

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний економічний університет  
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій  
Кафедра спеціалізованих комп'ютерних систем

БІЛІНСЬКИЙ-ЯРОШОВИЧ Віталій Сергійович

**МЕТОДИ ЗАВАДОСТІЙКОГО ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ В  
РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ  
УПРАВЛІННЯ / METHODS NOISE-IMMUNE DATA TRANSMISSION  
IN DISTRIBUTED COMPUTERIZED CONTROL SYSTEMS**

спеціальність: 8.05010203 – Спеціалізовані комп'ютерні системи  
магістерська програма – Спеціалізовані комп'ютерні системи

Дипломна робота за освітньо-кваліфікаційним рівнем "магістр"

Виконав студент групи СКСм-21  
В.С. Білінський-Ярошович

---

Науковий керівник:  
к.т.н., ст. викладач О.М.  
Заставний

---

Дипломну роботу допущено до захисту:  
" \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

Завідувач кафедри

---

Я.М. Николаичук

Тернопіль 2017

## РЕФЕРАТ

В роботі міститься 18 ілюстрацій, 8 таблиць, 7 додатків і 28 джерела за переліком посилань. Робота виконана на 70 сторінках основного тексту.

**Мета роботи.** Метою роботи є дослідження та розробка методів завадостійкого передавання інформації в розподілених комп'ютеризованих системах управління.

**Результати роботи та їх новизна.** Новизна роботи полягає у проведених дослідженнях методів завадостійкого передавання інформації та розробці пристроїв, які дозволяють використовувати адаптивне кодування з використанням шумоподібних кодових послідовностей, що дозволяє значно збільшити завадо захищеність даних, які передаються по каналах зв'язку.

**Практична цінність** полягає у розробленні апаратних пристроїв для безпроводного передавання даних з використання шумоподібних кодових послідовностей, що дозволяє підвищити відстань передавання та завадостійкість передавання інформації

**Рекомендації по використанню результатів роботи.** Результати даної роботи можуть бути використані при проектуванні апаратних та програмних засобів комп'ютерних систем та мереж промислового призначення.

**Значущість роботи.** Дана робота розширює область застосування інформаційних технологій для завадостійкого передавання даних.

**Можливі напрямки розвитку.** Дані дослідження можуть бути продовжені в напрямку розробки засобів для підвищеної завадостійкості або підвищенню дальності зв'язку при обмеженій потужності передавача.

**Ключові слова:** шумоподібні кодові послідовності, послідовності максимальної довжини, коди Баркера, кореляційні функції.

## ABSTRACT

The given work 18 figures, 8 tables, 7 applications and 28 for source references. Work carried out on 70 pages of main text.

**Purpose.**The aim is to research and develop methods for noise-immune data transmission in distributed computer systems management.

**The results and their novelty.**The novelty of the research is conducted noise-immune information transmission methods and developing devices that allow the use of adaptive coding using a noise code sequences that can significantly increase the security of obstacle data transmitted via communication channels.

**Practical value** is designed for hardware devices with wireless data usage noise code sequences that can increase the transmission distance and noise immunity of information transfer.

**Recommendations for the use of the results.**The results of this study can be used in the design of hardware and software computer systems and networks for industrial use.

**The significance of the work.**This work extends the scope of information technology for noise-immune data transmission.

**The possible directions of development.**These studies can be continued towards the development of tools for high noise immunity or increase the communication range with limited power transmitter.

**Keywords:**spread spectrum signals, sequences of maximum length, Barker codes, correlation function.

## ЗМІСТ

Перелік умовних скорочень .....	8
Вступ.....	9
1 Аналіз методів завадостійкого кодування інформації .....	11
1.2 Області застосування завадостійкого кодування.....	14
1.3 Послідовності Баркера.....	15
1.4 Послідовності Касамі.....	18
1.5 М- Послідовності.....	19
2 Аналіз завадостійкості різних методів кодування .....	27
2.1 Аналіз кодових послідовностей шумоподібних сигналів .....	27
2.2 Дослідження властивостей різних типів шумоподібних сигналів ..	38
2.3 Дослідження двомірних шумоподібних сигналів.....	44
3 Розробка та дослідження системи безпроводного передавання даних .....	53
3.1 Аналіз мікропроцесорних комплектів для організації систем безпроводного передавання даних .....	53
3.2 Розробка прийомопередавача для безпроводного обміну даними ..	57
3.3 Розробка електричної схеми прийомопередавача .....	58
3.4 Розробка алгоритму програми для контролера керування .....	60
4 Охорона праці .....	62
4.1 Поняття про виробниче освітлення.....	62
4.2 Основні світлотехнічні величини .....	62
4.3 Системи та види виробничого освітлення.....	65
4.4 Основні вимоги до виробничого освітлення .....	68
4.5 Розрахунок виробничого освітлення.....	70

Висновки .....	70
Перелік використаних джерел .....	71
Додаток А .....	74
Додаток Б.....	83
Додаток В .....	84
Додаток Г .....	85
Додаток Д .....	86
Додаток Е .....	87
Додаток К .....	88

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

BPSK – Двійкова фазова модуляція

ССК – комплементарні коди

DPSK – відносна фазова модуляція

DSSS – передача з використанням прямої шумоподібної послідовності

FHSS – передача з використанням стрибкоподібної зміни частоти

ISI – міжсимвольна інтерференція

OFDM – ортогональним частотним розділенням з мультиплексуванням

PSK – фазовою модуляцією

QPSK – квадратурну фазову модуляцію

SST - передача з рознесенням сигналу по спектрі частот

АКФ – автокореляційна функція

АМ – амплітудна модуляція

ВКФ – взаємкореляційна функція

ВЧ – високочастотний

ЕЛС – еквівалентний лінійний степінь

ЕОМ – електронна-обчислювальна машина

НЧ – низькочастотний

ПВП – псевдовипадкові послідовності

ПЕОМ – персональна електронна обчислювальна машина

ПК – персональний комп'ютер

РЗЛЗЗ – регістр зсуву з лінійним зворотнім зв'язком

СПІ – системи передачі інформації

СРЗ – системи радіо зв'язку

ФМ – фазова модуляція

ФМПВС – фазоманіпулюючі псевдовипадкові сигнали

ФМШПС – фазоманіпулюючі шумоподібні сигнали

ЦСП – цифровий сигнальний процесор

ЧМ – частотна модуляція

## ВСТУП

**Актуальність теми.** В даний час, у зв'язку із збільшенням парку використовуваного автоматизованого обладнання і широким розвитком "безлюдних" технологій особливе значення набувають системи автоматизованого управління виробничими процесами і віддаленого збору даних. Крім того, існують ситуації, коли присутність людей в певних приміщеннях небажана, або контрольовані об'єкти розташовані на великій території і не можуть бути оперативно обслужені розумною кількістю персоналу. Для подібних застосувань все частіше використовуються системи дистанційного керування і збору даних.

Одним з можливих рішень, що дозволяють забезпечити надійний зв'язок з віддаленими об'єктами і зменшити кількість необхідного для обслуговування персоналу, є використання радіоканалу для передачі телеметричної інформації і сигналів управління. Дане рішення має цілий ряд істотних переваг перед дротовими системами. Зокрема відсутня необхідність в дорогих роботах по прокладці кабелів (які і самі по собі недешеві) до видалених об'єктів. Виключається одна з найуразливіших ланок, яка може бути легко пошкоджено, але пошук і усунення пошкоджень якого пов'язаний із значними складнощами, особливо за несприятливих погодних умов. Крім того, значно спрощується оснащення телеметричним устаткуванням мобільних об'єктів (наприклад пересувних насосних станцій або електростанцій дизеля).

Високий рівень промислових завад, насичення радіоканалів у всіх частотних діапазонах, накладення обмежень на потужність передавача зумовлює використання широкосмугових систем передавання даних зокрема технологій FHSS та DSSS. В даних системах використовується кодове розділення каналів. В якості шумоподібних сигналів (ШПС) використовуються коди Баркера, M-послідовності, кодові послідовності Уолша і т.д.. Дані послідовності та їх властивості є досить добре дослідженими, проте обмежена кількість цих кодів та зростаюча

необхідність в підвищенні заводозахищеності накладення обмежень на ширину смуги радіоканалу, необхідність збільшення швидкості передавання інформації вимагають пошуку нових ефективних кодових послідовностей.

Перспективним, є дослідження двомірних кодових послідовностей, оскільки вони дозволяють при відносно невеликій довжині коду підвищити рівень заводозахищеності системи та швидкість передавання інформації.

**Мета дослідження.** Експериментальні дослідження заводостійкості різних шумоподібних кодових послідовностей та методів їх обробки. А також розробка програмних засобів для дослідження їх заводостійкості.

**Предметом дослідження.** Шумоподібні кодові послідовності.

**Об'єктом дослідження.** Ефективність використання шумоподібних кодових послідовностей в комп'ютерних системах передавання даних.

**Методи дослідження.** Базуються на методах теорії інформації та кодування, методах проектування комп'ютерних цифрових пристроїв на ПЛІС.

**Наукова новизна одержаних результатів.** Проведено дослідження ефективності кодування інформації за допомогою шумоподібних кодових послідовностей та методи їх кореляційної обробки, що дозволило підняти ефективність передавання інформації використовуючи потрібну шумоподібну кодову послідовність в залежності від якості каналу зв'язку та необхідної швидкості передавання інформації.

**Практичне значення одержаних результатів.** Розроблено програмне забезпечення для тестування заводостійкості шумоподібних кодових послідовностей та пристрій для безпроводного передавання інформації з використанням шумоподібних кодових послідовностей.

#### **Публікації:**

1. Возна Н.Я., Пастух Т.І., Воронич А.Р., Білінський В.С //Метод розпізнавання сигналів на основі критерію ентропійно-структурної складності//Праці VIII міжнародної школи-семінару" Теорія прийняття рішень".- Ужгород, УжНУ 2016.62-63с.



## 1. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ЗАВАДОСТІЙКОГО КОДУВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ

### 1.1. Сучасні напрямки розвитку теорії та практики завадостійкого кодування.

Відповідно до розвитку теорії та практики все залежить від обраного ним критерію оцінки ефективності завадостійкого кодування. Так якщо взяти в якості критерію мінімальну складність алгоритмів кодування і декодування кодів і їх реалізацію і мінімальну вартість, то хорошим кодом може вважатися завадостійкий код, який має "хороший" алгоритм декодування (мінімальну складність алгоритму, мінімальну затримку інформації при декодуванні, корекцію помилок більше теоретичної коректує здатності)[1]. Більшість інженерів не цікавитиме перешкодостійкий код, що забезпечує максимальне значення  $0$ , якщо невідомий хороший алгоритм декодування. "Хороші" перешкодостійкі коди потребують хороших декодерів, а "добрі" алгоритми декодування знайти важко. Знайти "хороший" алгоритм декодування зараз також важливо, як і знайти "хороший" код. Пошук теоретиками нових кодів, що допускають використання відомих алгоритмів декодування, може виявитися більш успішним справою, ніж пошук нових алгоритмів декодування для відомих кодів: (останній висновок є спірним). Загалом можна відзначити, що в теорії і техніці (практиці) завадостійкого кодування головну роль відіграють два завдання: 1) побудова коду, розробка способу кодування і його реалізація; 2) аналогічно, по відношенню алгоритму декодування коду. У першому випадку при заданих  $n$  і  $k$  побудувати перешкодостійкий код, що забезпечує виконання обраних критеріїв якості завадостійкого кодування. У другому випадку - розробити алгоритм декодування, що забезпечує максимальний енергетичний виграш кодування (ЕВК) при мінімальній складності реалізації декодера[1].

Сама завадостійкість - це здатність системи здійснювати прийом інформації в умовах наявності перешкод в лінії зв'язку і спотворень у

внутрішніх апаратних трактах. Перешкодостійкість забезпечує надійність і достовірність переданої інформації (даних).

Передача даних в обчислювальних системах чутлива до малої частки. Одиночна помилка може істотно порушити процес обчислень. Найбільш часто помилки з'являються в УВВ, шинах, пристроях пам'яті. УВВ містять велику кількість елементів, помилки обумовлюються старінням елементів, погіршенням якості електричних з'єднань. Значна частина помилок доводиться на ОП, внаслідок відмови окремих ІС або всієї ІС, помилок пов'язаних з флуктуацією напруги харчування використовують зворотний зв'язок і ті які використовують його[1].

Враховуючи це у першому випадку на передаючій стороні передаванні дані кодуються одним з відомих кодів яке слугує виправленням помилок. На приймальній стороні відповідно здійснюється декодування інформації, що приймається, і виправлення знайдених помилок. Корегувальна можливість коду, що застосовується, залежить від числа надмірних бітів, що генеруються кодером. Якщо надмірність, що вноситься, невелика, існує небезпека того, що дані, що приймаються, міститимуть не знайдені помилки, які можуть привести до помилок в роботі прикладного процесу. Як що ж використовувати код з високою коригувальною здатністю (великою надмірністю), то це приведе до необґрунтовано низької реальної швидкості передачі даних.

