

Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет інфокомунікацій
(повна назва)

Кафедра інформаційно-мережної інженерії
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
Пояснювальна записка

рівень вищої освіти другий (магістерський)

Дослідження властивостей двійкових кодових послідовностей, що мають
використовуватися в системах з кодовим розподілом каналів
(тема)

Виконав:
здобувач 2 курсу, групи ІМІм-24-2
Рябинин В.Ю.
(прізвище, ініціали)

Спеціальність 172 Електронні комунікації
та радіотехніка
(код і повна назва спеціальності)
Тип програми освітньо-професійна
Освітня програма інформаційно-мережна
інженерія
(повна назва освітньої програми)

Керівник доцент Бондар Д.В.
(посада, прізвище, ініціали)

Допускається до захисту

В.о. зав. кафедри _____
(підпис)

Москалець М.В.
(прізвище, ініціали)

20 26 р.

Не містить відомостей заборонених до відкритого публікування.

Студент / Рябинин В.Ю. /

Керівник / Бондар Д.В. /

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет _____ *інфокомунікацій* _____
Кафедра _____ *інформаційно-мережної інженерії* _____
Рівень вищої освіти _____ *другий (магістерський)* _____
Спеціальність _____ *172 Електронні комунікації та радіотехніка* _____
(код і повна назва)
Тип програми _____ *освітньо-професійна* _____
Освітня програма _____ *інформаційно-мережна інженерія* _____
(повна назва)

ЗАТВЕРДЖУЮ:

Зав. кафедри _____
(підпис)
«_____» _____ 20 ____ р.

ЗАВДАННЯ
НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

здобувачеві _____ *Рябинину Владиславу Юрійовичу* _____
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи *Дослідження властивостей двійкових кодових послідовностей, що мають використовуватися в системах з кодовим розподілом каналів*

затверджена наказом університету від 23 березня 2029 р. № 232-Ст

2. Термін подання здобувачем роботи до екзаменаційної комісії 31 травня 2026 р.

3. Вихідні дані до роботи _____
Огляд методу забезпечення багатоканального зв'язку; Опис генерування сім'ї псевдовипадкових послідовностей максимальної довжини; Метод кодового розподілу каналів на основі використання шумоподібних двійкових послідовностей; Опис способу генерування кодових послідовностей Касамі; Комп'ютерна модель методу поділу каналів; Результати випробувань комп'ютерної моделі.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі _____
Вступ;

1. Огляд методів забезпечення багатоканального зв'язку в цифрових інформаційних мережах;
2. Призначення та властивості псевдовипадкових двійкових послідовностей;
3. Принцип генерування послідовностей Касамі;
4. Випробування послідовностей Касамі при створенні способу розподілу каналів за формою сигналу;
Висновки.

5. Перелік графічного матеріалу із зазначенням креслеників, схем, плакатів, комп'ютерних ілюстрацій (п.5 включається до завдання за рішенням випускової кафедри) _____

Слайди презентації: оглядові слайди; слайди пояснення способу; слайди розробки методу; слайди результатів випробування.

6. Консультанти розділів роботи (п.6 включається до завдання за наявності консультантів згідно з наказом, зазначеним у п.1)

Найменування розділу	Консультант (посада, прізвище, ім'я, по батькові)	Позначка консультанта про виконання розділу	
		підпис	дата
Основна частина	доцент Бондар Д.В.		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Ознайомлення з завданням	23.03	виконано
2	Пошук джерел за темою та ознайомлення	23.03 – 05.04	виконано
3	Розробка оглядової частини	06.04 – 12.04	виконано
4	Розробка методу генерування двійкових послідовностей	13.04 – 20.04	виконано
5	Розробка методу утворення та розділення групового потоку	21.04 – 05.05	виконано
6	Створення та випробування комп'ютерної моделі методу	06.05 – 15.05	виконано
7	Розробка та виконання текстової частини	16.05 – 22.05	виконано
8	Розробка графічної частини	23.05 – 25.06	виконано
9	Надання пояснювальної записки на рецензування		
	та для захисту	26.05	виконано

Дата видачі завдання 23 березня 2026 р.

Здобувач _____

(підпис)

Керівник роботи _____

(підпис)

доцент Бондар Д.В.

(посада, прізвище, ініціали)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: сторінок – 59, рисунків – 34, таблиць 3, джерел – 13, додатків – 2.

ЦИФРОВА СИСТЕМА ПЕРЕДАЧІ, ІНФОРМАЦІЙНИЙ АБОНЕНЬСЬКИЙ СИГНАЛ, МЕТОД КОДОВОГО ПОДІЛУ КАНАЛІВ, ШИРОКОСМУГОЙ СИГНАЛ, ПСЕВДОВИПАДКОВА ДВІЙКОВА ПОСЛІДОВНІСТЬ, КОДОВА ПОСЛІДОВНІСТЬ КАСАМІ, КОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ.

Розглянуто клас псевдовипадкових двійкових сигналів, що використовуються в телекомунікаціях, зокрема кодові двійкові послідовності Касамі. Надано опис алгоритму генерування двійкових кодових послідовностей Касамі на основі лінійної m -послідовностей парної довжини. Показано спосіб використання послідовностей Касамі в якості адресних ознак в системі багатоканального зв'язку методом кодового поділу каналів.

Розроблено та побудовано комп'ютерну модель для дослідження особливостей використання двійкових кодових послідовностей Касамі для передачі інформації. Проведено комп'ютерне моделювання. Отримано результати, які підтверджують коректність виконаної роботи.

THE ABSTRACT

Explanatory slip: pages – 59, figures – 34, tables – 2, sources – 13, appendices – 3.

DIGITAL TRANSMISSION SYSTEM, SUBSCRIBER INFORMATION SIGNAL, CHANNEL CODE DIVISION METHOD, BROADBAND SIGNAL, PSEUDORANDOMBAR BINARY SEQUENCE, KASAMI CODE SEQUENCE, CORRELATION FUNCTION.

The class of pseudorandom binary signals used in telecommunications, in particular Kasami code binary sequences, is considered. A description of the algorithm for generating Kasami binary code sequences based on linear m-sequences of even length is provided. A method of using Kasami sequences as address features in a multichannel communication system using the channel code division method is shown.

A computer model has been developed and built to study the features of using Kasami binary code sequences for information transmission. Computer simulation has been carried out. Results were obtained that confirm the correctness of the work performed.

ЗМІСТ

	С.
Перелік умовних скорочень.....	7
Вступ.....	8
1 Огляд методів забезпечення багатоканального зв'язку в цифрових інформаційних мережах	10
2 Призначення та властивості псевдовипадкових двійкових послідовностей	15
3 Принцип генерування послідовностей Касамі	25
4 Випробування послідовностей Касамі при створенні способу розподілу каналів за формою сигналу	37
Висновки.....	46
Перелік джерел.....	48
Додаток А Слайди презентації	50
Додаток Б Тези доповіді на XXIX міжнародному молодіжному форумі "радіоелектроніка та молодь у XXI столітті"	57

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АКФ	—	автокореляційна функція;
ВКФ	—	періодична взаємна кореляційна функція;
ПАКФ	—	періодична автокореляційна функція;
ПВКФ	—	періодична взаємна кореляційна функція;
ПВП	—	псевдовипадкова послідовність;
CDMA	—	Code Division Multiple Access;
IoT	—	Internet of Things;

ВСТУП

Сучасний етап розвитку інформаційного суспільства характеризується стрімким зростанням обсягів даних та необхідністю забезпечення глобальної мобільності користувачів. Телекомунікаційні мережі останніх поколінь таких як: системи супутникового зв'язку Starlink, 5G тощо, висувають жорсткі вимоги до швидкості передачі, затримки та надійності з'єднання. Основною проблемою комунікацій залишається обмеженість частотного ресурсу каналів зв'язку при постійному збільшенні кількості абонентів, а також пристроїв мережі інтернету речей (IoT – Internet of Things).

Розв'язку цих проблем сприяє впровадження цифрових методів зв'язку.

Цифрові методи передачі інформації повністю витіснили аналогові завдяки таким своїм фундаментальним перевагам як:

- висока завадостійкість, яка ґрунтується на можливості використання методів корекції помилок;
- ефективна регенерація сигналів в каналі передачі, оскільки сигнал можна відновлювати на проміжних вузлах, що не тягне накопичення спотворень та шумів;
- гнучкість обробки інформаційних сигналів за рахунок застосування як простих так і складних математичних алгоритмів стиснення та шифрування.

Для забезпечення одночасної роботи великої кількості пристроїв в системі зв'язку з каналом обмеженої смуги частот використовуються запроваджені методи множинного доступу. Методи множинного доступу можуть розділяти сигнали абонентів по частотних смугах, або по часових слотах. Можуть надавати окремим абонентам кодові маркери та розділяти їх засобами кореляційної обробки. Можуть відокремлювати абонентів в просторі за допомогою адаптивних антенних решіток, що формують вузькі та чітко спрямовані діаграми.

Методи множинного доступу також розвиваються та вдосконалюються, що сприяє зростанню ефективності телекомунікаційних мереж.

Ефективність сучасних цифрових систем зв'язку обумовлена використанням сигналів з великою базою, що вимагає наявності широкосмугових каналів. Це перш за все системи з кодовим розподілом каналів (CDMA – Code Division Multiple Access). У системах із кодовим розподілом та розширенням спектра ключовим елементом є псевдовипадкові послідовності

(ПСП), які мають властивості, подібні до білого шуму, не зважаючи на те, що є детермінованими.

Ефективність усієї мережі зв'язку безпосередньо залежить від математичних властивостей ПСП, а саме: автокореляція та взаємна кореляція. Використання таких послідовностей, як коди Касамі, дозволяє наблизитися до теоретичної межі Велча, забезпечуючи мінімальний рівень взаємних завад при максимальній кількості абонентів. Це робить дослідження алгоритмів їх генерації та аналіз їхніх властивостей критично важливим для оптимізації сучасних цифрових інформаційних мереж.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ БАГАТОКАНАЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ В ЦИФРОВИХ ІНФОРМАЦІЙНИХ МЕРЕЖАХ

Фундаментальний принцип передавання інформаційних повідомлень відображено структурною схемою системи передачі, що зображена на рис. 1.1.

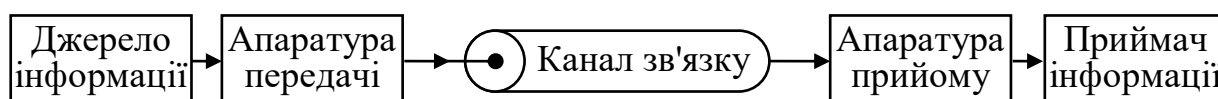


Рисунок 1.1 – Структурна схема системи передачі, що відображає фундаментальний принцип передавання інформаційних повідомлень

Система передачі, схема, якої наведена на рис. 1.1, дозволяє забезпечити зв'язок та передачу повідомлень тільки між однією парою абонентів. Однак вже дуже давно виникла потреба в одночасному пов'язуванні великої кількості пар абонентів. Вказана потреба розв'язана завдяки засобам, що розташовуються на вході на виході каналу зв'язку як це показано на рис. 1.2.

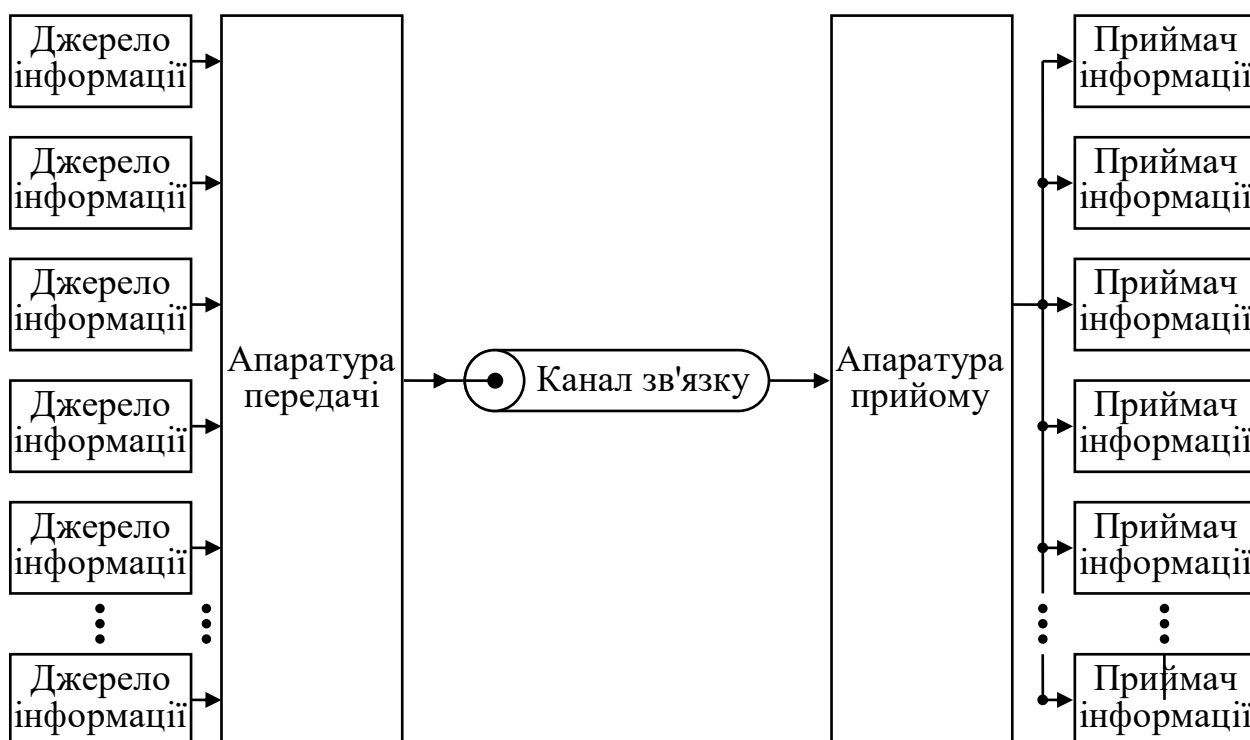


Рисунок 1.2 – Структурна схема багатоканальної системи передачі

В багатоканальній системі зв'язку апаратура передачі повинна забезпечити формування сигналу групового каналу, а апаратура прийому – розділення на сигнали окремих абонентів. Таким чином треба винайти метод багатоканального доступу в мережі зв'язку.

