Міністерство освіти і науки України
Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет *кібербезпеки*
(повна назва)

Кафедра *інформаційно-мережної інженерії*
(повна назва)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА
Пояснювальна записка

рівень вищої освіти перший (бакалаврський)

Використання способу прямого розширення спектра інформаційного сигналу в цифровій мережі зв'язку
(тема)

Виконав:
здобувач 4 курсу, групи ТРІМІ-22-2
Артем ШАРАФУТДІНОВ
(власне ім'я, прізвище)

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 Дмитро БОНДАР
(посада, власне ім'я, прізвище)

Допускається до захисту

В.о. зав. кафедри _____ Дарія ЧЕБОТАРЬОВА
(підпис) (власне ім'я, прізвище)

20 26 р.

Не містить відомостей заборонених до відкритого публікування.

Студент / Артем ШАРАФУТДІНОВ /

Керівник / Дмитро БОНДАР /

Харківський національний університет радіоелектроніки

Факультет *кібербезпеки*
Кафедра *інформаційно-мережної інженерії*
Рівень вищої освіти перший (бакалаврський)
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 *Шарафутдінову Артему Костянтиновичу*
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи *Використання способу прямого розширення спектра інформаційного сигналу в цифровій мережі зв'язку*

затверджена наказом університету від 02 червня 20 26 р. № 466-Ст
2. Термін подання здобувачем роботи до екзаменаційної комісії 07 липня 20 26 р.
3. Вихідні дані до роботи
Огляд методу уявлення інформації в цифровій інформаційній мережі зв'язку; Опис методів розширення спектру інформаційних сигналів; Опис методу прямої послідовності розширення спектру інформаційних сигналів; Комп'ютерна модель методу розширення спектру інформаційних сигналів; Результати випробувань комп'ютерної моделі.

4. Перелік питань, що потрібно опрацювати в роботі
Вступ;
1. Цифрова мережа зв'язку з використанням розширення спектру інформаційного сигналу;
2. Принцип побудови сигналів, що використовуються для розширення спектру;
3. Принцип кодування та відновлення інформаційного сигналу методом прямої послідовності;
4. Моделювання процесу передачі інформації з розширення спектру методом прямої послідовності;
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 Дмитро БОНДАР		

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва етапів роботи	Терміни виконання етапів роботи	Примітка
1	Ознайомлення з завданням	04.05	виконано
2	Пошук джерел за темою та ознайомлення	05.05 – 10.05	виконано
3	Розробка оглядової частини	11.05 – 17.05	виконано
4	Опис методів розширення спектру	18.05 – 24.05	виконано
5	Розробка методу перетворення прямої послідовності	25.05 – 31.05	виконано
6	Створення та випробуванння комп'ютерної моделі методу	01.06 – 10.06	виконано
7	Розробка та виконання текстової частини	11.06 – 30.06	виконано
8	Розробка графічної частини	01.07 – 06.07	виконано
9	Надання пояснювальної записки на рецензування		
	та для захисту	07.07	виконано

Дата видачі завдання 04 травня 2026 р.

Здобувач _____
(підпис)

Керівник роботи _____ Дмитро БОНДАР
(підпис) (власне ім'я, прізвище)

РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: сторінок – 61, рисунків – 49, джерел – 13, додатків – 1.

ІНФОРМАЦІЙНА МЕРЕЖА ЗВ'ЯЗКУ, ЦИФРОВИЙ СИГНАЛ, РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ, ШУМОПОДІБНИЙ СИГНАЛ, ПСЕВДОВИПАДКОВА ДВІЙКОВА ПОСЛІДОВНІСТЬ, ПОСЛІДОВНИЙ РЕГІСТР ЗСУВУ, КОРЕЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ.

Розглянуто переваги широкосмугових мереж зв'язку, які використовують методи розширення спектру інформаційних сигналів, що передаються по каналах зв'язку. Надано огляд сучасних методів розширення спектру інформаційних сигналів зв'язку. Детально розглянуто метод прямої послідовності для розширення спектру на підгрунті застосування псевдовипадкових двійкових послідовностей максимальної довжини та кореляційної обробки при відновленні інформаційних сигналів.

Розроблено та побудовано комп'ютерну модель для дослідження особливостей використання методу розширення спектру інформаційних сигналів. Проведено комп'ютерне моделювання. Отримано результати, які підтверджують коректність виконаної роботи.

THE ABSTRACT

Explanatory slip: pages − 61, figures − 49, sources − 13, appendices − 1.

INFORMATION COMMUNICATION NETWORK, DIGITAL SIGNAL, SPREAD SPECTRUM, NOISE-LIKE SIGNAL, PSEUDORANDOMBLE BINARY SEQUENCE, SEQUENTIAL SHIFT REGISTER, CORRELATION FUNCTION.

The advantages of broadband communication networks that use methods of expanding the spectrum of information signals transmitted over communication channels are considered. An overview of modern methods of expanding the spectrum of information communication signals is provided. The direct sequence method for expanding the spectrum is considered in detail on the basis of the use of pseudo-random binary sequences of maximum length and correlation processing when restoring information signals.

A computer model has been developed and built to study the features of using the method of expanding the spectrum of information signals. Computer modeling has been carried out. Results have been obtained that confirm the correctness of the work performed.

ЗМІСТ

С.
ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ 7
ВСТУП 8
1 ЦИФРОВА МЕРЕЖА ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ ІНФОРМАЦІЙНОГО СИГНАЛУ 10
2 ПРИНЦИП ПОБУДОВИ СИГНАЛІВ, ЩО ВИКОРИСТОВУЮТЬСЯ ДЛЯ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ 13
3 ПРИНЦИП КОДУВАННЯ ТА ВІДНОВЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОГО СИГНАЛУ МЕТОДОМ ПРЯМОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ 19
4 МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ МЕТОДОМ ПРЯМОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ 31
ВИСНОВКИ 51
ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ 52
ДОДАТОК А СЛАЙДИ ПРЕЗЕНТАЦІЇ 54

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ПВП	−	псевдовипадкова послідовність;
ЦМЗ	−	цифрова мережа зв'язку;
CSS	−	chirp spread spectrum;
DSSS	−	direct sequence spread spectrum;
FHSS	−	frequency-hopping spread spectrum;
THSS	−	time-hopping spread-spectrum;

ВСТУП

Сучасний етап розвитку світової цивілізації характеризується стрімким переходом до глобального інформаційного суспільства, життєдіяльність якого повністю залежить від ефективності функціонування інформаційно-комунікаційних мереж. Телекомунікаційні системи сьогодні є не просто технічною інфраструктурою, а фундаментальною основою для розвитку економіки, державного управління, фінансового сектору, науки та соціальної сфери. Експоненціальне зростання обсягів інформаційних потоків, масове впровадження концепції «Інтернету речей», розвиток безпілотного транспорту та мобільних мереж нових поколінь висувають безпрецедентні вимоги до швидкості, надійності та завадостійкості каналів передачі даних.

Провідна роль у вирішенні цих завдань належить технологіям, що базуються на суто цифрових методах обробки сигналів. Цифрова основа сучасних мереж зв'язку дозволила кардинально підвищити якість обміну даними завдяки:

− ефективному використанню завадостійкого кодування;

− можливості регенерації сигналів на проміжних вузлах без накопичення шумів;

− гнучкості програмного керування параметрами фізичного і канального рівнів.

Проте, за умов постійного дефіциту вільного частотного ресурсу та значного рівня природних і навмисних завад в ефірі, класичні методи цифрового передавання даних часто виявляються недостатньо ефективними.

У цьому контексті особливого значення набувають широкосмугові мережі зв'язку, що використовують технологію розширення спектра. Сигнали з розширеним спектром мають унікальні властивості: вони здатні успішно функціонувати при потужності, яка є значно нижчою за рівень теплового шуму в каналі, що забезпечує високий ступінь прихованості передачі та стійкості до перехоплення.

Серед існуючих методів розширення спектра найважливішим та найбільш практично вживаним є метод прямого розширення спектра (Direct Sequence Spread Spectrum — DSSS). Метод базується на перемноженні двійкового інформаційного сигналу абонента на високошвидкісну псевдовипадкову послідовність (ПВП). Завдяки цьому спектральна густина потужності випромінюваного сигналу суттєво знижується, а сам сигнал стає схожим на

білий шум для будь-якого стороннього приймача, що не володіє параметрами ПВП.

Використання технології DSSS у сучасних цифрових мережах дозволяє вирішити низку критичних проблем:

− багатоканальний доступ;

− завадостійкість;

− подолання багатопроменевості.

Таким чином, дослідження принципів функціонування цифрових мереж зв'язку з використанням прямого розширення спектра, аналіз їхньої завадостійкості та оптимізація алгоритмів формування завадостійких ПВП є надзвичайно актуальним науково-технічним завданням для побудови перспективних телекомунікаційних систем.

1 ЦИФРОВА МЕРЕЖА ЗВ'ЯЗКУ З ВИКОРИСТАННЯМ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ ІНФОРМАЦІЙНОГО СИГНАЛУ

Цифрова мережа зв'язку (ЦМЗ) − представляє собою сукупність вузлів, каналів передачі та кінцевого обладнання. В ЦМЗ реалізується обмін інформацією між абонентами у цифровій формі. Структура ЦМЗ має ієрархічний характер і складається з кількох рівнів − від магістральних міжміських каналів до «останньої милі» до кінцевого користувача. Ієрархія ЦМЗ наведена на рис. 1.1.

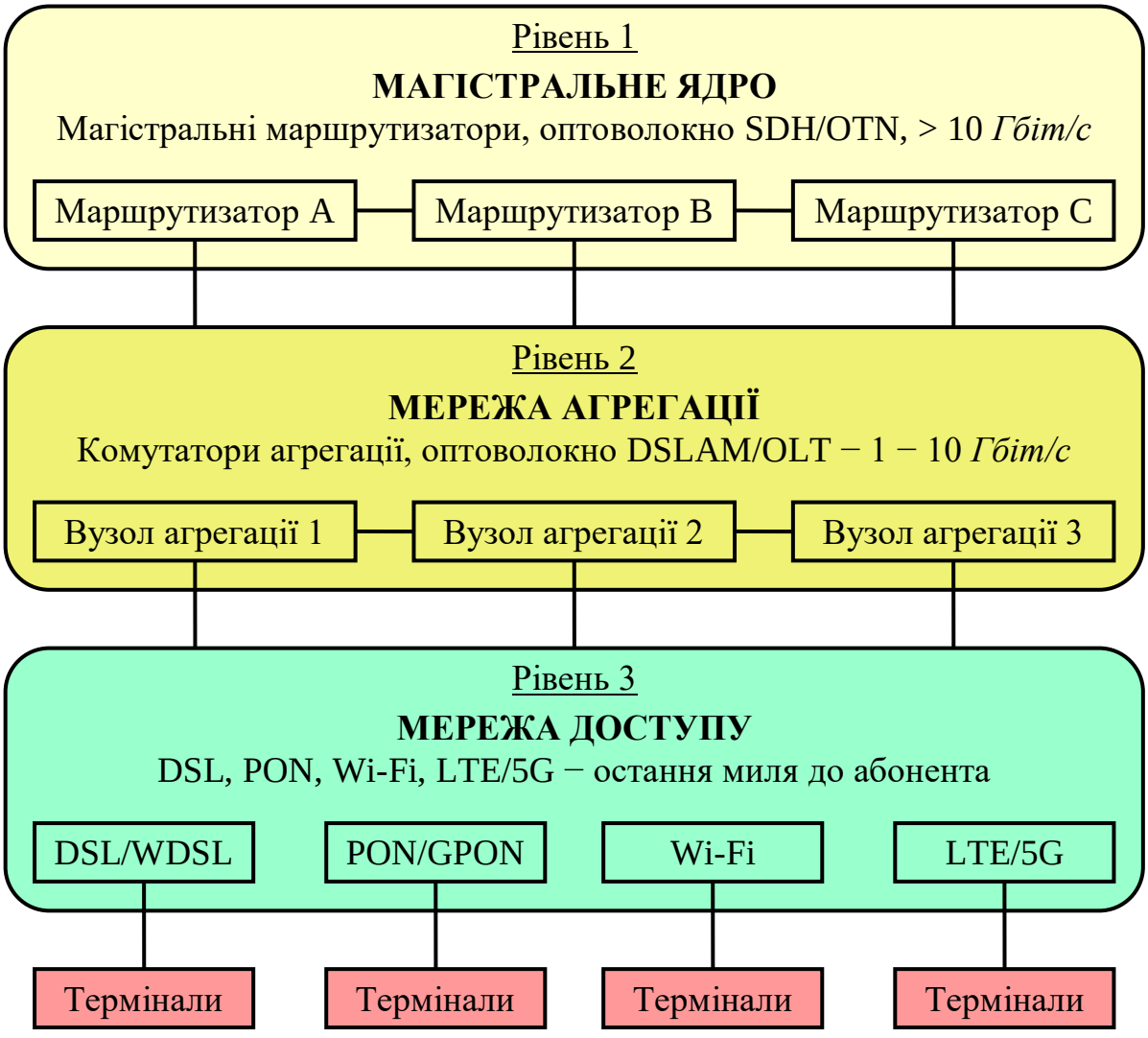


Рисунок 1.1 − Ієрархія цифрової мережі зв'язку

Перший рівень "Магістральне ядро" призначений для передавання інформаційних потоків великих обсягів між містами та країнами. Магістральне ядро ґрунтується на магістральних маршрутизаторах та оптоволоконних лініях зі швидкістю від 10 до 400 *Гбіт/с*. Використовуються мережні технології: SDH, OTN, MPLS, IP/DWDM. Головна вимога на першому рівні це − мінімальна затримка та максимальна надійність.

Другий рівень "Мережа агрегації" виконую збирає інформаційних потоків від мережі вузлів доступу і передає їх магістрального ядра. На другому рівні знаходяться: комутатори агрегації, для DSL-ліній − DSLAM, для пасивних оптичних мереж PON − OLT. Швидкість передачі в каналах становить 1 – 10 *Гбіт/с*. Саме на другому рівні відбувається мультиплексування інформаційних потоків від величезної кількості абонентів.

Третій рівень "Мережа доступу" − це так звана ланка "останньої милі", виконує з'єднання обладнання оператора з кінцевим абонентом як термінальним користувачем інформаційної мережі зв'язку. На третьому рівні використовується багато мережних технологій "останньої милі": по мідних парах − DSL/VDSL, по оптоволокну − GPON/XGS-PON, у бездротових мережах − Wi-Fi та LTE/5G. Саме на третьому рівні набувають великого значення вимоги по смузі пропускання.