У системах із зворотним зв'язком застосовуються процедури виявлення помилок і пере запиту, звані також вирішальним зворотним зв'язком або виявленням помилок з автоматичним запитом повторення (АЗП, ARQ – Automatic Repeat Request). В цьому випадку код застосовується тільки в режимі виявлення помилок, що дозволяє досягти дуже низької імовірності не знайденої помилки (до  $10^{-6}$  ÷  $10^{-12}$ ) при незначному рівні надмірності, що вводиться[2].

При передачі даних в сучасних комп'ютеризованих системах управління найширше застосування знайшов другий підхід, заснований на використанні методів ARQ. Значне збільшення інформаційних потоків,

циркулюючих в системах зв'язку, ускладнення процесів, пов'язаних з проміжною обробкою даних, висуває особливо жорсткі вимоги до забезпечення високої завадостійкості інформації, що приймається. Всю множину методів захисту від помилок можна розділити на дві групи: методи, що не використовують зворотний зв'язок і що використовують його.[2] У першому випадку на передаючій стороні передаванні дані кодується одним з відомих кодів з виправленням помилок. На приймальній стороні відповідно здійснюється декодування інформації, що приймається, і виправлення знайдених помилок. Коригувальна можливість коду, що застосовується, залежить від числа надмірних бітів, що генеруються кодером. Якщо надмірність, що вноситься, невелика, існує небезпека того, що дані, що приймаються, міститимуть не знайдені помилки, які можуть привести до помилок в роботі прикладного процесу. Якщо ж використовувати код з високою коригувальною здатністю (великою надмірністю), то це приведе до необґрунтовано низької реальної швидкості передачі даних. У системах із зворотним зв'язком застосовуються процедури виявлення помилок і пере запиту, звані також вирішальним зворотним зв'язком або виявленням помилок з автоматичним запитом повторення (АЗП, ARQ – Automatic Repeat Request).[2] В цьому випадку код застосовується тільки в режимі виявлення помилок, що дозволяє досягти дуже низької імовірності не знайденої помилки (до  $10^{-6} \div 10^{-12}$ ) при незначному рівні надмірності, що вводиться. При передачі даних в сучасних комп'ютерних мережах найширше застосування знайшов другий підхід, заснований на використанні методів ARQ.

Іноді також застосовується комбінація двох розглянутих підходів, яка полягає в реалізації на передаючій стороні спочатку кодування з виявленням помилок, а потім кодування кодом з виправленням помилок. Такі методи гібридного ARQ особливо ефективні при передачі даних по каналах дуже низької якості. Для виявлення помилок в передачі даних застосовують різні методи[3].

До них відносяться:

- символний контроль парності (використовуваний при передачі по порту RS-232);
- поблочний контроль парності;
- розрахунок контрольної суми;
- контроль циклічним надмірним кодом (CRC).

Реалізація перших трьох методів відносно проста. Однак, нездатність цих методів виявляти скупчені помилки обмежує їх застосовність. CRC-контроль є могутнішим методом виявлення помилок і використовується для виявлення помилок на рівні блоків даних. При CRC-контролі великий набір всіх можливих двійкових чисел відображається на менший набір всіх можливих CRC. Обчислення перевірочних символів при CRC-контролі засноване на розподілі інформаційних многочленів на многочлен, що породжує. При виборі полінома, що породжує, керуються бажаною розрядністю залишку і його здатністю виявляти помилки[3]. Ряд поліномів, що породжують, прийнятий міжнародними організаціями як стандарти.

## 1.2 Області застосування завадостійкого кодування

Розвиток завадостійкого кодування спочатку стимулювалося завданнями електрозв'язку, а тому багато термінів теорії завадостійкого кодування взяті з теорії електрозв'язку. Однак в даний час завадостійке кодування широко використовується в багатьох інших областях техніки а найбільше компютеризованих системах управління. Наприклад, в системах обробки інформації (в системах ЕОМ), в пристроях пам'яті ЕОМ, в системах запису на магнітні стрічки (МЛ), диски (МД), компакт-диски, в БІС і НВІС . Завадостійке кодування використовується в системах управління ракетами, в системах стиснення інформації.. Застосування завадостійкого кодування до завдань електрозв'язку в даний час має найрізноманітніший характер.[3] Наприклад, завадостійке кодування може використовуватися для отримання надійного зв'язку навіть тоді, коли потужність сигналу близька до потужності теплових шумів. Крім того, оскільки електромагнітний спектр

все більше і більше заповнюється сигналами, то завадостійке кодування може забезпечити ПІ з заданою якістю (достовірністю) при наявності між символних спотворень (МСІ). У військових системах зв'язку завадостійке кодування часто застосовують для захисту інформації проти навмисних перешкод. Дуже важливим є застосування завадостійкого кодування в супутникових системах зв'язку (ССС), так як завадостійке кодування дозволяє зменшити  $P_c$  / РШ на вході приймача супутника зв'язку (СС) і тим самим зменшити вагу супутника зв'язку (СС) і, отже, зменшити вартість запуску СС, або залишивши вага СС колишнім можна збільшити його функціональні можливості. Дуже важливим є застосування завадостійкого кодування в системах і мережах ЕОМ, так як в таких системах і мережах навіть поодинокі помилки можуть порушити програму обчислень. Дуже важливим і ефективним є застосування завадостійкого кодування в системах запису інформації на МЛ, МД, так як це дозволяє збільшити щільність запису інформації на 1 мм<sup>2</sup> площі носія інформації і, отже, записати більший обсяг інформації.[4] Ефективне застосування завадостійкого кодування може знайти в системах управління (автопілот, цифрові системи управління ракетами, літаками та багато інших, в радарних системах як повітряного, так і наземного базування, в медичних системах, в локальних мережах (ЛЗ).

### 1.3 Послідовності Баркера

Послідовність Баркера - це числова послідовність  $a_1, a_2, \dots, a_N$ , де

кожен елемент дорівнює +1 або -1, причому [19,23] 
$$\left| \sum_{j=1}^{N-v} a_j a_{j+v} \right| \leq 1$$
 для всіх  $1 \leq v < N$ .

Послідовності Баркера мають мінімальний рівень бічних пелюсток автокореляційної функції  $1/N$ . [4]

Послідовність Баркера з 11 членами використовується в цифрових системах передачі даних.

Чіпових послідовностей, що відповідають зазначеним вимогам автокореляції, існує досить багато, але для нас особливий інтерес представляють так звані коди Баркера, оскільки саме вони використовуються в протоколі 802.11. Коди Баркера мають найкращі серед відомих псевдовипадкових послідовностей властивостями звуко подібного, що і зумовило їх широке застосування.[5]

У протоколах сімейства 802.11 використовується код Баркера завдовжки в 11 чіпів (11100010010).

Для того щоб передати сигнал логічна одиниця передається прямий послідовністю Баркера, а логічний нуль – інверсною послідовністю.

Псевдовипадкові послідовності з малим значенням аперіодичної АКФ здатні забезпечити синхронізацію переданих і прийнятих сигналів за досить короткий проміжок часу, зазвичай рівний довжині самої послідовності. Найбільшу популярність здобули такі послідовності Баркера (табл. 1.1).[5]

Ефективність послідовностей з аперіодичної АКФ прийнято оцінювати показником якості  $F$ , який визначається як відношення квадратів синфазних складових сигналу до суми квадратів його розфасованих складових. Таким чином, мірою ефективності аперіодичної кореляційної двійкової послідовності є показник якості.

Таблиця 1.1

Структура послідовності Баркера ( $N = 7, 11, 13$ )

Довжина	Вид послідовності	Показник якості
7	+1 +1 +1 -1 -1 +1 -1	9,85
11	+1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 +1 -1	12.1
13	+1 +1 +1 +1 +1 -1 -1 +1 +1 -1 +1 -1 +1	14.08

Можливо, найбільш відоме сімейство фазокодованих послідовностей були названими в честь їхнього творця Р.Баркера.

Бінарна кодова послідовність Баркера складається із символів  $\pm 1$  і характеризується нормованою автокореляційною функцією вигляду

$$f(x) = \begin{cases} 1, & \tau = 0 \\ 0, & \tau = 2l + 1 \\ \pm \frac{1}{N}, & \tau = 2l \end{cases}$$

де  $l = 0, 1, \dots, (n-1)/2$ , знак в останньому рядку залежить від довжини послідовності  $N$ .

Вченими було доведено, що не існує послідовності Баркера непарної довжини яка перевершить 13. Бінарні коди Баркера існують лише для довжини  $N=2,3,4,5,7,11,13$ . А також, не існує кодів Баркера парної довжини при  $N>13$ .

Це в свою чергу дозволило вказати на наступну властивість автокореляційної функції:

$$C_A(\tau) + C_A(\tau - N) = 0$$

для кожного значення  $\tau$ , задовільнений вираз  $0 < \tau < N$ .

Якщо існує бінарний код Баркера парної довжини  $N > 4$ , то довжина коду повинна бути записана у вигляді  $N = 4k^2$ , де  $k$  – деяке ціле, яке не являється степенем простого числа. Дана властивість заключає на доказах для парних довжин  $N$  при  $13 < N < 4 < 552 = 12100$ . [5]

Якщо існує код Баркера парної довжини  $N$ , тоді  $N$  не повинне утримувати простих дільників конгруентних 3 по модулю 4.

У 1992 році в роботі Eliahou S., Kervaire M., діапазон довжин неіснуючих кодів Баркера був розширений до значення  $N=1898884$ . Новий крок у вивченні був зроблений завдяки роботі Шмідта, в якій був запропонований метод спуску в поле, для обмеження можливих рішень рівнянь вигляду:

$$X\bar{X} = niX \in Z \left[ \exp \left( \frac{2\pi\sqrt{-1}}{m} \right) \right]$$

де верхня межа означає комплексне сполучення, а  $n, m$  – позитивні цілі вигляду  $4n=m=N$ . В результаті було показано, що не існує бінарних кодів Баркера парних довжин в діапазоні  $13 < N \leq 4 \times 1012$ .

Доопрацювання методу спуску в поля, дали подальше збільшення діапазону не існування кодів Баркера парної довжини  $13 < N \leq 1022$ . На сьогоднішній день рекордна ширина діапазону не існування бінарних кодів

Баркера не парних довжин отримана Mossinghoff в 2009 році: верхня межа діапазону складає 21030. Це означає, що не існує кодів Баркера парних довжин в діапазоні  $13 < N < 2 \times 1030$ . [6]

#### 1.4 Послідовності Касамі

Послідовності Касамі формуються аналогічною послідовностям Голда з використанням процедур децимації  $m$ -послідовностей, комбінованої обробки послідовностей Голда і наборів уже сформованих послідовностей Касамі.

Кодові послідовності Касамі формуються за допомогою трьох послідовних зсувних реєстрів з різними зворотними зв'язками, кожна з яких формує свою  $m$ -послідовність [7]. Ці послідовності цікаві тим, що їх максимальна взаємно кореляційна функція для малого набору Касамі становить:

$$R_{max} \leq \frac{2^{\frac{k}{2}} - 1}{L}$$

Для великого набору:

$$R_{max} = \frac{2^{\frac{k}{2}} - 1}{L}$$

Кількість послідовностей Касамі дорівнює

$$N = \sqrt{L + 1}$$

Сімейство кодів Касамі містить  $2^k$  послідовностей з періодом  $2^{n-1}$ . Вони вважаються оптимальними в тому сенсі, що для будь-якої «кращої» пари забезпечується максимальне значення автокореляційної функції, рівне  $(1 + 2^k)$ .

Припустимо,  $M$ -послідовності  $a$  і  $a'$  отримані шляхом децимації послідовності  $a$  через  $2^p / 2 + 1$  і  $2^p (a + 2) / 2 + 1$  елементів відповідно. Тоді великому множині Касамі належать всі послідовності, отримані складанням по модулю два трьох послідовностей  $a$ ,  $a'$  і  $a''$ , з урахуванням всіх можливих циклічних зрушень  $a'$  і  $a''$ . Загальна кількість таких послідовностей складає  $M = 23^p / 2$  при  $p \equiv 0 \pmod{4}$  і  $M = 23^{p+1} / 2 + 2^p / 2$  при  $p \equiv 2 \pmod{4}$ . Авто і



взаємно кореляційні функції послідовностей з величезної кількості Касамі приймають п'ять значень:  $\{-1, -1 \pm 2^{-m/2}, -1 \pm 2^{-(m-1)/2} + 1\}$ . [7]

Кодові послідовності Касамі реалізуються за допомогою трьох послідовно включених регістрів зсуву ( $u$ ,  $v$  і  $w$ ) з різними зворотними зв'язками (рис.1.2), кожен з яких формує свою  $m$ -послідовність. Щоб отримати кодові послідовності Касамі з заданими властивостями, послідовності  $v$  і  $w$  повинні мати різні зсуви.