Суть методу багатоканального зв'язку полягає в тому що треба вводити в процес передачі інформаційних абонентських сигналів ще сигналів, що забезпечують адресне маркування абонентів. Треба комбінувати інформаційні сигнали з сигналами адресного маркування. Також треба щоб означені сигнали адресного маркування утворювали певну сім'ю та були ортогональними один до одного, або майже ортогональними. В підсумку з'являється можливість використання частотної смуги каналу для одночасного зв'язку між багатьма абонентами.

Для забезпечення багатоканального зв'язку в одній смузі частот існують наступні методи:

- частотний розподіл, при якому кожному користувачу виділяється окрема вузька смуга в межах смуги каналу. Виділення абонентських сигналів виконується за допомогою фільтрації. Основний недолік цього методу – неефективне використання спектра та необхідність захисних інтервалів між абонентськими каналами оскільки сигнальний базис є умовно ортогональним. Спосіб позначається аббревіатурою FDMA (Frequency Division Multiple Access);

- часовий розподіл, при якому абонентський інформаційний сигнал перетворюється в дискретну в часі послідовність відліків, що відстають один від одного на інтервал дискретизації. Відліки певних каналів передають по черзі у визначені часові слоти. В цьому методі треба витримувати жорсткі умови по синхронізації. Спосіб позначається аббревіатурою TDMA (Time Division Multiple Access);

- Просторовий розподіл, при якому розділення абонентських каналів виконується за допомогою антен з вузькою діаграмою спрямованості. Цей метод вимагає складний апаратних та обчислювальних засобів та надає максимальну ефективність при умові прямої видимості абонента. Спосіб позначається аббревіатурою SDMA (Space Division Multiple Access);

- Кодовий розподіл, при якому окремі інформаційні сигнали абонентів комбінуються з маркерними двійковими адресними послідовностями, після чого передаються одночасно в одній широкій смузі каналі зв'язку. Спосіб позначається аббревіатурою CDMA (Code Division Multiple Access);

Слід зауважити, що сучасні мережі зв'язку використовують цифрові методи уявлення та обробки інформації, що забезпечує великі можливості комунікації та підтримує широкі перспективи розвитку.

Цифровий зв'язок як і всі інші галузі обробки сигналів в радіоелектроніці ґрунтується на теоремі відліків, яка регламентує умови дискретизації інформаційних сигналів в часі. Для того щоб послідовність відліків можна було обробляти реальними технічними засобами необхідно провести процедури квантування та кодування відліків. Кодування передбачає застосування двійкових імпульсних кодових послідовностей, де чисельне уявлення величини відліку набуває форми двійкового числа.

Метод кодового розподілу (CDMA) є представником цифрових методів зв'язку.

Принцип CDMA базується на технології розширення спектра прямим методом (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum). Кожен інформаційний біт перемножується на відрізок псевдовипадкової послідовності (ПВП) довжиною в період. Таким чином кожен імпульс інформаційного сигналу перетворюється на послідовність коротших імпульсів, що розширює спектр утвореного каналного сигналу (рис. 1.3).

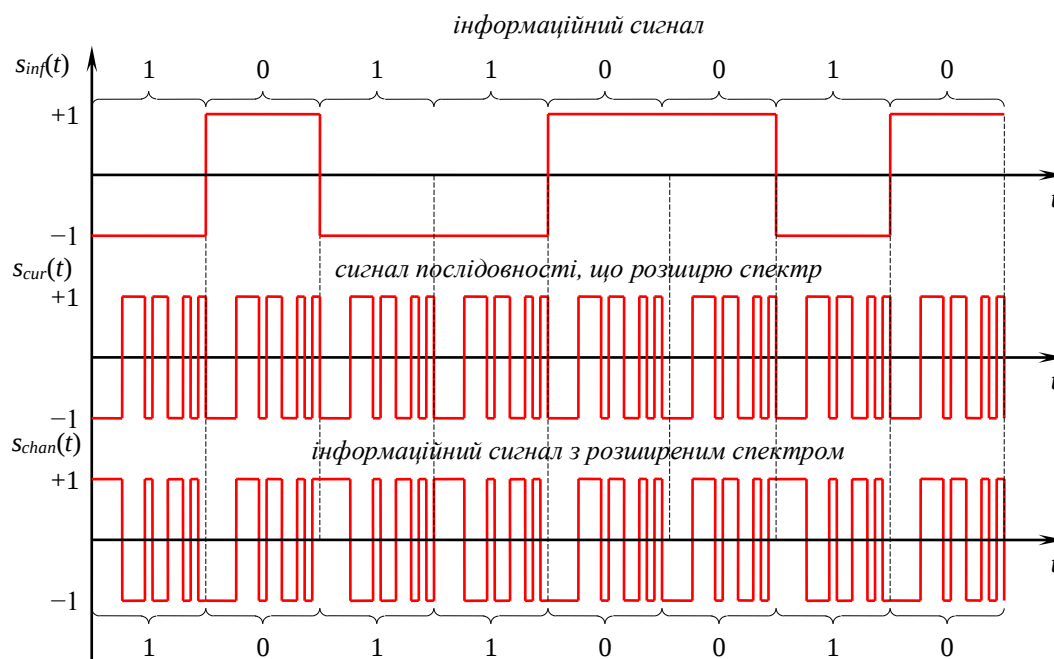


Рисунок 1.3 – Ілюстрація технології розширення спектра прямим методом (DSSS – Direct Sequence Spread Spectrum)

На рис. 1.4 наведено схему, реалізації процедури розширення спектру інформаційного двійкового сигналу.



Рисунок 1.4 – Схема реалізації процедури розширення спектру інформаційного двійкового сигналу

Як видно із схеми (рис. 1.4) інформаційний сигнал відновлюється на боці прийому також перемноженням на послідовність, що розширює спектр. Таким чином відбувається виділення абонентського сигналу з сигналу групового каналу.

Використання і якості послідовностей, що розширюють спектр, ПСП обумовлено наступними їхніми гарними властивостями кореляційних функцій:

- АКФ має вузький та чіткий пік при нульовому значенні аргументу, що дуже добре для синхронізації;
- ВКФ складаються із майже нульових значень, що мінімізує взаємний вплив суміжних абонентських каналних сигналів.

Яскравими представниками множини ПСП є:

- m -послідовності;
- кодові послідовності Голда;
- кодові послідовності Касамі.

Кожна з цих послідовностей на жаль має одна по відношенню до іншої як переваги так і недоліки. Основним критерієм ефективності ПСП є так звана границя Велча.

Перевагою m -послідовностей є найпростіший спосіб їх генерування. Генератор складається з послідовного регістру зсуву, охопленого трактом лінійного зворотного зв'язку, складеного з суматорів за модулем два. Довжина m -послідовності визначається кількістю чарунок регістру. Недоліком є мала кількість ПСП обраного розміру та відносно високий рівень ВКФ.

Кодові послідовності Голда утворюються методом складання двох m -послідовностей однакової довжини, називаються відповідними парами.

Послідовності Голда мають кращі порівняно з m -послідовностями властивості ВКФ та значно більшу кількість послідовностей в ансамблі, але віддалені від границя Велча.

Кодові послідовності Касамі також будуються на підґрунті m -послідовностей та мають найкращу з можливих наближень до границі Велча, що є їх безсумнівною перевагою. Але послідовності Касамі значно уступають в кількості послідовностям Голда тієї ж довжини.

Таким чином при побудові системи зв'язку з методом CDMA в якості маркерних сигналів слід використовувати або послідовності Голда або послідовності Касамі в залежності від умов проектування.

Переваги методу CDMA можна перелічити наступним чином:

- висока завадостійкість: вузькосмугові завади не можуть знищувати канальний сигнал, який має широку смугу спектру;
- конфіденційність: технічно майже неможливо виділити абонентський інформаційний сигнал з групового сигналу якщо нема даних про розширюючу кодову послідовність;
- так звана м'яка ємність: додавання нового користувача в груповий канал тягне лише трохи підвищений рівень загального шуму;
- Стійкість до багатопроменевості: Використання Rake-приймачів дозволяє підсумовувати енергію сигналів, що відбилися від перешкод, уникаючи втрат від інтерференції.

Недоліки методу CDMA можна перелічити наступним чином:

- проблема відстеження далеких від базової станції абонентів при наявності близьких: потужний сигнал ближчого абонента може задавити слабший сигнал дальнього абонента. Це потребує надскладних систем динамічного керування потужністю;
- складність апаратної реалізації: необхідна апаратура з високою швидкодією для виконання кореляційної обробки в реальному часі;
- складність синхронізації: потрібен значний час в процесі встановлення з'єднання внаслідок пошуку та утримання синхронізації за довгими кодами.

2 ПРИЗНАЧЕННЯ ТА ВЛАСТИВОСТІ ПСЕВДОВИПАДКОВИХ ДВІЙКОВИХ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ

Двійкова псевдовипадкова послідовність (ПВП) – це двійкова послідовність, яку шляхом спостережень та розрахунком статистичних характеристик неможливо відрізнити від істинно випадкової. Будь-яка ПВП утворюється за допомогою детермінованого методу або алгоритму. Таким чином ПВП може бути згенерована як в передавачі так і в приймачі, але при цьому має статистичні ознаки випадкового шумового сигналу.

Двійкова ПВП генерується над полем Галуа $GF(2)$ за допомогою рекурентного співвідношення:

$$x(t) = c_1 x(t-1) \oplus c_2 x(t-2) \oplus \dots \oplus c_n x(t-n), \quad c_i \in \{0,1\}. \quad (2.1)$$

Крім того ПВП є періодичною послідовністю. Період на може перевищувати величину $L = 2^n - 1$. Якщо ПВП тає довжину, що дорівнює величині L , то її називають m -послідовністю або ПВП максимальної довжини.

Двійкові ПВП використовують в дуже широкому колі задач.

Перш за все ПВП необхідні в тих системах зв'язку де застосовується технологія розширення спектру інформаційного сигналу. Це такі системи як: CDMA, WCDMA та LTE. В цих системах ПВП використовується як унікальних адресних код окремого абонента. За рахунок цього багато каналів ущільнюються в одному частотному діапазоні, а розділення абонентів на боці прийому відбувається за допомогою кореляційної обробки.

Також ПВП застосовуються в навігаційних системах таких як GPS. Кожному супутнику надається своя ПСП довжиною 1023двійкових символів. Місцезнаходження приймача встановлюється за затримкою прийнятої кодової посилки з великою точністю.

В криптографія ПВП використовуються в якості поточкових шифрів. Принцип шифрування ґрунтується на властивості операції "ВИКЛЮЧНЕ АБО" відновлювати значення операнда після подвійного виконання. Повідомлення складається з довгою ПВП з прихованим початковим станом, а на боці прийому відновлюється по відомим параметрам ПВП та операцією "ВИКЛЮЧНЕ АБО".

Застосовується при тестуванні та вимірюванні електронних пристроїв як тестовий сигнал для вимірювання імпульсних характеристик завдяки рівномірному спектру.

У цифровому телебаченні та радіомовленні стандартів DVB-T, DVB-S2 ПВП застосовуються для скремблювання. Ця процедура дозволяє розбивати довгі серії однакових бітів, що забезпечує надійну синхронізацію потокового відео та аудіо.

Для оцінки якості каналу передачі даних еталонна ПВП порівнюється на боці прийому, в результаті чого точно вимірюється коефіцієнт бітових помилок (BER-тестування).

Використовується ПВП в імітаційному моделюванні при генерування псевдовипадкових чисел у методі Монте-Карло, а також як сигнал шуму та завад у моделях радіоелектронних пристроїв..

Двійкові ПВП мають гарні статичні властивості, що відповідають постулатам Голомба.

Згідно першого постулату Голомба ПВП є збалансованими тому, що кількість двійкових одиниць у кожному повному циклі послідовності рівно на одиницю перевищує кількість двійкових нулів.