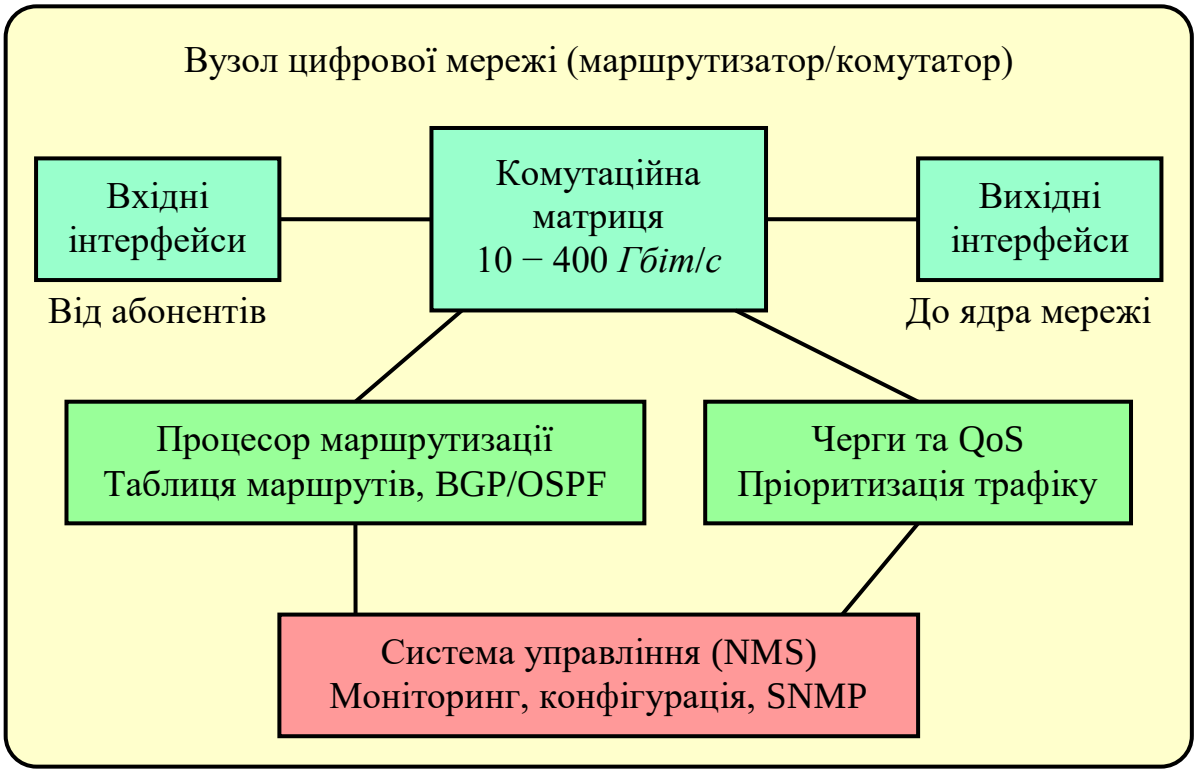


Рисунок 1.2 − Структура типового вузлу цифрової мережі зв'язку

Сучасна ЦМЗ являє совою велику сукупність пов'язаних між собою каналами зв'язку уніфікованих вузлів. Структура типового вузлу мережі наведена на рис. 1.2.

У типовому вузлі мережі потік даних у формі пакетів під керуванням вхідного інтерфейсу проходить через комутаційну матрицю та виходить через вихідні інтерфейси. Процесор маршрутизації в цей час веде таблицю маршрутів і обмінюється інформацією з сусідніми вузлами за протоколами OSPF та BGP. Система управління (NMS) моніторить стан усього вузла через SNMP і дозволяє дистанційно змінювати конфігурацію.

В сучасних ЦМЗ широко використовується принцип широкосмугового зв'язку.

Принцип широкосмугового зв'язку полягає в штучному розширенні спектра інформаційного сигналу перед його подаванням в канал зв'язку та його зворотного стиснення на боці прийому. В результаті частотна смуга канального сигналу, може на декілька порядків перевищувати мінімально необхідну смугу для передачі інформації.

Широкосмугова система має пройти наступні етапи:

На боці передачі інформаційний потік, який є вузькосмуговимй сигналом за визначенням, перемножується з високошвидкісним цифровим псевдовипадковим кодом. В результаті енергія утвореного сигналу розподіляється по широкій смузі частот. Спектральна густина потужності сигналу набуває настільки низького, що він стає майже непомітним і ховається під рівнем природного шуму каналу зв'язку.

На боці прийому сигнал з каналу, спектр якого є розширеним, перемножується на копію відомого псевдовипадкового коду, яка була використана в передавачі. Цей процес вимагає ідеальної синхронізації у часі. Після цього виділяється первинний інформаційний сигнал, що займав вузьку смугу частот.

Суть концепції широкосмугового зв'язку полягає в тому, що: на боці передачі чіткий цифровий інформаційний сигнал перетворюється на майже непомітне шипіння радіоефіру за секретним математичним алгоритмом. На боці прийому за відомим секретним математичним алгоритмом, корисний сигнал звужується в спектральній смузі, відновлюючи первинну форму та вивільняючи інформацію. Весь цей процес відбувається на фоні шумів та завад каналу зв'язку, усунути які нема ніякої можливості.

2 ПРИНЦИП ПОБУДОВИ СИГНАЛІВ, ЩО ВИКОРИСТОВУЮТЬСЯ ДЛЯ РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ

Інформація в мережі між вузлами зв'язку та абонентськими терміналами передається у вигляді сигналів електромагнітної природи по фізичних лініях, які є основною складовою каналів зв'язку. Проблема, з якою приходиться стикатися полягає в тому, що інформаційний сигнал зазнає втрат потужності в процесі передачі та наявності сигналів завад в каналі, які неможливо усунути ніякими технічними засобами.

Втрати потужності сигналу можна виправляти введенням пунктів регенерації, але завада при цьому не зникає.

Пропускна здатність каналу визначається формулою

$$C = B \cdot \log_2\left(1 + \frac{S}{N}\right), \tag{2.1}$$

де B – смуга частот, а $\frac{S}{N}$ – відношення сигнал/шум.

З формули (2.1) видно, що на пропускну здатність каналу зв'язку напряму впливають як потужність сигналу так і ширина його спектральної смуги, причому ширина смуги впливає прямо пропорційно. Якщо збільшити смугу в декілька разів, можна підтримувати ту саму пропускну здатність навіть при дуже низькому відношення сигнал/шум – тобто сигнал можна поховати нижче рівня шуму і все одно успішно передавати інформацію.

Інформаційний сигнал, який передається по лініях зв'язку для задовільнення потреб людства зазвичай має порівняно вузьку спектральну смугу частот. Тому виникає потреба вказану смугу частот розширювати. Для цього розроблено декілька методів розширення спектру.

Розширення спектра – це навмисне збільшення спектральної смуги частот сигналу далеко за межі мінімально необхідної для передачі інформації. В результаті первинна потужність інформаційного сигналу з вузької смуги розподіляється по значно ширшій смузі. В наслідок цього спектральна густина сигналу в широкій смузі зменшується (рис. 2.1).

Для розширення спектру інформаційного сигналу зазвичай потрібен додатковий сигнал, який сприятиме розширенню.

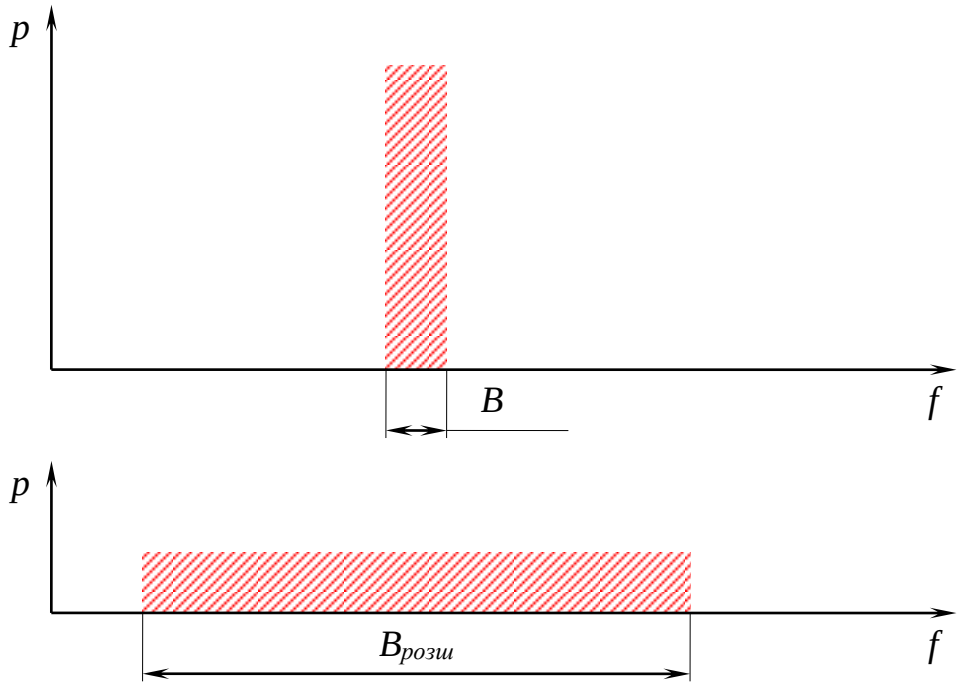


Рисунок 2.1 − Пояснення щодо розширення спектральної смуги сигналу

Розширення спектру інформаційного сигналу забезпечує наступні корисні наслідки.

Зростає завадостійкість тому, що вузькосмугова перешкод, якою може бутиа навмисна завада на одній частоті, після повернення смуги прийнятого приймачем сигналу перетворюється в незначний шум з малим рівнем потужності та стає просто незначним фоном для корисного сигналу.

Реалізується прихованість передачіоскільки сигнал, розширений по смузі частот, за рівнем потужності не відрізняється від теплового шуму каналу. Тим самим маскується. Він може бути виявлений тільки за допомогою розширюючого сигналу, який невідомий стороні перехоплювача.

Реалізується багатостанційний доступ оскільки різним користувачам можна призначити окремим абонентам можна призначити різні бажано ортогональні коди розширюючих сигналів. Тоді в одній смузі частот можна передати сигнали різним абонентам, а їх приймачі виділять свій, в той час як сигнали інших каналів буде сприймати як шум.

В зв'язку з цим використовують поняття коефіцієнту розширення як відношення ширини смуги розширеного сигналу до ширини смуги первинного інформаційного сигналу:

$$N = \frac{B_{розш}}{B}.$$

Чим більший коефіцієнт розширення, тим кращий захист від завад і прихованість, але тим більше частотного ресурсу витрачається. Можна вказати, що типові значення коефіцієнту розширення у реальних системах: Bluetooth становить 128; GPS становить 1023; CDMA стандарту IS-95 становить до 512.

Розрізняють чотири основні методи розширення спектра: пряме розширення (Direct Sequence Spread Spectrum − DSSS), стрибки частоти (Frequency-Hopping Spread Spectrum − FHSS), часові стрибки (Time Hopping Spread Spectrum − THSS) та чірп-розширення (Chirp Spread Spectrum − CSS), а також їх гібридні комбінації. Перші два методи використовують псевдовипадкові числові послідовності (ПВП) для керування схемою розширення сигналу по виділеній смузі частот.

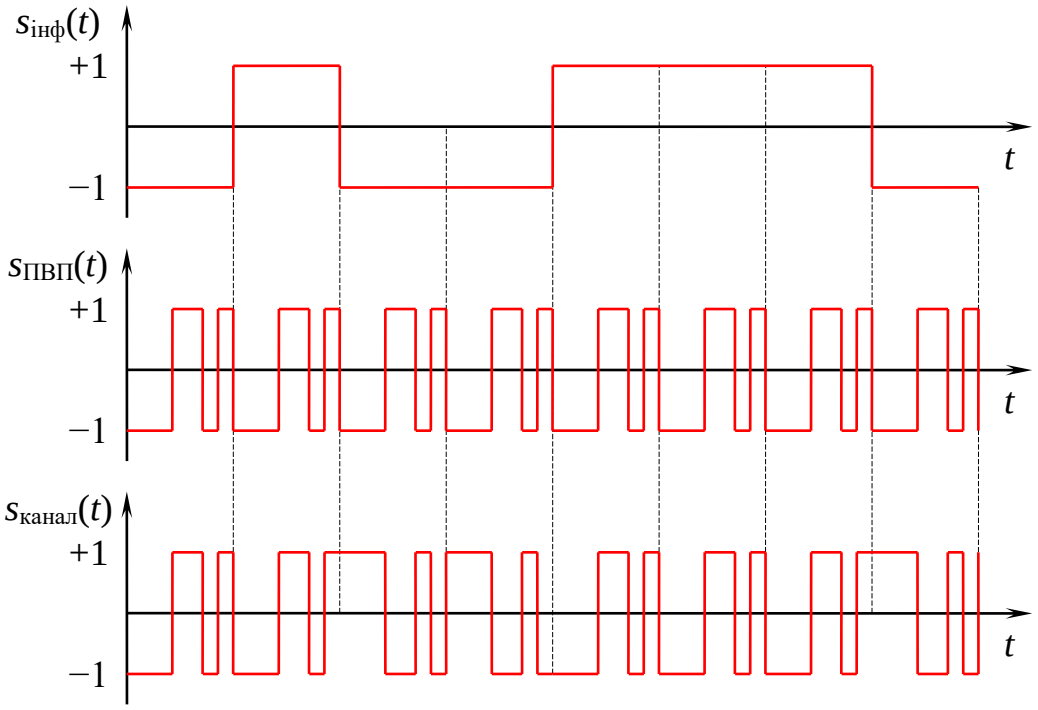


Рисунок 2.2 − Пояснення щодо розширення спектральної смуги сигналу в методі DSSS

У системі DSSS спектр інформаційного сигналу розширюється за допомогою множення кожного біту, що передається, на ПВП. Зазвичай у якості ПВП використовуються двійкові шумоподібні послідовності максимальної довжини (m-послідовності) або рідше коди Баркера. Передавач і приймач

мають в складі генератори однакових ПВП, що формують псевдошумовий сигнал. На передавачі вхідний потік даних піддається операції розширення цим псевдошумовим сигналом перед передачею, а на приймачі прийнятий сигнал знову множиться на цей псевдошумовий сигнал для відновлення початкових даних.

У методі FHSS виконується псевдовипадкова перебудова робочої частоти, особливість якого полягає в частій зміні частоти носія. Частота змінюється відповідно до псевдовипадкової послідовності чисел, параметри якої відомі як на боці передачі так і на боці прийому. Метод підвищує завадозащищеність каналу зв'язку. Для побудови сигналу використовується частотно-часова матриця (рис. 2.3), кожен стовпець якої є часовою позицією, а рядки відповідають умовному номеру частоти.