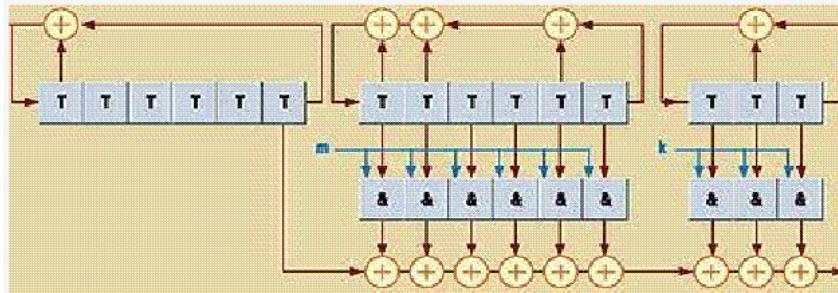


Рис 1.2 - Генератор кодів Касамі типу kas (6, m, k)

### 1.5 М- Послідовності

М-послідовності або послідовності максимальної довжини (англ. Maximum length sequence, MLS) - псевдовипадкові послідовності, що знайшли широке застосування в широкосмугових системах зв'язку [1-5]. Як правило, використовуються двійкові М-послідовності, члени яких складаються з чисел 1 і 0. [8]

Одне з найбільш простих і надзвичайно ефективних засобів генерації двійкових детермінованих послідовностей - використання регістру зсуву (РС). Послідовність на виході  $n$ -розрядного РС зі зворотним зв'язком завжди періодична, причому її період  $n$  (число тактів, через яке схема повертається в початковий стан) не перевищує  $2^n$ .

Теоретично, використовуючи  $n$ -розрядний регістр і відповідним чином підбрану логіку зворотного зв'язку, можна отримати послідовність будь-якої довжини  $N$  в межах від 1 до  $2^n$  включно. Послідовність максимальної довжини, або  $m$ -послідовність, буде мати період  $2^{n-1}$ .

Властивості М-послідовності[5]. М-послідовності володіють рядом властивостей, які використовуються для побудови автокореляційної функції:

1. Число символів в періоді послідовності максимальної довжини або період послідовності визначається так:

$$L = p^n - 1$$

де  $n$  – степінь многочлена;  $p$  – основа системи чи модуля.

Наприклад, при  $p=3$ ,  $n=3$  одна із послідовностей періоду  $L=26$  має вигляд:

0,11100202122102220010121120,1110

Серед нульових послідовностей можуть бути послідовності різного періоду, однак М-послідовності мають найбільш чи максимально можливий період.

На рисунку 1.3,а зображено схему, в якій кожному символу вихідної послідовності відповідає відповідний стан системи, котра її генерує. Якщо стан схеми почне повторюватись, то повторюється і вихідні символи, тому період схеми рівний періоду послідовності.[8] Період схеми називають число трактів, через котрі вона повертається в початковий стан. Звідси слідує, що генератор М – послідовності повинен мати максимально можливий період і в процесі генерування проходить через всі можливі стани. Оскільки число комірок регістру зсуву, на базі якого побудований генератор, рівне  $n$ , то для бінарних систем число таких станів дорівнює  $2^n$ . Відкидаючи нульовий стан, коли у всіх комірках утримується значення 0 (рис.1.3,в) отримуємо, що максимально можливий період схеми дорівнює  $L = 2^n - 1$ , наприклад для схеми, зображеній на рисунку 1.3,б, з генеруючою послідовністю періоду  $L = 2^4 - 1 = 15$  отримуємо ...00011101011001, 000, ..., .

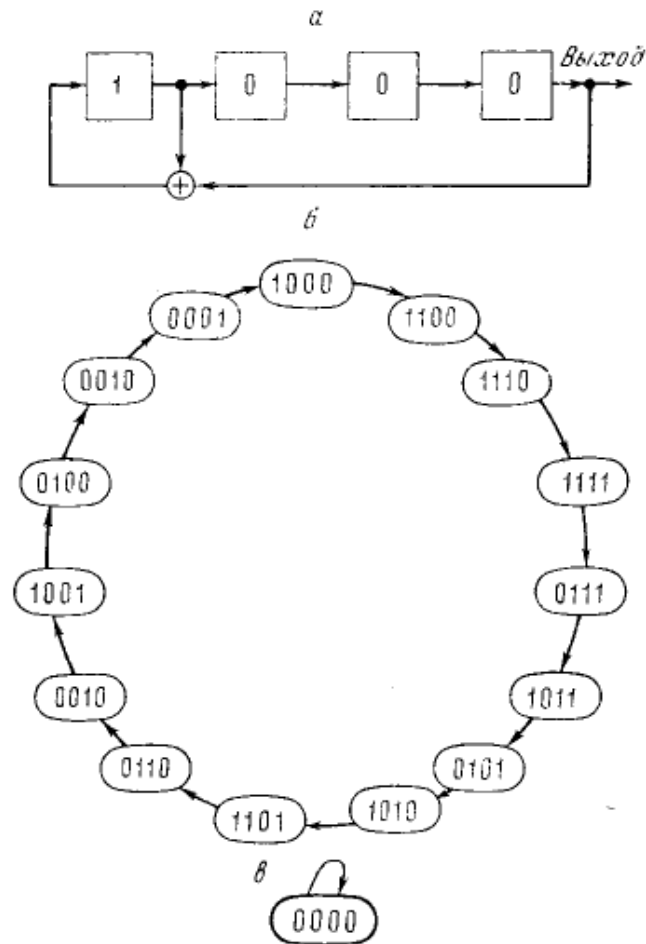


Рис. 1.3 – Схема і діаграма стану для многочлена  $\varphi(x) = 1 + x^3 + x^4$

Із проведених роздумів слідує, що вид послідовності і її період не залежить від початкового стану схеми, якщо виключити нульовий стан. З рисунку 1.3 слідує наступне, що для системи з чітким модулем довжина періоду завжди непарна, а для систем з непарним модулем – довжина модуля парна.

2. В М-послідовностях утримуються всі  $n$ -значні комбінації  $p$ -символів, окрім нульового.

Дана властивість являється результатом п.1. Якщо в двійковій послідовності, генеруючої схеми (рис.1.3),

...,000111101 0 1 1 0 0 1,0 0 0 11  
123456789101112131415161718, ...,

позначити кожний розряд відповідним числом, то отримаємо наступні комбінації символів, отриманих в послідовності (див. табл. 1.2).

Таблиця 1.2

Комбінації символів отримані генератором М - послідовності

Комбінація	Розряди	Комбінація	Розряди
0001	1-4	1010	9-12
0011	2-5	0100	10-13
0111	3-6	1100	11-14
1111	4-7	1001	12-15
1110	5-8	0010	13-16
1101	6-9	0100	14-17
1010	7-10	1000	15-18
0101	8-11	-	-

Як видно з таблиці 1.2, в М-послідовності немає тільки n-значної комбінації, яка складається лише з одних 0. В будь-якому випадку, коли період схеми не максимальний то послідовність містить не всі комбінації і, відповідно, вид послідовності визначається початковим станом схеми.

М-послідовність прийнято називати псевдовипадковими послідовностями. Розглянемо причини, які стали основою такої назви. Випадковою послідовністю називається така послідовність, появи нових символів в якій відбувається випадково.[9] Для генераторів таких послідовностей неможливо завчасно з достовірністю визначити вихідний символ. Випадкова послідовність, як і випадкова функція, характеризується певним законом розподілення, а також відповідними числовими характеристиками. Знаючи ці характеристики, можемо апріорі (з деякою вірогідністю) передбачити появлення символів послідовності. Очевидно, даним законам розподілення підкорюються реалізації випадкових послідовностей.

Для випадкових послідовностей, по-перше, характерна випадковість появи символів в процесі генерування у відповідності з деякими апріорними показниками і, по-друге, достатньо довгі реалізації випадкових послідовностей повинні задовільнити цією відомістю, тому певному розумінні апостерні дані повинні співпадати з апріорними. Тому будь-яку послідовність можна розглядати як реалізацію випадкової послідовності, відволікаючись від того, яким чином вона була отримана. Виявляється,

якщо так оцінити М-послідовності, то вони володіють властивостями реалізації випадкових послідовностей.

Для симетричних бінарних випадкових послідовностей, справедлива так звана властивість балансу, яка полягає в тому, що 1 і 0 зустрічаються в послідовності рівномірно часто. Якщо розглянемо М-послідовності, наприклад, ...00011101011001, 000, ..., то побачимо, що вони практично задовільні властивістю балансу, так як в них число 1 тільки на одиницю більше числа нулів для послідовності будь-якого періоду.[9]

3. Число не нульових однакових символів в періоді послідовності дорівнює  $p^{n-1}$  і число нульових символів рівне  $p^{n-1}-1$ .

Наприклад, в послідовності 0,11100202122102220010121120,1110, вміщується по 9 одиничних і двійкових символів, а число нульових символів – 8. Із цієї властивості випливає, що в бінарних послідовностях одиничних символів в періоді завжди на 1 більше, ніж нульових.

Дальше, назвемо комбінації, що складаються з таких самих між собою (які слідуєть один за одним) символів, серіями. У випадкових послідовностях частота появи серії повинна зменшуватись з збільшенням числа символів в серії чи її значення.

4. В періоді М-послідовності з загального числа  $2^{n-1}$  серій  $2^{n-2}$  вміщують один символ,  $2^{n-3}$  – два символи,  $2^{n-4}$  – три символи і ще набагато більше, поки це число не стане рівним 1.

Наприклад, в періоді  $L = 2^n - 1 = 31 (n = 5)$  послідовності вміщується 15 серій. З них вісім (4,5,7,9,10,11,12,14) мають тільки по одному символі, чотири (2,3,6,15) – по два символи, два (13,11) – по три символи і одна серія (8) – чотири символи. Серед всіх серій рівно половина одиничних (1,3,5,7,9,11,13,15), а друга половина – нульових. При фіксованому значенні серії буде також однакоє число нульових та одиничних серій, за виключенням того випадку, коли число символів в серії рівне  $n$  і  $n-1$ . Існує лише одна серія (8) з  $n-1$  нульових символів і одна серія (1) з  $n$  одиничних.

Накінець, розглянемо одну з кореляційних властивостей випадкових послідовностей. Якщо по кожному порівняти яку-небудь випадкову

послідовність з такою ж послідовністю, алезсунутою на будь яке число розрядів, то число випадкових символів у вірогідному розумінні рівне числу не випадкових. Аналогічне порівняння М-послідовностей показує, що вони задовільнили цю властивість, оскільки для них справедлива наступна властивість.[10]

5. Сума по модулю  $p$  М-послідовності з тією ж послідовністю, алезсунутою на будь-яке число розрядів, крім числа, рівного періоду, являється послідовністю максимального періоду того ж виду, але котра має інший зсув.

Наприклад при додаванні послідовностей ...00011101011001, 000, ..., з різними зсувами отримаємо

Дана властивість М-послідовностей показує особливий інтерес по тій причині, що лише вона забезпечує такі функції авто- і взаємо- кореляції, котрі нагадують кореляційні функції шуму, і робить М-послідовності корисними для вимірювання параметрів руху і передачі інформації.

При додаванні по модулю 2 двох випадкових бінарних послідовностей, очевидно, повинна з'явитися випадкова послідовність. Як бачимо, М-послідовність задовільнила й цю властивість, оскільки в результаті додавання двох М-послідовностей отримуємо ідентичну М-послідовність, але що має інший зсув в часі у порівнянні з розглянутими.

Таким чином, М-послідовності відповідають всім основним властивостям реалізації випадкових послідовностей, при цьому чим більше довжина періоду, тим більше М-послідовності походять на реалізації випадкових послідовностей. Однак, через те, що вони мають не випадкову природу генерування, їх називають не випадковими, а псевдовипадковими послідовностями.

6.Послідовність, отримана в результаті сумування М-послідовностей різних періодів, також періодична, причому довжина періоду рівна

найменшому загальному періоду сумуючих послідовностей. Наприклад, при додаванні послідовностей з  $L=3$  і  $L=7$  отримаємо послідовність з періодом, рівним 21. Очевидно, що результат доданку не являється  $M$ -послідовністю[7]

$$\begin{array}{r} 110110110110110110110110110 \\ +110100111010011101001110100 \\ \hline 000100001100101011111000010 \end{array}$$

Дана властивість справедлива також при додаванні не тільки двох но й будьякого іншого числа послідовностей.

При передачі інформації кожне повідомлення кодується в вигляді послідовності певних символів, наприклад двійкових. Розглянемо, один із можливих принципів передачі інформації з допомогою  $M$ -послідовностей. Нехай потрібно передати 7 повідомлень (табл. 1.3).

Таблиця 1.3

Кодування інформації за допомогою  $M$  - послідовності

Повідомлення	Кодова комбінація	Позиція
1	1110100	1-7
2	0111010	7-13
3	0011101	6-12
4	1001110	5-11
5	0100111	4-10
6	1010011	3-9
7	1101001	2-8

Представимо кожне повідомлення послідовністю бінарних цифр, як показано нижче:

111010011 1 0 1 0 0

123456789 10 11 12 13 14

Наведений код в подальшому будем називати  $M$  –кодом, або кодом максимального періоду.

Як видно з таблиці, кожна кодова комбінація є частиною періодичної послідовності максимального періоду.