Якщо період ПВП позначити через T ($T = L$), то:

$$\text{кількість одиниць} \quad N_1 = \frac{T+1}{2} = \frac{2^n - 1 + 1}{2} = 2^{n-1};$$

$$\text{кількість нулів} \quad N_0 = \frac{T-1}{2} = \frac{2^n - 1 - 1}{2} = 2^{n-1} - 1.$$

Згідно другого постулату Голомба кількість серій однакових двійкових символів відповідає наступним співвідношенням: серія в один символ – половина з всіх серій; серія в два символи – чверть з всіх серій; серія в три символи – восьма з всіх серій; ...

Згідно третього постулату Голомба нормована автокореляційна функція (АКФ) ПВП є дворівневою та задовольняє умові:

$$R(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = 0; \\ \frac{1}{L}, & \tau \neq 0. \end{cases}$$

Розглянемо приклад m -послідовності довжиною $L=15$: $mSeq = 111101011001000$.

Відповідність першому постулату Голомба:

1	2	3	4		5		6	7		8				
1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
				1		2			3	4		5	6	7

Кількість одиниць $N_1 = 8 = \frac{15+1}{2} = 2^3;$

Кількість нулів $N_0 = 7 = \frac{15-1}{2} = 2^3 - 1.$

Відповідність другому постулату Голомба:

	1			1	2	3		1		2		4		2
1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0
	4			1	1	1		2		2		1		3

Серій довжиною 1 – 4;

Серій довжиною 2 – 2;

Серій довжиною 3 – 1;

Серій довжиною 4 – 1;

Відповідність третьому постулату Голомба: АКФ є дворівневою та задовольняє умові:

$$R(\tau) = \begin{cases} 1, & \tau = 0; \\ \frac{1}{15} \approx 0,067, & \tau \neq 0. \end{cases}$$

Для ПВП методика розрахунку кореляційних функцій спирається на обчислення схожості послідовностей при різних взаємних циклічних або періодичних зсувах. Тому в подальшому є необхідність вираховувати періодичні АКФ та ВКФ (ПАКФ та ПВКФ). Тоді для ПАКФ виконується умова:

$$R(\tau) = \begin{cases} L, & \tau = 0; \\ -1, & \tau \neq 0. \end{cases}$$

Для ПВКФ характерний загальний малий рівень значень.

Також слід відмітити таку властивість функції спектральної густини ПВП як:

$$|S(f)| \approx \text{const} \quad \text{в смузі частот } -\frac{1}{\tau_b} \leq f \leq \frac{1}{\tau_b},$$

де τ_b – тривалість бітової імпульсної позиції в сигналі ПВП.

Саме спектральні та кореляційні властивості ПВП впритул наближають їх до сигналу шумової природи.

Оскільки ПВП є детермінованою послідовністю, то існує детермінований алгоритм та спосіб апаратної її генерування. Він ґрунтується на виразі (2.1) та показує, що генератор ПВП слід будувати на основі послідовного регістру зсуву, охопленого колом зворотного зв'язку, в якому реалізовано додавання за модулем два вихідних сигналів чарунок регістру. Загальна структурна схема генератору ПВП приведена на рис. 2.1.

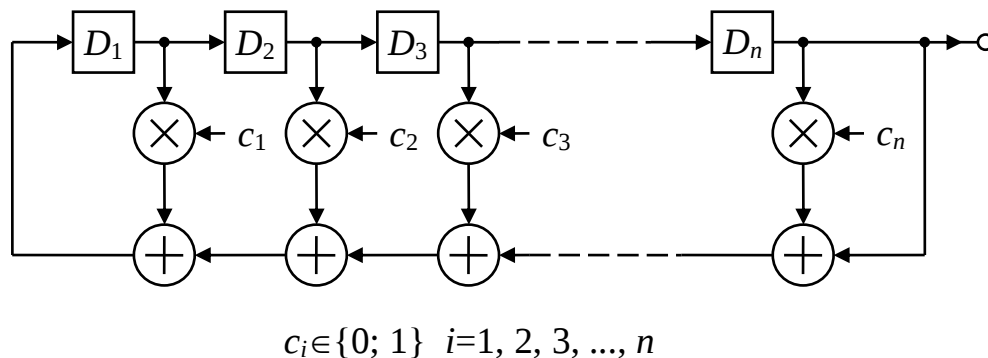


Рисунок 2.1 – Загальна структурна схема генератору ПВП

Для генерування m -послідовностей необхідно обирати певні значення коефіцієнтів c_i . Цей процес ґрунтується на положеннях алгебри поліномів. Результати можна знайти в довідкових матеріалах.

Довжина регістру n визначає лінійну складність та кількість m -послідовностей. Кількість m -послідовностей розраховується за допомогою функції Ейлера:

$$N_m = \frac{\varphi(2^n - 1)}{n},$$

де $\varphi(\)$ – функція Ейлера, яка визначає кількість натуральних чисел менших чи рівних її аргументу та взаємно простих з ним.

Наприклад, якщо задати довжину регістру та лінійну складність m -послідовності $n=8$, то їх кількість буде дорівнювати

$$N_m = \frac{\varphi(2^8 - 1)}{8} = \frac{\varphi(255)}{8} = \frac{128}{8} = 16,$$

один можливих поліномів:

$$P(x) = 1 + x + x^2 + x^8. \quad (2.2)$$

Відповідно до (2.2) сукупність коефіцієнтів c_i буде мати наступний склад:

$$c_1 = 1;$$

$$c_2 = 1;$$

$$c_3 = 0;$$

$$c_4 = 0;$$

$$c_5 = 0;$$

$$c_6 = 0;$$

$$c_7 = 0;$$

$$c_8 = 1;$$

Тоді схема генератора m -послідовності буде мати вигляд, зображений на рис. 2.2.

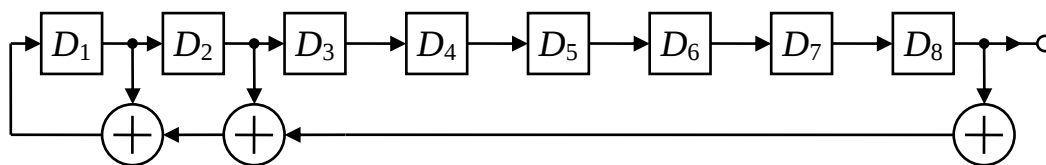


Рисунок 2.2 – Структурна схема генератору m -послідовності для $n=8$

На схемі коефіцієнту $c_i = 0$ відповідає відсутність зв'язку, а коефіцієнту $c_i = 1$ відповідає наявність зв'язку.

Сама по собі m -послідовність добре підходить для використання в якості адресного маркеру абонентських каналів в системах зв'язку з кодовим розподілом каналів, але не можуть бути застосовані безпосередньо оскільки мають малу кількість екземплярів в наборі.

В сучасних цифрових системах використовуються послідовності Голда та Касамі, які утворюються за рахунок композиції m -послідовностей.

Для моделювання процесів утворення кодових послідовностей потрібні прогнано-математичні засоби. Тому моделювання буде здійснено за допомогою пакету MathCad, який дозволяє проводити математичні розрахунки, реалізовувати алгоритми та будувати графіки різної складності.

На першому етапі моделювання слід створити гупу макросів, що забезпечать генерування m -послідовностей та розрахунку кореляційних функцій. Програмні коди цих макросів наведені у листінгу 2.1.

Листінг 2.1 – Програмні коди макросів генерування m -послідовностей та розрахунку кореляційних функцій

Макрос реалізує правий зсув розрядів регістру.

x - початковий вміст регістру;

x_0 - нове значення вхідного розряду регістру.

```
registerShift( $x, x_0$ ) :=  $\left\{ \begin{array}{l} N \leftarrow \text{rows}(x) - 1 \\ \text{for } i \in N..1 \\ \quad x_i \leftarrow x_{i-1} \\ x_0 \leftarrow x_0 \\ \text{return } x \end{array} \right.$ 
```

Макрос заповнює регістр одиницями.

N - довжина регістру.

```
genSeqOne( $N$ ) :=  $\left\{ \begin{array}{l} \text{for } i \in 0..N \\ \quad x_i \leftarrow 1 \\ \text{return } x \end{array} \right.$ 
```

Макрос розрахунку поєднань з n елементів по m елементів.

$$C(n, m) := \frac{n!}{(n - m)! \cdot m!}$$

Макрос генерування всіх поєднань з n елементів по m елементів.
Повертає матрицю всіх поєднань

```
combiAll(n,k) :=
  arrInkr(x,ind) ←
    N ← rows(x) - 1
    for i ∈ ind..N if ind ≤ N
      xi ← xi-1 + 1
    return x

  for i ∈ 0..k - 1
    ai ← i + 1
  b ← a
  if 0 < k < n
    Δnk ← n - k
    N ← C(n,k) - 1
    x ← a
    for j ∈ 0..N - 1
      i ← k - 1
      while ai > Δnk + i
        i ← i - 1
        ai ← ai + 1
      a ← arrInkr(a,i + 1)
      x ← augment(x,a)
  x0 ← 0 otherwise
  x ← b if k = n
  return x
```

Макрос формує матрицю всіх можливих номерів видводів регістру зсуву для заведення на суматор зворотного зв'язку генератора m -послідовності. Обираються тільки парні кількості номерів.
 n - довжина регістру зсуву.

```
formIndeArr(n) :=
  foInAr(k) ←
    arr ← combiAll(n - 1,k)
    for i ∈ 0..cols(arr) - 1
      xi ← n
    arr ← augment(arrT,x)
    return arr

  num ← floor( $\frac{n}{2}$ )
  for i ∈ 1..num
    k ← 2·i - 1
    arr ← foInAr(k)
    yi-1 ← arr - 1
  return y
```

Макрос генерує всі стани регістру m -послідовності з вмістом -1 та $+1$.
 x - початковий вміст регістру генератора (окрім всіх нулів);
 y - масив з індексами виводів регістру згідно з генеруючим поліномом;
 N - довжина послідовності, що генерується.

$$\text{genMSeqModZ}(x, y, N) := \left| \begin{array}{l} M \leftarrow \text{rows}(y) - 1 \\ N \leftarrow N - 1 \\ \text{for } i \in 0..N \\ \quad \left| \begin{array}{l} z_i \leftarrow x_{\text{rows}(x)-1} \\ x_0 \leftarrow 1 \\ \text{for } j \in 0..M \\ \quad x_0 \leftarrow x_0 \cdot x(y_j) \\ x \leftarrow \text{registerShift}(x, x_0) \end{array} \right. \\ \text{return } z \end{array} \right.$$

Макрос визначає чи задовільняє наданий набір степенів полінома утворенню m -послідовності.
 n - довжина регістру зсуву;
 y - масив набору степенів полінома.

$$\text{searchIndOne}(n, y) := \left| \begin{array}{l} m \leftarrow 2 \cdot (2^n - 1) \\ q \leftarrow \text{genMSeqModZ}(-\text{genSeqOne}(n - 1), y, m) \\ p_1 \leftarrow \text{submatrix}\left(q, 0, \frac{m}{2} - 1, 0, 0\right) \\ \text{if } \sum_{i=0}^{\text{rows}(p_1)-1} p_{1_i} = -1 \\ \quad \left| \begin{array}{l} p_2 \leftarrow \text{submatrix}\left(q, \frac{m}{2}, m - 1, 0, 0\right) \\ \text{cond} \leftarrow \sum_{j=0}^{\text{rows}(p_1)-1} (p_{1_j} - p_{2_j})^2 \end{array} \right. \\ \text{cond} \leftarrow -1 \text{ otherwise} \\ \text{return cond} \end{array} \right.$$

Макрос формує матрицю степенів поліномів утворення m -послідовності, заданої довжини.

n - довжина регістру зсуву;

y - матриця всіх наборів степенів полінома, заданої кількості виводів регістру

```
searchIndTwo(n,y) :=
  M ← rows(y) - 1
  y ← yT
  j ← 0
  for i ∈ 0..M
    if searchIndOne(n,y(i)) = 0
      xj ← y(i)
      j ← j + 1
  x ← 0 if j = 0
  return x
```

Макрос формує матрицю степенів поліномів утворення m -послідовності для всіх можливих m -послідовностей для регістру заданої довжини.

n - довжина регістру зсуву;

y - матриця всіх наборів степенів полінома, для всіх можливих m -послідовностей для регістру заданої довжини.

```
searchIndAll(n,y) :=
  M ← rows(y) - 1
  x ← 0
  for i ∈ 0..M
    x ← stack(x,searchIndTwo(n,yi))
  M ← rows(x) - 1
  j ← 0
  for i ∈ 0..M
    if xi ≠ 0
      zj ← xi
      j ← j + 1
  return z
```

Макрос розраховує періодичну автокореляційну функцію послідовності.

x - обробляема послідовність.

```
AKFCicl(x) :=
  N ← rows(x) - 1
  y ← x
  for i ∈ 0..N
    r ← 0
    for j ∈ 0..N
      r ← r + xj · yj
    zi ← r
    y ← registerShift(y, yrows(y)-1)
  return z
```

Макрос розраховує періодичну взаємкореляційну функцію послідовностей.

x - зразкова послідовність;

y - послідовність, що порівнюється.

```
VKFCicl(x,y) :=
  N ← rows(x) - 1
  for i ∈ 0..N
    r ← 0
    for j ∈ 0..N
      r ← r + xj · yj
    zi ← r
    y ← registerShift(y, yrows(y)-1)
  return z
```

Наведена сукупність макросів складатиме основу наступного моделювання.