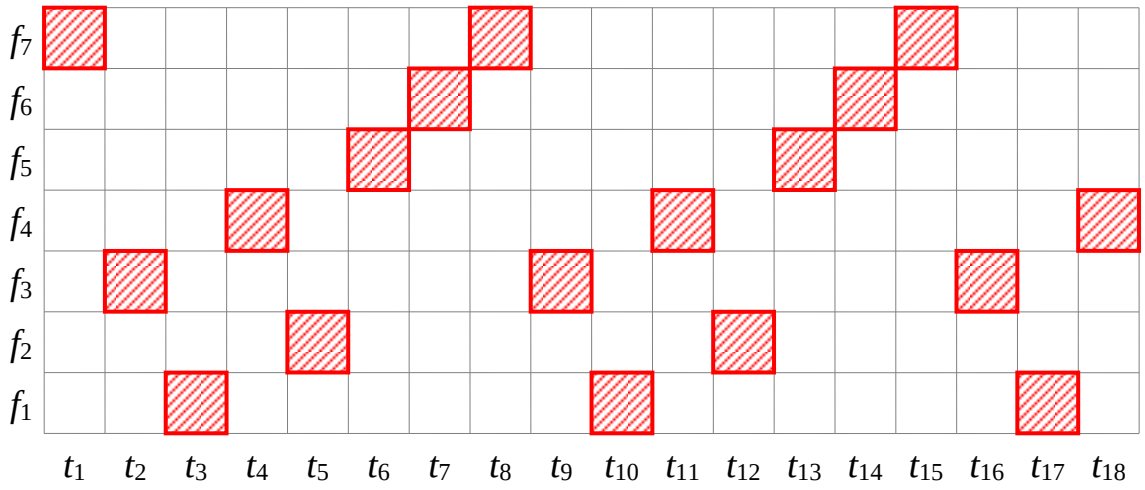


Рисунок 2.3 − Приклад частотно-часова матриця в методі FHSS

У методі THSS − це метод розширення спектра, при якому сигнал передається короткими імпульсами у випадкові моменти часу. Сеанс зв'язку будується як послідовність кадрів, розбитих на велику кількість коротких часових слотів. Сигнал передається в межах слоту окремого кадру, обраного за значенням ПСП. Оскільки робоче вікно (слот) набагато менше за загальний час кадру, дані треба стискати та випромінювати дуже коротким і потужним імпульсом.

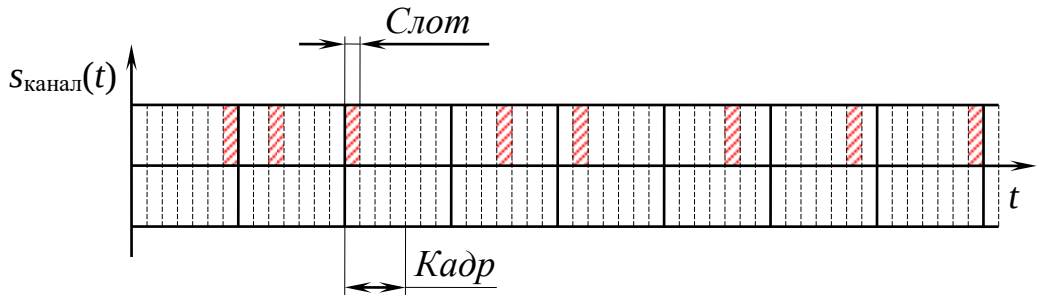


Рисунок 2.4 − Пояснення щодо розширення спектральної смуги сигналу в методі THSS

У методі CSS використовує сигнали у формі радіоімпульсів з лінійною частотною модуляцією. Миттєва частота гармонічного заповнювача в базовому імпульсі лінійно зростає від мінімального значення до максимального, або навпаки зменшується від максимального значення до мінімального. Такі імпульси є широкосмуговими сигналами та називаються чірпами. В цьому методі не використовуються ПВП. Для кодування символів використовується зміна частоти всередині кожного імпульсу, що також розширює смугу сигналу.

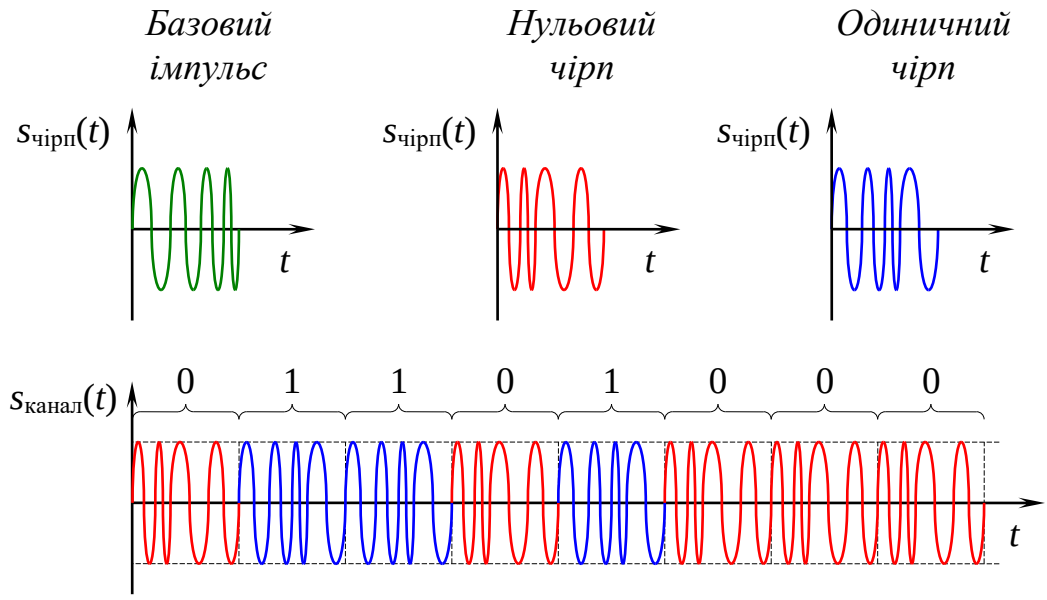


Рисунок 2.5 − Пояснення щодо розширення спектральної смуги сигналу в методі CSS

В підсумку маємо методи, які для розширення спектру інформаційного сигналу використовують ПВП безпосередньо, та методи, які керуються структурою ПВП як підґрунтям для синтезу канального сигналу.

Кожен з розглянутих методів має свою область застосування де виявляється найбільш ефективним та оптимальним.

3 ПРИНЦИП КОДУВАННЯ ТА ВІДНОВЛЕННЯ ІНФОРМАЦІЙНОГО СИГНАЛУ МЕТОДОМ ПРЯМОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ

Метод розширення спектру прямою послідовністю спирається на заміну імпульсів інформаційних символів послідовностями імпульсів, тривалість яких зрозуміло буде менше. Цей факт можна пояснити, розглянувши співвідношення, що визначає функцію спектральної густини прямокутного імпульсу. Вираз спектральної густини прямокутного імпульсу прямокутного імпульсу має вигляд:

$$\underline{S}(\omega)=\frac{A\tau}{2}\cdot\frac{\sin\left(\frac{\omega\tau}{2}\right)}{\frac{\omega\tau}{2}}, \tag{3.1}$$

де A − амплітуда імпульсу; τ − тривалість імпульсу; ω − кругова частота (рис. 3.1).

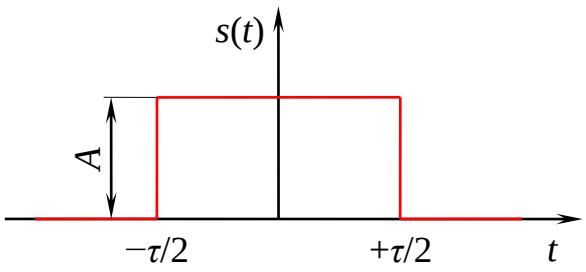


Рисунок 3.1 − Графік прямокутного імпульсу

З урахуванням зв'язку між циклічною та круговою частотою вираз (3.1) набуває вигляду:

$$\underline{S}(f)=\frac{A\tau}{2}\cdot\frac{\sin(\pi f\tau)}{\pi f\tau}, \tag{3.2}$$

де f − циклічна частота.

Графік амплітудного спектру прямокутного імпульсу наведено на рис. 3.2.

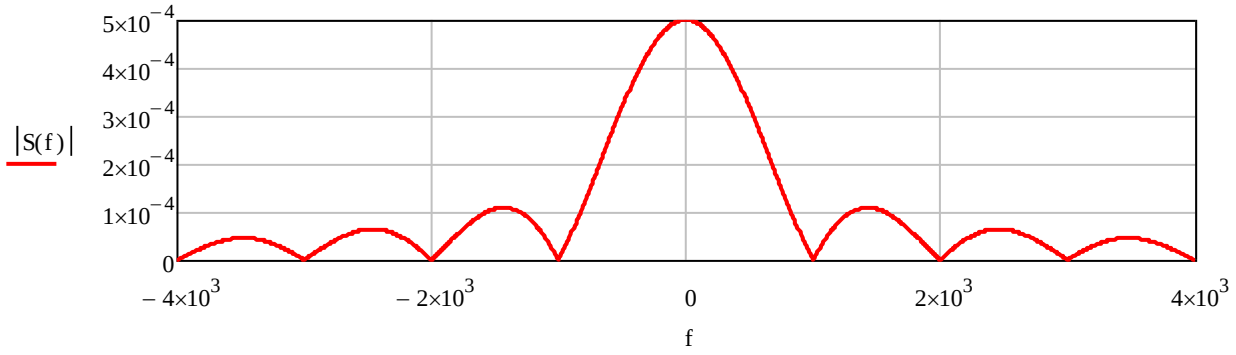


Рисунок 3.2 − Графік амплітудного спектру прямокутного імпульсу

Оскільки спектральна густина прямокутного імпульсу необмежена на осі частот як і у будь-якого реального сигналу, то використовується поняття ефективної ширини частотної смуги спектру, яка для прямокутного імпульсу обмежена величиною $\frac{1}{\tau}$. Таким чином ширина спектру має зворотно пропорційну залежність від тривалості імпульсу. Якщо один імпульс в два рази триваліший за інший, то це означає, що його ефективна спектральна смуга і два рази вужча.

На рис. 3.3 зображено графіки двох імпульсів, у яких тривалості відрізняються в два рази. А на рис. 3.4 надано графіки їхніх амплітудних спектрів. Імпульс з вдвічі короткою тривалістю має вдвічі ширший спектр.

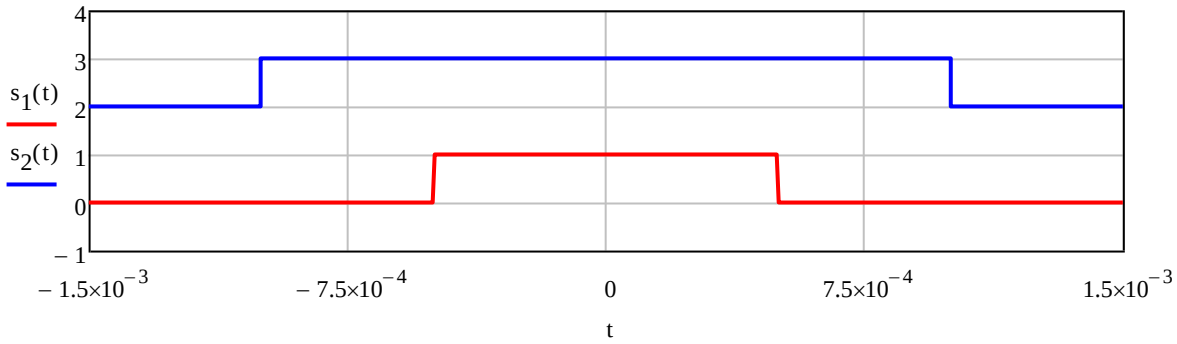


Рисунок 3.3 − Графіки двох прямокутних імпульсів

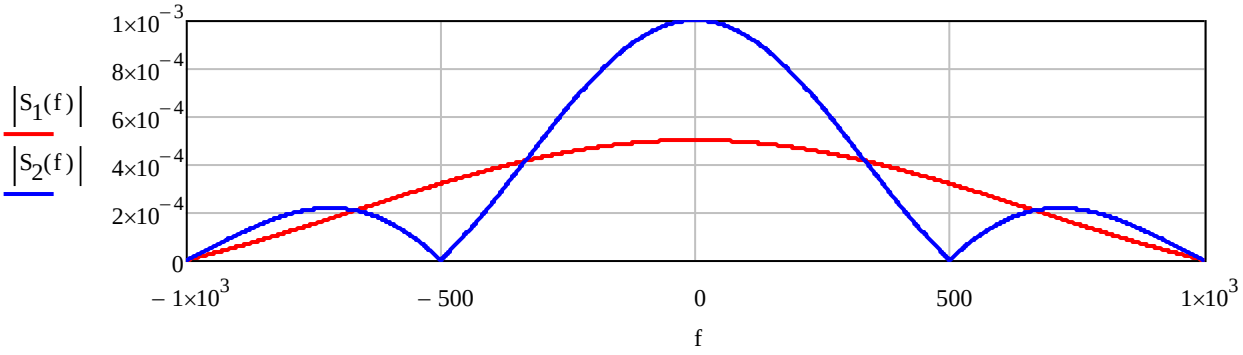


Рисунок 3.4 − Графіки амплітудних спектрів двох прямокутних імпульсів

Інформаційний сигнал можна уявляти як суму затриманих один відносно одного імпульсів. Тому спектральна густина такого сигналу є також сумою спектральних густин окремих імпульсів завдяки властивості лінійності перетворення Фур'є. Відповідно спектральна ширина такого сигналу буде дорівнювати спектральній ширині найкоротшого імпульсу. Цей факт проілюстровано на рис. 3.5 та рис. 3.6.