Завадостійкість залежить від коефіцієнту взаємкореляції між двома кодovими комбінаціями, що визначаються як різниця між числом позицій  $L$ - $d_k$ , на яких символи співпадають, і числом  $d_k$  позицій, на яких символи розрізняються, віднесено до загального числа позицій:[4]

$$\lambda_{ij} = \frac{L - 2d_k}{L}$$

7. Коефіцієнт взаємо кореляції коду максимального періоду

$$\lambda_{ij} = \begin{cases} 1, & i = j \\ -\frac{1}{L}, & i \neq j \end{cases}$$

Вище було показано, що мінімально можливе значення  $\lambda_{ij}$  для непарного  $M$  рівне  $-1/M$ , якщо  $i \neq j$ .

При заданій надійності передачі повідомлення і інших рівних умов система, що має більш відмінну функцію, здатна працювати при найменшому співвідношенні сигнал/шум і забезпечити зв'язок на мінімально можливу відстань, так як володіє максимально потенціальною завадостійкістю при впливі активного білого Гаусового шуму.

Відповідно, сигнали, отримані з допомогою  $M$ -послідовностей, мають практично максимальну потенціальну завадостійкість, оскільки для них  $M=L$ .



## 2. АНАЛІЗ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ РІЗНИХ МЕТОДІВ КОДУВАННЯ

### 2.1 Аналіз кодових послідовностей шумоподібних сигналів

Розширення спектру полягає в множенні (застосуванні виключного АБО) вхідних даних на код розширення [6]. При цьому швидкість передачі даних для коду розширення більше швидкості передачі вхідної інформації. Звуження після отримання сигналу робиться за допомогою коду розширення, точно синхронізованого з прийнятим сигналом.

Швидкість передачі даних сигналу рівна швидкості передачі послідовності розширення, отже, збільшується швидкість передачі даних сигналу, а це вимагає збільшення ширини смуги. Крім того, зростає надмірність системи. Коди розширення вибираються так, щоб результуючий сигнал був шумоподібним; отже, код розширення повинен містити приблизно рівне число нулів і одиниць. Якщо коди розширення використовуються в середовищі CDMA, існує додаткова вимога — відсутність кореляції з іншими сигналами що використовуються в системі [1]. При отриманні безлічі сигналів, кожний з яких характеризується індивідуальним кодом розширення, необхідно, щоб приймач міг розшифрувати окремий сигнал, використавши відповідний код. Сигнали з розширеним спектром не повинні корелювати між собою, щоб всі сигнали, за винятком шуканого, були подібні шуму, що дозволить уникнути інтерференції при звуженні певного сигналу. Внаслідок введення високої надмірності при розширенні звуження дозволяє справитися з інтерференцією із сторонніми сигналами, які присутні в тій же смузі.

Існує дві категорії послідовностей розширення спектру: ортогональні коди і псевдовипадкові послідовності. Псевдовипадкові послідовності звичайно застосовуються в системах FHSS і DSSS, що не використовують схему CDMA. У системах DSSS з CDMA використовуються як псевдовипадкові послідовності, так і ортогональні коди. Обидва названі підходи розглянуті нижче.

В ідеальному випадку послідовність розширення спектру є випадковий ряд двійкових одиниць і нулів. В той же час, оскільки приймач і передавач повинні мати копії коду, генерування послідовності розширення спектру повинне бути передбаченим.[10] При цьому послідовність повинна володіти властивостями випадкового ряду чисел. Дані вимоги можуть бути виконані за допомогою генератора псевдовипадкових чисел, що створює повторювану періодичну послідовність, що володіє властивостями випадкового ряду.

Псевдовипадкові послідовності генерує алгоритм, в якому використовується деяке початкове число. Алгоритм є детермінованим, числа, що генеруються, не є статистично випадковими. В той же час при достатньо хорошому алгоритмі послідовність чисел, що виходить, успішно пройде багато розумних тестів на випадковість, подібні числа часто називають псевдовипадковими. Важливим є те, що передбачити послідовність без знання алгоритму і початкового числа неможливо. Отже, успішно декодувати сигнал зможе тільки приймач, що спільно з передавачем володіє потрібною інформацією.

Дві найбільш важливі властивості псевдовипадкових послідовностей — непередбачуваність і випадковість [8].

При генерації послідовності псевдовипадкових чисел традиційним завданням є забезпечення відповідності цієї послідовності чітко певним критеріям випадковості. Два приведені нижче критеріїв використовуються для підтвердження випадкового характеру числових послідовностей.

Рівномірний розподіл. Розподіл чисел послідовності повинен бути рівномірним; тобто всі числа послідовності повинні з'являтися з приблизно однаковою частотою. Для послідовності двійкових чисел дане визначення необхідно розширити, оскільки членами послідовності є тільки два числа (0 і 1). У загальному випадку бажаними є такі властивості.

Властивість балансу. У довгій послідовності кількість двійкових одиниць повинна наближатися до  $1/2$  від загального числа.

Серійність. Серією (run) називають послідовність, що повністю складається з двійкових нулів або одиниць. Поява іншої цифри означає початок нової серії. Довжина приблизно половини всіх серій повинна дорівнювати 1; чверть всіх серій повинні мати довжину 2; одна восьма — довжину 3 .

Незалежність. Жодне з чисел послідовності не може бути одержане за допомогою інших чисел, що також належать послідовності.

Хоча критерії відповідності числової послідовності якому-небудь виду статистичного розподілу (наприклад, рівномірному) визначені досить чітко, критеріїв незалежності членів послідовності не існує. Втім, за допомогою певних тестів можна показати, що члени послідовності не є незалежними. У загальному випадку такі тести проводяться до тих пір, поки не з'явиться достатня упевненість в тому, що елементи послідовності незалежні.[11]

Властивість кореляції. Якщо певний проміжок послідовності періодично порівнюється з циклічним зсувом цього ж проміжку, то різниця числа збігів і числа неспівпадань не повинна перевищувати 1.

Генератор псевдовипадкових чисел, який використовується в системі розширеного спектру, звичайно складається з контура виключного АБО і лінійного регістра зсуву із зворотним зв'язком (linear feedback shift register — LFSR). Фактично регістр LFSR є ланцюгом 1-бітових елементів пам'яті. Кожен елемент має лінію виходу, яка надає інформацію про поточне значення, що зберігається, а також лінію вводу. Через дискретні проміжки часу (такти) поточне значення елемента пам'яті замінюється значенням з лінії вводу. Весь регістр LFSR синхронізований, тому на кожному такті відбувається 1-бітовий зсув всього регістра.

Реалізація контура виглядає таким чином:

1. LFSR містить  $n$  біт;
2. присутні контури виключного АБО: від 1 до  $(n - 1)$ ;
3. наявність або відсутність контура відповідає наявності або відсутності відповідного члена породжуючого многочлена  $P(X)$ , виключаючи член  $X^n$ .

Для опису псевдовипадкового регістра LFSR використовуються два еквівалентні методи. Генератор можна розглядати як реалізацію суми (по схемі виключного АБО) членів:

$$B_n = A_0 B_0 \otimes A_1 B_1 \otimes A_2 B_2 \otimes \dots \otimes A_{n-1} B_{n-1} \quad (2.1)$$

На рис. 2.1 графічно зображено рівняння (2.1). На практиці при створенні регістра контури множення не використовуються; натомість для  $A_i=0$  видаляється відповідний контур виключного АБО. На рис. 7.13, а наводиться приклад 4-бітового регістра LFSR, що реалізовує наступне рівняння:

$$B_3 = B_0 \otimes B_1 \quad (2.2)$$

Використання регістра зсуву має декілька переваг. Послідовності, створені LFSR, можуть виглядати майже випадковими протягом достатньо великого проміжку часу, що допомагає зробити сигнал подібним шуму.[11] Регістри LFSR легко реалізувати на апаратному рівні, вони працюють з достатньо високими швидкостями; це важливо, оскільки швидкість розширення більше швидкості передачі даних.

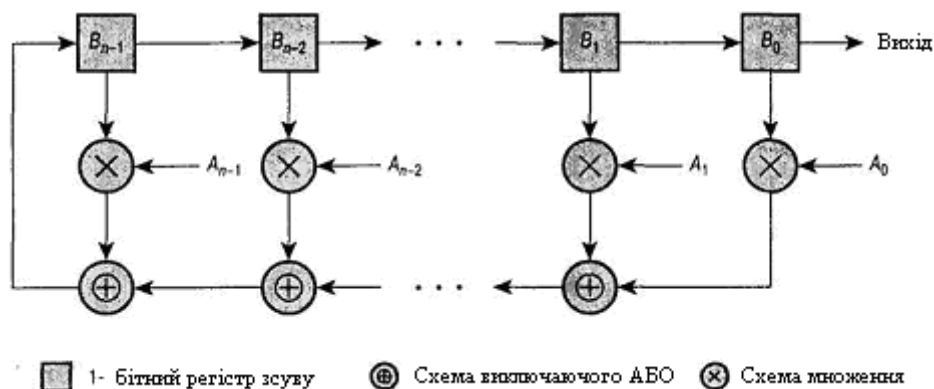


Рис. 2.1 – Генератор двійкових послідовностей з використанням лінійного регістра зсуву із зворотним зв'язком

Можна довести, що вихідний сигнал LFSR є періодичним з максимальним періодом  $N=2^n-1$ . Послідовність, що повністю складається з нулів, може виникнути, тільки якщо початковий вміст всіх розрядів регістра LFSR рівний нулю або всі коефіцієнти в рівнянні (2.1) рівні нулю (відсутній зворотний зв'язок).[12] Завжди можна знайти таку конфігурацію зворотного зв'язку, що період буде рівний  $N$ ; послідовності, що згенерували у такому разі, називають послідовностями максимальної довжини (maximal-length sequences), або  $m$ - послідовностями.

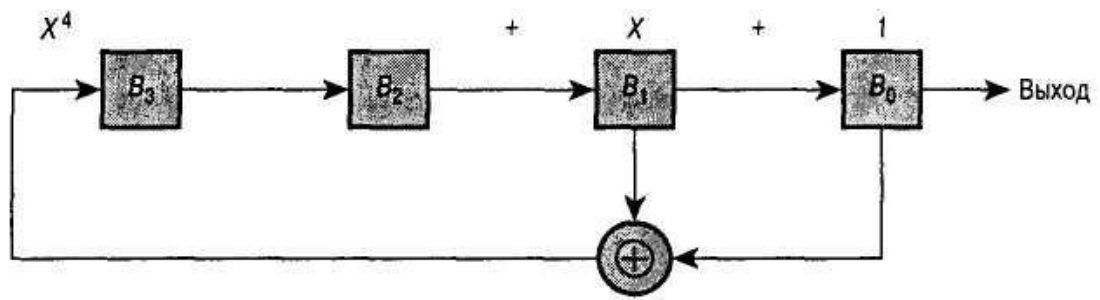
На рисунку 2.2б показана генерація  $m$ -послідовності контуром LFSR, який зображений на рисунку 2.2а. Регістр LFSR реалізує рівняння (2.2) з початковим станом 1000 ( $B_3=1; B_2=0; B_1=0; B_0=0$ ). На рисунку 2.2б є таблиця, в якій показано вміст LFSR в різні моменти часу. Кожен рядок таблиці відповідає поточним значенням, які зберігаються в чотирьох елементах регістру. Крім того, вказаний вихід контура виключного АБО. Останній стовпець містить значення вихідного біта,  $B_0$ . Слід відзначити, що вихідна послідовність повторюється з періодом 15 біт. Період послідовності (рівний довжині  $m$ -послідовності) можна обчислити таким чином:  $15=2^4-1$ . При різних початкових станах регістру створення  $m$ -послідовності починається з різних точок, але сама вона не міняється.

Декілька властивостей  $m$ -послідовностей роблять їх переважними для використання в системах розширеного спектру.

Властивість 1. Будь-яка  $m$ -послідовність містить  $2^n-1$  одиниць і  $2^n-1$  нулів.

Властивість 2. Якщо переміщати вікно завдовжки  $p$  уздовж вихідної послідовності, то за  $N$  зсувів (де  $N = 2^n-1$ ) кожна послідовність, що складається з  $p$  елементів (виключаючи послідовність з одних нулів), з'явиться рівно один раз.[13]

Властивість 3. Будь-яка  $m$ -послідовність містить: одну серію одиниць завдовжки  $p$ ; одну серію нулів завдовжки  $p-1$ ; по одній серії нулів і одиниць завдовжки  $p-2$ ; по дві серії нулів і одиниць завдовжки  $p-3$ ; і, в загальному випадку, по  $2^n-3$  серії нулів і одиниць довжиною 1.