3 ПРИНЦИП ГЕНЕРУВАННЯ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ КАСАМІ

Послідовності Касамі є представником класу псевдовипадкових двійкових послідовностей. Також вони відносяться до класу широкосмугових кодових послідовностей. Основною сферою застосування послідовностей Касамі є системи зв'язку з кодовим розподілом каналів. (системи CDMA). Також вони застосовуються в системах навігації такі як GPS, системах радіолокації та синхронізації сигналів прийому.

Послідовності Касамі володіють властивістю оптимальної кореляційної характеристики посеред усіх інших двійкових шумоподібних кодових послідовностей. Тобто має меншу максимальну взаємну кореляцію серед усіх можливих сімейств двійкових послідовностей заданої довжини. Цей факт підтверджується досягненням границі Велча, як теоретичної нижньої границі взаємної кореляції.

Послідовності Касамі можуть бути двох типів: мале сімейство Касамі та велике сімейство Касамі. В роботі увага приділяється малому сімейству Касамі, оскільки саме воно задовольняє критерію границею Велча та є найбільш поширеним у практичних застосуваннях.

Однією з головних ознак послідовностей Касамі є їхня довжина, яка визначається цілочисельним параметром n . Цей параметр обов'язково повинен виражатися парним натуральним числом, виключаючи нуль.

Винахідник послідовностей Касамі Такео Касамі визначив спосіб їх отримання та кількість в сім'ї за формулою:

$$N = 2^{\frac{n}{2}} + 1. \quad (3.1)$$

Послідовності Касамі утворюються на базі m -послідовності відповідної довжини ($L = 2^n - 1$) та двійкової послідовності, яка отримана в наслідок вилучення двійкового символу з базової m -послідовності з кожної позиції, що рознесені на величину кроку децимації $\left(d = 2^{\frac{n}{2}} + 1 \right)$.

Побудова послідовностей Касамі реалізується наступним чином:

- Обрати параметр n та визначити структуру генератору m -послідовності. Структура генератору m -послідовності визначається примітивним поліномом $P(x)$ степеня n над полем Галуа $GF(2)$. Означений поліном легко знайти в довідкових матеріалах.

- Виконується генерування m -послідовності за допомогою послідовного двійкового регістру зсуву, охопленого колом зворотного зв'язку, який представлений суматором за модулем два вихідних сигналів чарунок регістру, визначених примітивним поліномом $P(x)$.

– З отриманої m -послідовності шляхом децимації з кроком d формується допоміжна двійкова послідовність довжиною $l = 2^{\frac{n}{2}} - 1$. Далі формується двійкова послідовність шляхом клонування отриманої послідовності $\left(2^{\frac{n}{2}} + 1\right)$ разів до довжини $(2^n - 1)$.

– За допомогою порозрядного додавання за модулем два двох отриманих вище послідовностей утворюється перша послідовність Касамі. Наступні послідовності Касамі утворюються описаним способом, але при умові, що децимована послідовність кожного наступного разу зазнає правого циклічного зсуву. Таким чином генеруються $\left(2^{\frac{n}{2}} - 1\right)$ послідовностей.

– До них додається m -послідовність та клонована послідовність. В результаті утворюється повна сім'я послідовностей Касамі заданої довжини.

Розглянемо приклад формування сім'ї послідовностей Касамі із значенням параметра $n=4$. Згідно з формулою (3.1) треба згенерувати 5 послідовностей.

Спочатку оберемо примітивний поліном $P(x)$ та побудуємо генератор m -послідовності. Для значення $n=4$ існує всього два примітивні поліноми:

$$P(x) = 1 + x + x^4. \quad (3.2 \text{ а})$$

$$P(x) = 1 + x^3 + x^4. \quad (3.2 \text{ б})$$

Ці поліноми є оберненими один до одного. Кожен з них можна покласти в структуру тракту зворотного зв'язку генератора і при ненульовому початковому стані регістра отримати унікальні m -послідовності. Довжина послідовностей $L=15$.

Зосередимося на поліномі (3.2 б). Тоді схема генератору m -послідовності зображена на рис. 3.1.

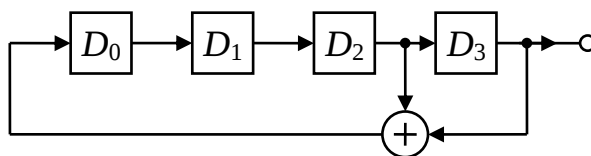


Рисунок 3.1 – Схема генератора m -послідовності довжиною $L=15$

Якщо встановити початковий стан розрядів регістру в 1111_2 , то вміст m -послідовності та децимованої послідовності відображено на рис. 3.2.

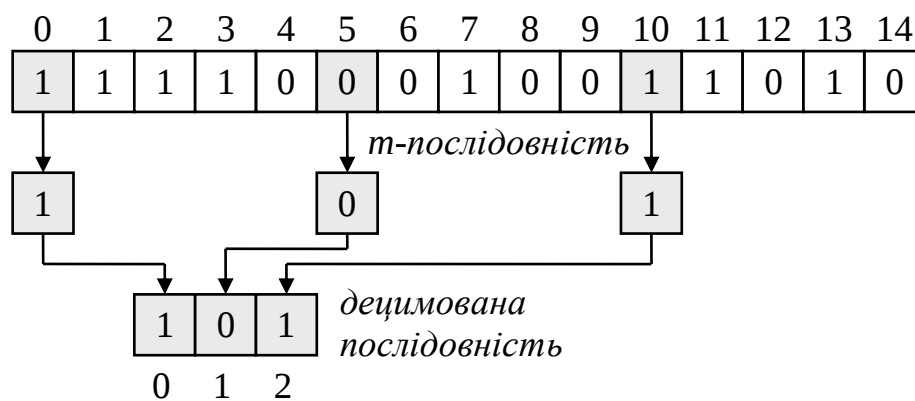


Рисунок 3.2 – Вміст m -послідовності та децимованої послідовності

Далі слід провести клонування децимованої послідовності до довжини $L=15$ та додати її порозрядно до m -послідовності та утворити першу послідовність Касамі як це показано на рис. 3.3.

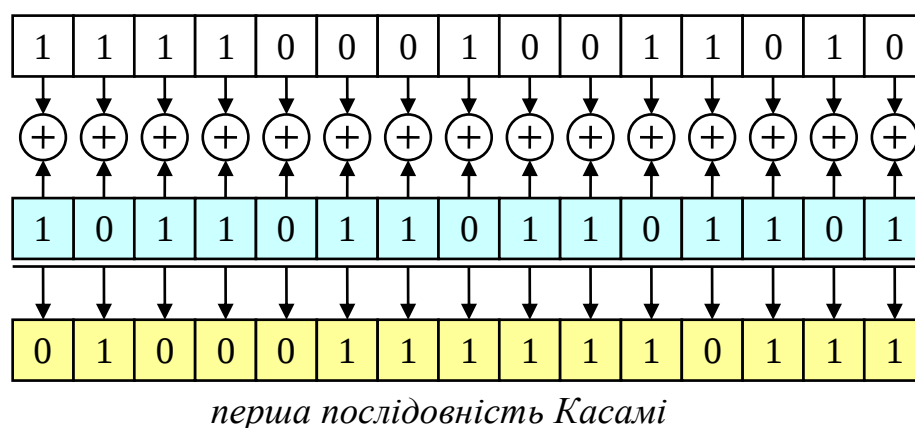


Рисунок 3.3 – Процес утворення першої послідовності Касамі

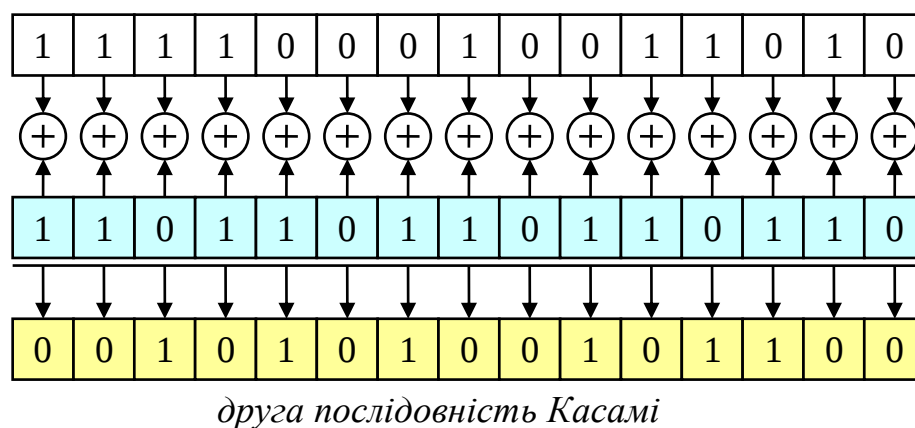


Рисунок 3.4 – Процес утворення другої послідовності Касамі

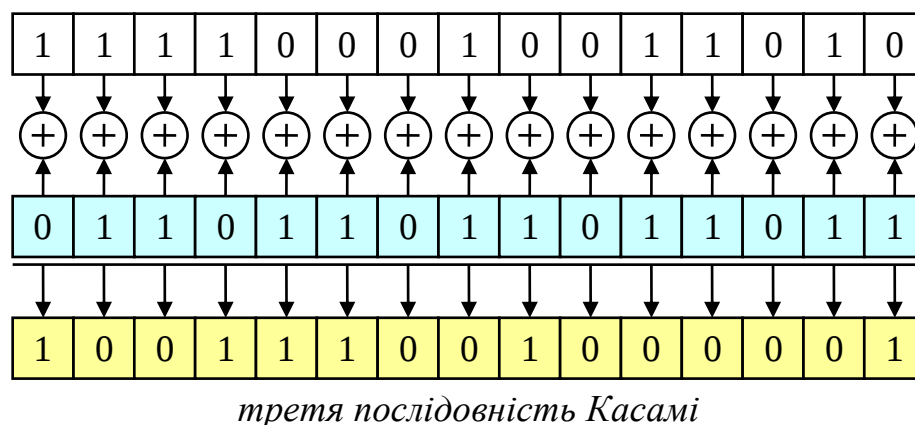


Рисунок 3.5 – Процес утворення третьої послідовності Касамі

На рис. 3.4 та рис. 3.5 показано процес утворення другої та третьої послідовності Касамі в наслідок послідовних двох циклічних зсувів децимованої послідовності.

Як було зазначено раніше за нульову послідовність Касамі приймається базова m -послідовність, а за четверту – децимована послідовність.

В підсумку сукупність всіх послідовностей Касамі довжиною $L = 15$ наведена в табл. 3.1.

Таблиця 3.1 – Значення кодових послідовностей Касамі довжиною $L = 15$

№	Позначення	Послідовність
1	k0	111100010011010
2	k1	010001111110111
3	k2	001010100101100
4	k3	100111001000001
5	k4	101101101101101

Кодові послідовності Касамі мають оптимальні з точки зору теоретичної границі Велча властивості. Максимальні відхилення значень ПВКФ в додатний та від'ємний бік не перевищують $\left(2^{\frac{n}{2}} - 1\right)$ та $\left(-1 - 2^{\frac{n}{2}}\right)$ відповідно. Всі інші значення дорівнюють -1 . Для ПАКФ додається ще Значення нульового максимуму $R(0) = L$.

Приклад розрахунку ПАКФ нульової послідовності Касамі розписано в табл. 3.2. Видно, що ця послідовність володіє властивостями псевдовипадкової послідовності максимальної довжини.

Таблиця 3.2 – Приклад розрахунку ПАКФ нульової послідовності Касамі

№	Вміст розрядів послідовності Касамі															R(n)
	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	
0	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	15
	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	+1	
1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	-1
	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	
2	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1
	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	
3	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	-1
	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	
4	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1
	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	
5	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1
	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	
6	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	-1
	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	
7	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	-1
	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	
8	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1
	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	
9	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	-1
	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	
10	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	-1
	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	
11	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	-1
	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	
12	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1
	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	
13	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1
	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	
14	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1
	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	

В табл. 3.3 розписано приклад розрахунку ПВКФ нульової та першої послідовностей Касамі. З таблиці видно, що значення ПВКФ приймають тільки три з можливих значення: $\left(2^{\frac{4}{2}} - 1\right) = 3$, $-\left(1 - 2^{\frac{4}{2}}\right) = -5$ та -1

Таблиця 3.3 – Приклад розрахунку ПВКФ нульової та першої послідовностей Касамі

№	Вміст розрядів послідовностей Касамі															R(n)
	-1	-1	-1	-1	+1	+1	+1	-1	+1	+1	-1	-1	+1	-1	+1	
0	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	-5
	-1	+1	-1	-1	+1	-1	-1	+1	-1	-1	+1	-1	-1	+1	-1	
1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	3
	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1	+1	-1	
2	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	3
	+1	+1	-1	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	-1	-1	
3	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	3
	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	+1	
4	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	3
	-1	+1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	
5	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	3
	+1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	
6	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	3
	+1	+1	-1	+1	-1	-1	+1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	
7	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-5
	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	-1	+1	
8	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	3
	+1	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	-1	
9	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	3
	+1	+1	+1	+1	-1	+1	-1	+1	-1	+1	+1	-1	+1	-1	-1	
10	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	3
	+1	+1	+1	+1	-1	-1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	
11	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	-5
	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	
12	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	3
	-1	-1	+1	+1	-1	-1	-1	+1	+1	-1	+1	+1	+1	+1	+1	
13	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	-5
	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	
14	-1	+1	+1	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-5
	+1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	+1	-1	-1	-1	+1	-1	+1	+1	

Слід зауважити, що з метою передавання інформації треба провести перетворення двійкових символів послідовностей Касамі за правилом:

$$0 \rightarrow +1;$$

$$1 \rightarrow -1.$$

Цей факт відображено в табл. 3.2 та табл. 3.3. Таким чином досягнеться умова мінімізації постійної складової в сигналі, що передається, та оптимальний розрахунок кореляційної функції.