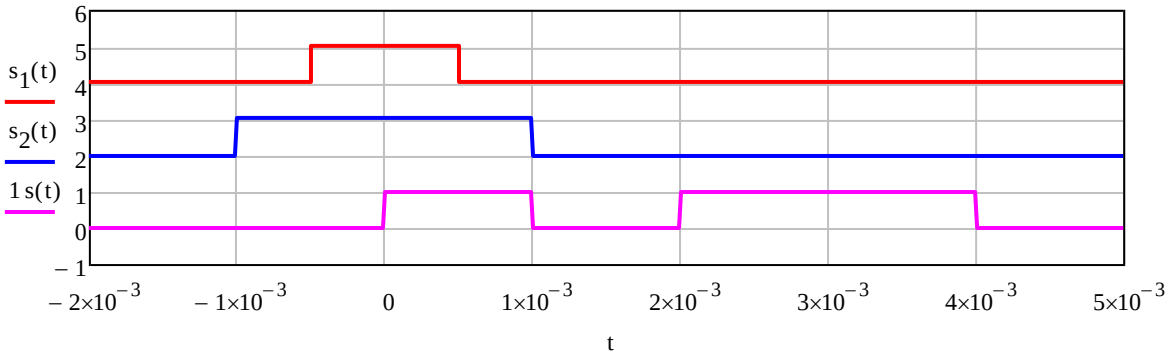


Рисунок 3.5 − Графіки прямокутних імпульсів

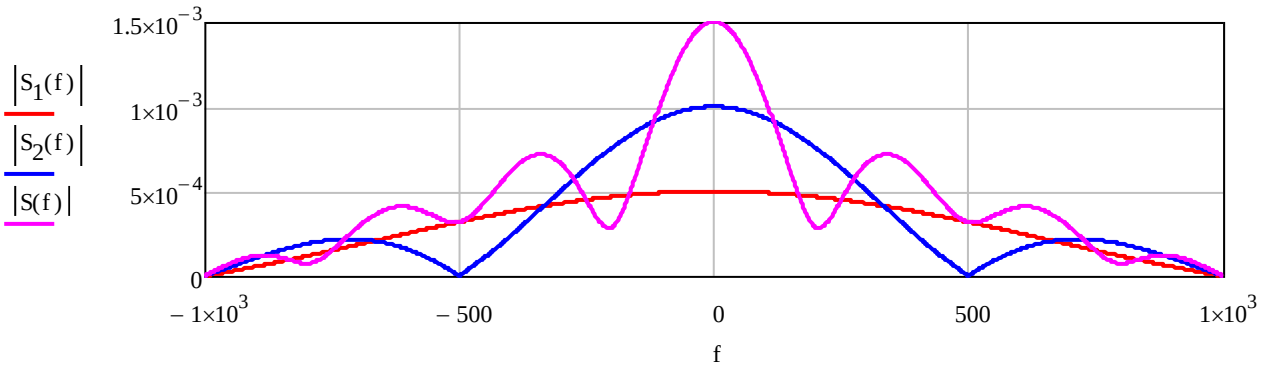


Рисунок 3.6 − Графіки амплітудних спектрів прямокутних імпульсів

Амплітудний спектр імпульсної послідовності зображено на рис. 3.6 пурпурною кривою. Смуга спектру імпульсної послідовності має таку ж ширину як і смуга короткого прямокутного імпульсу. Далі треба визначити характеристики імпульсної послідовності, яка буде використовуватися для розширення спектру інформаційного потоку.

За результатами досліджень виявлено, що розширюючи послідовності повинні мати властивості шумоподібних сигналів. Такі сигнали слід обирати або генерувати, спираючись на постулати Голомба, які визначають властивості псевдовипадкових бінарних послідовностей.

Сформульовано три постулати Голомба.

Перший постулат: У кожному періоді послідовності кількість одиниць («1») і нулів («0») має відрізнятися лише на одиницю.

Другий постулат: Серії (послідовності однакових символів) мають бути розподілені певним чином: половина всіх серій має довжину 1, чверть – довжину 2, 1/8 – довжину 3 тощо.

Третій постулат: ЦАКФ послідоаності може приймати тільки дві значення: максимальне при циклічному зсуві та майже нульове при всіх інших зсувах.

Цим вимогам задовольняють двійкові послідовності максимальної довжини. Ці послідовності також мають назву *m*-послідовностей та псевдовипадкових послідовностей (ПСП).

M-послідовності є детермінованими періодичними сигналами із шумоподібними статистичними властивостями. Період *m*-послідовностей визначається за співвідношенням:

$$L = 2^n - 1, \quad n \in N \setminus \{0;1\}. \tag{3.3}$$

При $n \in \{0;1\}$ не утворюється послідовність.

Математичний апарат створення *m*-послідовностей базується на теорії полів Галуа $(GF(2))$ та використовує лінійні системи з відгуком. В якості лінійних систем розглядаються послідовні регістри зсуву з лінійним зворотним зв'язком.

Створення *m*-послідовності реалізується рекурентним співвідношенням вигляду:

$$a_{i+n} = \bigoplus_{j=1}^{n} \left(c_j a_{i+n-j} \right) = c_1 a_{i+n-1} \oplus c_2 a_{i+n-2} \oplus c_3 a_{i+n-3} \oplus \ldots \oplus c_{n-1} a_{i-1} \oplus c_n a_i \tag{3.4}$$

Згідно з виразом (3.4) виявляється, що наступний символ послідовності утворюється в результаті зваженої коефіцієнтами c_j суми за модулем два попередніх n символів.

Значення коефіцієнтів c_j визначаються примітивним поліномом ступеня n над полем Галуа $(GF(2))$:

$$P(x) = x^n + c_{n-1}x^{n-1} + \ldots + c_1 x + 1; \quad c_i \in \{0;1\}.$$

Вирази для примітивних поліномів потрібного ступеня n є довідковими даними, які можна знайти у відповідних джерелах.

Вигляд ЦАКФ будь-якої m-послідовності має вигляд, зображений на рис. 3.7.

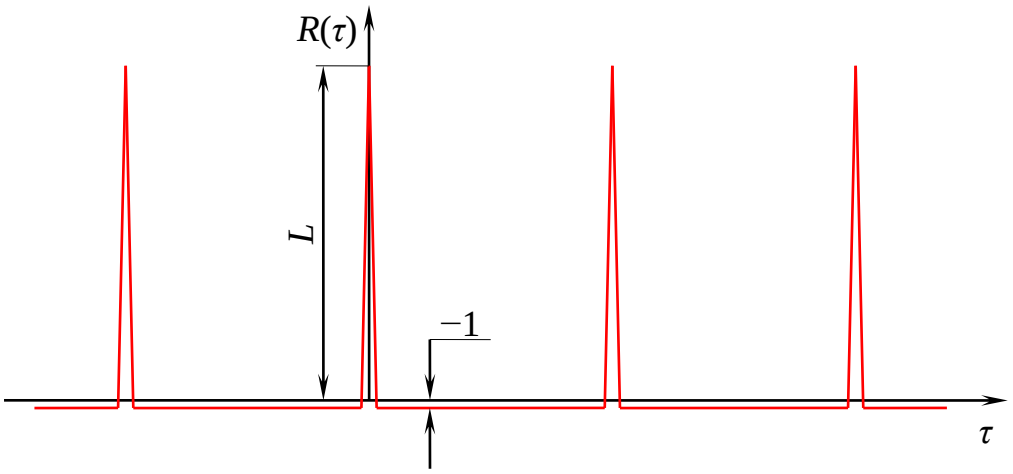


Рисунок 3.7 − Графік ЦАКФ будь-якої m-послідовності

Спираючись на теоретичні положення можна запропонувати структуру та схему генератора m-послідовності. Основу генератору m-послідовності складає послідовний регістр зсуву. Регістр зсуву − це ланцюжок тригерів затримки, виходи яких заведені на входи наступних тригерів. Вихід останнього тригеру є виходом генератора. На вхід першого тригеру подається сигнал з ланцюга зворотного зв'язку, який збирає сигнали з проміжних тригерів та складає їх за модулем два. Перелік тригерів, що формують сигнал зворотного зв'язку визначається коефіцієнтами c_j. Узагальнена структурна схема генератору m-послідовності наведена на рис. 3.8.

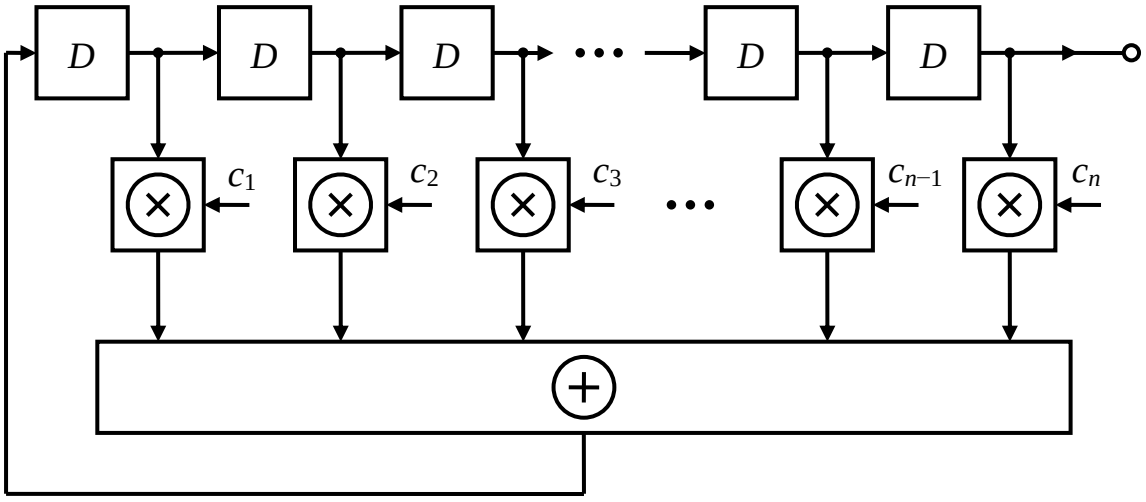


Рисунок 3.8 − Узагальнена структурна схема Основу генератору *m*-послідовності

Згідно зі схемою генератора, зображеною на рис. 3.8, можна стверджувати, що він буде генерувати генератору *m*-послідовність з періодом $L = 2^n - 1$, де n − кількість тригерів регістрі зсуву.

В якості прикладу розглянемо генератори *m*-послідовності з періодом $L = 2^4 - 1 = 15$.

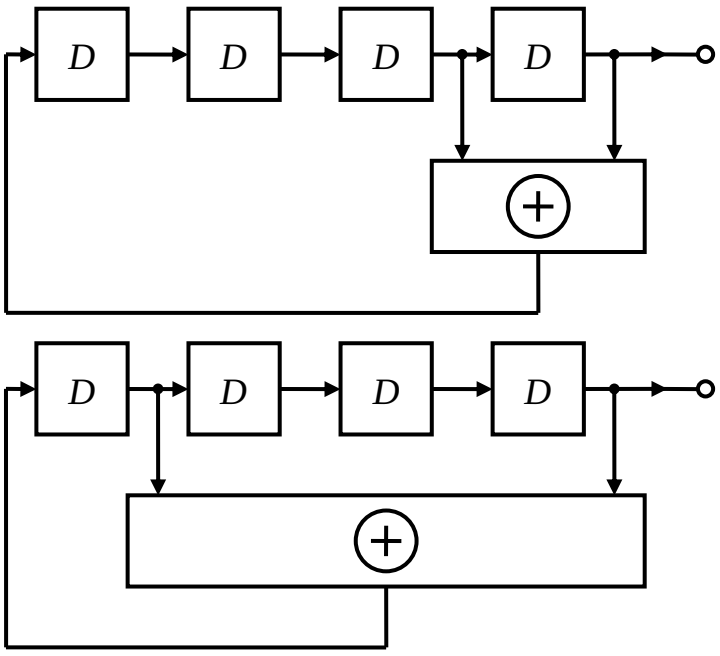


Рисунок 3.9 − Структурні схеми генераторів *m*-послідовності з періодом $L = 15$

Основу цих генераторів складають послідовні регістри зсуву на чотирьох тригерах. Структура ланцюгу зворотного зв'язку визначають примітивні поліноми наступного вигляду:

$$P_1(x) = x^4 + x^3 + 1;$$
$$P_2(x) = x^4 + x + 1.$$

Ці генератори будуть видавати послідовності, вміст одного періоду яких складає:

Перша послідовність 1 1 1 1 0 0 0 1 0 0 1 1 0 1 0.

Друга послідовність 1 1 1 1 0 1 0 1 1 0 0 1 0 0 0.

Часові діаграми послідовностей надані на рис. 3.10.

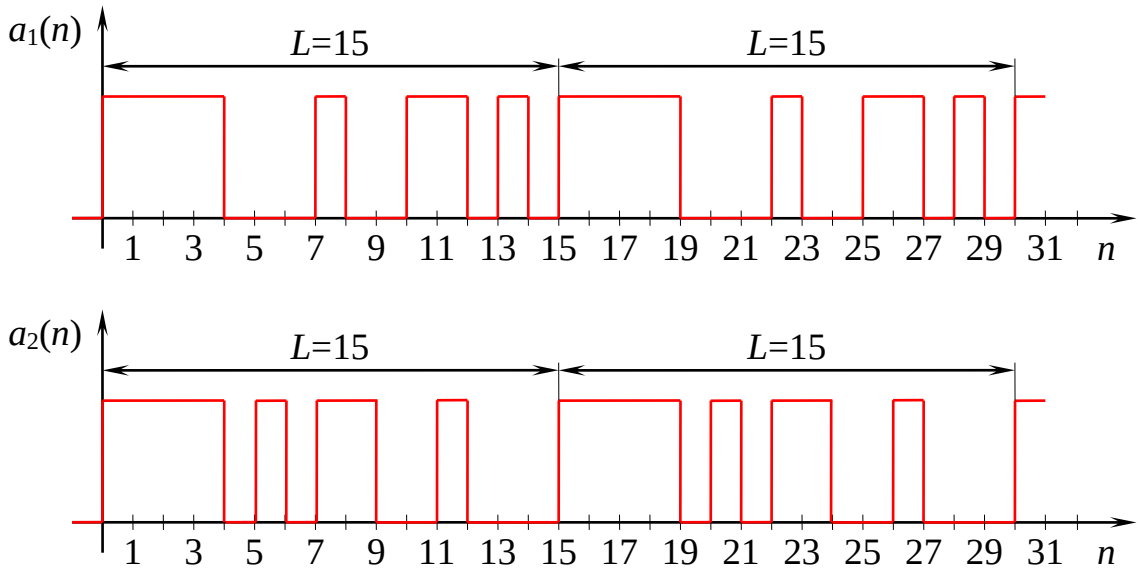


Рисунок 3.10 − Часові діаграми *m*-послідовностей з періодом $L = 15$

Для моделювання процесів передачі інформації необхідно створити програмні модулі в пакеті MathCad та на їх основі побудувати програмно-математичну модель.

Макроси необхідні для генерування *m*-послідовності наведені в листінгу 3.1.

Листінг 3.1. − Макроси необхідні для генерування *m*-послідовності

Макрос реалізує правий зсув розрядів регістру.
x - початковий вміст регістру;
x_0 - нове значення вхідного розряду регістру.

```
registerShift(x, x0) := N ← rows(x) − 1
                        for i ∈ N .. 1
                          x_i ← x_(i−1)
                        x_0 ← x_0
                        return x
```

Макрос заповнює регістр одиницями.
N - довжина регістру.

```
genSeqOne(N) := for i ∈ 0 .. N
                  x_i ← 1
                return x
```

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

```
genMSeqModZ(x, y, N) := M ← rows(y) − 1
                        N ← N − 1
                        for i ∈ 0 .. N
                          z_i ← x_(rows(x)−1)
                          x_0 ← 1
                          for j ∈ 0 .. M
                            x_0 ← x_0 · x_(y_j)
                          x ← registerShift(x, x_0)
                        return z
```

Задати довжину регістру $n := 4$

Задати початковий стан тригерів регістру $x := -genSeqOne(n)$

Згенерувати першу m-послідовність $seqOne := genMSeqModZ\left[x, (2 \;\; 3)^T, 2^n - 1\right]$

Згенерувати другу m-послідовність $seqTwo := genMSeqModZ\left[x, (0 \;\; 3)^T, 2^n - 1\right]$

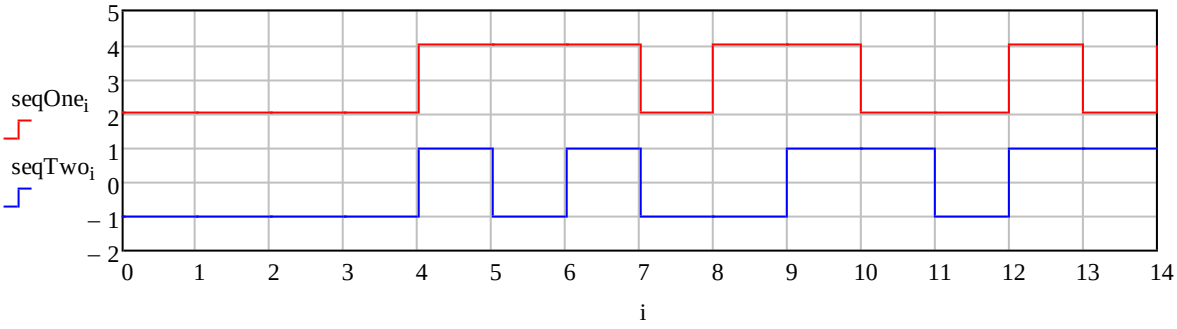


Рисунок 3.11 − Часові діаграми згенерованих *m*-послідовностей з періодом $L = 15$

Для виявлення інформаційного сигналу з групового потоку в системі передачі необхідні макроси, що здійснюють кореляційну обробку сигналів.

