3.6, 3.7), отримані за результатами розрахунків (табл. 3.5) вибіркового середнього значення ефективності $P_{\text{ср}}(\%)$ і вибіркового середньоквадратичного відхилення результатів моделювання від середнього S_x , демонструють, що криві для нових кодів Баркера мають плавнішу динаміку спадання втрат, а їх значення залишаються стабільно вищими за інші типи кодів у всьому діапазоні SNR . [7]

Таблиця 3.4 - Результати розрахунків $P_{\text{сеп}}(\%)$ і $S_x(\%)$

Bark49		Bark77a		Bark776		Gold63		Kasami 63	
$P_{\text{сеп}}(\%)$	$S_x(\%)$	$P_{\text{сеп}}(\%)$	$S_x(\%)$	$P_{\text{сеп}}(\%)$	$S_x(\%)$	$P_{\text{сеп}}(\%)$	$S_x(\%)$	$P_{\text{сеп}}(\%)$	$S_x(\%)$
95,90	0,00	97,25	0,30%	96,95	0,30	73,80	2,07	83,30	0,92
92,08	0,55	94,35	0,30%	93,68	0,35	71,60	1,77	80,78	0,72
81,38	1,00	85,73	0,53%	85,08	0,94	65,30	1,77	73,40	1,03
69,15	0,50	76,15	0,83%	75,65	0,83	58,13	1,96	65,10	0,92
66,05	0,50	73,55	0,83%	73,05	0,83	56,33	1,92	62,90	1,20
63,03	0,55	70,43	0,65%	69,95	0,83	54,38	1,63	60,10	1,77
58,43	1,00	67,23	0,65%	67,05	1,10	53,00	1,20	56,93	1,47
54,35	0,96	63,63	0,53%	63,63	0,94	50,40	1,03	54,00	0,92
51,00	0,82	59,58	0,95%	60,05	0,83	49,40	0,40	51,40	0,77

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

Таблиця 3.5 - Оцінка завадостійкості запропонованих композитних послідовностей Баркера (49, 77а та 776)

Рівень шуму dB	Bark49		Bark77a		Bark776	
	$\Delta P_{\text{Bar49-Gold63}}$	$\Delta P_{\text{Bar49-Kas63}}$	$\Delta P_{\text{Bar77a-Gold63}}$	$\Delta P_{\text{Bar77a-Kas63}}$	$\Delta P_{\text{Bar776-Gold63}}$	$\Delta P_{\text{Bar776-Kas63}}$
30	22,10	12,60	23,45	13,95	23,15	13,65
20	20,48	11,30	22,75	13,58	22,08	12,90
10	16,08	7,98	20,43	12,33	19,78	11,68
5	11,03	4,05	18,03	11,05	17,53	10,55
4	9,73	3,15	17,23	10,65	16,73	10,15
3	8,65	2,93	16,05	10,33	15,58	9,85
2	5,42	1,50	14,23	10,30	14,05	10,13
1	3,95	0,35	13,23	9,62	13,23	9,62
0	1,60	-0,40	10,18	8,18	10,65	8,65

Джерело: адаптовано за матеріалами [6]

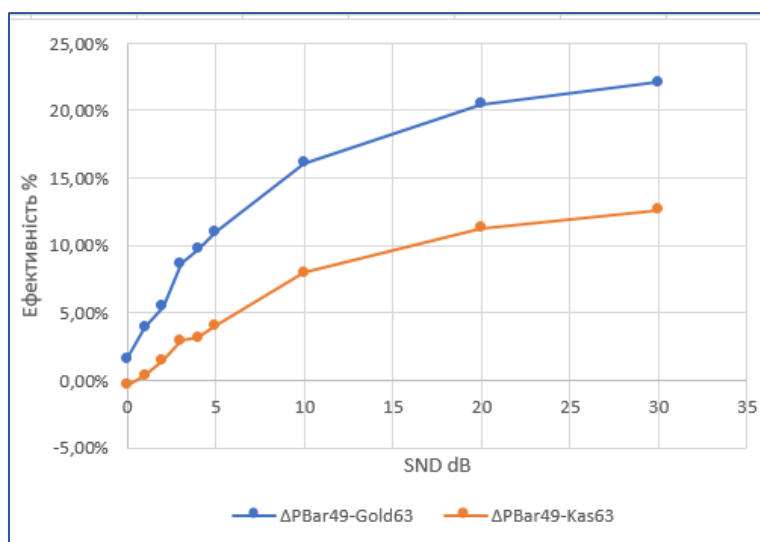


Рисунок 3.5 - Ефективність нового композитного коду Баркера 49 по відношенню к Голд 63 і Касамі 63. Джерело: адаптовано за матеріалам [6]

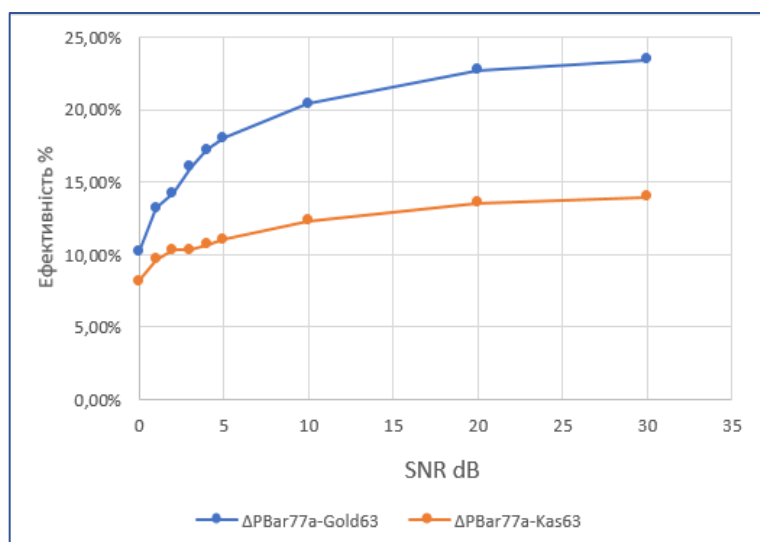


Рисунок 3.6 - Ефективність нового композитного коду Баркера 77а по відношенню к Голд 63 і Касамі 63. Джерело: адаптовано за матеріалам [6]

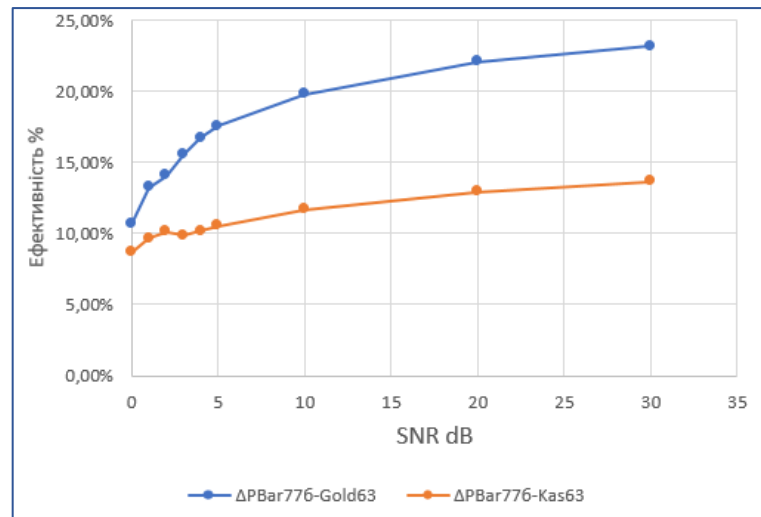


Рисунок 3.7 - Ефективність нового композитного коду Баркера 776 по відношенню к Голд 63 і Касамі 63 Джерело: адаптовано за матеріалам [6]

3.5 Висновки до розділу 3

У ході дослідження доведено, що нові композитні коди Баркера (49, 77а, 77б) є більш ефективними для використання у системах синхронізації широкополосних сигналів, ніж традиційні коди Голда 63 та Касамі 63.

Основні результати:

1. У діапазоні SNR = 0–30 дБ композитні коди Баркера забезпечують покращення завадостійкості на 1,6–23% порівняно з кодами Голда 63 та на 0,35–13% порівняно з послідовностями Касамі 63.
2. Найкращі характеристики показав код Баркера 77а, що поєднує довгу базову структуру з високою стабільністю синхронізації.
3. Розроблені послідовності можуть бути рекомендовані для використання в системах DSSS, CDMA та радіолокаційних комплексах, де потрібна підвищена точність виявлення синхросигналів в умовах шумів.

4 АНАЛІЗ МОЖЛИВОСТІ ВИКОРИСТАННЯ НОВИХ КОМПОЗИТНИХ КОДІВ БАРКЕРА В ЯКОСТІ КОДОВИХ СЛІВ В СИСТЕМАХ З ПРЯМИМ РОЗШИРЕННЯМ СПЕКТРУ

Сучасні системи широкосмугового зв'язку (ШСЗ) широко використовують шумоподібні сигнали (ШПС), що забезпечують високу завадостійкість і стійкість до перешкод під час передавання інформації у відкритих радіоканалах. Такі сигнали знаходять застосування у технологіях CDMA, WCDMA, а також у системах бездротового зв'язку сімейства IEEE 802.11 з прямим розширенням спектра (DSSS) і сучасних радіолокаційних системах. [8]

Одними з найефективніших ШПС є послідовності Баркера, відомі своїми оптимальними автокореляційними властивостями. У роботах останніх років були запропоновані нові композитні коди Баркера, які являють собою розширення класичних послідовностей за рахунок поєднання їх із додатковими елементами. Такі композитні коди дозволяють покращити синхронізаційні характеристики, збільшити довжину кодових слів і підвищити ефективність в умовах дії шумів.

В роботі [8] проведено дослідження можливості використання нових композитних послідовностей Баркера в якості кодових слів (сигналів модуляції) для використання в системах з прямим розширенням спектру. Для досягнення поставленої мети застосовано аналітичні методи розрахунку та імітаційне моделювання у середовищі MatLab.

На основі розробленої функціональної схеми змодельовано роботу приймача шумоподібного сигналу. Дослідження проводилось з використанням композитних кодів Баркера довжиною 21а, 33а, 49, 77а, 121 в якості кодових слів (сигналів модуляції), та кодів Баркера 121 і Голда 127 – в якості сигналів синхронізації. Розглянемо процес моделювання використаний в роботі.

4.1 Моделювання процесу прийому сигналів[8]

Представлена в роботі модель (рис. 4.9) реалізує два паралельні, ідентичні за структурою тракту обробки: тракт прийому синхроімпульсів (СІ) та тракт прийому кодових слів (КС), включно з їхніми інверсними версіями (КСінв).

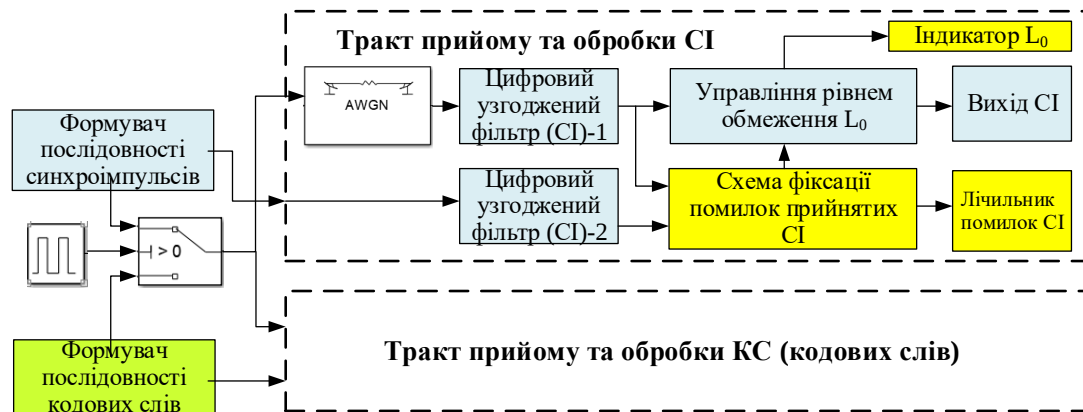


Рисунок 4.1 – Функціональна схема моделі режиму прийому ШПС [7]

На вході моделі широкополосний сигнал (ШСС) зазнає впливу адитивного білого гаусового шуму (АБГШ), що імітується блоком AWGN. Інтенсивність завади в каналі регулюється шляхом встановлення номінального співвідношення сигнал/шум (SNR, дБ).