За даними табл. 3.2 та табл. 3.3 можна побудувати графіки кореляційних функцій.

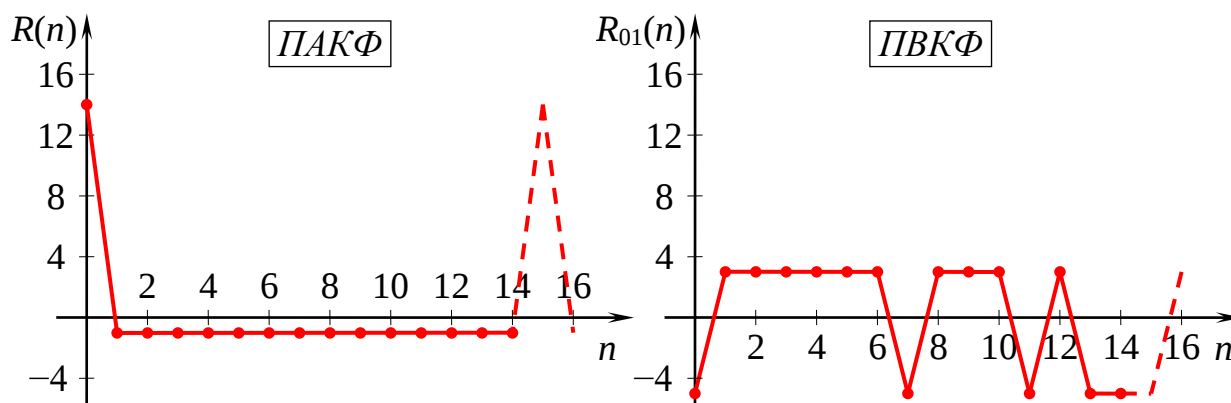


Рисунок 3.6 – Графіки ПАКФ та ПВКФ послідовностей Касамі

Для подальшої роботи необхідно створити програмні модулі, що нададуть можливість генерувати послідовності Касамі. Потрібні розробити засоби отримання децимованих двійкових послідовностей та на їх підґрунті саме послідовностей Касамі.

В наступному лістингу 3.1 наведено ці макроси.

Лістинг 3.1 – Макроси для генерування послідовностей Касамі

Макрос формує послідовність шляхом вибирання елементів з вхідної послідовності, починаючи з нульового (першого) через заданий крок по індексу.

x - вхідна послідовність;

m - величина заданого кроку по індексу.

```
decimat(x) := | size ← rows(x) - 1
               |  $\frac{\log(\text{size}+2, 2)}{2} + 1$ 
               | m ← 2
               | ind ← 0
               | i ← 0
               | while ind < size
               |   |  $y_i \leftarrow x_{\text{ind}}$ 
               |   | i ← i + 1
               |   | ind ← ind + m
               | return y
```

Макрос формує послідовність Касамі на підґрунті вхідної m -послідовності.

p - вхідна m -послідовність;

s - послідовність, отримана шляхом децимації вхідної m -послідовності.

```
seqKasami(p, s) :=
  size ← rows(p) - 1
   $k \leftarrow 2^{\frac{\log(\text{size}+2, 2)}{2}} - 1$ 
  for i ∈ 0..size
     $z_i \leftarrow p_i \cdot s_{\text{mod}(i, k)}$ 
  return z
```

Макрос формує матрицю всіх послідовностей Касамі обраної довжини на підґрунті вхідної m -послідовності.

p -вхідна m -послідовність.

```
seqKasamiAll(p) :=
  size ← rows(p)
  seqKasamiOut ← p
  s ← decimat(p)
  ss ← s
   $N \leftarrow 2^{\frac{\log(\text{size}+1, 2)}{2}} - 1$ 
  for i ∈ 1..N
    seqKasamiOut ← augment(seqKasamiOut, seqKasami(p, s))
    s ← registerShift(s, srows(s)-1)
  q ← s
  for i ∈ 0..N - 0
    q ← stack(q, s)
  seqKasamiOut ← augment(seqKasamiOut, q)
  return seqKasamiOut
```

Тестування розроблених програмних модулів наведено далі.

Обрати одну m -послідовність з всієї множини згенерованих послідовностей $\text{seqMOne} := \text{sec}_1$

$$\text{seqMOne}^T =$$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1

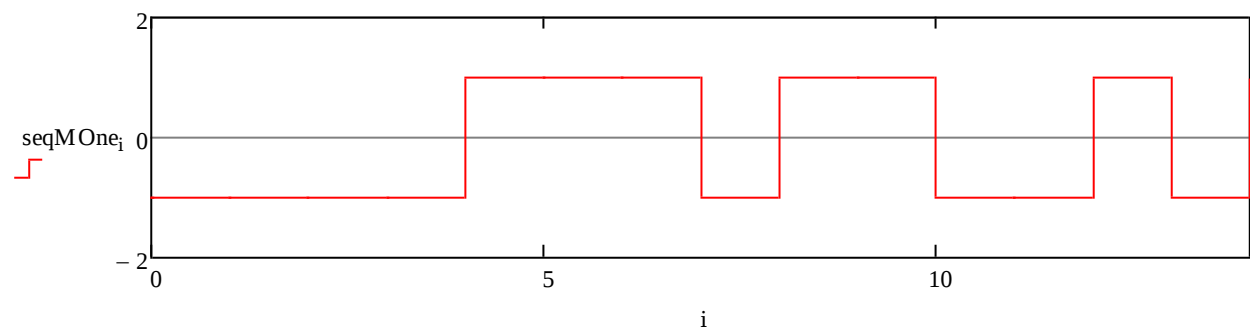


Рисунок 3.7 – Графік базової m -послідовності та одночасно нулевої послідовності Касамі

Зформувати допоміжну децимовану послідовність $s_{\text{aaa}} := \text{decimat}(\text{seqMOne})$

$$s^T = (-1 \ 1 \ -1)$$

Зформувати першу послідовність Касамі $\text{seqKasam} := \text{seqKasam}(\text{seqMOne}, s)$

$$\text{seqKasam}^T =$$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
	0	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1

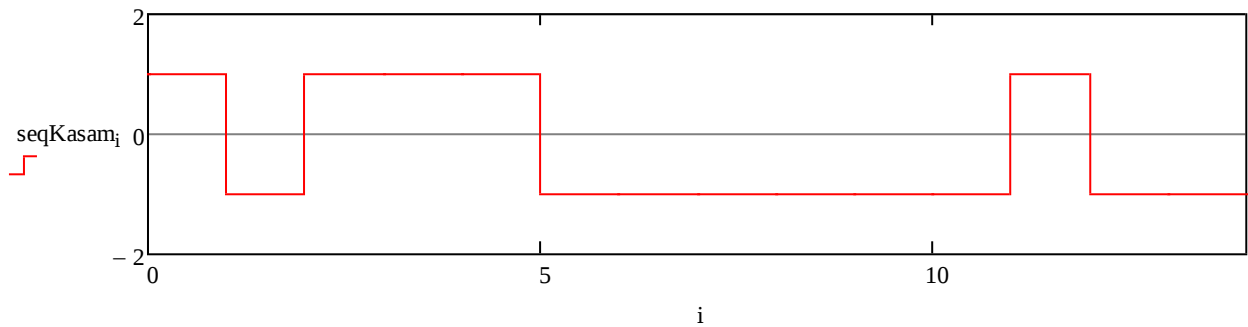


Рисунок 3.8 – Графік першої послідовності Касамі

Розрахуємо та зобразимо кореляційні функції цих двох послідовностей Касамі.

Розрахувати циклічну АКФ обраної m -послідовності $\text{akfOne} := \text{AKFCicl}(\text{seqMOne})$

$i := 0..K$

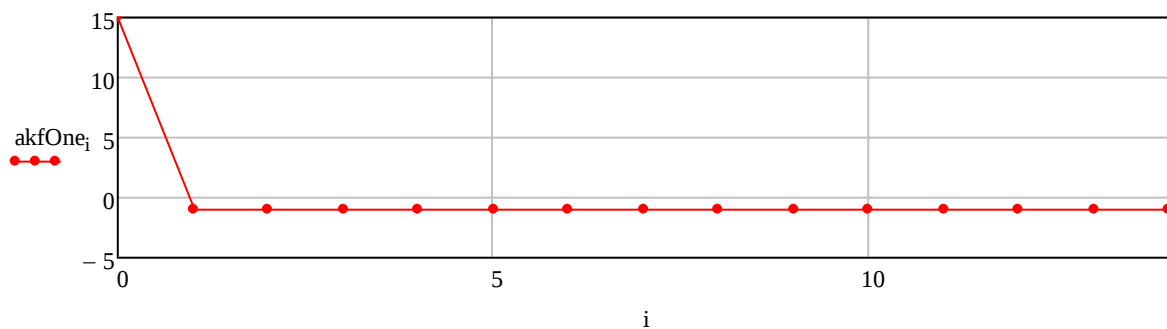


Рисунок 3.9 – Графік ПАКФ нульової послідовності Касамі

Розрахувати циклічну АКФ першої послідовності Касамі $\text{akfKasOne} := \text{AKFCicl}(\text{seqKasam})$

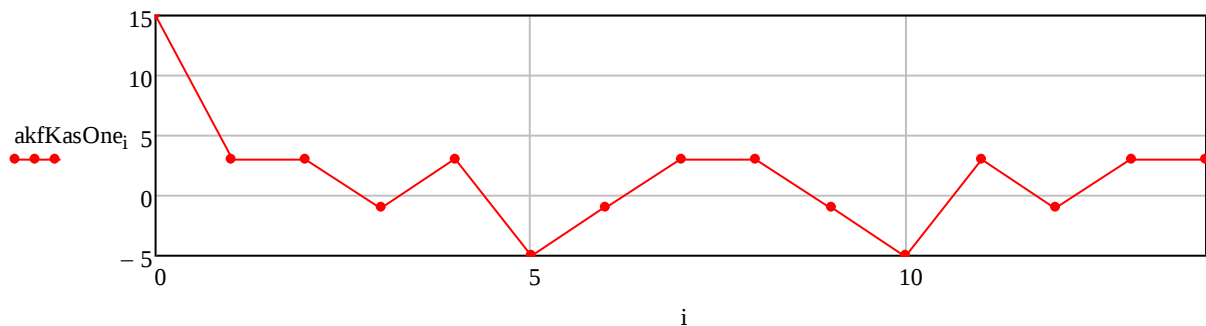


Рисунок 3.10 – Графік ПАКФ першої послідовності Касамі

Розрахувати циклічну ВКФ послідовностей Касамі $\text{vkfOneTwo} := \text{VKFCicl}(\text{seqMOne}, \text{seqKasam})$

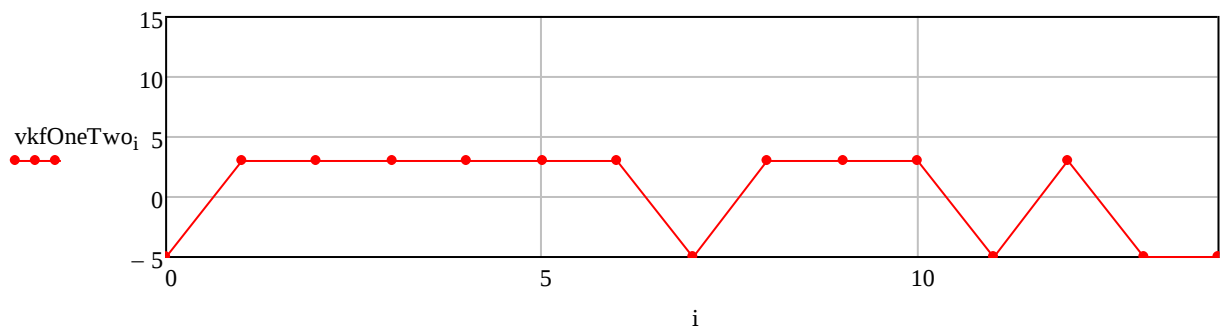


Рисунок 3.11 – Графік ПВКФ нульової та першої послідовностей Касамі

Отримані макроси дозволяють згенерувати повний набір послідовностей Касамі у двохполярному форматі:

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1
1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1
2	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1
3	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	1	-1
4	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1

Розглянемо другу можливу m -послідовність, що може бути згенерована за допомогою чотирирозрядного регістру зсуву при побудові тракту зворотного зв'язку у відповідності до співвідношення (3.2 а). Схема цього генератора наведена на рис. 3.12.