а) Реалізація регістру зсуву

Стан	$B_3$	$B_2$	$B_1$	$B_0$	$B_0 \oplus B_1$	Вихід
Вихідний = 0	1	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	1	0
3	1	0	0	1	1	1
4	1	1	0	0	0	0
5	0	1	1	0	1	0
6	1	0	1	1	0	1
7	0	1	0	1	1	1
8	1	0	1	0	1	0
9	1	1	0	1	1	1
10	1	1	1	0	1	0
11	1	1	1	1	0	1
12	0	1	1	1	0	1
13	0	0	1	1	0	1
14	0	0	0	1	1	1
15 = 0	1	0	0	0	0	0

б) Приклад для вихідного стану 1000

Рис. 2.2 – Контур з регістрами зсуву для генерації псевдовипадкової послідовності

Для безлічі систем зв'язку послідовність нулів і одиниць замінюється послідовністю  $\pm 1$ , при цьому двійковий нуль представляється  $-1$ , а двійкова одиниця  $- 1^5$ . За визначенням періодичну автокореляційну функцію одержаної послідовності можна записати у такому вигляді:

$$R(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N B_k B_{k-\tau} \quad (2.3)$$

Тоді можна додати наступну властивість.

Властивість 4. Періодична автокореляційна функція  $m$ -послідовності, що складається з  $\pm 1$ , має такий вигляд:

$$R(\tau) = \begin{cases} 1 & \tau = 0, n, 2N, \dots \\ -\frac{1}{N} & \text{в іншому випадку} \end{cases}$$

На рис. 2.3 зображений загальний вид автокореляційної функції для  $m$ -послідовностей, а також автокореляційна функція для  $m$ -послідовностей, що згенерували 4-бітовим регістром LFSR.

По суті, кореляцію можна визначити як міру схожості двох різних наборів даних.[14] Кореляція визначається в діапазоні від -1 до 1 з наступною інтерпретацією значень: 1 - дві послідовності повністю співпадають; 0 - дві послідовності абсолютно не зв'язані; -1 - послідовності є дзеркальними образами одна одної.

Інші значення відповідають частковій кореляції. Автокореляційна функція, визначення якої приводиться у формулі (2.3), — це кореляція послідовності зі всіма можливими фазовими зсувами цієї ж послідовності. Кореляційне значення випадкових даних близько до 0 для всіх автокореляційних функцій з будь-яким фазовим зсувом, відмінним від нуля. Для  $m$ -послідовностей дане твердження виконується. Можна показати, що автокореляційна функція  $m$ -послідовності (гострий єдиний пік) істотно полегшує синхронізацію приймача.

Деякі автори використовують зворотне позначення - двійковому нулю ставиться у відповідність "+1", а двійковій одиниці - "-1". Істотної різниці в уявленнях немає, досить лише несуперечливий використовувати одного разу прийняту домовленість.

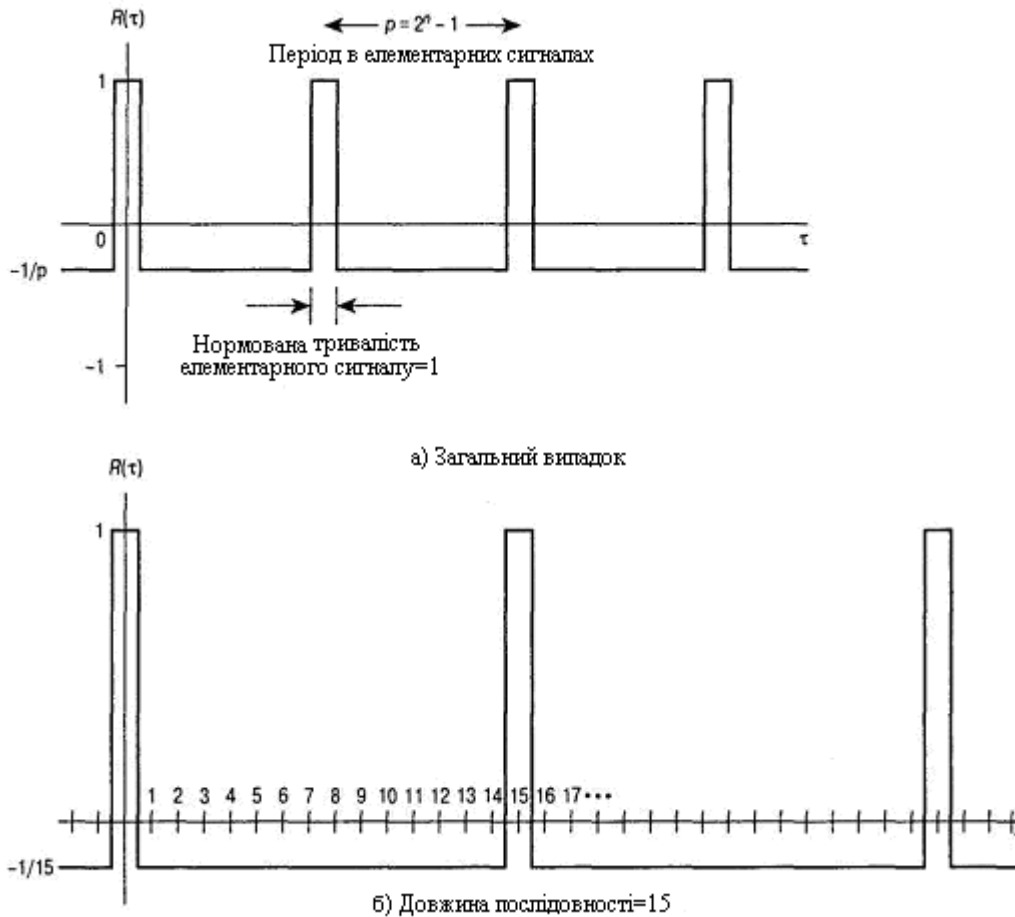


Рис. 2.3 – Автокореляційна функція псевдовипадкових послідовностей

При розгляді розширеного спектру іншою важливою функцією є функція взаємної кореляції.[15] В даному випадку порівнюються два сигнали, одержані з різних джерел, а не одна послідовність з різними фазовими зсувами. Функція взаємної кореляції двох джерел А і У визначається так:

$$R_{A,B}(\tau) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N A_k B_{k-\tau} \quad (2.4)$$

В загальному випадку значення цієї функції при порівнянні деякого сигналу з випадковою послідовністю мале, що дає наступні переваги.

1. Взаємна кореляція  $m$ -послідовності і шуму незначна, що можна використовувати при відсіванні шумів приймачем.
2. Взаємна кореляція двох  $m$ -послідовностей незначна, що використовується в системах CDMA, оскільки приймач дістає можливість



вибіркового відсівання сигналів розширеного спектру, створених з використанням різних  $m$ -последовностей.

Описані вище  $m$ -последовності достатньо легко генеруються і широко застосовуються в системах FHSS і DSSS, що не використовують CDMA. Втім, для систем DSSS з CDMA  $m$ -последовності не є оптимальними. Для зв'язку по схемі CDMA потрібно створити сімейство последовностей розширення (по одній для кожного користувача), коди яких повинні мати певну взаємну кореляцію.[16] Як правило, з  $m$ -последовностями цього зробити не вдається, для цього більше підходять последовності Голда (Gold sequences). Привабливість последовностей Голда пояснюється тим, що для генерації безлічі унікальних кодів потрібен єдиний простий контур.

Последовність Голда створюється шляхом застосування операції виключного АБО до двох синхронізованих  $m$ -последовностей, відповідний приклад наводиться на рис. 2.4а. У загальному випадку довжина результуючої последовності не буде максимальною. Крім того, бажані последовності Голда можна згенерувати тільки за допомогою переважних пар  $m$ -последовностей. Такі пари виходять з таблиць пар або генеруються відповідним алгоритмом.

Хай  $a$  є  $m$ -последовність, яка представляється двійковим вектором  $a$  довжини  $N$ , і шляхом вибірки кожного « $q$ » символу  $a$  створюється нова последовність  $a'$ . Кількість вибраних символів последовності  $a'$  повинно бути рівне  $N$ , так що для набору бракуючих елементів використовуються последовні копії  $a$ . Одержану последовність  $a'$  називають децимацією  $a$  і позначають  $a'=a[q]$ . [17] Період последовності  $a$  не обов'язково рівний  $N$ , тому  $a$  не обов'язково буде  $m$ -последовністю. Можна довести, що  $a'$  буде  $m$ -последовністю з періодом  $N$  тоді і тільки тоді, коли  $\text{НСД}(n, q) = 1$  (НСД — найбільший спільний дільник). Іншими словами,  $n$  і  $q$  не повинні мати загальних множників за винятком 1. Для створення последовності Голда необхідно знайти переважну пару  $m$ -последовностей  $a$  і  $a'=a[q]$ , яка задовольняє наступним умовам:

1.  $n/4 \neq 0$ ; тобто всі  $n$ , окрім 0, 4, 8, 12 ... ;

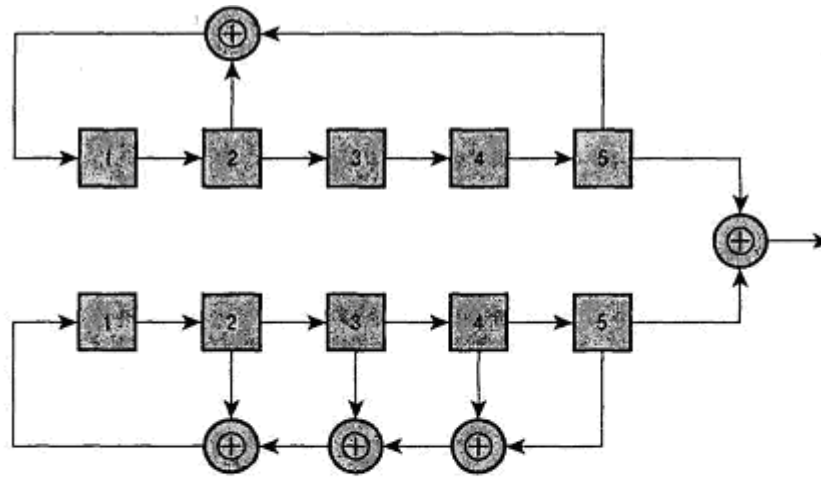
2.  $q$  — непарне; крім того,  $q = (2^k + 1)$  або  $q = (2^{2k} - 2^k + 1)$  для деякого  $k$ ;

$$\text{НСД}(n,k) = \begin{cases} 1 \\ 2 \end{cases}$$

1 – при не парному  $n$

2 – при  $n \equiv 2 \pmod{4}$

Для регістрів зсуву довжини  $n$  взаємна кореляція послідовностей Голда, одержаних за допомогою переважних пар, обмежена величиною для непарних  $R$ :  $|R| \leq 2^{(n+1)/2} + 1$  для непарних; і  $|R| \leq 2^{(n+2)/2} + 1$  для парних  $n$ .



а) Реалізація регістру зсуву

Застосування виключного АБО після зсуву 0:

Послідовність 1: 1111100011011101010000100101100

Послідовність 2: 1111100100110000101101010001110

Застосування виключного АБО після зсуву 0: 0000000111101101111101110100010

Застосування виключного АБО після зсуву 1: 0000101010111100001010000110001

⋮

Застосування виключного АБО після зсуву 30: 1000010001000101000110001101011

б) Отримані послідовності Голда

Рис. 2.4 – Приклад створення набору послідовностей Голда

За наявності переважної пари набір кодів Голда складається таким чином:  $\{a, a', a \otimes a, a \otimes Da', a \otimes D^2 a', \dots, a \otimes D^{N-1} a'\}$ , де  $D$  — елемент затримки; тобто  $D$  представляє 1-бітовий зсув  $a'$  щодо  $a$ . Для створення кодів Голда початковий стан двох регістрів зсуву встановлюється рівним векторам, що складаються тільки з одиниць. До одержаних послідовностей застосовується операція виключного АБО, внаслідок чого виходить одна послідовність Голда. Таким чином, одержують три послідовності. Решта послідовностей створюється так: друга з перших двох послідовностей зміщується на один

біт, після чого повторно застосовується операція виключного АБО.[19] Процес продовжується, поки не будуть перебрані всі можливі зсуви, причому після застосування виключного АБО виходить чергова послідовність набору. Можна показати, що для переважної пари 5-бітових регістрів зсуву будь-який зсув початкового стану від 0 до 30 біт дасть нову послідовність Голда (зсув на 31 біт відповідає нульовому зсуву). Таким чином, створений набір послідовностей Голда включає дві початкові  $m$ -послідовності, а також всі згенеровані послідовності - всього 33 (рис. 2.4).

У загальному випадку період будь-якого коду послідовності Голда, що згенерований двома  $n$ -бітовими регістрами зсуву, рівний  $N=2^n-1$ , тобто рівний періоду  $m$ -послідовностей. У сімействі кодів Голда налічується  $(N+2)$  кодів. Як підтвердження ефективності кодів Голда можна сказати, що при  $n=13$  ( $N = 2^{13}-1=8191$ ) існує 630  $m$ -послідовностей і є пари таких послідовностей, кореляційне значення яких  $R=703$ , тоді як послідовність Голда гарантує вибір пар з  $R \leq (2^{(n+1)/2})=129$ .

Ще одним важливим сімейством псевдовипадкових послідовностей є послідовності Касамі (Kasami sequences), найбільш вірогідною сферою застосування яких є бездротові схеми третього покоління. Послідовності Касамі визначаються процедурою, схожою з тією, що використовувалася для кодів Голда. Розрізняють великі і малі набори послідовностей Касамі.