У тракту прийому та обробки синхроімпульсів перший цифровий узгоджений фільтр (ЦУФ-1) виконує кореляційну обробку суміші сигналу та шуму. Його завданням є детектування СІ в умовах інтенсивних завад. Внаслідок стохастичної природи шуму, на виході ЦУФ-1 формуються не лише коректно детектовані імпульси, але й імпульси хибного спрацьовування, зумовлені флуктуаційними викидами АБГШ, що перевищують поріг.

Для коректної ідентифікації помилок у моделі передбачено еталонний канал. Другий цифровий узгоджений фільтр (ЦУФ-2) обробляє той самий ШСС, але за відсутності шуму (тобто в ідеальних умовах), формуючи "еталонну" часову послідовність синхроімпульсів.[8]

Далі схема фіксації помилок виконує по-імпульсне порівняння сигналів з виходів ЦУФ-1 та ЦУФ-2. Імпульси з "зашумленого" тракту, що збігаються за

часом з "еталонними", ідентифікуються як коректно прийняті. Усі інші імпульси класифікуються як хибні спрацювання, які підраховуються відповідним лічильником помилок CI. [8]

Ключовою особливістю моделі є адаптивний механізм встановлення порогового рівня. Кожен зафіксований факт хибного спрацювання ініціює спрацювання схеми управління рівнем обмеження (L_o), яка інкрементально підвищує поріг детектування. Процес адаптації триває доти, доки встановлений поріг (L_o) не забезпечить придушення більшості шумових та хибних складових. Фінальний рівень обмеження фіксується індикатором L_o для подальшого аналізу.

4.2 Результати моделювання

На рисунку 4.1 представлено автокореляційні функції (АКФ) для досліджуваних кодових послідовностей Баркера 21, Баркера 33, Баркера 49, Баркера 77, Баркера 121 та синхроімпульсів Баркера 121 і Голда 127.

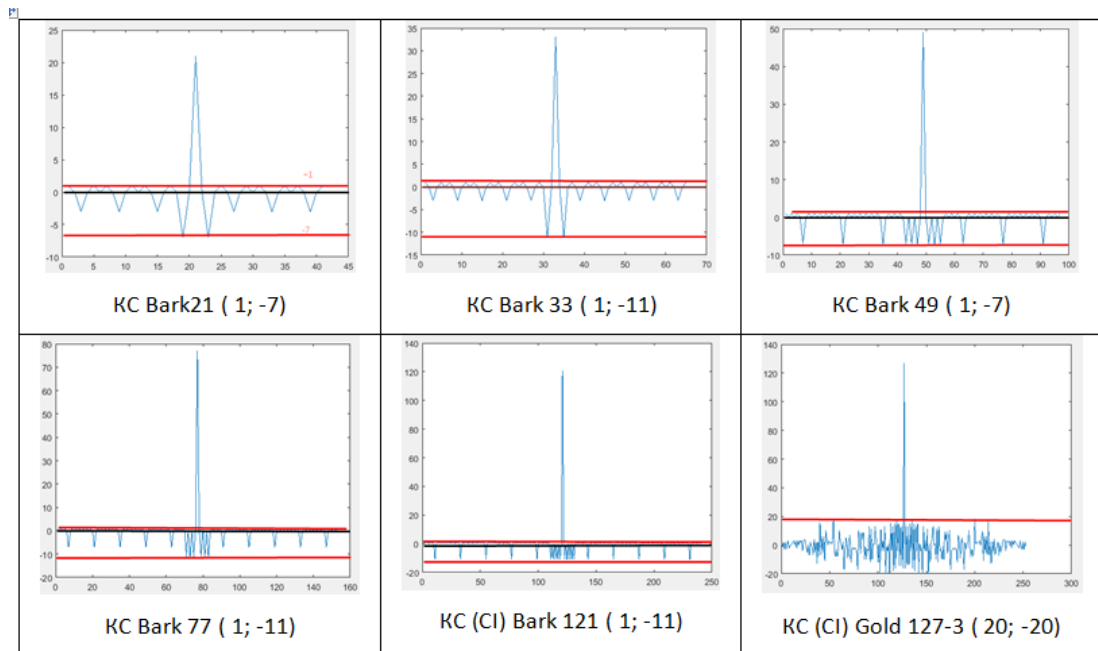


Рисунок 4.2 - АКФ KC Bark21, Bark33, Bark49, Bark77, Bark121 і CI Bark121 та Gold127. Джерело: побудовано на основі [7]

На рисунку 4.2 наведено осцилограми сигналів на виході трактів прийому та обробки СІ та КС (для репрезентативних прикладів: СІ Голда 127 - КС Баркера 21 та СІ Баркера 121 - КС Баркера 21).

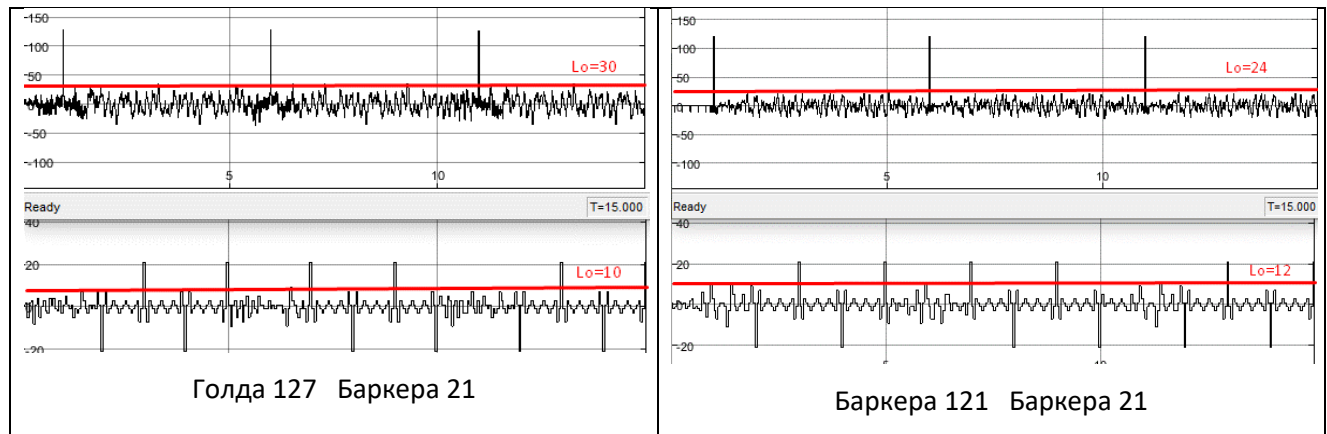


Рисунок 4.3 - Сигнали на виході трактів прийому та обробки синхроімпульсів і кодових слів. Джерело: побудовано на основі [8]

Аналіз результатів, представлених на рис. 4.3, дозволяє зробити два ключові висновки:

1. Позитивний: Модель демонструє коректну роботу циклової синхронізації; структура циклу не порушується, а прямі та інверсні кодові слова (КС) чітко чергуються відповідно до заданого алгоритму.
2. Негативний (проблемний): Виявлено суттєвий фактор взаємних завад. Негативні бічні пелюстки АКФ, що виникають під час обробки інверсних кодових слів, трансформуються у позитивну адитивну заваду для процесу детектування наступних за ними прямих кодових слів. Це явище призводить до погіршення загальної завадостійкості системи та знижує надійність прийому.

Ефективність використання кодових слів при різних видах синхроімпульсів оцінювалась параметром

$$\Delta P_{KC} (\%) = P_{Bar/Bar} (\%) - P_{Bar/Gold} (\%), \quad (4.1)$$

де $P_{Bar/Bar} (\%)$ і $P_{Bar/Gold} (\%)$ – втрати виділення піку кодових слів при використанні в якості синхроімпульсів композитних кодів Баркера або кодів Голда.

Результати оцінювання ефективності за критерієм втрати піку АКФ кодових слів при різних видах синхроімпульсів наведені відповідно в табл. 10 - 13.

Таблиця 4.1 - Втрати піку АКФ КС при CI Gold 127

Шуми dB	Баркера 21 (%)	Баркера 33a (%)	Баркера 49 (%)	Баркера7 7 (%)	Баркера 121(%)
30	47,60	42	36	34	21
25	47,60	44	38	35	23
20	52,40	45	40	36	24
10	66,70	56	48	42	30
5	85,70	70	57	48	36
0		97	76	62	48
-3			96	77	61
-5				93	74
-6					81

Джерело: побудовано на основі [8]

Таблиця 4.2 - Втрати піку АКФ CI Gold 127 при різних КС

Шуми dB	КС 21(%)	КС 33 (%)	КС 49 (%)	КС 77 (%)	КС 121 (%)
30	29,10	27	27	27	21
25	29,90	28	28	28	23
20	31,50	29	30	30	24
10	37,80	35	35	35	30
5	44,90	41	41	41	36
0	57,50	53	54	52	48
-3	70,10	64	65	64	61
-5	81,10	75	76	75	74
-6	87,40	82	81	81	81

Джерело: побудовано на основі [8]

Таблиця 4.3 - Втрати піку АКФ КС при CI Bark 121 [8]

SNR dB	Bark21	Bark33	Bark49	Bark77	Gold 127
30	57,10	45	36	29	27
25	59,50	48	38	29	28
20	61,90	52	39	31	30
10	78,60	64	47	38	36
5	95,20	74	56	45	43
0		98	74	61	55
-3			97	77	67
-5				93	79
-6					87

Джерело: побудовано на основі [8]

Таблиця 4.4 - Втрати піку АКФ CI Bark 121 при різних КС [8]

Шуми dB	КС 21	КС33	КС49	КС77	КС G127
30	22,30	33	25	27	24
25	23,10	32	24	26	23
20	24,00	33	26	28	24
10	28,10	39	31	33	30
5	36,40	43	37	39	36
0	49,60	54	48	49	48
-3	63,60	64	60	59	59
-5	76,00	73	72	70	70
-6	83,50	80	78	77	76

Джерело: побудовано на основі [8]

На рисунках 4.4 – 4.7 наведено відповідні графіки втрат піків АКФ КС при CI Gold 127 і Bark 121, а також графіки втрат піків АКФ CI Gold 127 і Bark 121 при різних КС. [8]

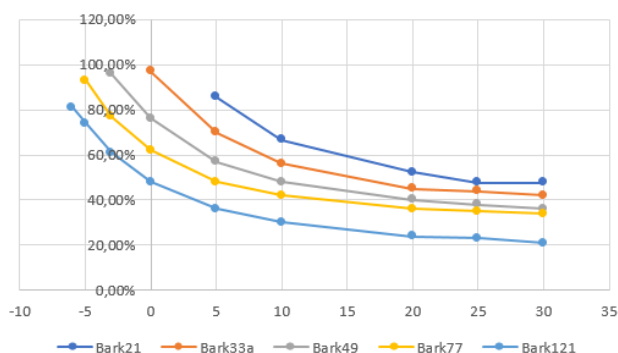


Рисунок 4.4 - Втрати піків АКФ КС при CI Gold 127. Джерело: побудовано на основі [8]