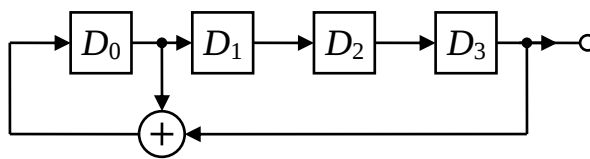


Рисунок 3.12 – Схема генератора m -послідовності довжиною $L = 15$

Графік m -послідовності, що генерується в цьому випадку наведено на рис. 3.13.

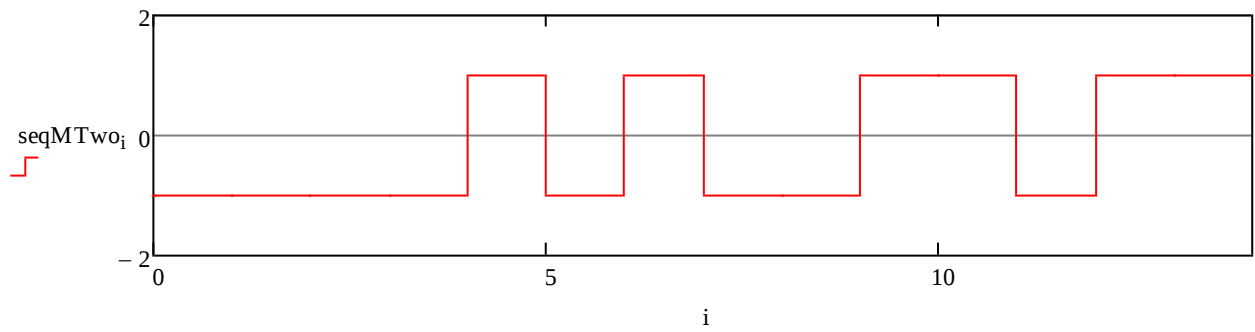


Рисунок 3.13 – Графік другої базової m-послідовності

В цьому випадку теж можна згенерувати п'ять послідовностей Касамі.

$$\text{seqKasamTwo}^T =$$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	1	1
1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1
2	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1
3	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1
4	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1

На рис. 3.14 та рис. 3.15 наведено графіки кореляційних функцій послідовностей Касамі з цього набору.

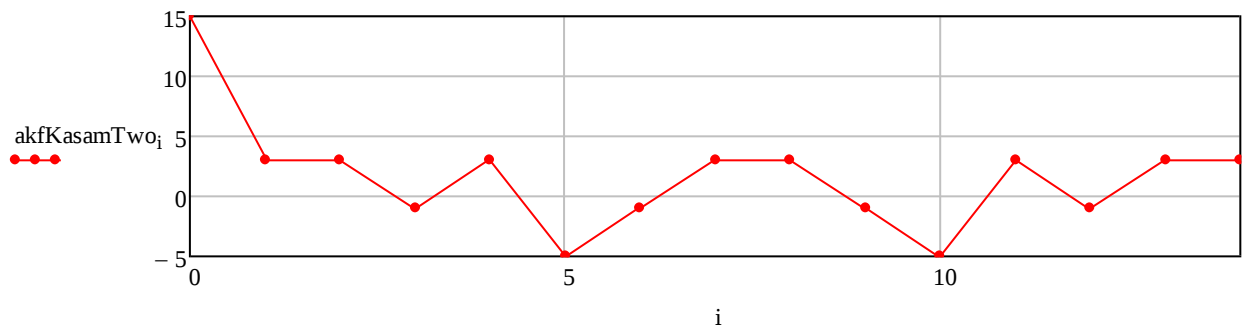


Рисунок 3.14 – Графік ПАКФ першої послідовності Касамі

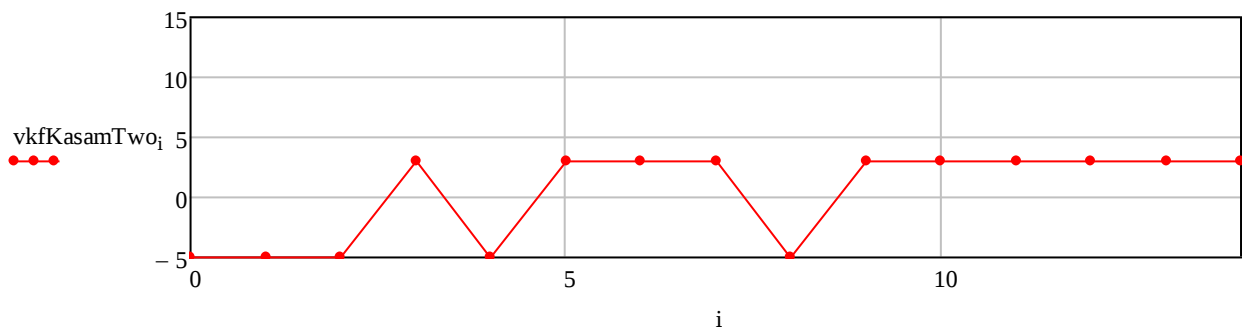


Рисунок 3.15 – Графік ПВКФ нульової та першої послідовностей Касамі

Графіки свідчать, що визначна властивість послідовностей Касамі з цього набору мають місце – значення ПАКФ (окрім головного піку) та ПВКФ приймають тільки одне з трьох значень: -5 ; -1 ; 3 .

Але ці два набори послідовностей Касамі разом не складають оптимальну множину, оскільки мають високий рівень перехресної кореляції, що проілюстровано графіком на рис. 3.16.

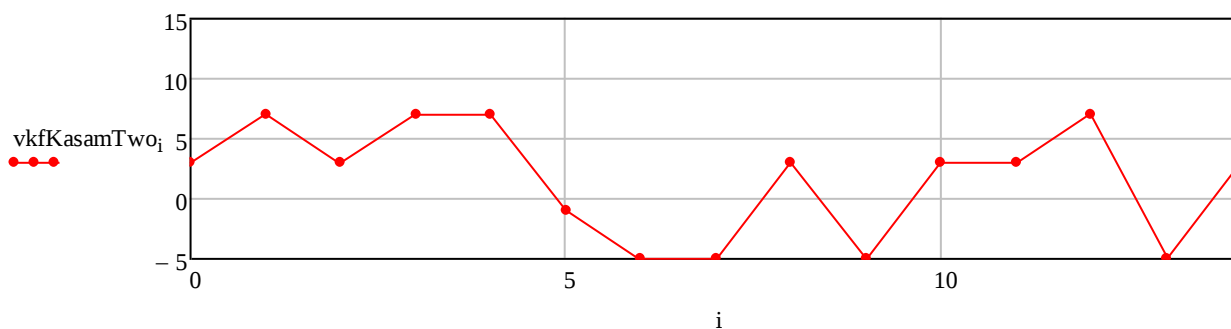


Рисунок 3.16 – Графік ПВКФ послідовностей Касамі з різних наборів

На графіку ПВКФ з рис. 3.16 спостерігаються значення більші за визначені ($7 > 3$). Це значно ускладнює розпізнавання послідовності на тлі суміші інших. Тому змішувати послідовності Касамі з різних наборів неприпустимо.

4 ВИПРОБУВАННЯ ПОСЛІДОВНОСТЕЙ КАСАМІ ПРИ СТВОРЕННІ СПОСОБУ РОЗПОДІЛУ КАНАЛІВ ЗА ФОРМОЮ СИГНАЛУ

Як відомо при кодовому розподілі каналів системи зв'язку необхідно мати сукупність сигнальних послідовностей, які б виконували функцію маркерів окремих абонентів. Вказані послідовності не несуть інформаційного навантаження, а призначені лише для того, щоб вказати спосіб вилучення інформаційної послідовності з групового каналу. В якості таких послідовностей слід взяти кодові послідовності Касамі.

Для моделювання буде використано пакет MathCad та його засобами слід створити групу макросів, що дозволять провести реалізувати встановлені цілі.

План моделювання складається з наступних етапів:

Етап 1 – сформулювати групу послідовностей інформаційних каналних сигналів.

Етап 2 – обрати сім'ю кодових послідовностей Касамі та згенерувати їх.

Етап 3 – провести розширення інформаційних сигналів відповідними кодовими послідовностями Касамі.

Етап 4 – створити груповий каналний сигнал.

Етап 5 – провести виділення інформаційних сигналів з сигналу групового каналу, використовуючи кореляційну обробку.

Макроси, що реалізують генерування послідовностей касамі та розрахунки кореляційних функцій вже розроблені та наведені в другому та третьому розділах, тому слід розробити макроси для розширення сигналу, формування групового сигналу та формування вихідного сигналу абонентської інформаційної послідовності. Тексти цих макросів наведені в листінгу 4.1.

Лістинг 4.1 – Макроси для генерування послідовностей Касамі

Макрос реалізує пряме розширення послідовності інформаційного сигналу кодовою послідовністю Касамі.
 x - послідовність інформаційного сигналу;
 $kasam$ - кодова послідовність Касамі.

```

expanSignal(x,kasam) :=
    N ← rows(x) - 1
    q ← x0·kasam
    for i ∈ 1..N
        q ← stack(q,xi·kasam)
    return q

```

Макрос виконує виділення піків максимального відхилення поміж значень дискретної двохполярної послідовності

vect - вектор значень сигналу, що обробляється;
 vectMin - величина найменшого піку;
 vectMax - величина найбільшого піку;
 lim - відсоток порогу відсічення піків.

```
clipSignal(vect, vectMin, vectMax, lim) :=
  N ← rows(vect) - 1
  for i ∈ 0..N - 0
    qi ← 0 if vecti < vectMax·lim
    qi ← vecti otherwise
    pi ← 0 if vecti > vectMin·lim
    pi ← vecti otherwise
  return p + q
```

```
formSignalAll(signal) :=
  N ← cols(signal) - 1
  signal ← signal
  signalAll ← signal<0>
  for i ∈ 1..N
    signalAll ← signalAll + signal<i>
  return signalAll
```

Макрос проводить декодування первинної інформаційної послідовності зарезультатами кореляційної обробки групового каналного сигналу.

x - результуючий масив обробки групового каналного сигналу.

```
decod(x) :=
  N ← rows(x) - 1
  j ← 0
  for i ∈ 0..N
    if xi ≠ 0
      yj ← sign(xi)
      j ← j + 1
  return y
```

Макрос формує функцію сигналу прямокутного відеоімпульсу.

τ - тривалість відеоімпульсу;

t - змінна поточного часу функції сигналу .

pulse(τ, t) := 0 ≤ t < τ

Макрос формує функцію сигналу послідовності прямокутних відеоімпульсів.
 x - масив амплітуд відеоімпульсів;
 τ - тривалість відеоімпульсу;
 t - змінна поточного часу функції сигналу .

```
formSignal(x, τ, t) :=
  N ← rows(x) - 1
  s ← 0
  for i ∈ 0..N
    s ← s + xi · pulse(τ, t - i · τ)
  return s
```

Макрос формує фінальну інформаційну кодову послідовність.
 x - кліпована послідовність результату кореляційної функції.
 L - величина періоду кодової послідовності Касамі.

```
formFinal(x, L) :=
  N ← rows(x)
  M ← N / L
  for i ∈ 0..M - 1
    yi ← 0
  for i ∈ 0..N - 1
    if xi ≠ 0
      j ← floor(i / L)
      yj ← sign(xi)
  return y
```

Тепер можна формувати файл моделювання в пакеті MathCad.

Задамо інформаційне наповнення декількох інформаційних каналів та сформуємо абонентські каналні сигнали.

Сформувати групу інформаційних інформаційних сигналів

$$x := \begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 & 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}^T$$

$$\tau := 15 \cdot 10^{-3}$$

$$\text{chan}(t) := \begin{pmatrix} \text{formSignal}(x^{(0)}, \tau, t) \\ \text{formSignal}(x^{(1)}, \tau, t) \\ \text{formSignal}(x^{(2)}, \tau, t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 3 \\ 0 \\ -3 \end{pmatrix}$$

Графіки трьох абонентських каналних сигналів наведені на рис. 4.1.