Для парних  $n$  створюється малий набір послідовностей Касамі, що складається з  $M=2n/2$  різних послідовностей, період кожній рівний  $N = 2n-1$ . Першим кроком в створенні набору є децимація з кроком  $q=2^{n/2} + 1$   $m$ -послідовності  $a$  з періодом  $N$ . [19] Можна показати, що одержана послідовність  $a'$  має період  $2^{n/2}-1$ . Наступний крок — дублювання одного періоду  $a'$   $q$  раз, після чого виходить послідовність завдовжки  $(2^{n/2} - 1)(2^{n/2} + 1) = N$ . Наприклад, для  $n=10$  період  $a$  складає  $2^{10}-1 = 1023$ , а період  $a'$  буде рівний  $2^5 - 1 = 31$ . За 1023 біт послідовності  $a'$  послідовність з періодом 31 біт повториться 33 рази. Останній крок в створенні набору Касамі — застосування операції виключного АБО до  $N$  біт послідовності  $a$  і  $N$  біт  $a'$ , а також  $2^{n/2} - 1$  циклічних зсувів на 1 біт послідовності  $a'$ .

Можна показати, що максимальна взаємна кореляція одержаного набору послідовностей рівна  $2n/2-1$ . Це менше, ніж для послідовностей Голда, тому послідовності Касамі ефективніші.

Великий набір послідовностей Касамі також складається з певних рядів, кожний з яких має період  $N = 2^n - 1$  для парних  $n$  і містить послідовності Голда і малі набори послідовностей Касамі. Набір генерується шляхом децимації  $m$ -послідовності  $a$  з періодом  $N$  при двох різних значеннях  $q$ . При  $q = 2^{n/2} + 1$  створюється послідовність  $a'$ , при  $q = 2^{(n+2)/2} + 1$  — послідовність  $a''$ . Набір формується після застосування операції виключного АБО до  $a$ ,  $a'$ ,  $a''$  і різним зсувом  $a$ ,  $a'$ ,  $a''$ . Можна показати, що максимальна взаємна кореляція для великого набору послідовностей Касамі рівна  $2^{(n+2)/2}$ .

## 2.2 Дослідження властивостей різних типів шумоподібних сигналів

Ефективність послідовностей з аперіодичною АКФ прийнято оцінювати показником якості  $F$ , який визначається як відношення квадратів синфазних складових сигналу до суми квадратів його розфазованих складових. Таким чином, мірою ефективності аперіодичної кореляції двійкової послідовності є показник якості (табл. 2.1).

В традиційних ширококутових DSSS системах в якості шумоподібної кодової послідовності використовується 11 розрядний код Баркера [10]. Оскільки ці системи як правило використовуються для організації комп'ютерних мереж де визначальним фактором є максимальна швидкість передавання інформації. Так максимальна швидкість передавання інформації DSSS систем визначена стандартом IEEE 802.11b складає 11 Мбіт/с. При використанні шумоподібних сигналів з'являється можливість кодового розділення каналів, шляхом використання різних кодових послідовностей. А це дає можливість працювати в одному частотному діапазоні кільком системам одночасно практично не створюючи перешкод одна одній.

Структура послідовності Баркера ( $N = 7, 11, 13$ )

Таблиця 2.1

## Структура послідовностей Баркера

N	Вид послідовності	Показник якості
7	1110010	9,85
11	11100010010	12,1
13	1111100110101	14,08

При прийманні шумоподібних сигналів в приймачі проводиться кореляційний аналіз прийнятого сигналу з еталонним при цьому застосовується одна з кореляційних функцій:

1) знакова функція взаємкореляції

$$H_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \operatorname{sgn}(\dot{x}_i) \times \operatorname{sgn}(\dot{y}_{i+j}); \quad (2.5)$$

2) релейна

$$B_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{x}_i \times \operatorname{sgn}(\dot{y}_{i+j}); \quad (2.6)$$

3) Коваріаційна

$$K_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times y_{i+j}; \quad (2.7)$$

4) Взаємкореляційна

$$R_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{x}_i \times \dot{y}_{i+j}; \quad (2.8)$$

5) Структурна

$$C_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - y_{i+j})^2; \quad (2.9)$$

6) Модульна

$$G_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i - y_{i+j}|; \quad (2.10)$$

7) Нормована

$$\rho_{xy}(j) = \frac{R_{xy}(j)}{\sqrt{D_x \times D_y}}, \quad (2.11)$$

де  $D_x$  і  $D_y$  – дисперсія.

Визначальним в теорії передавання шумоподібних сигналів є шумоподібні послідовності. Саме вони визначають швидкість передавання інформації, степінь завадостійкості та кількість кодових каналів зв'язку.

Найкращими кореляційними властивостями володіють коди Баркера [5] – сигнали з двійковими компонентами  $S_i = \pm 1$ , що мають мінімально можливий при даному  $n$  рівень бокових пелюсток кореляційних функцій, який не перевищує  $1/n$  від основного. Такі сигнали знайдені тільки для певних значень. Кореляційну функцію для кодів Баркера можна розрахувати за формулою:

$$\phi_{(x,y)}(j) = \sum_{i=0}^n \text{sign}(\dot{x}_i) \cdot \text{sign}(\dot{y}_i). \quad (2.12)$$

В якій  $x_i$  – код Баркера,  $y_i$  – тристабільний порівнюваний сигнал, де  $S_i = \pm 1, 0$ ,

$$\text{sign}(y_i) = \begin{cases} 1; & y_i > 0 \\ 0; & y_i = 0 \\ -1; & y_i < 0 \end{cases}$$

Графік кореляційної функції для 11 розрядного коду Баркера зображено на рис. 2.5.

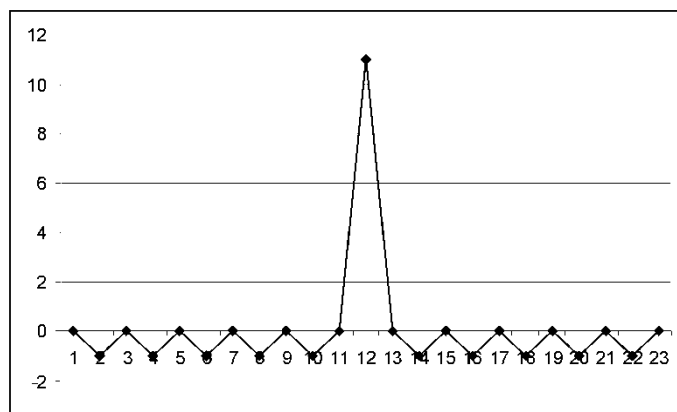


Рис. 2.5 – Графік кореляційної функції для 11 розрядного коду Баркера.

Незважаючи на хороші кореляційні властивості коди Баркера мають один суттєвий недолік, а саме малу довжину, що створює незручності при їх використанні в каналах з високим рівнем завад, та дозволяє створювати лише невелику кількість кодово-розділених каналів зв'язку.

Тому для передавання інформації на великі відстані по каналах зв'язку з високим рівнем завад часто застосовуються  $M$  – послідовності [3], або послідовності максимальної довжини, що формуються на основі неприводимих алгебраїчних поліномів згідно виразу

$$X_{i+1} = (x_i \cdot a_i \oplus x_{i-1} \cdot a_{i-1} \oplus \dots \oplus x_{i-n} \cdot a_{i-n}),$$

де  $a_i \in 0,1$  – двійкові значення неприводимого алгебраїчного полінома, що формує код рекурентного ключа для  $M$  – послідовності.

Для дослідження кореляційних властивостей шумодібних послідовностей та рівнів бокових пелюсток використовувалась розроблена програма Korellation. Ця програма дозволяє проводити дослідження кореляційних властивостей шумодібних послідовностей задавати сигнали з якими проводиться порівняння, що дозволяє досліджувати ефективність послідовностей при різному рівні завад, та перехідні процеси, які виникають при застосуванні кількох послідовностей (для кодування 0 і 1). Зовнішній вигляд програми зображено на рис. 2.6.

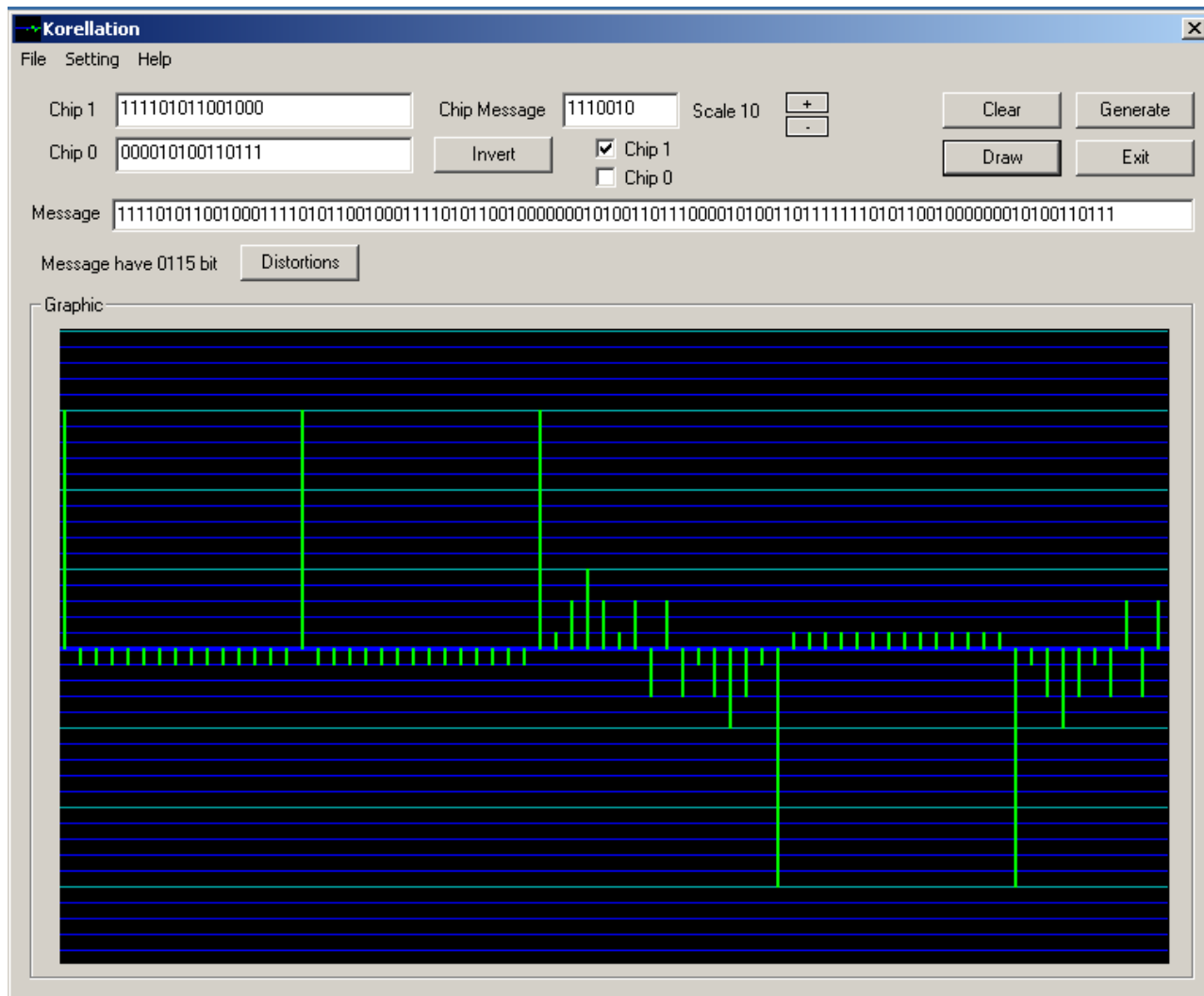


Рис. 2.6 – Зовнішній вигляд програми Korellation

В таблиці 2.2 наведені кількісні характеристики  $M$  – сигналів довжиною до 15 біт. З таблиці видно, що більшість  $M$ –послідовностей мають невисокі кореляційні характеристики, але велика кількість цих кодів дозволяє знайти компроміс між довжиною коду та його кореляційними властивостями.

Розвиток теорії кодів Баркера дозволив виявити систему модифікованих кодів Баркера [6], які мають кореляційні функції з боковими пелюстками  $-1$ ,  $-2$  та  $1$ ,  $2$ , але за рахунок більшої довжини забезпечують краще співвідношення сигнал/шум. В таблиці 2.2 наведені характеристики даних сигналів.