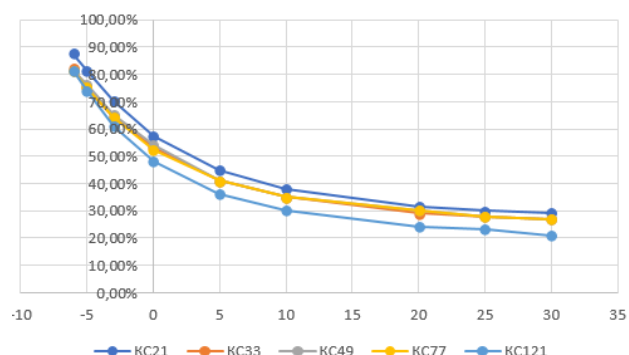


Рисунок 4.5 - Втрати піків АКФ CI Gold 127 при різних КС. Джерело: побудовано на основі [8]

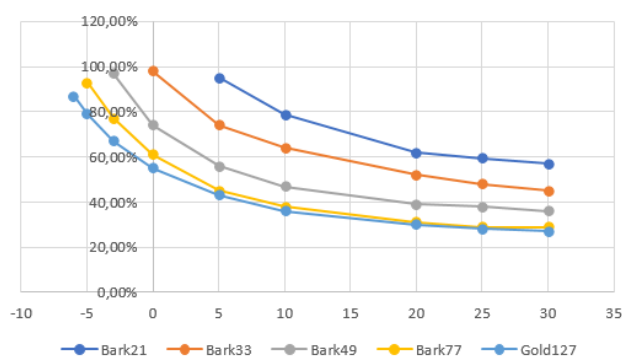


Рисунок 4.6 - Втрати піків АКФ КС при CI Bark 121. Джерело: побудовано на основі [8]

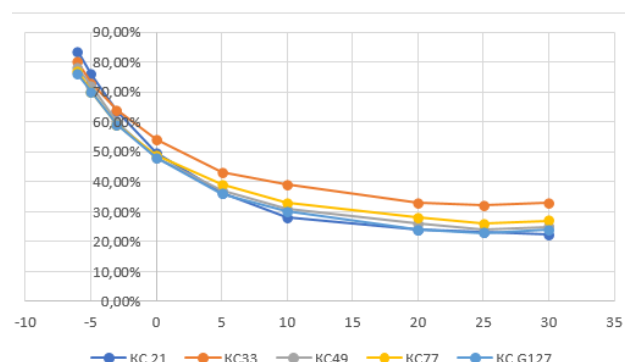


Рисунок 4.7 - Втрати піків АКФ CI Bark 121 при різних КС. Джерело: побудовано на основі [8]

Розрахунок ефективності використання кодових слів за формулою наведено в таблиці 4.5.

Таблиця 4.5 - Ефективність використання кодових слів $\Delta P_{КС}$ (%) [8]

Шуми dB	Баркер2 1	Баркер 33a	Баркер 49	Баркер7 7	Баркер 121
30	9,50	3	0	-5	6
25	11,90	4	0	-6	5
20	9,50	7	-1	-5	6
10	11,90	8	-1	-4	6
5	9,50	4	-1	-3	7
0		1	-2	-1	7

Продовження таблиці 4.5

-3			1	0	6
-5				0	5
-6					6

Джерело: побудовано на основі [8]

В табл. 4.15 зведено розрахунок ефективності використання синхроімпульсів при різних кодових словах за формулою

$$\Delta P_{CI} (\%) = P_{CI \text{ Bar/Bar}} (\%) - P_{CI \text{ Bar/Gold}} (\%), \quad (4.2)$$

де $P_{CI \text{ Bar/Bar}} (\%)$ і $P_{CI \text{ Bar/Gold}} (\%)$ – втрати виділення піку синхроімпульсу композитного коду Баркера або коду Голда при різних кодових словах. [8]

Таблиця 4.6 - Ефективність використання синхроімпульсів $\Delta P_{CI} (\%)$ [8]

Шуми dB	KC21	KC33	KC49	KC77	KC G127
30	-6,80	6	-2	0	0
25	-6,80	4	-4	-2	-2
20	-7,50	4	-4	-2	-2
10	-9,70	4	-4	-2	-1
5	-8,50	2	-4	-2	-3
0	-7,90	1	-6	-3	-2
-3	-6,50	0	-5	-5	-3
-5	-5,10	-2	-4	-5	-4
-6	-3,90	-2	-3	-4	-5

Джерело: побудовано на основі [8]

4.3 Аналіз результатів моделювання

Аналіз результатів моделювання, представлених у табл. 5 та табл. 6, дозволяє провести порівняльну оцінку ефективності різних комбінацій кодових

слів (КС) та синхроімпульсів (СІ) за показником втрат піку автокореляційної функції (АКФ).

Ефективність Кодових Слів

Перший етап аналізу досліджував, як вибір синхроімпульсу (Barker 121 чи Gold 127) впливає на завадостійкість (втрати піку АКФ) кодових слів.

Основний висновок: Використання композитних кодів Баркера в якості КС у парі з синхроімпульсом Gold 127 (СІ) є переважно ефективнішим, ніж їхнє використання з синхроімпульсом Barker 121 (СІ). [7]

Це підтверджується наступними даними:

- Для КС Bark21: Втрати піку АКФ при використанні Barker 121 (СІ) виявились на 9,50%...11,9% більшими (в діапазоні SNR 5...30 dB) порівняно з використанням Gold 127 (СІ).
- Для КС Bark33: Втрати більші на 1,0%...8,0% (в діапазоні SNR 0...30 dB).
- Для КС Bark49: Втрати більші на 1,0%...0,0% (в діапазоні SNR –3...30 dB).
- Для КС Bark77: Результат змішаний. Втрати при Barker 121 (СІ) виявились на 0,0%...–5,0% більші (в діапазоні SNR –5...30 dB), що вказує на незначну перевагу (до 5%) саме цієї комбінації на високих SNR.

Оскільки одночасне використання Barker 121 як СІ та КС є неможливим, було проведено перехресне порівняння:

- [КС Gold 127 СІ Barker 121] проти [КС Barker 121 СІ Gold 127].

Результати показали, що перша комбінація (КС Gold 127 СІ Barker 121) має на 5,0%...7,0% більші втрати піку АКФ (в діапазоні SNR –6...30 dB), що підтверджує вищу ефективність пари [КС Barker 121 СІ Gold 127].

Ефективність синхроімпульсу

Другий етап аналізу оцінював, як вибір кодового слова впливає на завадостійкість (втрати піку АКФ) самого синхроімпульсу.

Основний висновок: У ролі синхроімпульсу Barker 121 (CI) демонструє значно вищу ефективність (менші втрати піку АКФ) порівняно з Gold 127 (CI) при роботі з різними кодовими словами. [8]

Це підтверджується наступними даними:

- При КС Bark21: Втрати піку АКФ для Barker 121 (CI) були на 3,9%...9,7% меншими (діапазон SNR –6...30 dB), ніж у Gold 127 (CI).
- При КС Bark49: Втрати менші на 2,0%...6,0% (діапазон SNR –6...30 dB).
- При КС Bark77: Втрати менші на 0,0%...5,0% (діапазон SNR –6...30 dB).
- При КС Bark33: Результат змішаний. Втрати для Barker 121 (CI) змінювалися в діапазоні від –2,0% до 6,0% відносно Gold 127 (CI), що свідчить про перевагу Barker 121 (CI) лише при низьких SNR. [7]

У перехресному порівнянні [CI Barker 121 – КС Gold 127] також показав менші втрати (на 0,0%...5,0%), ніж [CI Gold 127 – КС Barker 121]. [8]

4.4 Висновки до розділу 4

Проведений комплексний аналіз результатів імітаційного моделювання системи зв'язку з прямим розширенням спектру (DSSS), де нові композитні коди Баркера використовувалися як кодові слова (КС) та синхроімпульси (CI), підтвердив можливість та доцільність їхнього застосування і дозволив сформулювати низку ключових висновків. Перш за все, модель приймача шумоподібного сигналу (ШПС) продемонструвала коректну роботу циклової синхронізації, забезпечуючи чітке та алгоритмічно задане чергування прямих та інверсних кодових слів, що є критичним для надійності DSSS систем. Однак, було виявлено суттєвий фактор взаємних завад: негативні бічні пелюстки автокореляційної функції (АКФ), що виникають при обробці інверсних КС, трансформуються у позитивну адитивну заваду для наступних прямих кодових слів, що призводить до загального погіршення завадостійкості та зниження

надійності прийому. Порівняльний аналіз ефективності комбінацій кодів за критерієм втрат піку АКФ показав, що при використанні композитних кодів Баркера як КС кращі результати (менші втрати) досягаються у парі з синхроімпульсом Голда Gold 127. Ця перевага становить від 9,5% до 11,9% для КС Bark21 у діапазоні SNR 5...30 дБ порівняно з CI Barker 121. Водночас, у ролі синхроімпульсу композитний код Баркера Barker 121 демонструє вищу ефективність (менші втрати піку АКФ) порівняно з Gold 127 при роботі з більшістю досліджуваних кодових слів (перевага до 9,7% при КС Bark21). Незважаючи на змішані результати, перехресний аналіз свідчить про те, що для забезпечення загальної найвищої завадостійкості системи більш ефективною є комбінація, де Кодове слово (КС) є композитним кодом Баркера, а Синхроімпульс (CI) — кодом Голда. Виходячи з цього, для практичного впровадження рекомендовано використовувати нові композитні коди Баркера як кодові слова, але з обов'язковою подальшою розробкою методів компенсації негативного впливу бічних пелюсток АКФ, спрямованих на мінімізацію взаємних завад між послідовностями.

5 РОЗРАХУНОК ПАРАМЕТРІВ АКФ - PSLR ТА ISLR У КОМПОЗИТНИХ КОДАХ, ГОЛДА І КАСАМІ

5.1 Автокореляційна функція

Автокореляційна функція (АКФ) — це функція, яка вимірює схожість між часовим рядом і його затриманою копією, тобто кореляцію між значеннями ряду та його значеннями у попередні моменти часу. Вона показує, наскільки елементи ряду залежать від попередніх, і використовується для аналізу часових рядів. [16]

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) \times s^*(t - \tau) dt \quad (5.1)$$

- $S^*(t)$ – комплексно-спряжений сигнал
- τ – часова затримка

У дискретному вигляді формула виглядає так:

$$R[k] = \sum_n s(n) \times s^*[n - k] \quad (5.2)$$

5.2 Параметр PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio)

PSLR (Рівень пікових бічних пелюсток) — це відношення потужності (або амплітуди) найвищої бічної пелюстки до потужності (або амплітуди) головної пелюстки АКФ.

$$PSLR_{dB} = 20 \times \log_{10}\left(\frac{\max |R_{sidelobe}|}{R(0)}\right) \quad (5.3)$$

де:

$\max |R_{sidelobe}| = PSL$ – максимальна енергія пелюстки

$R(0)$ – головна пелюстка

PSLR характеризує здатність системи виявляти слабкі цілі на фоні сильних. Якщо PSLR низький (велике від'ємне число по модулю, наприклад, -30 дБ), це добре. Якщо високий (наприклад, -13 дБ для прямокутного імпульсу), то сильна ціль може "засліпити" слабку ціль поруч своїми бічними пелюстками. [17]

5.3 Параметр ISLR (Integrated Sidelobe Level Ratio)

ISLR (Інтегральний рівень бічних пелюсток) — це відношення сумарної енергії всіх бічних пелюсток до енергії головної пелюстки.

$$\text{ISLR}_{\text{dB}} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=-(N-1)}^{N-1} |R(k)|^2}{|R(0)|^2} \right) \quad (5.4)$$

Або

$$\text{ISLR}_{\text{dB}} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{E_{\text{sidelobe}}}{E_{\text{main}}} \right) \quad (5.5)$$

N — довжина кодової послідовності (база сигналу).