Макроси необхідні для здійснення кореляційної обробки сигналів наведені в листінгу 3.2.

Листінг 3.2 − Макроси необхідні для здійснення кореляційної обробки сигналів

```
Макрос розраховує періодичну автокореляйіону функцію
послідовності.
x - обробляєма послідовність.

AKFCicl(x) := | N ← rows(x) − 1
              | y ← x
              | for i ∈ 0..N
              |     r ← 0
              |     for j ∈ 0..N
              |       r ← r + x_j·y_j
              |     z_i ← r
              |     y ← registerShift(y, y_rows(y)−1)
              | return z
```

Макрос розраховує періодичну взаємокореляйіону 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 + x_j·y_j
                |     z_i ← r
                |     y ← registerShift(y, y_(rows(y)−1))
                | return z
```

Макрос розраховує ПВКФ інформаційної послідовності з обраною М-послідовністю.
infStream - інформаційна послідовность;
z - обрана М-послідовність..

```
VKFCircAll(infStream,z) := | N ← rows(infStream)
                           | K ← rows(z)
                           | L ← N/K − 1
                           | V ← 0
                           | for i ∈ 0..L
                           |     y ← submatrix[infStream, i·K, (i + 1)·K − 1, 0, 0]
                           |     q ← VKFCicl(z,y)
                           |     V ← stack(V,q)
                           | return submatrix(V, 1, rows(V) − 1, 0, 0)
```

Розрахувати циклічну АКФ першої m-послідовності OneAKF := AKFCicl(seqOne)

Розрахувати циклічну АКФ другої m-послідовності TwoAKF := AKFCicl(seqTwo)

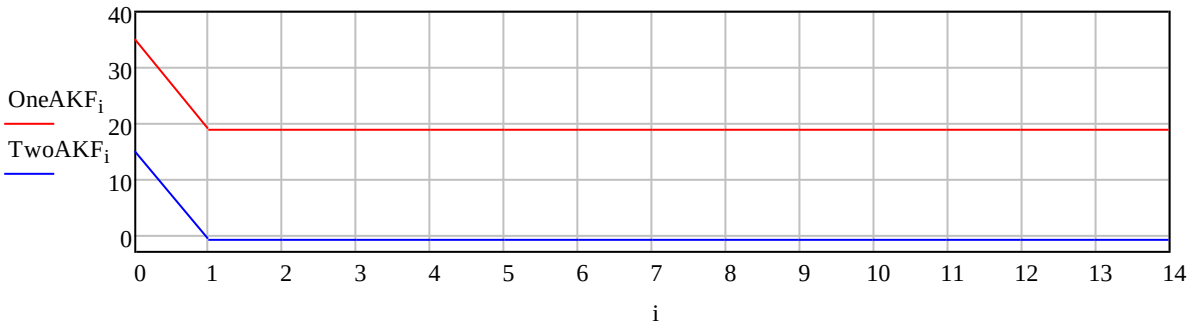


Рисунок 3.12 − Графіки циклічних АКФ m-послідовностей з періодом $L = 15$

Розрахувати циклічну ВКФ першої та другої m-послідовностей vkfOneTwo := VKFCicl(seqOne, seqTwo)

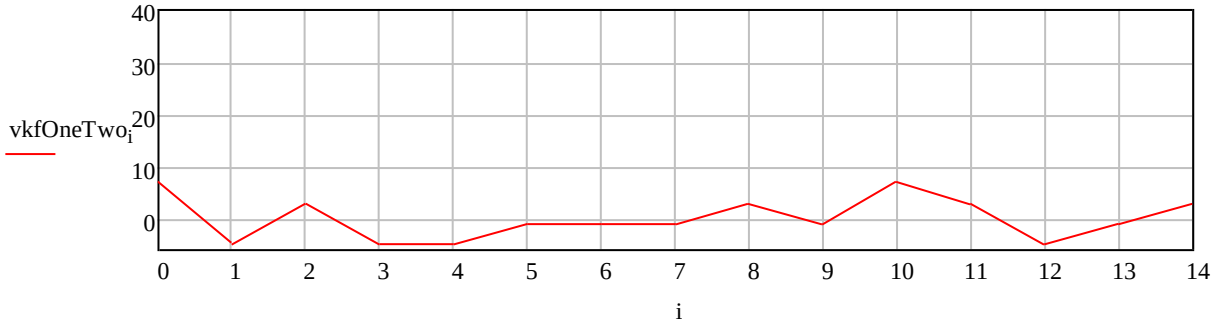


Рисунок 3.13 − Графіки циклічних ВКФ m-послідовностей з періодом $L = 15$

Дані розрахунку кореляційних функцій використовуються для відновлення первинної форми переданого сигналу на боці прийому. Необхідні для цього макроси наведені в листінгу 3.3.

Листінг 3.3 − Макроси необхідні для відновлення первинної форми переданого сигналу

```
Макрос виконує розширення спектру нформаційної двійкової послідовності шляхом
перемноження її символів на послідовніст, що розширює.
x - інформаційна двійкова послідовність;
y - послідовність, що розширює спектр інформаційної двійкової послідовності.

mulSeqs(x,y) := | N ← rows(x) − 1
                | z ← 0
                | for i ∈ 0..N
                |   z ← stack(z, x_i·y)
                | z ← submatrix(z,1,rows(z) − 1,0,0)
                | return z
```

Макрос виконує виділенняя 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
                                           |     q_i ← 0 if vect_i < vectMax·lim
                                           |     q_i ← vect_i otherwise
                                           |     p_i ← 0 if vect_i > vectMin·lim
                                           |     p_i ← vect_i otherwise
                                           | return p + q
```

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

```
formFinal(x, L) := | N ← rows(x)
                   | M ← N / L
                   | for i ∈ 0..M − 1
                   |   y_i ← 0
                   | for i ∈ 0..N − 1
                   |   if x_i ≠ 0
                   |     j ← floor(i / L)
                   |     y_j ← sign(x_i)
                   | return y
```

Розроблені макроси, код, яких наведено в листінгу 3.1 − листінгу 3.3 будуть використані в наступному розділі для моделювання процесу передачі двійкового інформаційного сигналу в широкосмуговій мережі зв'язку.

4 МОДЕЛЮВАННЯ ПРОЦЕСУ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ З РОЗШИРЕННЯ СПЕКТРУ МЕТОДОМ ПРЯМОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ

В процесі моделювання слід обрати приклад інформаційного сигналу та піддати його процедурі розширення спектру методом прямої послідовності.

Оскільки інформаційний сигнал в загальному випадку є випадковим процесом, то потрібен макрос, який реалізує джерело випадкового двійкового сигналу. Програмний код цього макросу має вигляд:

Макрос генерує випадкову двійкову послідовність у якості інформаційного абонентського сигналу.
μ - величина математичного очікування;
σ - величина дисперсії
n - кількість двійкових символів у послідовності.

$$\text{queInf}(\mu,\sigma,n) := \left|\begin{array}{l} x \leftarrow \text{rnorm}(n,\mu,\sigma) \\ x \leftarrow \text{floor}(x) \\ x \leftarrow \text{mod}(x,2) \\ \text{return } x \end{array}\right.$$

Даний макрос видає монополярную послідовність, символи якої приймають лише одне з двох значень: 0 або 1. Для передачі потрібен двохполярний сигнал із значеннями: +1 та −1. Цього легко досягнути якщо множити символи отриманої послідовності на (-2) та додавати одиницю.

Отримаємо приклад інформаційного сигналу.

Створити послідовність інформаційного сигналу.

Задати довжину інформаційного сигналу $m := 4, n := 2^m$.
Задати величину математичного очікування $\mu := 50$.
Задати величину дисперсії $\sigma := 10$.

$$\text{infSeq} := -2\cdot\text{queInf}\left(\mu,\sigma,2^m\right) + 1$$

$\text{infSeq}^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1

На рис. 4.1 надано часову діаграму приклад інформаційного сигналу.

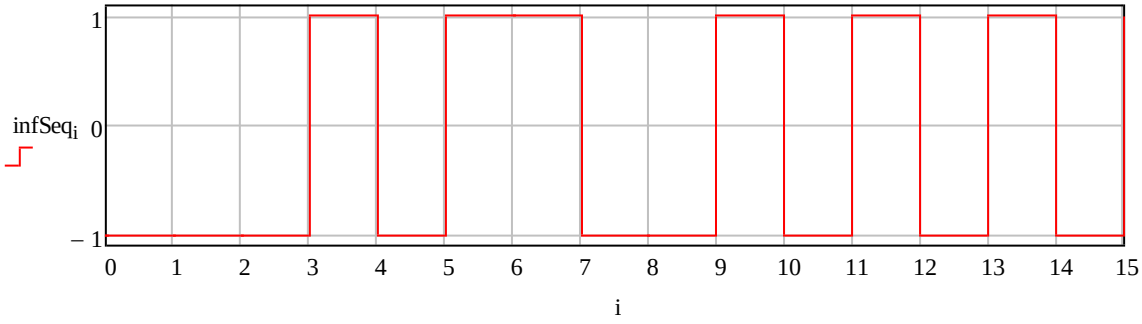


Рисунок 4.1 – Часова діаграма прикладу інформаційного сигналу

Інформаційний сигнал складається з 16-х двійкових символів. Для розширення інформаційного сигналу треба згенерувати *m*-послідовність.

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

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

Сформувати матрицю парних задовільних сполучень номерів видводів регістру зсуву

$z := \text{searchIndAll}(n)$

Згенерувати всі можливі m-послідовності обраного періоду (довжини)

$$seq := \left| \begin{array}{l} \text{for } j \in 0..\text{rows}(z) - 1 \\ \quad sequ_j \leftarrow \text{genMSeqModZ}\left(-\text{genSeqOne}(n-1), z_j, N\right) \\ \text{return } sequ \end{array} \right.$$

Обрати одну m-послідовність з всієї множини згенерованих послідовностей $mSeq := seq_1$

$i := 0..\text{rows}(mSeq) - 1$

На рис. 4.2 надано часову діаграму *m*-послідовності.

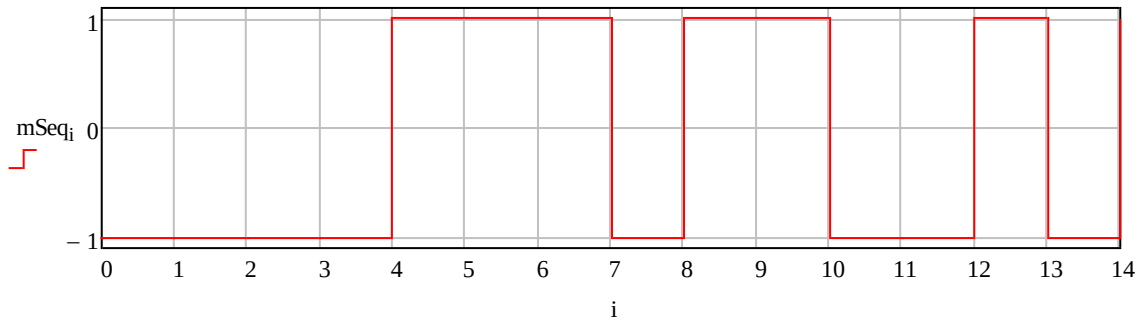


Рисунок 4.2 – Часова діаграма *m*-послідовності

Сигнал *m*-послідовності складається з 15-и чіпів, що приймають одне з двійкових значень +1 або −1.

Тепер можна провести формування канального інформаційного сигналу в наслідок застосування процедури розширення спектру методом прямої послідовності.

Виконати розширення спектру інформаційної послідовності обраною m-послідовностю

$mulSeq := mulSeqs(infSeq, mSeq)$

$mulSeq^T =$

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

На рис. 4.3 надано часову діаграму канального інформаційного сигналу, отриманого в наслідок застосування процедури розширення спектру методом прямої послідовності.

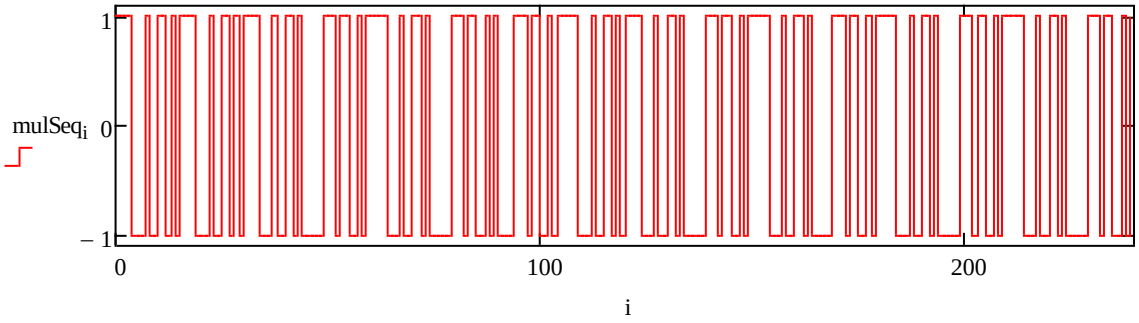


Рисунок 4.3 − Часова діаграма канального інформаційного сигналу, отриманого в наслідок застосування процедури розширення спектру методом прямої послідовності

Отриманий канальний інформаційний сигнал складається з 240 чіпів, що приймають одне з двійкових значень +1 або −1. Ефективна ширина спектру канального сигналу зросла порівняно з первинним інформаційним сигналом в 15 разів в даному прикладі та дорівнює ширині спектру *m*-послідовності, що розширює.

Цей канальний сигнал передається на вхід каналу зв'язку. Зазвичай він слугує модулюючим сигналом для гармонічного носія. Типовими є методи або бінарної (BPSK) або квадратичної (QPSK) фазової маніпуляції. На боці прийому відбувається демодуляція та канальний сигнал використовується для відновлення інформаційного двійкового потоку.