## Кількісні характеристики M – сигналів

Двійковий формат M – сигналу	Довжина M – сигналу, біт	Рівень пелюстки, S %
100	3	33.333
1110	4	25
11101	5	20
1110010	7	14.286
10110111000	11	9.091
1010110011111	13	7.692
10000001100101	14	14.286
111101011001000	15	13.333
1001001010100000011100111	25	8%
1011001001010111111100011	25	8%
1100011111110101001001101	25	8%
1110011100000010101001001	25	8%
1000111100010001000100101101	28	7,143%
1001001001010100000011100111	28	7,143%
1011001001010111111100011100	28	7,143%
1100011100000001010110110010	28	7,143%
1101101001000100010001111000	28	7,143%
1110000111011101110110100100	28	7,143%
1110011100000010101001001001	28	7,143%
10000000001100100111100101010	29	10,345%
10000000001101100011100101010	29	10,345%
10000000001110001101100101010	29	10,345%

Проте зі зростанням довжини кодової послідовності знижується швидкість передавання інформації, що зрештою не є визначальним для переважної більшості задач АСУ та АСК. Так сучасні DSSS системи при довжині шумоподібного коду в 11 біт та ширині смуги 22 МГц дозволяють передавати інформацію зі швидкістю 2 Мбіт/с, зниження цієї швидкості в 100 чи навіть 1000 не є критичним для більшості задач АСУ та АСК, при цьому слід врахувати, що це дозволяє значно підвищити завадостійкість, дальність зв'язку та збільшити кількість кодово-розділених каналів зв'язку.

### 2.3 Дослідження двомірних шумоподібних сигналів

Шумоподібні кодові послідовності (КП) характеризуються особливими автокореляційними властивостями, тобто максимальним значенням відношення амплітуди головного пелюстка АКФ, до максимального викиду бокового пелюстка, що можна розрахувати за формулою:

$$V_m = \frac{\phi_{ss(0)}}{\phi_{ss(j)}}, \quad (2.13)$$

де  $\phi_{ss(0)}$  – рівень головного пелюстка АКФ, а  $\phi_{ss(j)}$  – максимальний рівень бокового пелюстка.

При цьому дане відношення зростає при збільшенні довжини КП, проте велика довжина КП знижує ефективність використання каналів зв'язку. Тому доцільним є використання коротких КП з максимальним  $V_m$ , які дозволяють забезпечити необхідну завадостійкість для вирішення конкретного класу задач. Найкращими кореляційними властивостями володіють коди Баркера вони знайшли широке застосування в багатьох галузях систем зв'язку, зокрема в системах мобільного зв'язку стандарту GSM, безпроводних комп'ютерних мережах стандарту IEEE 802.11 та інших.

Мала кількість кодів Баркера та невелика їх довжина обмежує можливості їх використання в інших задачах, де потрібна більша завадостійкість або більші відстані та обмежена потужність прийому передавального обладнання. Тому для таких задач використовують КП більшої довжини зокрема М-послідовності.[7] Проте дані коди мають як правило гірші характеристики в порівнянні з кодами Баркера, зокрема більший рівень бокових пелюстків. Тому в таких випадках доцільно використовувати двомірні КП, які при такій же довжині КП мають менший рівень бокових пелюстків, а отже і кращі кореляційні властивості.

Для генерування КП різної довжини використовувалась розроблена програма CorrelationCode (текст програми наведений в додатку А), яка дозволяє згенерувати всі можливі послідовності вказаної розрядності та з заданими кореляційними властивостями. Зовнішній вигляд головного вікна програми зображено на рис. 2.7.

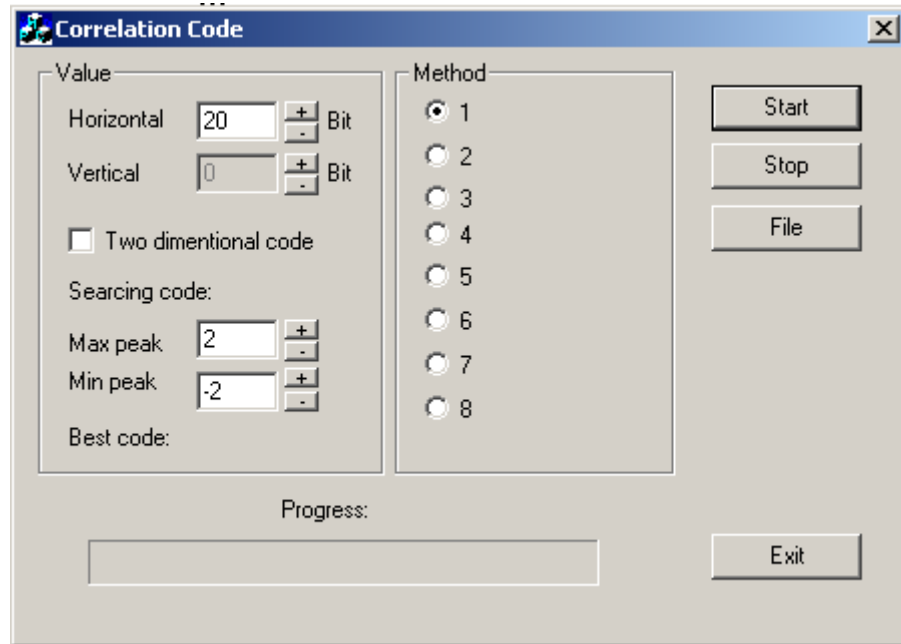


Рис. 2.7 – Зовнішній вигляд головного вікна програми CorrelationCode

Проаналізувавши КП від 3 до 25 розрядів можна зробити висновок, що ефективні КП мають приблизно рівну кількість нулів та одиниць у своєму коді, тобто

$$\sum a - \sum b = \pm 1,$$

де  $\sum a$  - кількість нульових елементів у КП, а  $\sum b$  - кількість одиничних елементів. Причому дана рівність справедлива лише для КП, які мають максимальний рівень бокової пелюстки  $-1$ .

На рис. 2.8 зображено позиції КП та їх десяткові представлення.

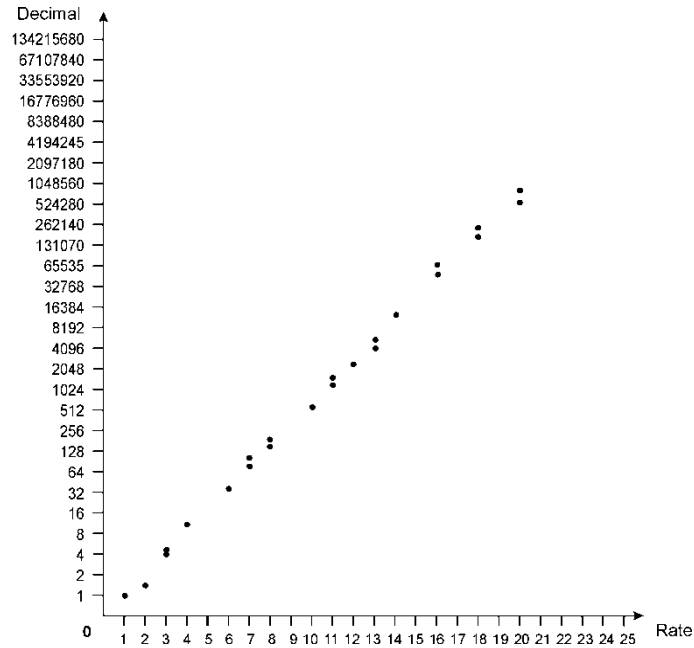


Рис. 2.8 – Позиції КП та їх десяткові представлення

З даного рисунку видно, що зі зростанням довжини кодової послідовності збільшується її діапазон представлення, а отже і кількість кодів для даної розрядності.

Використання даної залежності дозволяє значно скоротити час пошуку ефективних КП великої розрядності.

В двовірних сигналах використовується матриця  $m$  розміру на  $h$ . Для передавання даного сигналу по каналу зв'язку матриця розбивається на лінійки і послідовно передається, в приймачі прийнятий сигнал знову складається в матрицю і проводиться кореляція [11].

Кореляційна функція для даної матриці обчислюється за допомогою однієї з наступних формул:

$$K_{(x,y)} = \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h x_{i,j} \cdot y_{i,j} \quad (2.14)$$

$$K_{(x,y)} = \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=1}^m \sum_{j=h}^1 x_{i,j} \cdot y_{i,j}, \quad (2.15)$$

$$K_{(x,y)} = \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=m}^1 \sum_{j=1}^h x_{i,j} \cdot y_{i,j}, \quad (2.16)$$

$$K_{(x,y)} = \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=m}^1 \sum_{j=h}^1 x_{i,j} \cdot y_{i,j}, \quad (2.17)$$

де  $h$  - висота матриці,  $m$  - ширина матриці.

В цих формулах може використовуватися інша функція кореляції:  $\text{sign}(x_i) \cdot \text{sign}(y_{i+j})$  – для знакової;  $x_i \cdot \text{sign}(y_{i+j})$  – для релейної;  $x_i \cdot y_{i+j}$  – коваріаційної;  $(x_i \cdot y_{i+j}) / \delta_x \cdot \delta_y$  – нормалізована кореляція;  $(x_i \cdot y_{i+j})^2$  – структурної;  $|x_i| \cdot |y_{i+j}|$  – модульної;  $\check{Z}(x_i, y_{i+j})$  – еквівалентності.

На рис. 2.9 зображена матриця що використовується в двомірних сигналах.

$$\begin{array}{cccc} x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1n} \\ x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nn} \end{array}$$

Рис. 2.9 – Матриця двомірних сигналів

На рис. 2.10 зображена матриця синтезованого двомірного сигналу розміром  $5 \times 5$ .

$$\begin{array}{ccccc} 1 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{array}$$

Рис. 2.10 – Матриця синтезованого двомірного сигналу

На рис. 2.11. зображені кореляційні властивості двомірного сигналу (див. рис. 2.10).

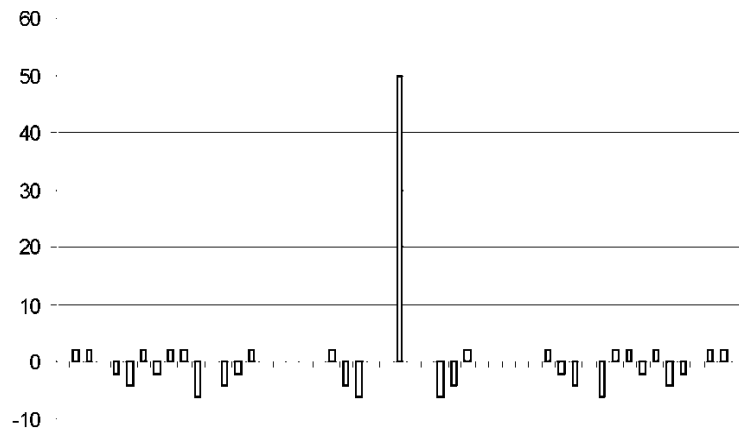


Рис. 2.11 –Графік його кореляційної функції синтезованого двовимірного сигналу

В даних сигналах використовується матриця розміром  $m$  на  $n$ . При передаванні дана матриця розбивається на рядки і послідовно передається по каналу зв'язку, згідно виразу

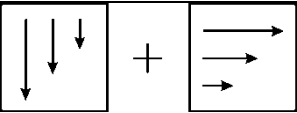
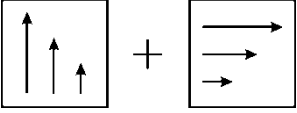
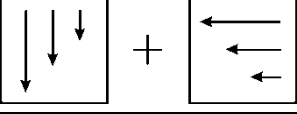
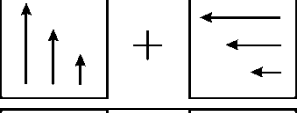
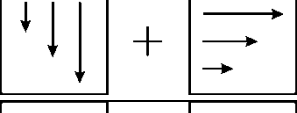
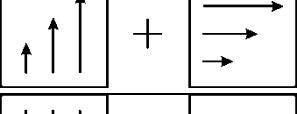


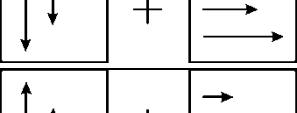

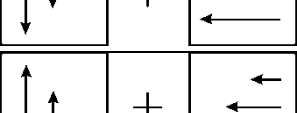
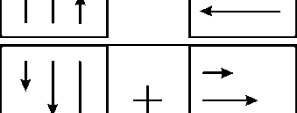
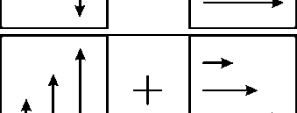
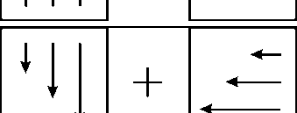

$$x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1n}, x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2n}, \dots, x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nn}.$$

На стороні приймача прийнятий сигнал знову складається в матрицю і обчислюється кореляційна функція згідно однієї з формул (2.14 – 2.17).

З рис. 2.11 в видно, що рівень бокових пелюсток є низьким відносно основного піку, в даному випадку складає 4%. Для порівняння рівень бокової пелюстки  $M$  – послідовності, аналогічної довжини, складає 8%, причому основний кореляційний пік даного коду вдвічі більший ніж в  $M$ – послідовності.

При роботі з двовимірними ШКП кореляційний аналіз проводиться по рядках і стовпчиках матриць [4,5]. Всі можливі варіанти кореляційної обробки двовимірних ШКП наведені в таблиця 2.3.