$R(k)$ — значення аперіодичної автокореляційної функції при зсуві (лагу) k .

$R(0)$ — амплітуда головного піку (при $k=0$), яка завжди дорівнює N .

$|R(0)|^2$ — енергія головного піку.

$\sum |R(k)|^2$ - сума квадратів амплітуд усіх бічних пелюсток (сумування ведеться для всіх k , крім 0). [17]

$E_{\text{sidelobes}}$ — енергія бічних пелюсток

E_{main} — енергія головного піку

Межі інтегрування/сумування для головної пелюстки зазвичай визначаються від першого нуля зліва до першого нуля справа від основного піка (null-to-null width). Все, що за цими межами — вважається бічними пелюстками. [18]

ISLR показує, як енергія розповсюджується по часовій осі. Високий рівень ISLR призводить до загального підвищення шуму корелятора, що погіршує контрастність зображення (в SAR радарях) або знижує ймовірність правильного виявлення цілі в умовах розподілених завад. [18]

5.3 Підрахунок PSLR та ISLR для композитних кодів (21, 33, 49, 77, 121)

5.3.1 Композитні коди 121

Для обчислення параметрів PSLR та ISLR використовувались графіки з рисунку 5.1.

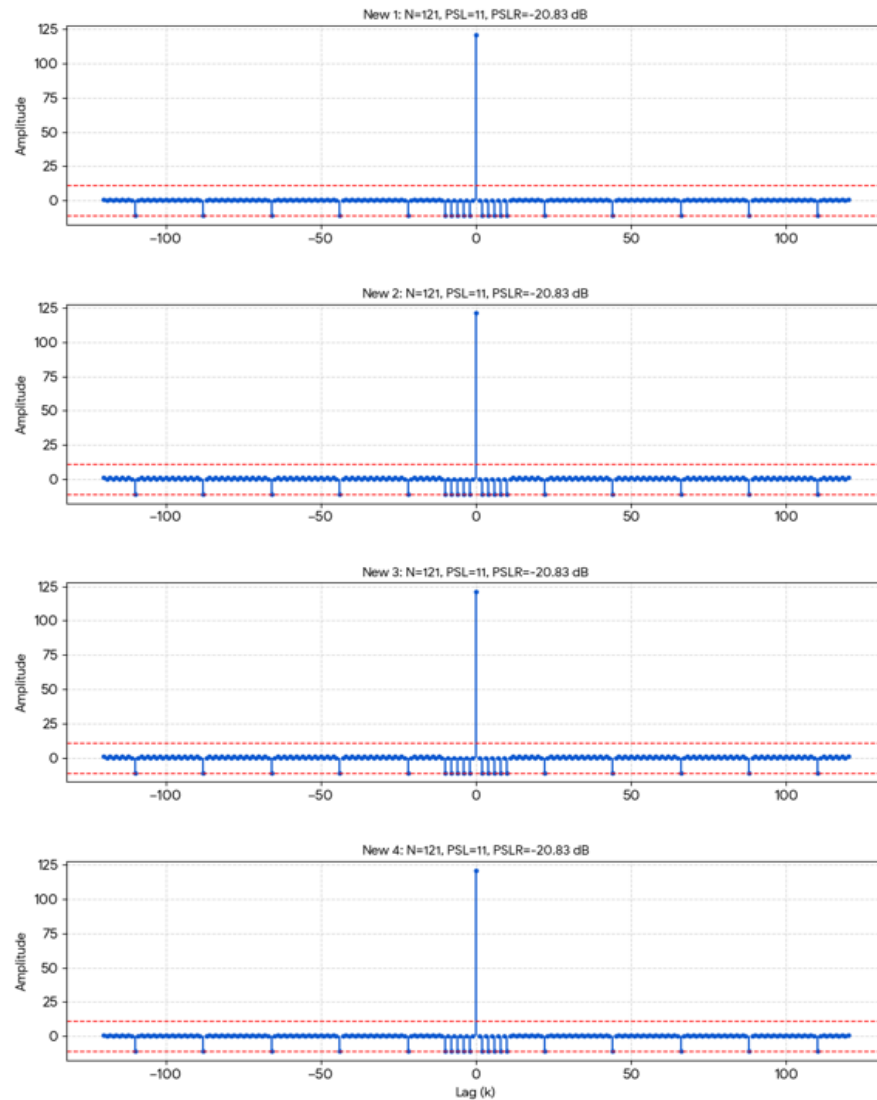


Рис. 5.1 - Графіки АКФ композитних кодів 121 (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Всі чотири коди показали ідентичні результати:

Головна пелюстка ($R(0)$): 121.

Максимальна бічна пелюстка (PSL): 11.

Для коду довжиною 121, бічна пелюстка 11 — це рівно $\sqrt{N}$. Це підтверджує, що дані коди є оптимальними (мінімаксними).

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio): Показує, наскільки максимальна завада слабша за корисний сигнал.

$$\text{PSLR} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{11}{121} \right) = 20 \times \log_{10} \left(\frac{1}{11} \right) = -20.83 \text{ дБ} \quad (5.5)$$

ISLR (Integrated Sidelobe Level Ratio): Показує сумарну енергію всіх бічних пелюсток.

$$\text{ISLR} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{2520}{14641} \right) = -7.64 \text{ дБ}$$

$$(E_{\text{main}} 121^2 = 14641, \text{сума квадратів завад } E_{\text{sl}} = 2520) \quad (5.6)$$

В результаті отримуємо PSLR = -20.83 дБ, ISLR = -7.64 дБ для всіх чотирьох композитних кодів. [17]

Отримані ідентичні значення PSLR та ISLR для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність.

5.3.2 Композитні коди 77а і 77б

Для обчислення параметрів PSLR та ISLR використовувались графіки з рисунку 5.2-5.3.

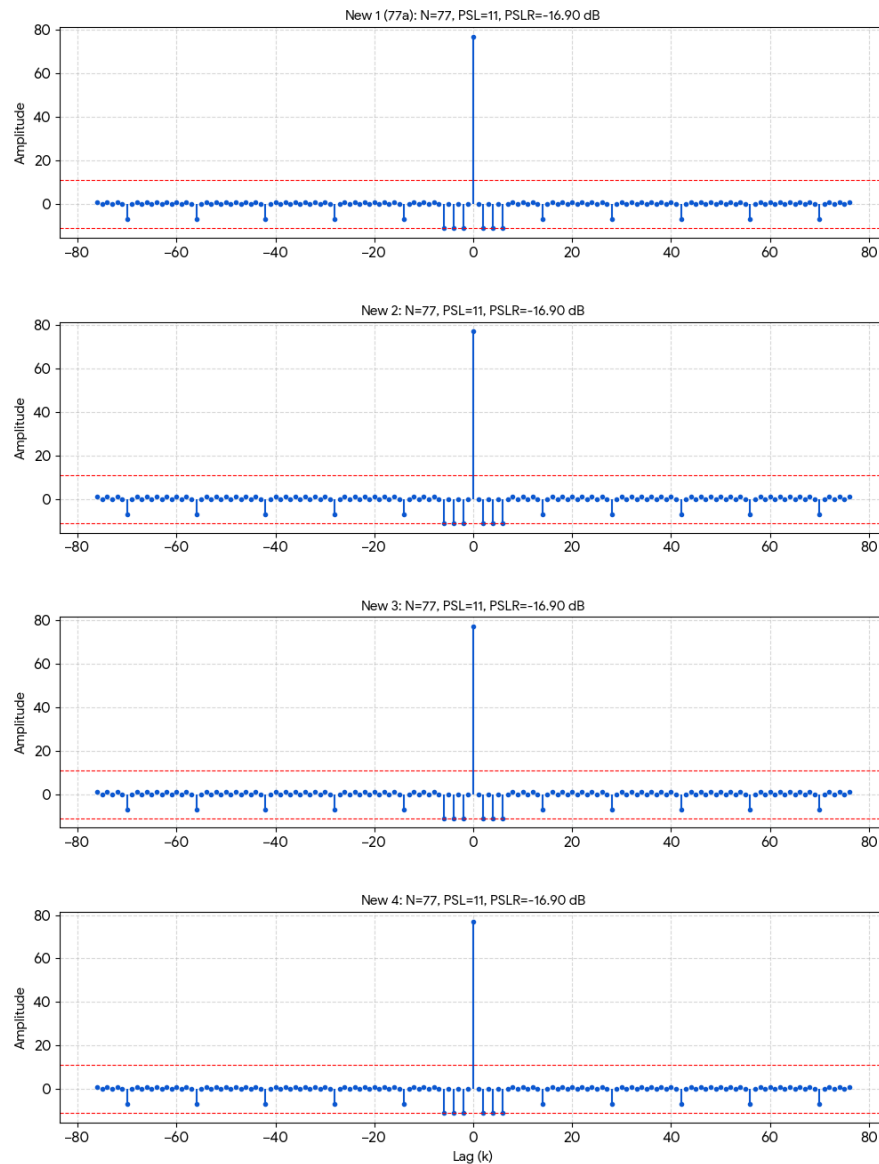


Рисунок 5.2 - Графіки АКФ до кодів 77a (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Всі чотири коди показали ідентичні результати:

Головна пелюстка ($R(0)$): 77.

Максимальна бічна пелюстка (PSL): 11

$$\text{PSLR}_{\text{Db}} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{1}{7} \right) = 20 \times (0.845) = -16.9 \text{ dB} \quad (5.7)$$

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR) [19]

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

Енергія головного піку: $E_{\text{main}} = 77^2 = 5929$.