Відновлення інформаційного сигналу виконується методом кореляційної обробки, тобто в наслідок розрахунку ЦВКФ канального сигналу із примірником *m*-послідовності.

Розрахути циклічну ВКФ інформаційної послідовності з обраною m-послідовністю

vkfMulSeq := VKFCircAll(mulSeq, mSeq)

$vkfMulSeq^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
0	-15	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	...

На рис. 4.4 наведено графік ЦВКФ канального сигналу із примірником *m*-послідовності

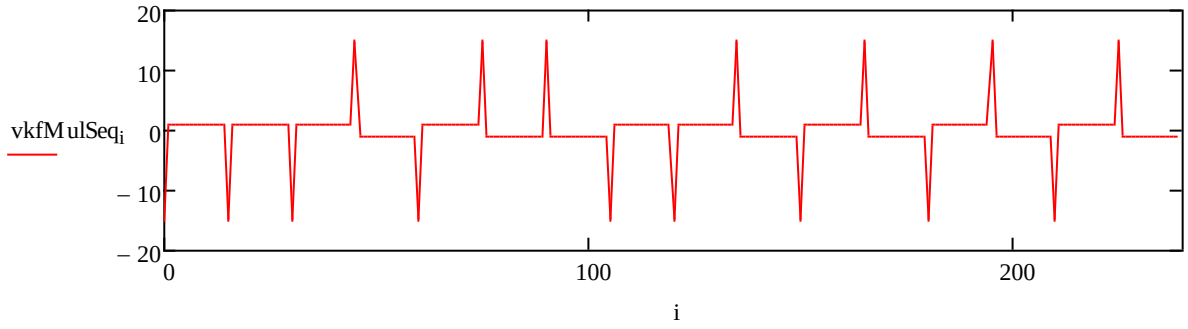


Рисунок 4.4 – Графік ЦВКФ канального сигналу із примірником *m*-послідовності

На графіку чітко видно головні піки ЦАКФ сегментів канального сигналу, що відповідають *m*-послідовності. Знак піку визначає двійкове значення прийнятого біту інформаційного сигналу.

З метою відновлення інформаційного сигналу слід виконати чітке виділення піки ЦАКФ (рис. 4.5).

z := clipSignal(vkfMulSeq, min(vkfMulSeq), max(vkfMulSeq), 0.5)

$z^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
0	-15	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...

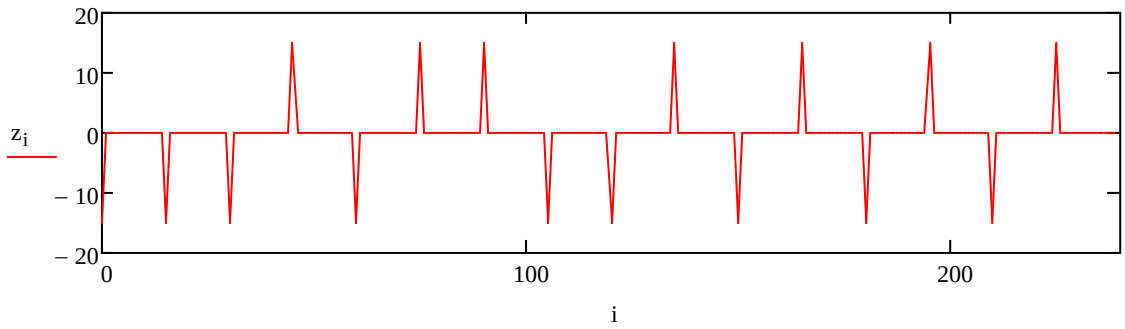


Рисунок 4.5 – Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ

Після виділення піків ЦВКФ вже можна відновити інформаційний сигнал (рис. 4.6).

Відновлення інформаційного сигналу абонентського каналу

$q := formFinalNew(p, 15)$

$q^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1

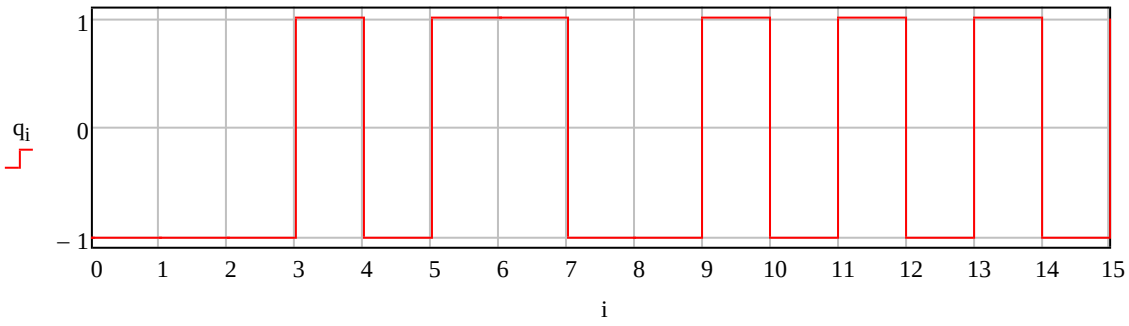


Рисунок 4.6 – Часова діаграма відновленого інформаційного сигналу

Результат свідчить, що інформаційний сигнал відновлений повністю без втрат.

Виконане дослідження ілюструє принцип передачі сигналу в широкосмуговій системі зв'язку. Далі треба звернути увагу на ті переваги, що надає використання псевдовипадкових послідовностей.

По-перше використання ПСП може застосовуватися як для розподілу інформаційних каналів, так і для забезпечення прихованості їх. Цей факт ґрунтується на тому, що для обраного періоду послідовності може бути згенеровано більш ніж одна *m*-послідовність. Так для періоду $L = 15$ існують два примірника послідовності. Часова діаграма другої *m*-послідовності наведено на рис. 4.7.

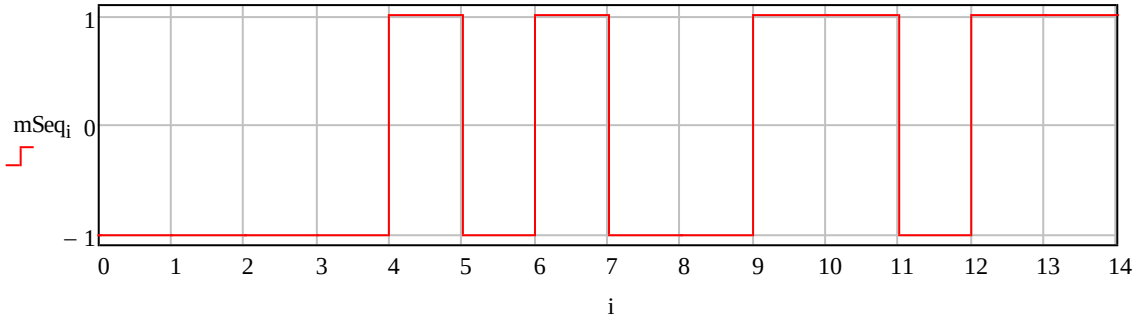


Рисунок 4.7 – Часова діаграма другої *m*-послідовності з періодом $L = 15$

Якщо тепер спробувати відновити інформаційний сигнал шляхом розрахунку ЦВКФ з іншою *m*-послідовністю, то результат на буде наступного вигляду.

Розрахути циклічну ВКФ інформаційної послідовності з обраною m-послідовностю

vkfMulSeq := VKFCircAll(mulSeq, mSeq)

$vkfMulSeq^T =$

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

Графік ЦВКФ канального сигналу із примірником іншої *m*-послідовності наведено на рис. 4.8.

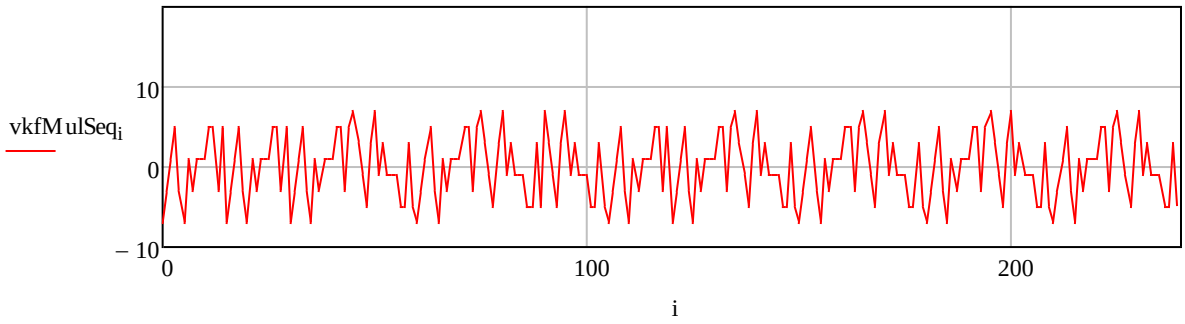


Рисунок 4.8 – Графік ЦВКФ канального сигналу із примірником іншої *m*-послідовності

Візуально не спостерігаються ознаки наявності піків, прив'язаних до інформаційних символів. Але застосуємо процедуру виявлення головних піків АКФ.

z := clipSignal(vkfMulSeq, min(vkfMulSeq), max(vkfMulSeq), 0.5)

$z^T =$

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

Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ у випадку застосування примірника іншої *m*-послідовності наведено на рис. 4.9.

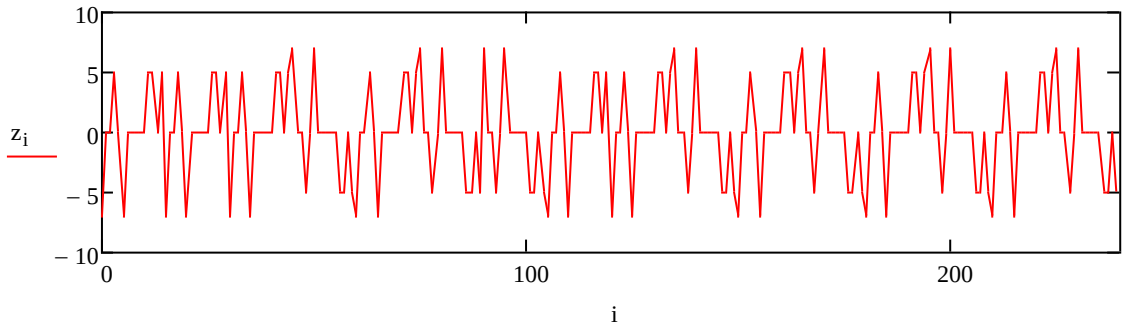


Рисунок 4.9 – Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ у випадку застосування примірника іншої *m*-послідовності

Результат розрахунку ЦВКФ, що відображений на графіку з рис. 4.9, істотно відрізняється від результату, зображеному на графіку з рис. 4.5. Зрозуміло, що подальші дії спроб відновлення інформаційних символів позбавлені сенсу. Таким чином, можна стверджувати, що досягнуто або прихованість інформації, або відсутність її в каналі, що спостерігається.

По-друге, використання широкосмугових сигналів значно покращує завадозахищеність цифрових систем зв'язку. При цьому саме сигнали ПСП забезпечують захист від шумової завади в каналі зв'язку.

Проведемо обробку канального сигналу на фоні завади. З цією метою покажемо результат кореляційної обробки адитивної суміші шумової завади та канального сигналу.

Створимо сигнал шумової завади

$\mu := 0$

$\sigma := 0.1$

$nois := rnorm(rows(mulSeq), \mu, \sigma)$

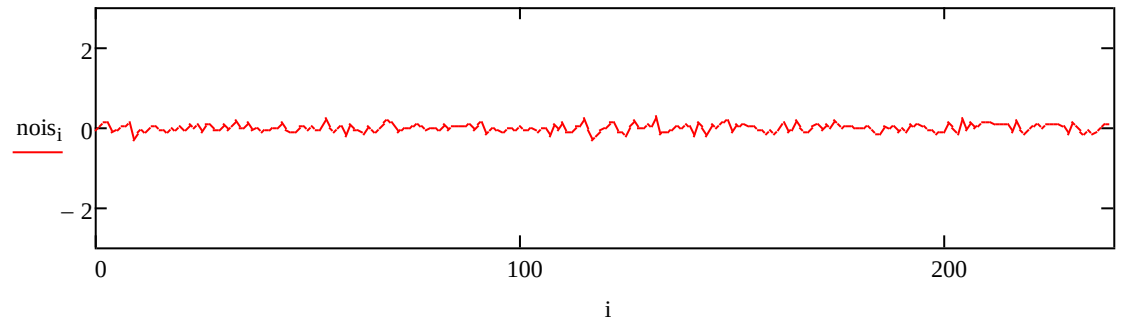


Рисунок 4.10 – Графік шумової завади

Створимо суміш канального сигналу та шумової завади

chanSign := mulSeq + nois

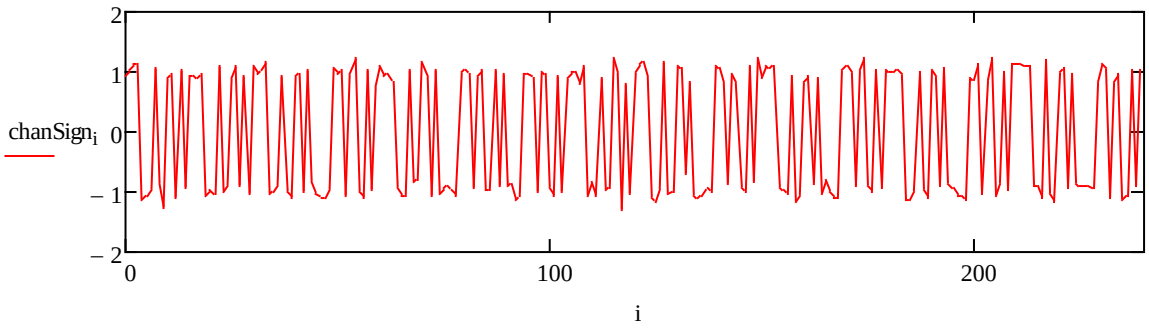


Рисунок 4.11 − Графік адитивної суміші шумової завади та канального сигналу

В цьому досліді рівень завади невеликий і тому в сигналі-суміші проглядаються контури прямокутних імпульсів. Тепер виконаємо кореляційну обробку.

Розрахути циклічну ВКФ суміші канального сигналу та завади з обраною m-послідовностю

vkfChanSign := VKFCircAll(chanSign, mSeq)

$vkfChanSign^T =$

	0	1	2	3	4	5	6
0	-15.506	1.435	1.235	1.037	1.064	0.778	...

На рис. 4.11 наведено графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю.