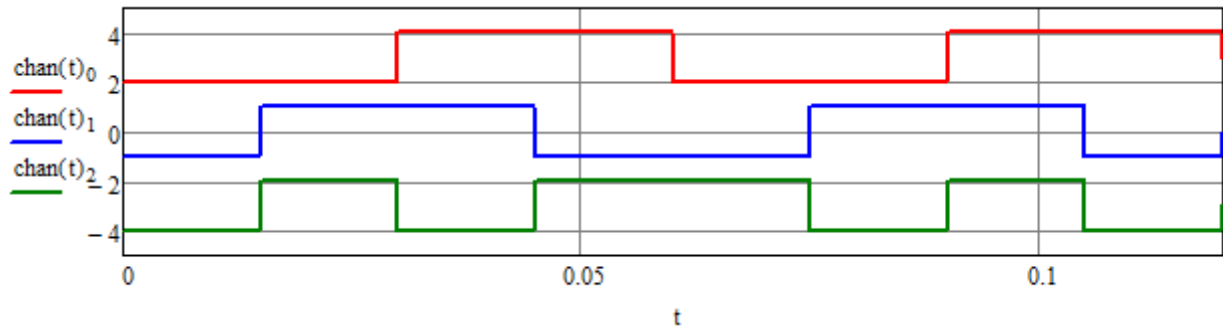


Рисунок 4.1 – Графіки трьох абонентських каналних сигналів

Далі треба сформувати масив послідовностей Касамі. Це проводиться за два кроки: спочатку генерується масив можливих m -послідовностей, а потім на підґрунті однієї з них генерується масив послідовностей Касамі.

Задамо довжину регістру генератора m -послідовності $n = 4$. Тоді можна згенерувати дві m -послідовності, обравши одну з них, згенерувати п'ять послідовностей Касамі.

Задати довжину регістру генератора m -послідовності $n := 4$

Розрахувати довжину (період) m -послідовності $N := 2^n - 1 = 15$

Сформувати матрицю парних сполучень номерів виводів регістру зсуву $y := \text{formIndeArr}(n)$

Сформувати матрицю парних задовільних сполучень номерів виводів регістру зсуву $z := \text{searchIndAll}(n, y)$

Згенерувати всі можливі m -послідовності обраного періоду (довжини)

```

seq := 
  for j ∈ 0..rows(z) - 1
    sequj ← genMSeqModZ(-genSeqOne(n - 1), zj, N)
  return sequ

```

Обрати одну m -послідовність з всієї множини згенерованих послідовностей $\text{seqMOne} := \text{seq}_0$

Сформувати повний набір послідовностей Касамі $\text{seqKasam} := \text{seqKasamiAll}(\text{seqMOne})$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	-1	-1	-1	-1	1	-1	1	-1	-1	1	1	-1	1	1	1
1	1	1	-1	1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1
2	-1	1	1	-1	-1	1	1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1
3	1	-1	1	1	1	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1
4	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1

$\text{seqKasam}^T =$

Тепер необхідно провести розширення інформаційних сигналів кодовими послідовностями Касамі. Графіки трьох каналних інформаційних сигналів наведені на рис. 4.2.

Сформувати групу каналних інформаційних сигналів

```
signal := augment(expanSignal(x<0>, seqKasam<0>), expanSignal(x<1>, seqKasam<1>), expanSignal(x<2>, seqKasam<2>))
τ := 1·10-3
chan(t) :=  $\begin{pmatrix} \text{formSignal}(\text{signal}^{(0)}, \tau, t) \\ \text{formSignal}(\text{signal}^{(1)}, \tau, t) \\ \text{formSignal}(\text{signal}^{(2)}, \tau, t) \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 3 \\ 0 \\ -3 \end{pmatrix}$ 
```

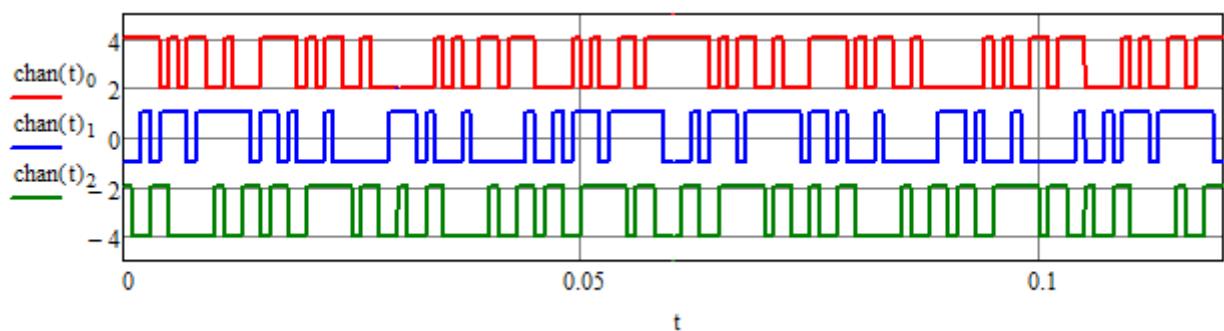


Рисунок 4.2 – Графіки трьох абонентських каналних сигналів

Далі шляхом складання утворюється сигнал групового каналу, графік якого зображено на рис. 4.3.

Сформувати сигнал групового каналу $\text{signalAll}(t) := \text{formSignal}(\text{formSignalAll}(\text{signal}), \tau, t)$

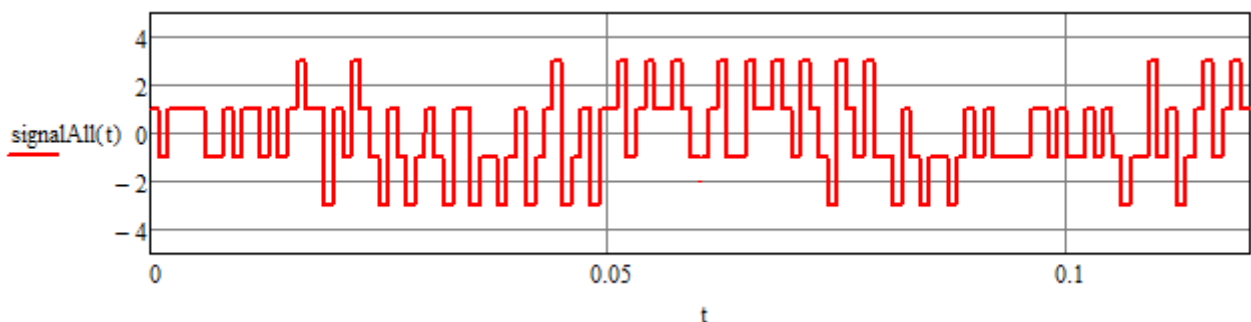


Рисунок 4.3 – Графік сигналу групового каналу

Отже маємо сигнал, в якому змішано три каналні сигнали в одному частотному діапазоні. За допомогою кореляційної обробки можна з'ясувати наявність в ньому одного з них. Для цього треба провести розрахунок ПВКФ групового сигналу з однією з кодових послідовностей Касамі. Оберемо

послідовність з нульовим номером та розрахуємо ПВКФ. Результат наведено на рис. 4.4.

Розрахувати ПВКФ сигналу групового каналу з обраною послідовністю Касамі

```
vkf := VKFCircAll(formSignalAll(signal), seqKasam<0>)
```

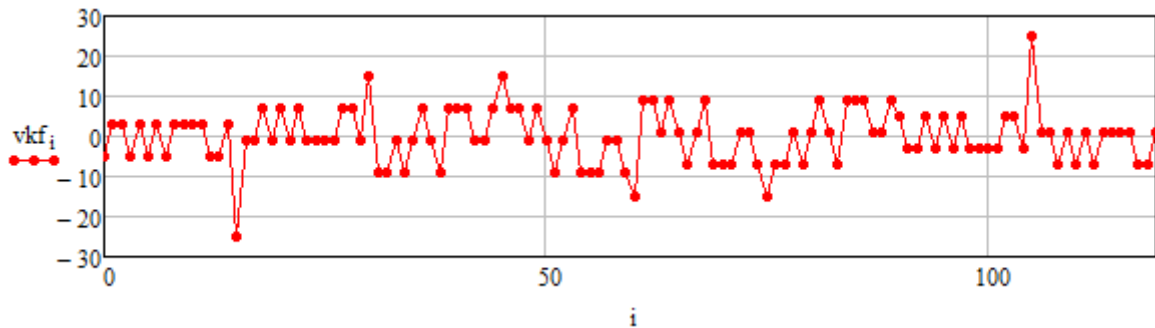


Рисунок 4.4 – Результат проведення розрахунку ПВКФ групового сигналу з з кодовою послідовністю Касамі з нульовим номером

На графіку спостерігаються додатні та від'ємні сплески сплески, що свідчить про виявлення нульових та одиничних значень бітів переданого інформаційного сигналу.

Треба виділити піки для покращення візуалізації.

Виділити піки розпізнавання інформаційних символів $z := \text{clipSignal}(vkf, \min(vkf), \max(vkf), 0.5)$

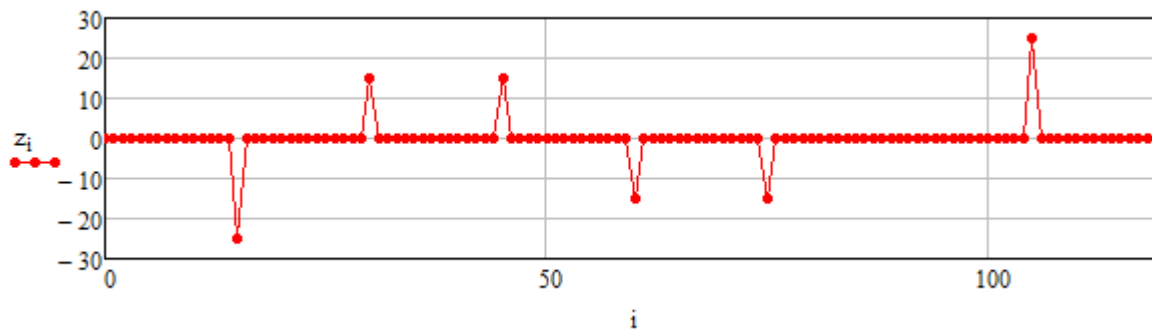


Рисунок 4.5 – Результат виділення піків ПВКФ

Спираючись на результат виділення піків ПВКФ проведемо відновлення значень бітів переданого інформаційного сигналу.

Відновлення інформаційного сигналу абонентського каналу

```
q := formFinal(z, 15)
```

```
qT = (0 -1 1 1 -1 -1 0 1)
```

```
 $\tau := 15 \cdot 10^{-3}$ 
```

```
seqInfQ(x, t) := formSignal(q,  $\tau$ , t)
```

Результат наведено на рис. 4.6.

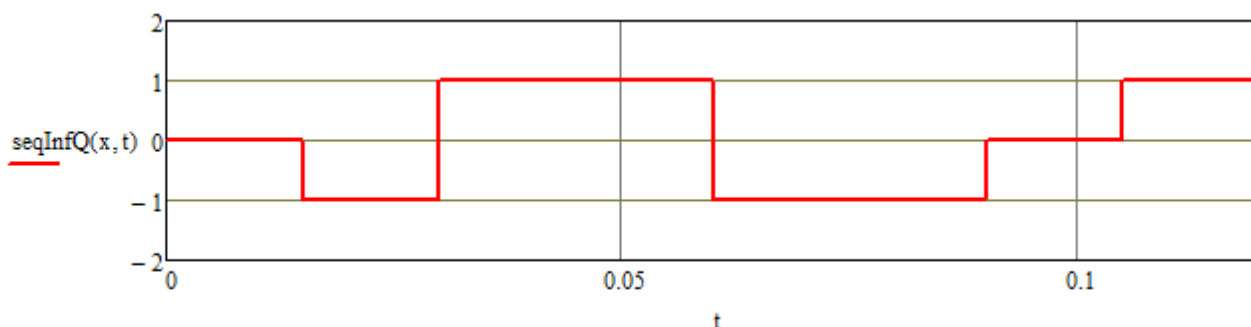


Рисунок 4.6 – Результат відновлення значень бітів переданого інформаційного сигналу

Результати відновлення свідчать про те, що з вісьмох переданих символів шість символів прийнято без помилок, а значення двох символів не визначені. Має місце явище випадіння символів.

Проведемо розпізнавання ще двох каналних сигналів тим ж способом. Результати наданона рис. 4.7 – 4.12.