Сумарна енергія бічних пелюсток : $E_{\text{sl}} = 1276$.

$$\text{ISLR}_{\text{Db}} = 10 \times \log_{10}\left(\frac{1276}{5929}\right) = 10 \times \log_{10}(0.2152) = -6.67 \text{ Дб} \quad (5.8)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -16.9 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -6.67 \text{ дБ}$ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення PSLR та ISLR для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність. [18]

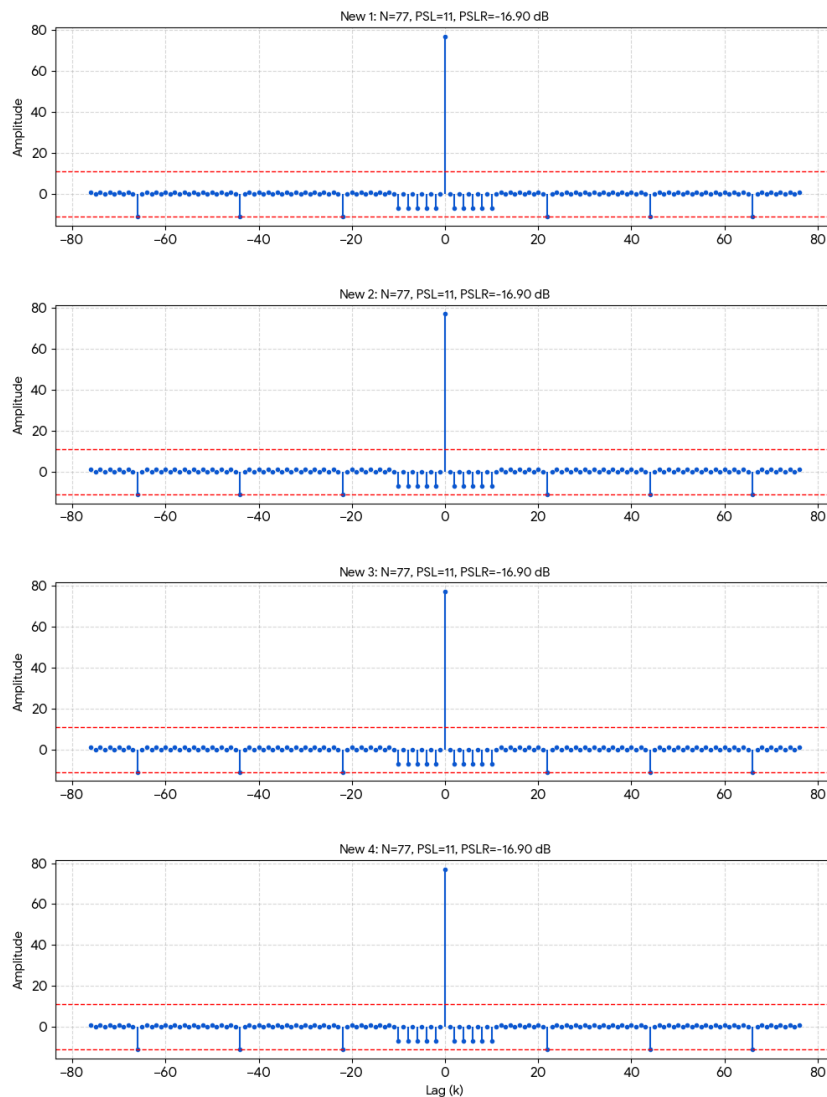


Рисунок 5.3 - Графіки АКФ для композитних кодів 776 (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Головна пелюстка ($R(0)$) = 77

Максимальна бічна пелюстка (PSL) = 11

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio):

$$\text{PSLR}_{\text{Db}} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{11}{77} \right) = -16.9 \text{ дБ} \quad (5.9)$$

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR) [17]

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

$$E_{\text{main}} = 77^2 = 5929$$

$$E_{\text{sl}} = 1276$$

$$\text{ISLR}_{\text{Db}} = 10 \times \log_{10} \left(\frac{E_{\text{sl}}}{E_{\text{main}}} \right) = -6.67 \text{ дБ} \quad (5.10)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -16.9 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -6.67 \text{ дБ}$ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення PSLR та ISLR для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність.

5.3.3 Композитні коди 49

Для обчислення параметрів PSLR та ISLR використовувались графіки з рисунку 5.4.

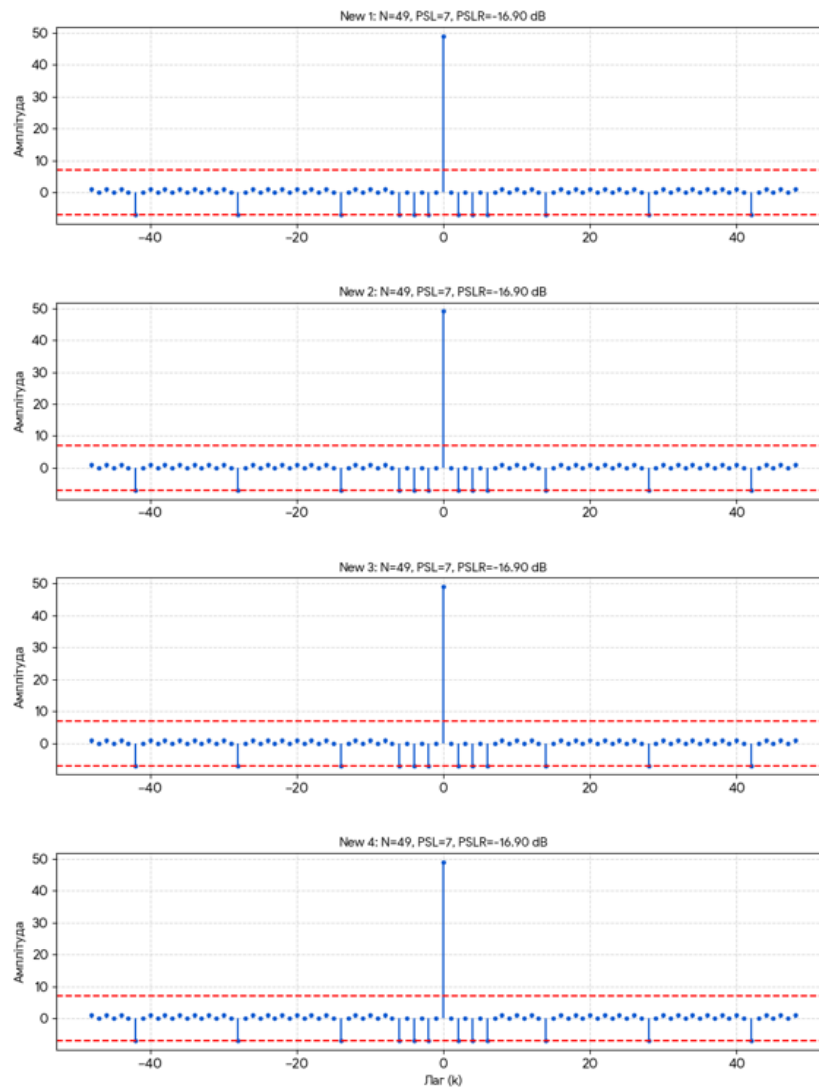


Рисунок 5.4 - Графіки АКФ до композитних кодів 49 (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Головна пелюстка ($R(0)$) = 49

Максимальна бічна пелюстка (PSL) = 7

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio):

$$\text{PSLR}_{\text{Db}} = 20 \times \log_{10} \left(\frac{1}{7} \right) = -16.9 \text{ дБ} \quad (5.11)$$

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR)

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

$$E_{\text{main}} = 49^2 = 2401$$

$$E_{sl} = 624$$

$$ISLR_{Db} = 10 \times \lg \left(\frac{624}{2401} \right) = 10 \times \lg (0.2599) = -5.85 \text{ дБ} \quad (5.12)$$

В результаті отримуємо $PSLR = -16.9$ дБ, $ISLR = -5.85$ дБ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення $PSLR$ та $ISLR$ для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність. [17]

5.3.4 Композитні коди 33а і 33б

Для обчислення параметрів $PSLR$ та $ISLR$ використовувались графіки з рисунку 5.5 – 5.6.

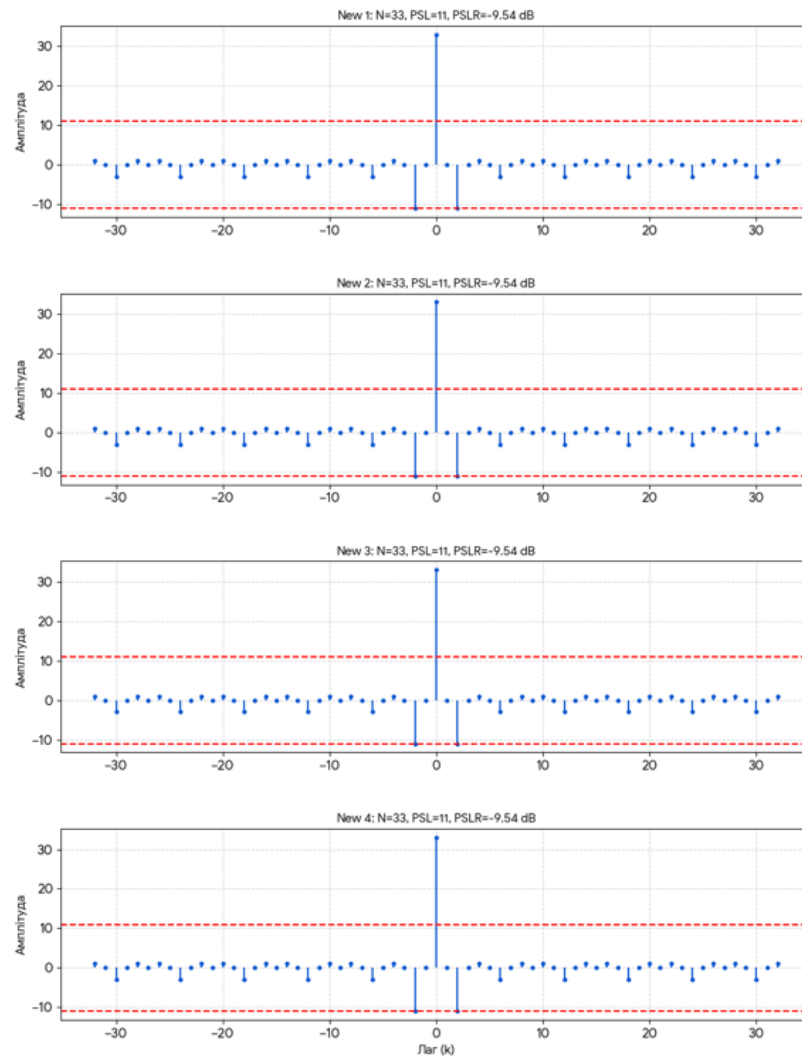


Рисунок 5.5 - Графіки АКФ до кодів 33а (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Головна пелюстка ($R(0)$) = 33

Максимальна бічна пелюстка (PSL) = 11

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio):

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{11}{33}\right) = 20 \times \lg\left(\frac{1}{3}\right) = -9.54 \text{ дБ} \quad (5.13)$$

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR)

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

$$E_{\text{main}} = 33^2 = 2401$$

$$E_{sl} = 352$$

$$ISLR = 10 \times \lg\left(\frac{358}{1089}\right) = 10 \times \lg(0.3232) = -4.9 \text{ Дб} \quad (5.14)$$

В результаті отримуємо $PSLR = -9.54 \text{ дБ}$, $ISLR = -4.90 \text{ дБ}$ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення $PSLR$ та $ISLR$ для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність.