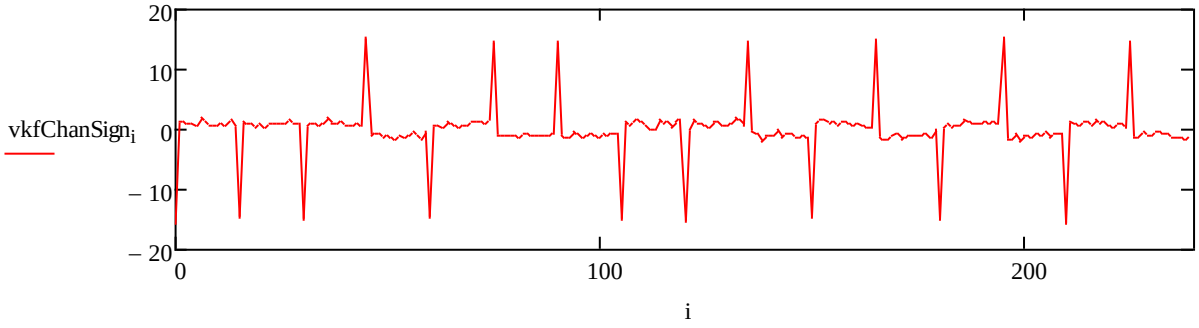


Рисунок 4.12 − Графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю

Проведемо відновлення інформаційного сигналу.

p := clipSignal(vkfChanSign, min(vkfChanSign), max(vkfChanSign), 0.5)

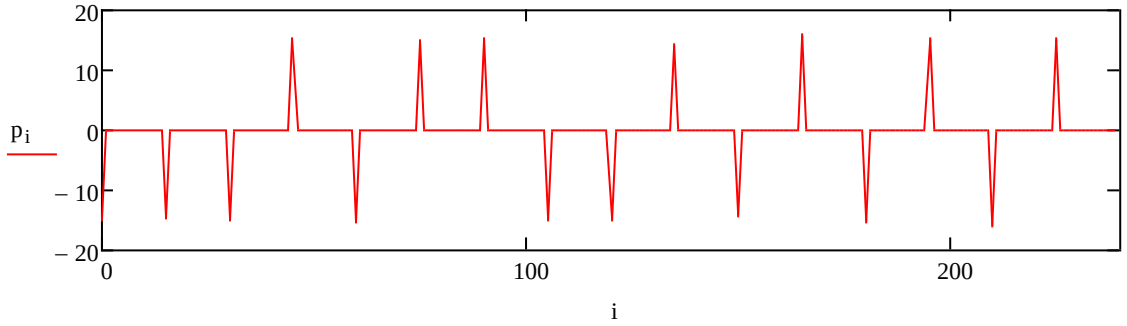


Рисунок 4.13 – Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ

Відновлення інформаційного сигналу абонентського каналу

$q := formFinalNew(p, 15)$

$q^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1

На ри. 4.14 наведено часові діаграми відновлених інформаційних сигналів: без завад (червона крива) та на фоні незначних завад (синя крива).

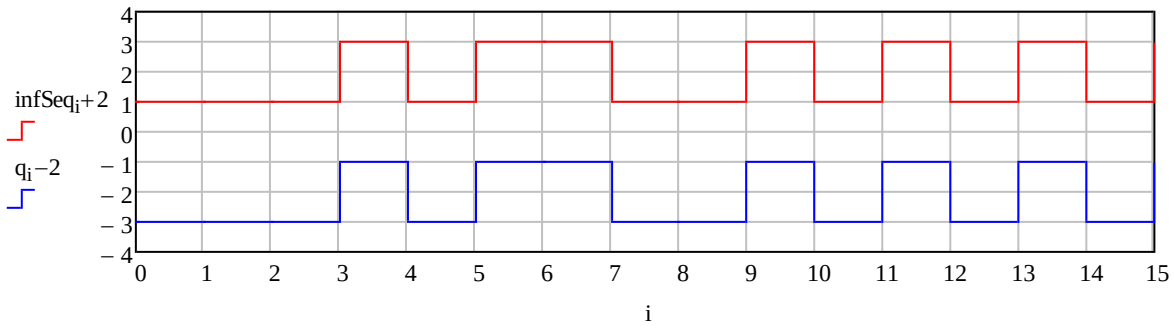


Рисунок 4.14 – Часова діаграма відновленого інформаційного сигналу

При низькому рівні завад відновлення інформаційного сигналу відбувається без проблем.

Збільшимо рівень завад до середнього рівня.

Створимо сигнал шумової завади

$\mu := 0$

$\sigma := 0.5$

$nois := rnorm(rows(mulSeq), \mu, \sigma)$

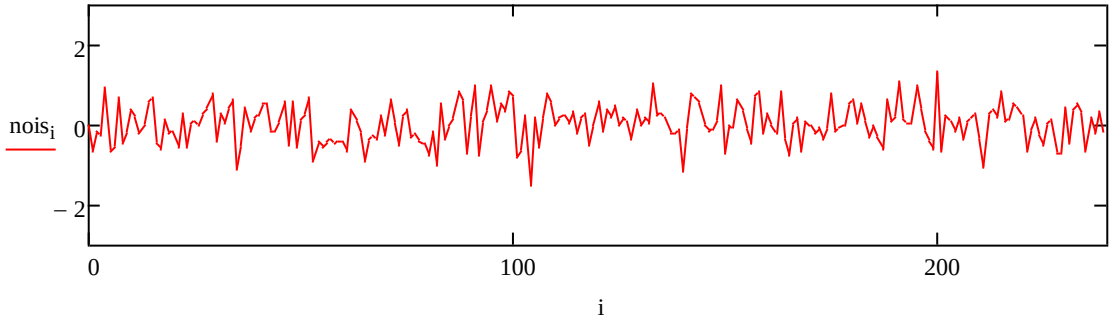


Рисунок 4.15 – Графік шумової завади

Створимо суміш канального сигналу та шумової завади

chanSign := mulSeq + nois

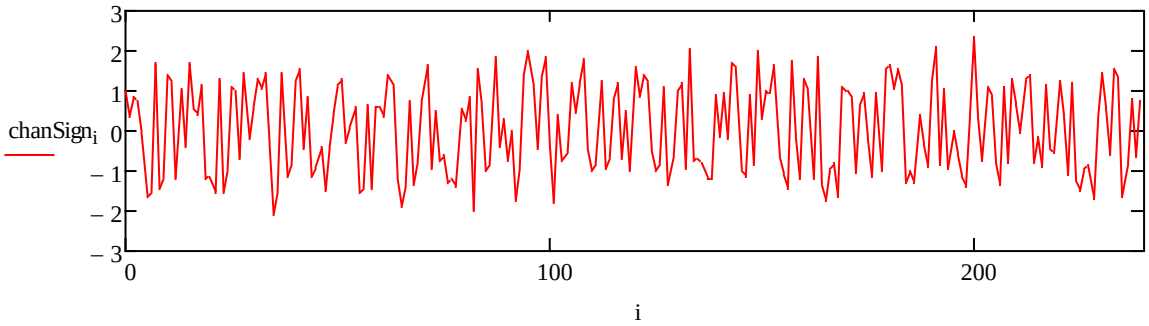


Рисунок 4.16 – Графік адитивної суміші шумової завади та канального сигналу

На часовій діаграмі канального сигналу неможливо розпізнати прямокутні імпульси. Тепер виконаємо кореляційну обробку.

Розрахути циклічну ВКФ суміші канального сигналу та завади з обраною m-послідовностю

vkfChanSign := VKFCircAll(chanSign, mSeq)

$vkfChanSign^T =$

	0	1	2	3	4	5
0	-13.244	1.842	2.109	-0.497	-0.514	...

На рис. 4.17 наведено графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю.

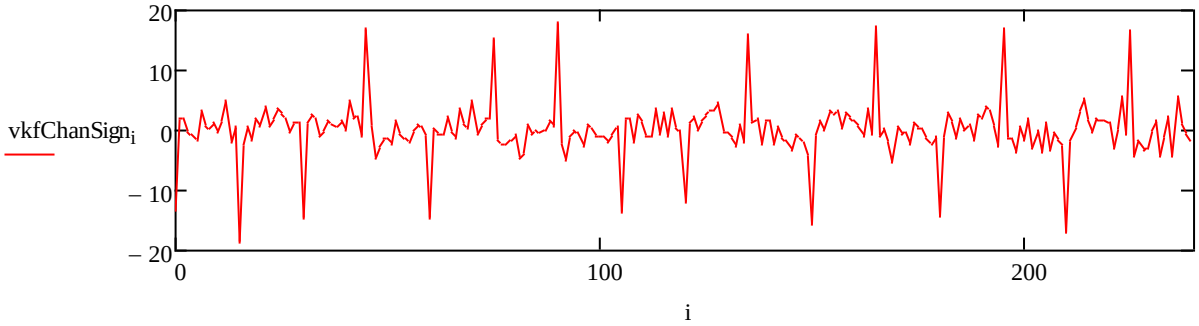


Рисунок 4.17 − Графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю

Проведемо відновлення інформаційного сигналу.

$p := clipSignal(vkfChanSign, min(vkfChanSign), max(vkfChanSign), 0.5)$

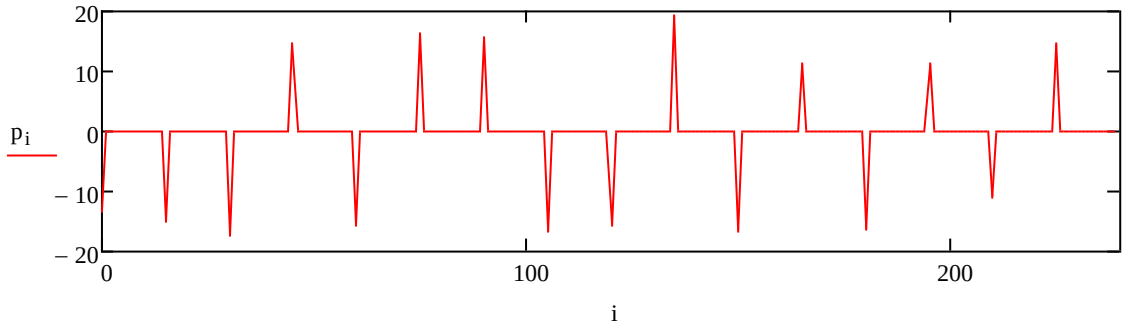


Рисунок 4.18 − Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ

Відновлення інформаційного сигналу абонентського каналу

$q := formFinalNew(p, 15)$

$q^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	1	-1	1	-1	1

На рис. 4.19 наведено часові діаграми відновлених інформаційних сигналів: без завад (червона крива) та на фоні незначних завад (синя крива).

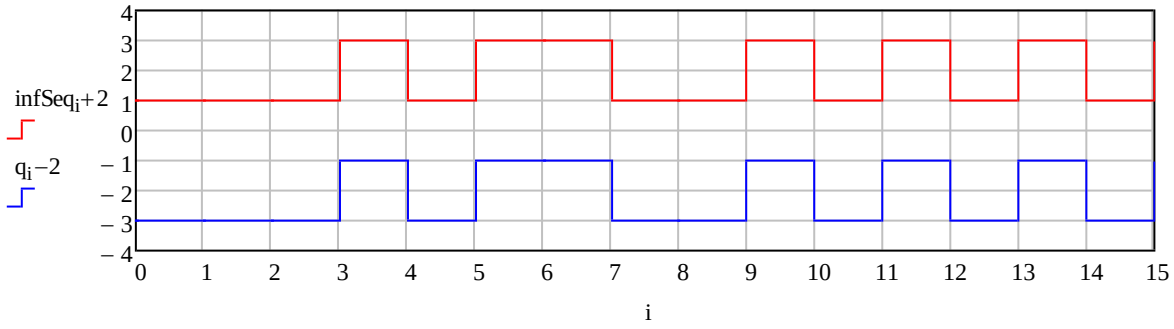


Рисунок 4.19 − Часова діаграма відновленого інформаційного сигналу

При середньому рівні завад має місце впевнене відновлення інформаційного сигналу.

Збільшимо рівень завад до критичного рівня.

Створимо сигна л шумової завади

$\mu := 0$

$\sigma := 0.7$

$nois := rnorm(rows(mulSeq), \mu, \sigma)$

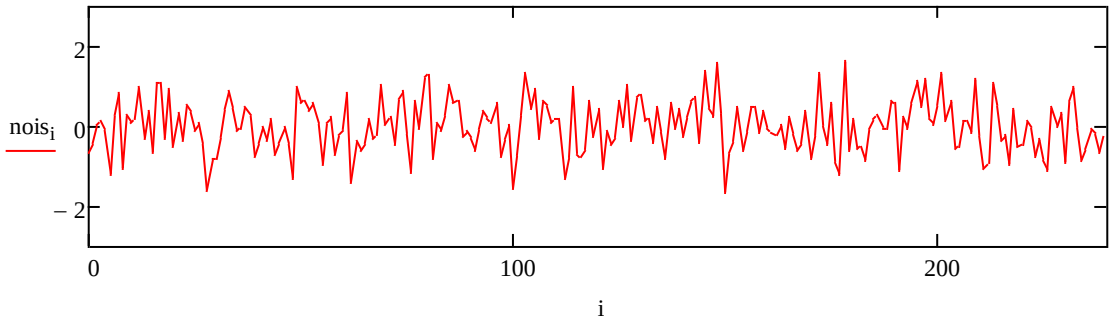


Рисунок 4.20 − Графік шумової завади

Створимо суміш канального сигналу та шумової завади

$chanSign := mulSeq + nois$

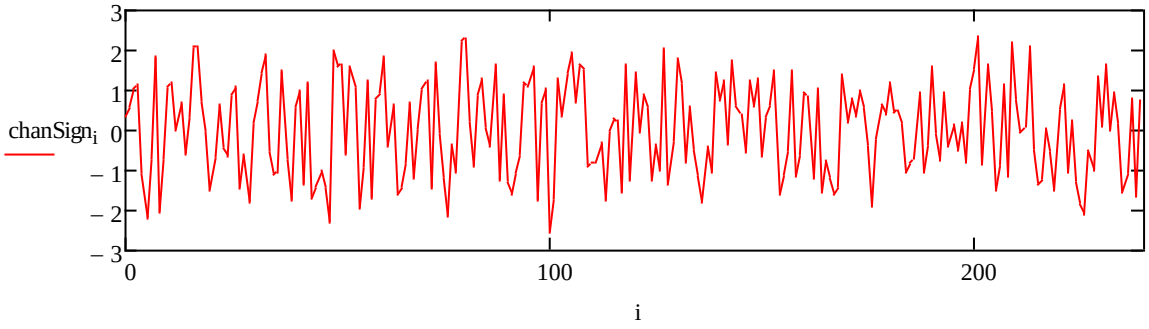


Рисунок 4.21 − Графік адитивної суміші шумової завади та канального сигналу

На часовій діаграмі канального сигналу також неможливо розпізнати прямокутні імпульси. Тепер виконаємо кореляційну обробку.

Розрахути циклічну ВКФ суміші канального сигналу та завади з обраною m-послідовністю

$vkfChanSign := VKFCircAll(chanSign, mSeq)$

Розрахути циклічну ВКФ суміші канального сигналу та завади з обраною m-послідовністю

$vkfChanSign := VKFCircAll(chanSign, mSeq)$

$vkfChanSign^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	-15.397	-1.613	6.028	0.155	-5.066	2.394	-0.872	...