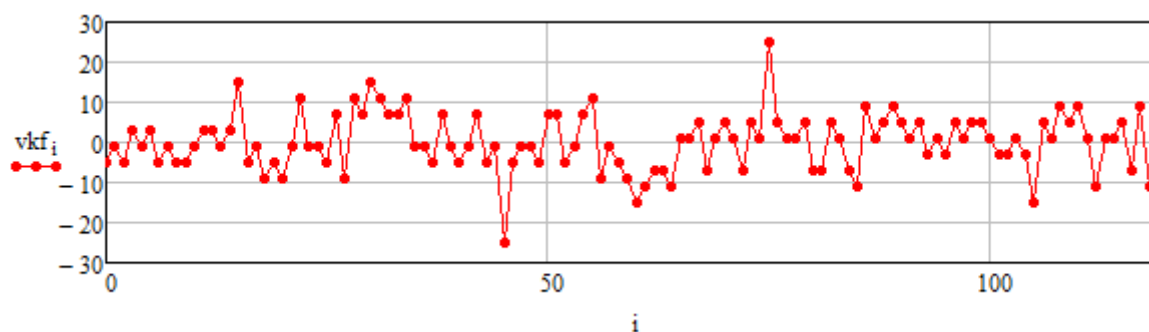


Рисунок 4.7 – Результат проведення розрахунку ПВКФ групового сигналу з з кодовою послідовністю Касамі з першим номером

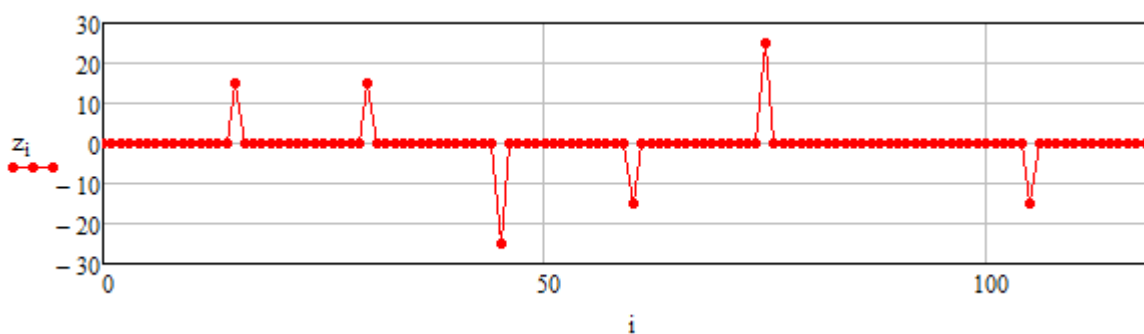


Рисунок 4.8 – Результат виділення піків ПВКФ

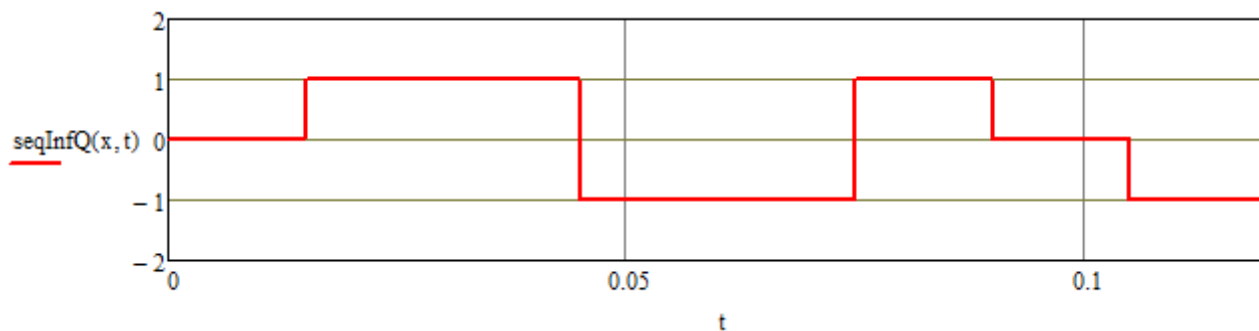


Рисунок 4.9 – Результат відновлення значень бітів переданого інформаційного сигналу

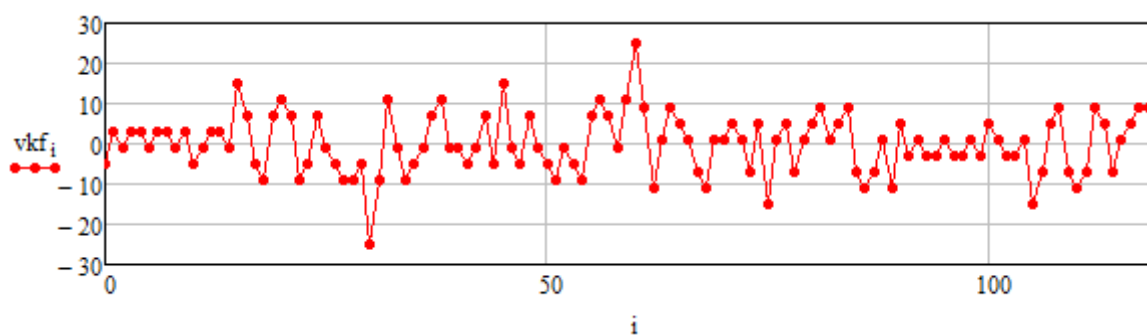


Рисунок 4.10 – Результат проведення розрахунку ПВКФ групового сигналу з з кодовою послідовністю Касамі з другим номером

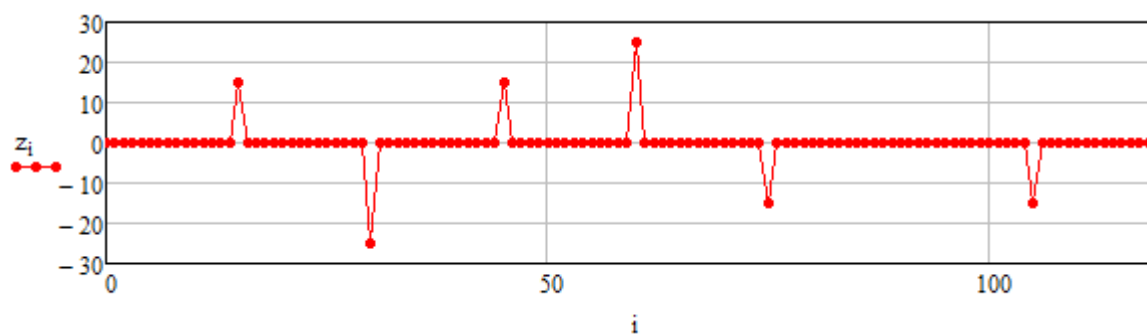


Рисунок 4.11 – Результат виділення піків ПВКФ

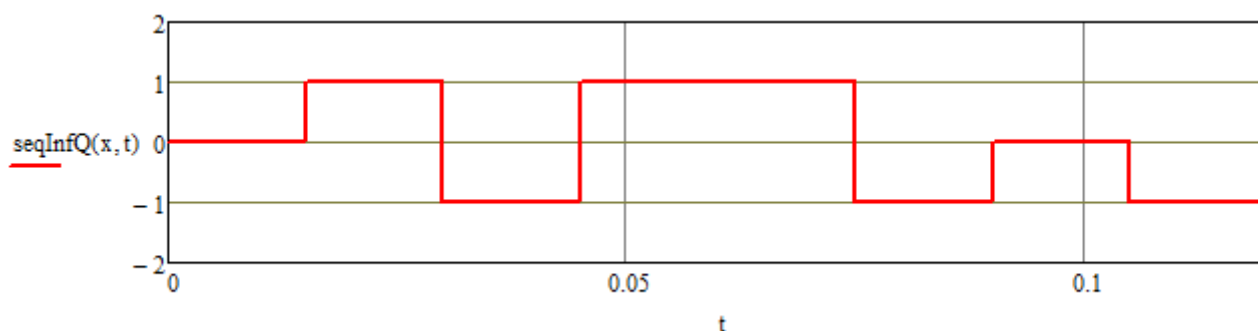


Рисунок 4.12 – Результат відновлення значень бітів переданого інформаційного сигналу

Якщо взяти за основу другу можливу m -послідовність з $n=4$, сім'я послідовностей Касамі буде мати вигляд:

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14
0	-1	-1	-1	-1	1	1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1
1	1	-1	1	1	1	-1	-1	-1	-1	-1	-1	1	-1	-1	-1
2	1	1	-1	1	-1	1	-1	1	1	-1	1	-1	-1	1	1
3	-1	1	1	-1	-1	-1	1	1	-1	1	1	1	1	1	-1
4	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1	-1	1	-1

Двійковий склад послідовностей цього набору відрізняється від складу послідовностей попереднього набору, але володіє всіма необхідними властивостями. Крім того результати відновлення інформаційних абонентських сигналів повністю співпадають з результатами при використанні послідовностей з попереднього набору.

Результати досліджень свідчать про те, що:

- застосування послідовностей Касамі дозволяє розширити спектр сигналу, що передається каналом зв'язку та може відновлюватися завдяки кореляційній обробці або оптимальній фільтрації;
- послідовності Касамі доволі ефективні для використання в системі кодового розподілу каналів;
- оскільки послідовності Касамі не утворюють ортогонального сигнального базису, то зберігається ненульова імовірність межсимвольної інтерференції, однак вона не тягне за собою появу пакетів помилок великої кратності.

ВИСНОВКИ

Галузь телекомунікацій в сучасних умовах все глибше проникає у всі сфери економіки та народного господарства. Кількість та наповненість інформаційних потоків безперервно зростає на тлі незмінного ресурсу передачі, а саме частотних діапазонів каналів зв'язку. Таким чином не втрачається вимога та потреба ефективного використання ресурсу, тобто забезпечення багатоканальності зв'язку. З цією метою розроблені та впроваджені в практику певні методи розподілу каналів, значуще місце посеред яких займає метод кодового розподілу. Кодовий розподіл базується на застосуванні шумоподібних двійкових кодових послідовностей, зокрема послідовностей Касамі, які володіють необхідними властивостями.

При кодовому розподілі каналів всім окремим абонентам надається спільний ресурс – спільний канал поширення окремих інформаційних сигналів. В результаті утворюється адитивна суміш, з якої не можна виокремити абонентський сигнал методами частотної або часової селекції. Однак розподіл сигналів можливо здійснити застосуванням методів кореляційної обробки.

З теорії сигналів та електрозв'язку відомо, що гарні кореляційні властивості сигналів однозначно визначаються шириною їхньої спектральної функції. Чим ширше спектральна смуга сигналу тим кращі його кореляційні властивості та тим легше виділяти їх із суміші з іншими сигналами. Найкращі спектральні та кореляційні властивості має сигнал білого гаусового шуму, але він є випадковим процесом та не може бути багато разів відтворений без змін.

Необхідні сигнали, які б можна було б відтворювати безліч разів та мати властивості шумового сигналу. В реаліях таке нездійсненно, але можливе досягнення компромісу при створенні шумоподібних сигналів таких як ПСП.

В роботі проведено дослідження властивостей та можливостей застосування кодових двійкових послідовностей Касамі, які генеруються на підґрунті m -послідовностей.

Результати досліджень призводять до наступних висновків:

- кодові послідовності Касамі є подальшим вдосконаленням m -послідовностей;
- послідовності Касамі є періодичними двійковими послідовностями, величина періоду яких дорівнює величині періоду m -послідовностей, що їх породжує;

- кількість послідовностей Касамі обраного періоду визначається співвідношенням (3.1), та не залежить від кількості різних m -послідовностей такого ж періоду, що використовуються для їхнього породження;
- спосіб та алгоритм генерування послідовностей Касамі є нескладним;
- послідовності Касамі є єдиним зразком досягнення компромісу між умовою границі Велча та кількістю кодових послідовностей в сукупності послідовностей однакового періоду;
- не утворюють ортогонального сигнального базису, хоча впритул наближені до цього, внаслідок цього мають місце межсимвольна інтерференція, вплив якої зростає разом із збільшенням абонентів в груповому каналі;
- для уникнення помилок прийому в результаті ефекту випадіння символів треба збільшувати дожину послідовності Касамі, відповідно зменшувати кількість абонентських каналів в груповому сигналі та застосовувати на додаток кодування, що захищає від завад.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ

1. Прокис Дж. Цифровая связь [Текст]. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с. 1988, – 272 с.
2. Склад Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение [Текст]. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
3. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра [Текст]. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
4. Цифровые и аналоговые системы передачи. В.И. Иванов, В.Н. Гордиенко, Г.Н. Попов [Текст]. – М.: Радио и связь, 1996. – 369 с.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы [Текст]. – М.: Высш. шк., 1988 – 448 с.
6. Прикладная теория кодирования: Учеб.-метод. комплекс для студ. спец. 1-39 01 01 «Радиотехника»/ Сост. Р.П. Богуш, А.В. Курилович; Под общей редакцией Р.П. Богуша. – Новополоцк: ПГУ, 2005. – 256 с.
7. Основы теории передачи информации. Ч. 1. Экономное кодирование /В.И. Шульгин. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2003
8. Основы теории передачи информации. Ч. 2. Помехоустойчивое кодирование /В.И. Шульгин. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2003
9. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с., ил.
10. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации/В.Б. Пестряков, В.П. Афанасьев, В.Л. Гурвич и др.; Под ред. В.Б. Пестрякова. – М.: Сов. радио, 1973. – 424 с.
11. Телекоммуникационные системы и сети. Т. 1, Б.И. Крук, В.Н. Попантопуло, В.П. Шувалов [Текст]. – Новосибирск: Наука, 1998. – 415 с.
12. Скалин Ю.В. Цифровые системы передачи [Текст]. – М.: Радио и связь, 6. Телекоммуникационные системы и сети. Т. 2, Г.П. Катунин, Г.В. Мамчев, В.Н. Попантопуло, В.П. Шувалов [Текст]. – Новосибирск: ЦЭРИС, 2000. – 387 с.
13. Методичні вказівки до дипломного проектування бакалаврів для студентів усіх форм навчання напряму 6.05903 «Телекомунікації» по кафедрі

«Мережі зв'язку» [Текст] / Упоряд. В.В.Ємельянов, Ю.М. Бідний, І.А. Філіппенко. – Харків: ХНУРЕ, 2009. – 36 с.