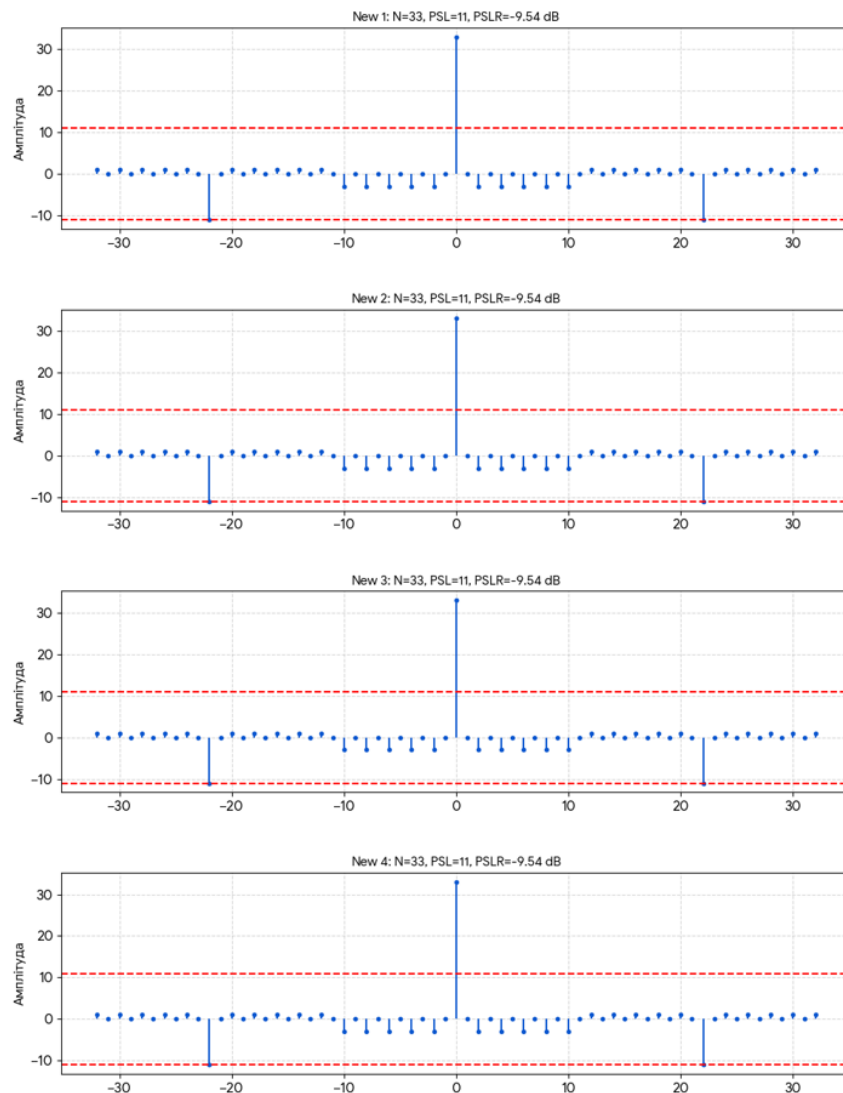


Рисунок 5.6 - Графіки АКФ до композитних кодів 336 (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Головна пелюстка ($R(0)$) = 33

Максимальна бічна пелюстка (PSL) = 11

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio):

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{11}{33}\right) = 20 \times \lg\left(\frac{1}{3}\right) = -9.54 \text{ дБ} \quad (5.15)$$

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR)

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

$$E_{\text{main}} = 33^2 = 2401$$

$$E_{\text{sl}} = 352$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{352}{1089}\right) = 10 \times \lg(0.3232) = -4.9 \text{ дБ} \quad (5.16)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -9.54 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -4.90 \text{ дБ}$ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення PSLR та ISLR для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність.

5.3.5 Композитні коди 21a і 21б

Для обчислення параметрів PSLR та ISLR використовувались графіки з рисунку 5.7 – 5.8.

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Головна пелюстка ($R(0)$) = 21

Максимальна бічна пелюстка (PSL) = 7

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio):

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{7}{21}\right) = 20 \times \lg\left(\frac{1}{3}\right) = -9.54 \text{ дБ} \quad (5.17)$$

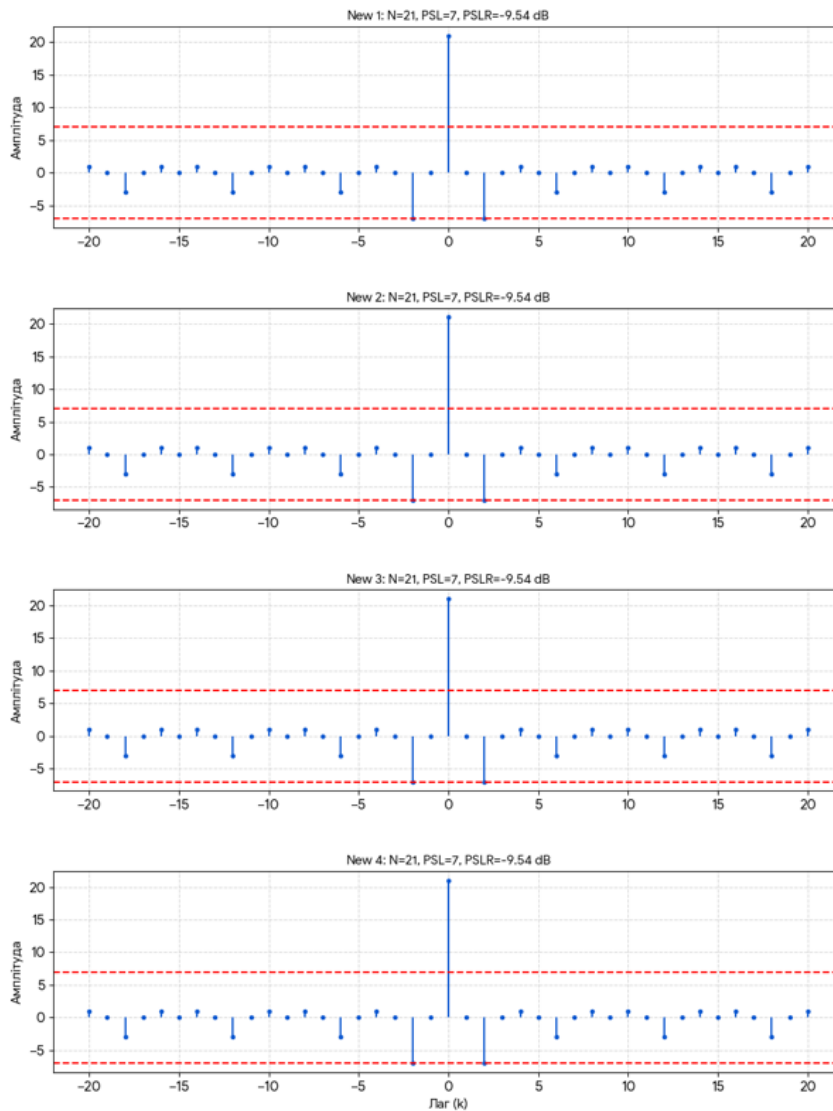


Рисунок 5.7 - Графіки АКФ до композитних кодів 21а (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR)

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

$$E_{\text{main}} = 21^2 = 441$$

$$E_{\text{sl}} = 164$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{164}{441}\right) = -4.3 \text{ дБ} \quad (5.18)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -9.54 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -4.30 \text{ дБ}$ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення PSLR та ISLR для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність.

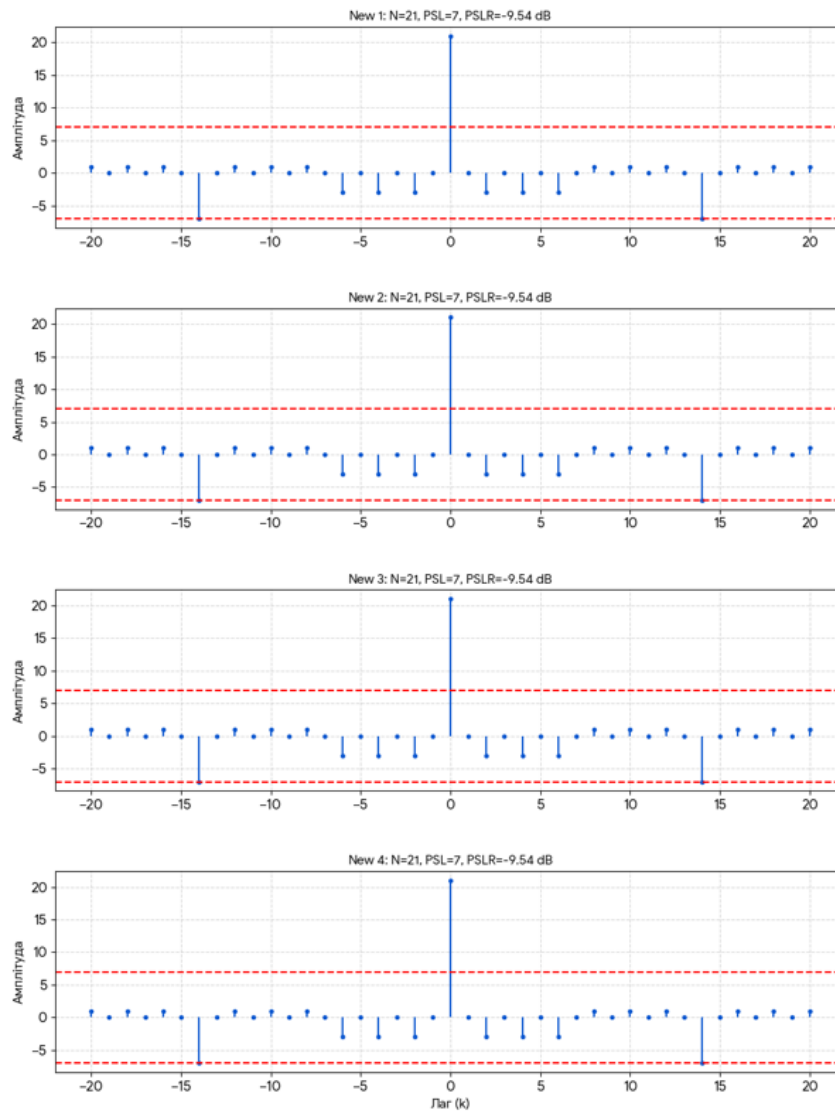


Рисунок 5.8 - Графіки АКФ для композитних кодів 21б (NC 1, NC 2, NC 3, NC 4, табл. 1.2)

Піковий рівень бічних пелюсток (PSLR) Характеризує відношення найпотужнішої завади до корисного сигналу.

Головна пелюстка ($R(0)$) = 21

Максимальна бічна пелюстка (PSL) = 7

PSLR (Peak Sidelobe Level Ratio):

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{7}{21}\right) = 20 \times \lg\left(\frac{1}{3}\right) = -9.54 \text{ дБ} \quad (5.19)$$

Інтегральний рівень бічних пелюсток (ISLR)

Характеризує відношення сумарної енергії шумів до енергії сигналу.

$$E_{\text{main}} = 21^2 = 441$$

$$E_{\text{sl}} = 164$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{164}{441}\right) = -4.30 \text{ дБ} \quad (5.20)$$

В результаті отримуємо PSLR = -9.54 дБ, ISLR = -4.30 дБ для всіх чотирьох композитних кодів.

Отримані ідентичні значення PSLR та ISLR для різних варіантів кодів пояснюються властивістю інваріантності модуля аперіодичної автокореляційної функції до операцій інверсії знаку та дзеркального відображення послідовності. Це підтверджує, що всі досліджувані коди належать до одного класу еквівалентності і мають однакову ефективність.