На рис. 4.17 наведено графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю.

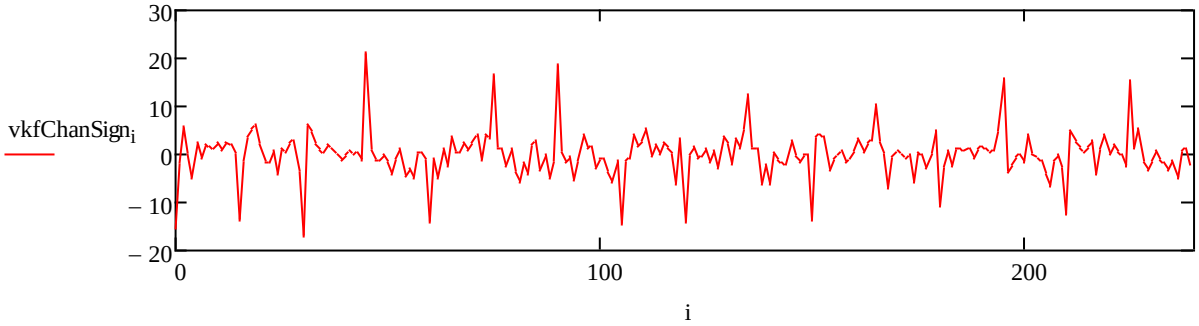


Рисунок 4.22 − Графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю

Проведемо відновлення інформаційного сигналу.

$p := clipSignal(vkfChanSign, min(vkfChanSign), max(vkfChanSign), 0.5)$

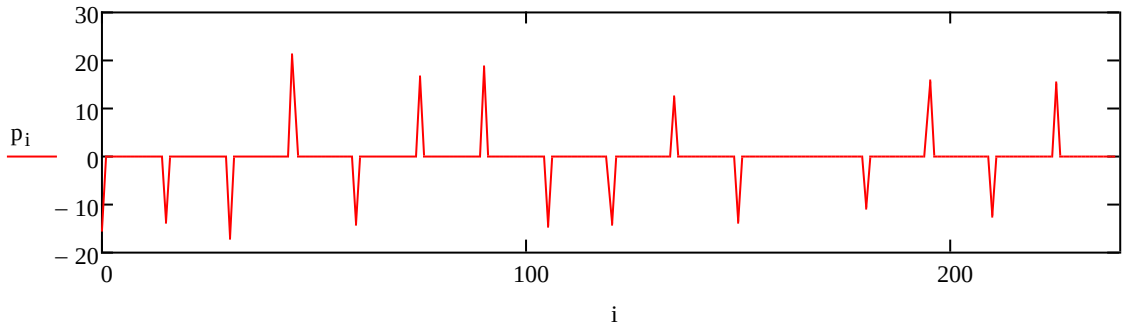


Рисунок 4.23 – Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ

Відновлення інформаційного сигналу абонентського каналу

$q := formFinalNew(p, 15)$

$q^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	-1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-1	1	-1	0	-1	1	-1	1

На рис. 4.19 наведено часові діаграми відновлених інформаційних сигналів: без завад (червона крива) та на фоні незначних завад (синя крива).

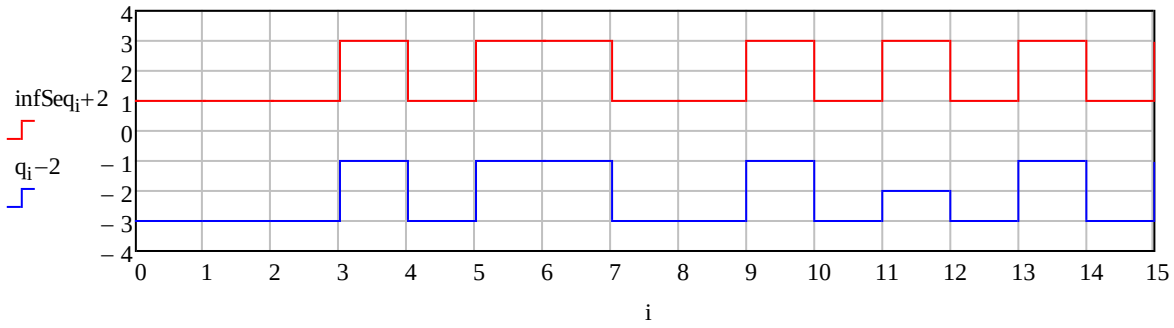


Рисунок 4.24 – Часова діаграма відновленого інформаційного сигналу

При критичному рівні завад починає з'являтися явище випадіння символів в прийнятому інформаційному сигналі.

Збільшимо рівень завад до закритичного рівня.

Створимо сигнал шумової завади

$\mu := 0$

$\sigma := 1.0$

$nois := rnorm(rows(mulSeq), \mu, \sigma)$

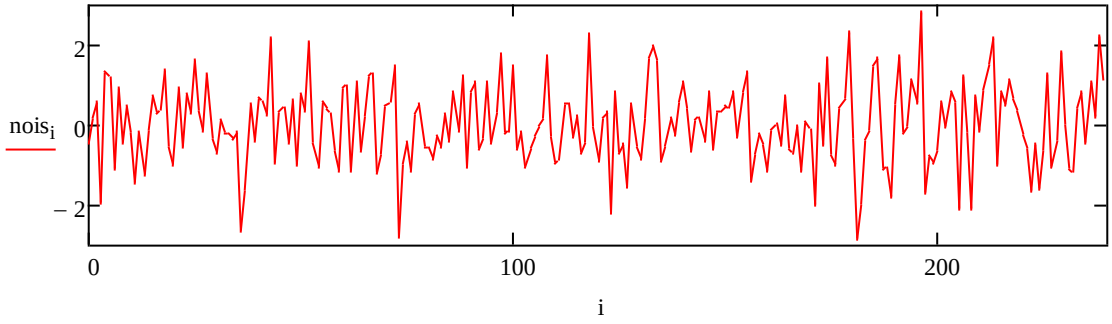


Рисунок 4.25 – Графік шумової завади

Створимо суміш канального сигналу та шумової завади

chanSign := mulSeq + nois

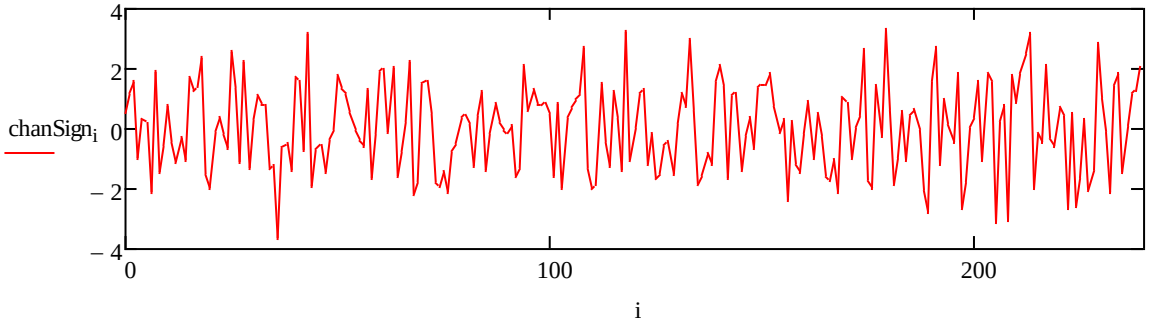


Рисунок 4.26 – Графік адитивної суміші шумової завади та канального сигналу

На часовій діаграмі канального сигналу також неможливо розпізнати прямокутні імпульси. Тепер виконаємо кореляційну обробку.

Розрахути циклічну ВКФ суміші канального сигналу та завади з обраною m-послідовностю

vkfChanSign := VKFCircAll(chanSign, mSeq)

Розрахути циклічну ВКФ суміші канального сигналу та завади з обраною m-послідовностю

vkfChanSign := VKFCircAll(chanSign, mSeq)

$vkfChanSign^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7
0	-10.221	0.06	2.287	-0.713	7.838	4.265	-6.061	...

На рис. 4.27 наведено графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю.

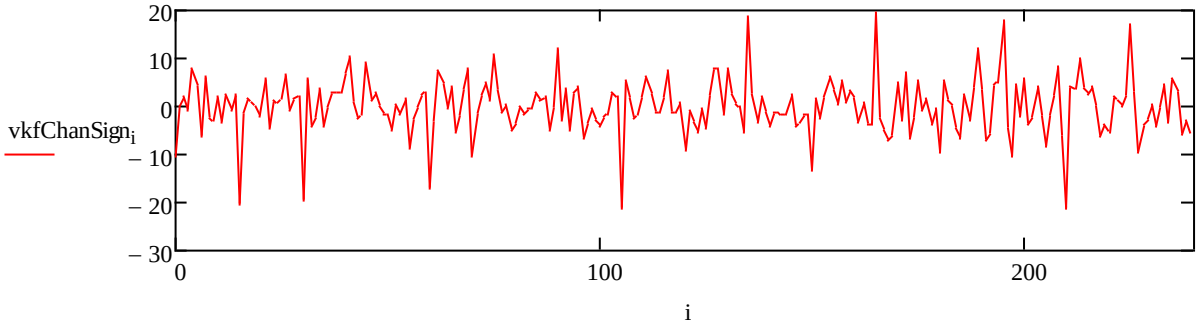


Рисунок 4.27 − Графік ЦВКФ адитивної суміші шумової завади та канального сигналу з *m*-послідовністю

Проведемо відновлення інформаційного сигналу.

$$p := clipSignal(vkfChanSign, min(vkfChanSign), max(vkfChanSign), 0.5)$$

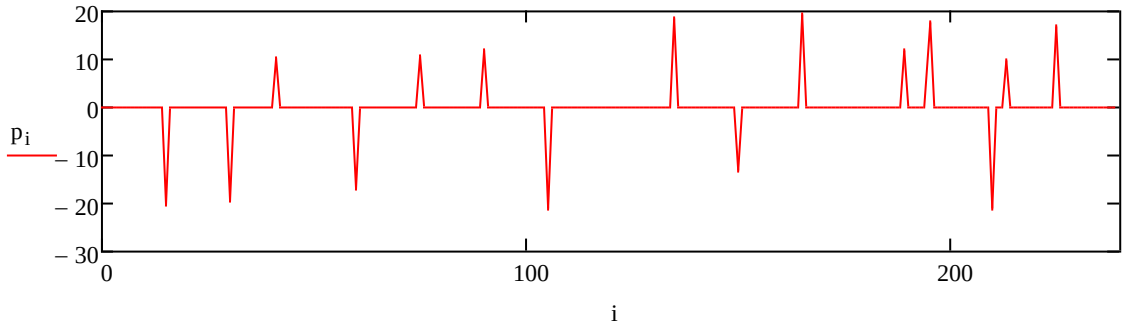


Рисунок 4.28 − Графік сигналу з виділеними піками ЦВКФ

Відновлення інформаційного сигналу абонентського каналу

$q := formFinalNew(p, 15)$

$q^T =$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
0	0	-1	-1	0	-1	1	1	-1	0	1	-1	1	0	1	-1	1

На рис. 4.19 наведено часові діаграми відновлених інформаційних сигналів: без завад (червона крива) та на фоні незначних завад (синя крива).

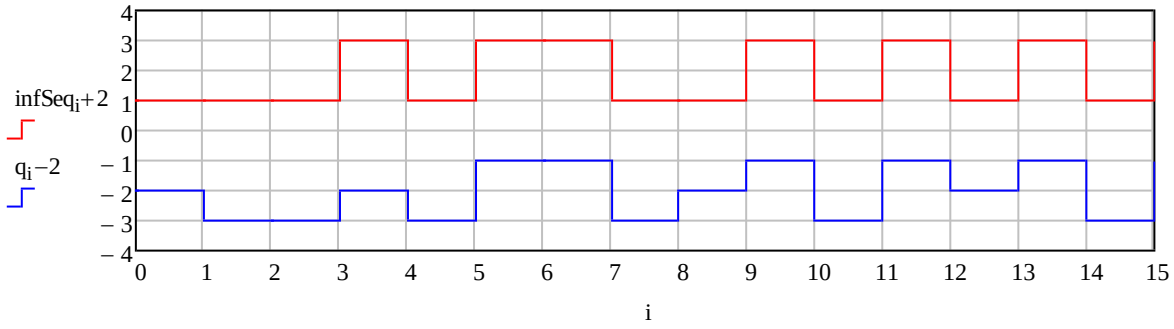


Рисунок 4.29 − Часова діаграма відновленого інформаційного сигналу

При закритичному рівні завад явище випадіння символів в прийнятому інформаційному сигналі набуває значного рівня.

Підсумовуючі результати проведених дослідів можна стверджувати, що застосування широкосмугових сигналів ПСП суттєво підвищує захист інформаційних потоків.

ВИСНОВКИ

Сучасна галузь телекомунікацій завдячує високими досягненнями використанню цифрових методів та технологій зв'язку та обробки сигналів. По каналах мереж зв'язку передаються потоки самої різноманітної природи походження як то: мовні повідомлення, нерухоме та рухоме зображення, текстові данні, службова та вимірювальна інформація тощо.

Важливим досягненням інформаційних мереж зв'язку є реалізація швидкісної передача даних. Ця можливість вимагає застосування сигналів з широкою смугою частот. Відповідно ЦМЗ повинні бути широкосмуговими.

Для забезпечення широкосмугової передачі розроблено декілька ефективних методів передачі з розширенням спектру. В роботі увага приділялася способу розширення спектру методом прямої послідовності.

За результатами роботи можна зробити наступні висновки:

– цифрова мережа зв'язку є складною технічною системою, здатною до вирішення величезної кількості складних задач в сфері телекомунікацій;

– методи розширення спектру сигналів є дуже важливою частиною в роботі сучасних інформаційних мереж зв'язку;

– найбільше поширення на поточному етапі розвитку мереж має спосіб розширення спектру методом прямої послідовності;

– розширення спектру цифрового інформаційного сигналу досягається за допомогою шумоподібних двійкових послідовностей, а саме: *m*-послідовностей;

– генерування *m*-послідовностей здійснюється за допомогою простих схем на основі лінійних послідовних регістрів зсуву, охоплених лінійним трактом зворотного зв'язку;

– для відновлення широкосмугового сигналу на боці прийому мережі зв'язку слід використовувати методи кореляційної обробки;

– відновлення широкосмугового інформаційного сигналу на боці прийому цифрової мережі можливе при великому відношенні сигнал/шум.

ПЕРЕЛІК ДЖЕРЕЛ

1. Прокис Дж. Цифровая связь [Текст]. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с. 1988, – 272 с.

2. Скляр 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. I. 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.: Ралио 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. ралио, 1973. − 424 с.

11. Телекоммуникационные системы и сети. Т. 1, Б.И. Крук, В.Н. Попантонопуло, 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. Попантонопуло, 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.