Таблиця 5.1 - Значення PSLR та ISLR для композитних кодів

NC №	Варіант 121	PSLR	ISLR
NC 1.	C11 x A11 D11 x B11	-20.83	-7.66
NC 2.	C11 x B11 D11 x A11	-20,83	-7,66
NC 3.	A11 x C11 B11 x D11	-20,83	-7,66
NC 4	A11 x D11 B11 x C11	-20,83	-7,66
№	Варіант 77a	PSLR	ISLR
NC 1.	C11 x A7 D11 x B7	-16.9	-6,67
NC 2.	C11 x B7 D11 x A7	-16.9	-6,67
NC 3.	A11 x C7 B11 x D7	-16.9	--6,67
NC 4	A11 x D7 B11 x C7	-16.9	-6,67

Продовження таблиці 5.1

№	Варіант 776	PSLR	ISLR
NC 1.	C7 x A11 D7 x B11	-16,9	-6,67
NC 2.	C7 x B11 D7 x A11	-16,9	-6,67
NC 3.	A7 x C11 B7 x D11	-16,9	-6,67
NC 4	A7 x D11 B7 x C11	-16,9	-6,67
№	Варіант 49	PSLR	ISLR
NC 1.	C7 x A7 D7 x B7	-16,9	-5,85
NC 2.	D7 x A7 C7 x B7	-16,9	-5,85
NC 3.	A7 x C7 B7 x D7	-16,9	-5,85
NC 4	B7 x C7 A7 x D7	-16,9	-5,85
№	Варіант 33a	PSLR	ISLR
NC 1.	C11 x A3 D11 x B3	-9,54	-4,9
NC 2.	D11 x A3 C11 x B3	-9,54	-4,9
NC 3.	A11 x C3 B11 x D3	-9,54	-4,9
NC 4	B11 x C3 A11 x D3	-9,54	-4,9
№	Варіант 336	PSLR	ISLR
NC 1.	C3 x A11 D3 x B11	-9,54	-4,9
NC 2.	D3 x A11 C3 x B11	-9,54	-4,9
NC 3.	A3 x C11 B3 x D11	-9,54	-4,9
NC 4	B3 x C11 A3 x D11	-9,54	-4,9
№	Варіант 21a	PSLR	ISLR
NC 1.	C7 x A3 D7 x B3	-9,54	-4,3
NC 2.	D7 x A3 C7 x B3	-9,54	-4,3

Продовження таблиці 5.1

№	Варіант 21а	PSLR	ISLR
NC 3.	A7 x C3 B7 x D3	-9,54	-4,3
NC 4	B7 x C3 A7 x D3	-9,54	-4,3
№	Варіант 21б	PSLR	ISLR
NC 1.	C3 x A7 D3 x B7	-9,54	-4,3
NC 2.	D3 x A7 C3 x B7	-9,54	-4,3
NC 3.	A3 x C7 B3 x D7	-9,54	-4,3
NC 4	B3 x C7 A3 x D7	-9,54	-4,3

5.4 Розрахунок PSLR і ISLR для кодів Голда

Для розрахунку PSLR і ISLR у кодах Голда використовувались графіки з рисунку 5.9.

Загальні вихідні дані для всіх кодів:

Довжина коду: $N = 63$.

Амплітуда головної пелюстки АКФ: $S(0) = 63$.

Енергія головної пелюстки: $E_{\text{main}} = 63^2 = 3969$.

Gold 63-1

Розрахунок PSLR

$PSL = 18$

$$PSLR = 20 \times \lg\left(\frac{18}{63}\right) = 20 \times \lg(0.2857) = -10.88 \text{ дБ} \quad (5.21)$$

Розрахунок ISLR

$E_{\text{sl}} = 4718$

$$ISLR = 10 \times \lg\left(\frac{4718}{3969}\right) = 10 \times \lg(1.1887) = 0.75 \text{ дБ} \quad (5.22)$$

В результаті отримуємо $PSLR = -10.88 \text{ дБ}$, $ISLR = 0.75 \text{ дБ}$.

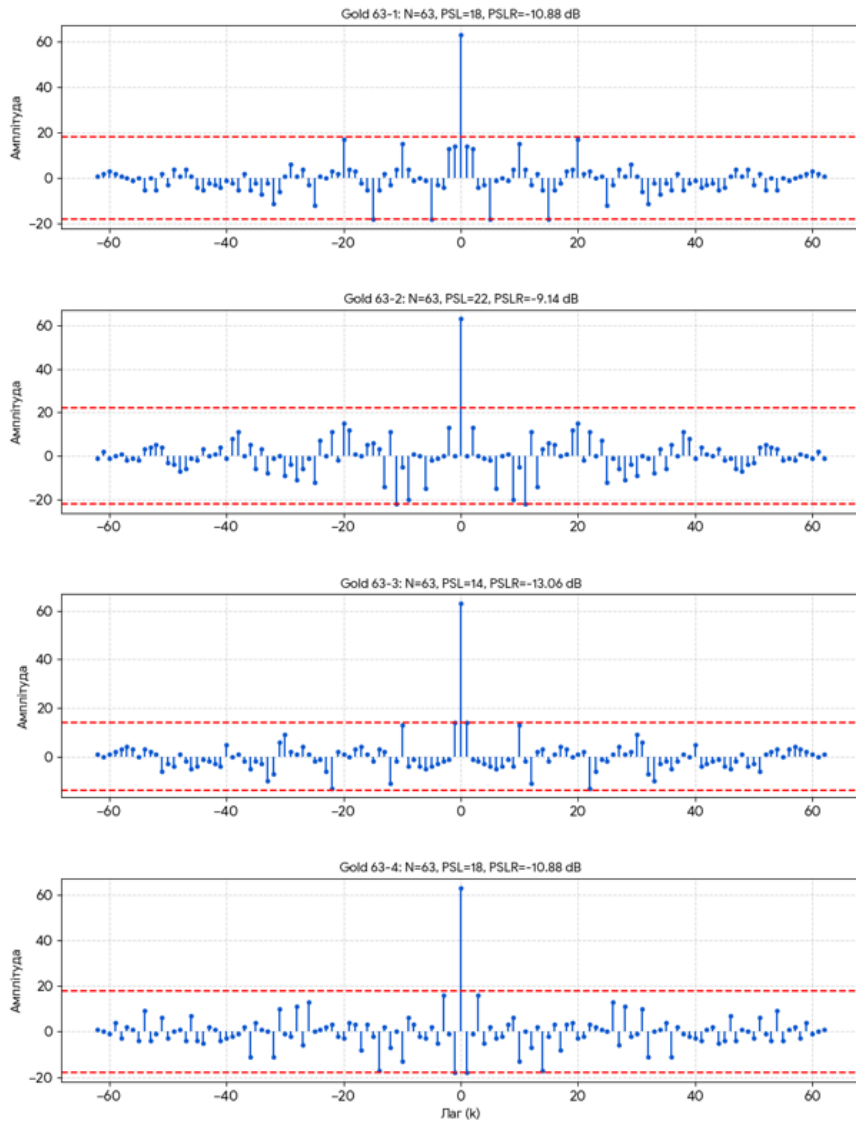


Рисунок 5.9 - Графіки АКФ кодів Gold 63

Gold 63-2

Розрахунок PSRL

PSL = 22

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{22}{63}\right) = 20 \times \lg(0.3492) = -9.14 \text{ дБ} \quad (5.23)$$

Розрахунок ISLR

 $E_{sl} = 6366$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{6366}{3969}\right) = 10 \times \lg(1.6039) = 2.05 \text{ дБ} \quad (5.24)$$

В результаті отримуємо PSLR = -9.14 дБ, ISLR = 2.05 дБ.

Gold 63-3

Розрахунок PSLR

$$PSL = 14$$

$$PSLR = 20 \times \lg\left(\frac{14}{63}\right) = 20 \times \lg(0.2222) = -13.06 \text{ дБ} \quad (5.25)$$

Розрахунок ISLR

$$E_{sl} = 2766$$

$$ISLR = 10 \times \lg\left(\frac{2766}{3969}\right) = 10 \times \lg(0.6969) = -1.57 \text{ дБ} \quad (5.26)$$

В результаті отримуємо PSLR = -13.06 дБ, ISLR = -1.57 дБ.

Gold 63-4

Розрахунок PSLR

$$PSL = 18$$

$$PSLR = 20 \times \lg\left(\frac{18}{63}\right) = 20 \times \lg(0.2857) = -10.88 \text{ дБ} \quad (5.27)$$

Розрахунок ISLR

$$E_{sl} = 4670$$

$$ISLR = 10 \times \lg\left(\frac{4670}{3969}\right) = 10 \times \lg(1.1766) = 0.71 \text{ дБ} \quad (5.28)$$

В результаті отримуємо PSLR = -10.88 дБ, ISLR = 0.71 дБ.

Таблиця 5.2 - PSLR та ISLR для кодів Голда

Назва	PSLR	ISLR
Gold63-1	-10.88	0.75
Gold63-2	-9.14	2.05
Gold63-3	-13.06	-1.57
Gold63-4	-10.88	0.71

5.5 Розрахунок PSLR і ISLR для кодів Касамі

Для розрахунку PSLR та ISLR у кодах Касамі використовувались графіки АКФ на рисунку 5.10

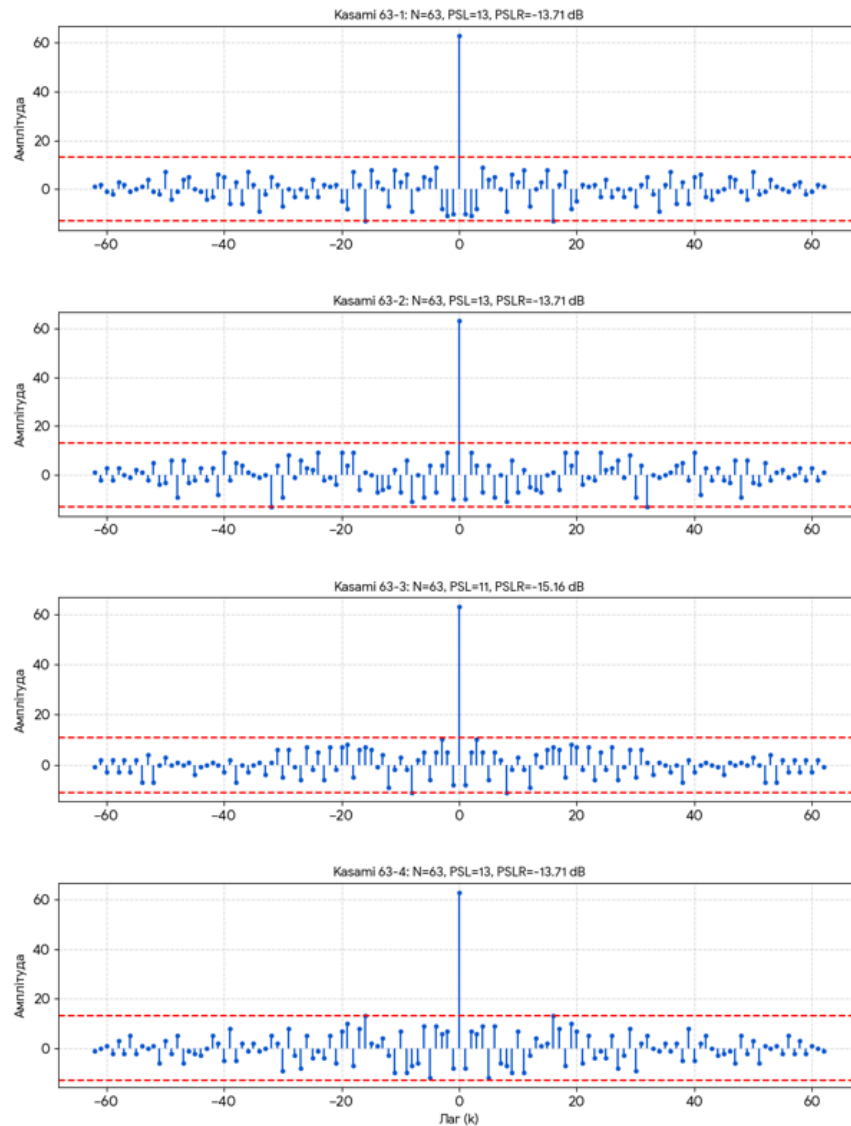


Рисунок 5.10 - Графіки АКФ до кодів Касамі 63

Загальні параметри для всієї групи:

Довжина коду: $N = 63$.

Амплітуда головного піку АКФ: $R(0) = 63$.

Енергія головного піку: $E_{\text{main}} = |R(0)|^2 = 63^2 = 3969$.

Kasami 63-1

Розрахунок PSLR

$$\text{PSL} = 13$$

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{13}{63}\right) = 20 \times \lg(0.2063) = -13.71 \text{ дБ} \quad (5.29)$$

Розрахунок ISLR

$$E_{sl} = 3238$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{3238}{3969}\right) = 10 \times \lg(0.8158) = -0.88 \text{ дБ} \quad (5.30)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -13.71 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -0.88 \text{ дБ}$.

Gold 63-2

Розрахунок PSLR

$$\text{PSL} = 13$$

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{13}{63}\right) = -13.71 \text{ дБ} \quad (5.31)$$

Розрахунок ISLR

$$E_{sl} = 3654$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{3654}{3969}\right) = 10 \times \lg(0.9206) = -0.36 \text{ дБ} \quad (5.32)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -13.71 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -0.36 \text{ дБ}$.

Gold 63-3

Розрахунок PSLR

$$\text{PSL} = 11$$

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{11}{63}\right) = 20 \times \lg(0.1746) = -15.16 \text{ дБ} \quad (5.33)$$

Розрахунок ISLR

$$E_{sl} = 2702$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{2702}{3969}\right) = 10 \times \lg(0.6807) = -1.67 \text{ дБ} \quad (5.34)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -15.16 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -1.67 \text{ дБ}$.

Gold 63-4

Розрахунок PSLR

$$\text{PSL} = 13$$

$$\text{PSLR} = 20 \times \lg\left(\frac{13}{63}\right) = -13.71 \text{ дБ} \quad (5.35)$$

Розрахунок ISLR

$$E_{sl} = 3886$$

$$\text{ISLR} = 10 \times \lg\left(\frac{3886}{3969}\right) = 10 \times \lg(0.9790) = -0.09 \text{ дБ} \quad (5.36)$$

В результаті отримуємо $\text{PSLR} = -13.71 \text{ дБ}$, $\text{ISLR} = -0.09 \text{ дБ}$.

Таблиця 5.3 - PSLR та ISLR до кодів Касамі 63

Назва	PSLR	ISLR
Kasami 63-1	-13.71	-0.88
Kasami 63-2	-13.71	-0.36
Kasami 63-3	-15.16	-1.67
Kasami 63-4	-13.71	-0.09

5.6 Висновки до розділу 5

В ході аналізу було досліджено п'ять груп композитних кодів різної довжини. Встановлено, що їхні кореляційні властивості (PSL) строго залежать від довжини базових кодів Баркера, з яких вони сформовані.

Результати досліджень показали наступну ієрархію ефективності:

$N = 121 (11 \times 11)$: Найвищий результат.

PSLR: -20.83 дБ.

Це найбільш завадостійкий код серед усіх розглянутих.

$N = 77 (11 \times 7)$ та $N = 49 (7 \times 7)$: Висока ефективність.

PSLR: -16.90 дБ.

Коди демонструють ідентичний рівень придушення бічних пелюсток, незважаючи на різну довжину. Це пояснюється тим, що відношення максимальної завади до сигналу в обох випадках становить $1/7$.

$N = 33 (11 \times 3)$ та $N = 21 (7 \times 3)$: Низька ефективність.

PSLR: -9.54 дБ.

Рівень бічних пелюсток становить $1/3$ від сигналу, що є недостатнім для високоточних систем.

Для довжини $N=63$ було проведено порівняння двох популярних сімейств кодів.

Коди Голда (Gold , N=63):

Демонструють значний розкид параметрів всередині групи.

Найгірший результат: PSLR = -9.14 дБ (PSL=22).

Найкращий результат: PSLR = -13.06 дБ (PSL=14).

Недолік: Високий рівень інтегрального шуму (ISLR часто > 0 дБ), що свідчить про велику сумарну енергію завад.

Коди Касамі (Kasami, N=63):

Демонструють більш стабільні та кращі характеристики.

Найкращий результат: PSLR = -15.16 дБ (PSL=11).

Перевага: Коди Касамі перевершують коди Голда за піковим придушенням завад на 2.1 дБ.

Отже:

Для систем з найвищими вимогами до завадостійкості: Рекомендується використовувати композитний код N=121. Він забезпечує найкраще співвідношення сигнал/шум.

Для систем з обмеженням на довжину сигналу:

Якщо є можливість обрати довільну довжину: композитний код N=49 є найбільш ефективним серед коротких кодів (кращий навіть за довший код Голда N=63).

Якщо довжина фіксована стандартом (N=63): слід обирати коди Касамі, оскільки вони на 2 дБ ефективніші за коди Голда.

Таблиця 5.4 - Зведена таблиця характеристик

Місце	Тип коду	Довжина	Структура	PSLR (дБ)	ISLR (дБ)
1	Баркер	13	Елементарний	-22.28	-11.49
2	Композитний	121	11×11	-20.83	-7.64
2	Баркер	11	Елементарний	-20.83	-10.83

Продовження таблиці 5.4

3	Композитний	77	11×7	-16.9	-6.67
3	Композитний	49	7×7	-16.9	-5.85
3	Баркер	7	Елементарний	-16.9	-9.12
4	Kasami	63	Поліноми	-15.16	-1.67
5	Баркер	5	Елементарний	-13.98	-7.96
6	Gold	63	Поліноми	-13.06	-1.57
7	Баркер	4	Елементарний	-12.04	-6.02
8	Композитний	33	11×3	-9.54	-4.9
8	Композитний	21	7×3	-9.54	-4.3
8	Баркер	3	Елементарний	-9.54	-6.53
9	Баркер	2	Елементарний	-6.02	-3.01

ВИСНОВКИ

У магістерській дисертації проведено комплексне дослідження характеристик та ефективності нових композитних кодів Баркера в контексті їх застосування у сучасних широкосмугових системах зв'язку. Робота базується на імітаційному моделюванні процесів обробки сигналів та порівняльному аналізі з найбільш поширеними кодовими послідовностями.

За результатами виконаних досліджень отримано наступні висновки:

1. Досліджено методику формування та властивості складних сигналів.

Проаналізовано структуру та автокореляційні властивості нових композитних кодів довжиною 49, 77 та 121 елемент, сформованих шляхом кронекерівського добутку базових послідовностей Баркера. Доведено, що такий підхід дозволяє подолати обмеження класичних кодів Баркера ($N > 13$) та отримати послідовності з необхідною базою сигналу, зберігаючи при цьому рівень бічних пелюсток, близький до мінімаксного.

2. Проведено порівняльний аналіз завадостійкості у режимі синхронізації.

Шляхом моделювання роботи кореляційного приймача в умовах адитивного білого гаусового шуму (діапазон SNR 0–30 дБ) досліджено ефективність композитних кодів у порівнянні зі стандартами кодами Голда-63 та Касамі-63.

- Встановлено, що досліджувані композитні коди забезпечують зменшення втрат піку автокореляційної функції (АКФ) на 1,6–23% відносно кодів Голда та на 0,35–13% відносно кодів Касамі.

- Виявлено, що код Баркера 77а демонструє найбільш стабільні показники виявлення серед досліджених послідовностей середньої довжини.

3. Досліджено енергетичні параметри автокореляційної функції.

Виконано розрахунок та аналіз параметрів PSLR (рівень пікових бічних пелюсток) та ISLR (інтегральний рівень бічних пелюсток) для п'яти груп кодів.

- Визначено, що найвищу ефективність придушення завад демонструє композитний код $N=121$, для якого параметр PSLR становить -20.83 дБ.

- Встановлено перевагу композитних кодів довжиною 49 та 77 (PSLR -16.90 дБ) над кодами Касамі-63 (-15.16 дБ) та Голда-63 (максимум -13.06 дБ), що підтверджує доцільність їх використання для підвищення роздільної здатності систем.

4. Проаналізовано застосування кодів в системах з прямим розширенням спектру (DSSS).

Досліджено взаємний вплив кодів при їх використанні в якості канальних кодових слів (КС) та сигналів синхронізації (СІ).

- Моделювання показало, що використання коду Barker 121 як синхроімпульсу забезпечує вигоду у завадостійкості на 3,9–9,7% порівняно з використанням послідовності Gold 127.

- Виявлено ефект взаємної інтерференції між прямими та інверсними кодовими словами в потоці даних, що проявляється у вигляді підвищення рівня шумів на виході корелятора.

- Експериментально підтверджено, що для передачі даних (в ролі КС) найвищу ефективність демонструють композитні коди Баркера у поєднанні з синхроімпульсом Голда (зниження втрат піку АКФ на 9,5–11,9% порівняно з іншими комбінаціями).

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

- 1) *Maksymov V., Khrapovitsky I.* Research of composite Barker codes // The scientific heritage. 2020. № 48, P. 1. P. 15–22.
- 2) *ChatBot* : [вебресурс]. URL: <https://chat.chatbot.app/> (дата звернення: 12.11.2025).
- 3) *Код Баркера* // Вікіпедія : вільна енциклопедія. URL: https://uk.wikipedia.org/wiki/Код_Баркера (дата звернення: 12.10.2025).
- 4) *Welcome to Python.org* // Python.org : [офіційний сайт]. URL: <https://www.python.org/> (дата звернення: 05.12.2025).
- 5) *Максимов В. В., Храповицький І. А.* Нові композитні коди Баркера // The scientific heritage. 2020. № 49, P. 1. С. 29–35.
- 6) *Maksimov V., Khrapovitsky I.* NC composite Barker codes in the synchronization system of broadband signals // Information and Telecommunication Sciences. 2020. № 2. P. 24–30.
- 7) *Maksymov V. V., Gatturov V. K., Khrapovitsky I. A.* NC composite Barker codes, Gold codes and Kasami sequences in broadband signal synchronization systems // Information and Telecommunication Sciences. 2022. Vol. 14, № 1. P. 14–21. ISSN 2312-4121.
- 8) *Максимов В. В., Носков В. І., Храповицький І. А.* Нові композитні коди Баркера в якості сигналів модуляції в системах широкосмугового зв'язку.
- 9) *3GPP TS 25.211.* Physical channels and mapping of transport channels onto physical channels (FDD).
- 10) *3GPP TS 25.213.* Spreading and modulation (FDD).
- 11) *WCDMA for UMTS: Radio Access for Third Generation Mobile Communications* / ed. H. Holma, A. Toskala. John Wiley & Sons, 2004. 450 p.
- 12) *Oppenheim A. V., Willsky A. S.* Signals and Systems. 2nd ed. Prentice Hall, 1996. 957 p.
- 13) *Viterbi A. J.* CDMA: Principles of Spread Spectrum Communication. Addison-Wesley, 1995. 272 p.

- 14) *Варакин Л. Е.* Системы связи с шумоподобными сигналами. Москва : Радио и связь, 1985. 384 с.
- 15) *Автокореляційна функція* // Studfile : файловий архів. URL: <https://studfile.net/preview/9444367/page:18/> (дата звернення: 03.12.2025).
- 16) *Бакулін М. Г., Кремез Г. В., Штилька О. О.* Спеціальні розділи теорії сигналів : навчальний посібник, 1985.
- 17) *Свид І. В., Овчаренко Н. Д.* Радіотехнічні кола та сигнали: навч. посібник. Харків.
- 18) *Тимченко О. В.* Основи теорії систем мобільного зв'язку (CDMA) : навч. посібник.
- 19) *Код Баркера* // Вікіпедія : вільна енциклопедія. URL: https://uk.wikipedia.org/wiki/Код_Баркера (дата звернення: 5.09.2025).
- 20) *Автокореляція* // Вікіпедія : вільна енциклопедія. URL: <https://uk.wikipedia.org/wiki/Автокореляція> (дата звернення: 08.12.2025).
- 21) *Gold code* // Wikipedia : the free encyclopedia. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Gold_code (дата звернення: 08.10.2025).
- 22) *Застосування кодів Баркера в радіолокації* // Radartutorial.eu. URL: <https://www.radartutorial.eu/09.receivers/rx53.uk.html> (дата звернення: 07.10.2025).