Таблиця 2.3  
алгоритми кореляційної обробки двовимірних ШКП

№	графічне представлення	вираз
1	2	3
1		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
2		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
3		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$
4		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$
5		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
6		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
7		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$
8		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=1}^h \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$
9		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
10		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
11		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$
12		$K(x, y) = \sum_{i=1}^m \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$
13		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
14		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=h}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=1}^m F(x_{i,j}, y_{i,j})$
15		$K(x, y) = \sum_{i=m}^1 \sum_{j=1}^h F(x_{i,j}, y_{i,j}) + \sum_{j=h}^1 \sum_{i=m}^1 F(x_{i,j}, y_{i,j})$

В даній таблиці  $x_{ij}$ ,  $y_{ij}$  – відповідно елементи інформаційного та еталонного двовимірних ШКП.

Аналіз кореляційних характеристик двовимірних ШКП показує, що різниця кількості нульових та одиничних елементів при максимальному відношенні основного піку до значень бокових пелюсток автокореляційних функцій (формула 1) при зростанні розрядності до 32 біт не перевищує величину  $\pm 4$ . Тому теоретичні границі двовимірних ШКП великої розрядності можна представити у вигляді  $\sum_i a_i - \sum_j b_j \leq \pm 4; i \times j = l$ .

У таблиці 2.4 наведені деякі знайдені двовимірні ШКП та їх кореляційні функції.

Таблиця 2.4

кореляційні функції двовимірних ШКП

Розмір, матриці та № алгоритму (табл.1)	Двовимірний ШКП +=1; - = -1	Бокова, пелюстка $L_i \max$	Кореляційна функція	Головна пелюстка $a, L_0$
1	2	3	4	5
3x3, (6)	----+---+-	2	18, 0, -6, 0, 2, 0, 2, 0, 2	18
	---+---+---		18, 0, -6, 0, 2, 0, -6, 0, 2	
	-+---+---		18, 0, -6, 0, 2, 0, 2, 0, 2	
	---+---+---		18, 0, -6, 0, 2, 0, -6, 0, 2	
	+---+---+---		18, 0, -6, 0, 2, 0, -6, 0, 2	
3x3 (5)	-+---+---	2	14 -4 2 0 -4 2 2 0 2	14
3x3_5	-+---+---	2	14 -4 0 -6 0 -2 2 0 2	14
	+---+---+---		14 -4 0 -6 0 -2 2 0 2	10
	+---+---+---		14 -4 2 0 -4 2 2 0 2	10
4x4, (5)	---+---+---+---	0	32, -2, 0, 2, -4, -2, -4, 2, -4, -2, -4, 2, 4, -2, 0, 2	20
	+---		32, -2, 0, -10, 0, 2, 0, -2, 4, -6, 0, -2, 0, 2, 0, 2	20
	-+---+---+---			
4x4, (6)	---+---+---+---	2	32, -2, 0, -10, -4, -2, 4, 2, 0, -2, -4, 2, -4, 2, 0, 2	20
	---			
4x4, (7)	-+---+---+---	2	32, -2, 0, -10, -4, -2, 4, -2, -4, 2, 4, 2, 4, -6, 0, 2	20
	+---+---+---			
	-+---+---+---		32, -2, 0, -6, -4, -2, -4, -2, 0, 2, 4, 2, -4, -2, 0, 2	20



Продовження табл. 2.4

1	2	3	4	5
4x4, (13)	--+---+---+ +++++--		32, -2, 0, -6, -4, -2, -4, -2, 0, 2, 4, 2, -4, -2, 0, 2	32
	-+---+---+---+---+ ---		32, -2, 0, -10, -4, -2, 4, -2, -4, 2, 4, 2, 4, -6, 0, 2	32
	-+---+---+ +++++---		32, -2, 0, 2, -4, -2, -4, 2, -4, - 2, -4, 2, 4, -2, 0, 2	32
5x5 , (13)	-+---+---+ -+---+---+ +++++---	4	50, 0, -2, 0, 2, 4, -6, 0, -2, 4, -2, 0, -10, 4, 2, -4, -2, 4, -6, -8, -2, 0, 2, -4, 2	50
	- +++++---+---+ +---+---+---		50, 0, -2, 0, 2, 4, -6, 0, -2, 4, -2, 0, -10, 4, 2, -4, -2, 4, -6, -8, -2, 0, 2, -4, 2	50

На рис. 2.12 зображено графічну інтерпретацію двомірних ШКП розрядності 3x3 (рис. 2.12а), 4x4(рис. 2.12б), 5x5 (рис. 2.12в).

При графічній інтерпретації кодових матриць знайдених двомірних ШКП видно їхню симетричність.

$$= \begin{matrix} -1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \end{matrix}$$

$$= \begin{matrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \end{matrix}$$

а)

$$= \begin{matrix} -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{matrix}$$

$$= \begin{matrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \end{matrix}$$

б)

$$= \begin{matrix} -1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 & -1 \end{matrix}$$

$$= \begin{matrix} 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 & 1 \end{matrix}$$

в)

Рис. 2.12 – Графічні інтерпритації кодових матриць двомірних ШКП

Отже, двомірні ШКП з хорошими кореляційними властивостями мають яскраво виражену симетричність, що дозволяє їх оцінювати візуально та можна висунути припущення що при подальшому дослідженні даних кодових послідовностей та їх розвитку в напрямку тривимірних ШКП вони також матимуть симетричні властивості, а це дозволяє значно спростити алгоритми пошуку ефективних ШКП великої розрядності.

Проведений аналіз характеристик КП показує, що при організації безпровідного каналу зв'язку на основі ШПС доцільно використовувати двомірні сигнали які при однаковій довжині в порівнянні з M-послідовностями мають кращі кореляційні властивості.

## 3 РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМИ БЕЗПРОВІДНОГО ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ

3.1 Аналіз мікропроцесорних комплектів для організації систем безпроводного передавання даних

Розробкою і виготовленням наборів мікросхем для пристроїв для зв'язку з використанням шумоподібних сигналів (Spread Spectrum) займається понад 20 компаній [3].

Діапазон застосування наборів мікросхем досить широкий. У залежності від цього досить умовно пристрою Spread Spectrum можна розділити на три категорії:

- радіомодеми для побудови безпроводних локальних мереж;
- офісні радіотелефони (радіотрубки);
- різні низькошвидкісні пристрої для телеметрії, охоронної сигналізація і т.д.

Фірма Zilog пропонує два рішення в цій області: комплект мікросхем для реалізації безпроводної передачі даних Z87200 (перша назва Z2000) /Z80182 (DSSS) і комплект для реалізації індивідуального радіотелефону Z87000/Z87010 (FHSS).

Z87200 - цілком закінчений прийомопередавач розподіленого спектру, що підтримує режим формування прямої послідовності (DSSS). Z87200 володіє великими функціональними можливостями по підтримці різних експлуатаційних способів:

- формує дві незалежні псевдошумоподібні (PN) послідовності, кожна довжиною до 64 чіпів, для роздільної обробки символу Преамбули/Збору і символів даних.

- підтримує швидкість передачі даних до 2,048 Мбод (для тактової частоти 45 МГц) при швидкості передачі PN послідовності до 11 Мбод.

- режими дуплексного і напівдуплексного обміну.
- пакетний і безперервний способи передачі даних.

- використання двох способів модуляції: диференційно кодовані BPSK і QPSK.

Z87200 випускається в двох версіях: з тактовою частотою 20 МГц і 45 МГц. Структурно Z87200 складається з цифрового конвертера, PN погодженого фільтра, DPSK демодулятора, диференціального кодера BPSK/QPSK, PN модулятора, BPSK/QPSK модулятора.

Z80182 - двохканальний покращений контролер послідовних комунікацій, призначений для організації зв'язку між IBM PC (ISA шина, RS - 232, PCMCIA шина, послідовний або паралельний порт) і прийомопередавачем Z87200, також для здійснення контролю за функціями Z87200. Основою Z80182 є статичний мікропроцесор Z180. Крім того Z80182 містить три 8-розрядних паралельних порти вводу-виводу, два послідовних канали обміну, функції зниженого енергоспоживання. Виготовляється у версіях: 16 , 18 і 33 МГц.

Комплект Z87200/Z80182 оптимально розроблений, щоб забезпечити швидкодіючі безпроводні інформаційні комунікації.

Z87000 - прийомопередавач безпроводного телефону, призначений для створення безпроводних індивідуальних телефонів, що працюють у діапазоні 900 МГц, і використовують технологію розподіленого спектру FHSS. Основою Z87000 являється цифровий сигнальний процесор (ЦСП) фірми Zilog, крім цього чіп містить:

- Інтерфейс до ADPCM процесора Z87010;
- FSK (Frequency Shift Keying) модулятор/демодулятор;
- 12 Кслів масочного ПЗУ для програмного забезпечення прийомопередавача і керування телефоном;
- АЦП і ЦАП для забезпечення інтерфейсу ПЧ 10.7 МГц;
- 32 програмованих виводи вводу-виводу;

Z87000 випускається в двох версіях: PLCC з 84 виводами і QFP з 100 виводами, працює при напрузі живлення від 4 до 5.5 В, у температурному діапазоні від -20 С до +85 С, з тактовою частотою 16.384 МГц.

Процесор ADPCM Z87010 - використовується в якості кодера-декодера. Основою Z87010 також є ЦСП фірми Zilog. На цьому чіпі також є 8-розрядний інтерфейс для з'єднання з телефонним кодеком, інтерфейс для з'єднання з прийомопередавачем Z87000, 4 Кслів ПЗУ для запису команд керування.

Комплект для роботи з технологією FHSS пропонує компанія Mitel. Початок розробки ідеології комплекту і його перших зразків відносяться до досягнень фірми GEC Plessey Semiconductors, що була згодом придбана Mitel. Подальшу розробку проекту компанія Mitel проводила самостійно. Новий набір чіпів складається з трьох пристроїв:

- WL102B - шумоподібний контролер;
- WL600C - радіочастотна мікросхема;
- WL800 - частотний синтезатор.

Дані чіпи відносяться до третього покоління сімейства DE6000 GEC Plessey Semiconductors і носять узагальнену назву DE6038. WL102B - КМОН ШПС-мікроконтролер із внутрішньою архітектурою 8051 і зовнішньою flash-пам'яттю, що здійснює всю процедуру перетворення інформаційних символів інтерфейсу PCMCIA у сигнал "стрибучої" частоти. Максимальна інформаційна швидкість - 2 Мбіт/с.

WL600C - радіочастотний прийомопередавач діапазону 2,4-2,5 ГГц, що працює при напрузі 2,7-3,6 В. У його склад входить мал шумлячий підсилювач, змішувач з фільтрацією небажаний спектральний складових, підсилювач-обмежувач проміжної частоти, квадратурний демодулятор, підсилювач потужності зі схемою керування, схема RSSI у приймачі. Використовується дворівнева FSK-модуляція.

WL800 - малопотужний частотний синтезатор, що працює при напрузі 2,7--3,6 В з максимальною частотою 2,5 ГГц і програмований по класичній 3-провідній шині. До особливостей варто віднести вбудовану схему придушення паразитної модуляції.

Більш швидкодіючий комплект Spread Spectrum з торговельною назвою PRISM™ виготовляє фірма Harris Semiconductor. Комплект

складається зі ШПС-процесора HFA3860, квадратурного модулятора-демодулятора HFA3724, двохчастотного синтезатора HFA3524, блоку змішувачів приймача і передавача HFA3624, малошумлячого підсилювача HFA3424, антенного перемикача з кінцевим підсилювачем потужності передавача HFA3925. Комплект цікавий тим, що Harris Semiconductor пропонує обидві частин проекту - і процесорну, і радіочастотну.

ШПС-процесор HFA3860, що підтримує технологію DSSS, містить усі функції, необхідні для дуплексного або напівдуплексного режиму роботи зі швидкістю 11 Мбіт/с. ШПС-процесор містить у собі два АЦП для аналогових I і Q-входів. Тип використовуваної модуляції - диференціальні BPSK і QPSK, а також MBOC. Особливістю процесора є функція контролю рівня вхідного сигналу (через схему RSSI), що дозволяє більш точно визначати наявність корисного сигналу, уникати конфліктів і тим самим підвищити продуктивність мережі в цілому.

Комплект для побудови бездротового телефону діапазону 900 МГц запропонувала в 1998 р. фірма AMD. З огляду на вимоги замовників кінцевого устаткування, AMD розробила комплект, що при мінімальному наборі мікросхем має велику гнучкість у проектуванні. Комплект складається з прийомпередача розподіленого спектра DSSS Am79C440 радіочастотного прийомпередача Am79RF440.

Контролер Am79C440 - високотехнологічна мікросхема, що підтримує телефонний протокол і здійснює форматування даних, звукову обробку, керування радіочастотним прийомпередачем. Його ядром є 8-розрядний мікроконтролер, сумісний із сімейством 8051. Крім того, контролер володіє поруч сервісних функцій, що стали для сучасної апаратури цілком звичними: індикація розряду батарей, можливість переходу на режими малого енергоспоживання й інші.

Am79RF440 поєднує усі функції, необхідні для прийому і передачі сигналів діапазону 902-928 МГц, як модуляцію при цьому використовується GMSK -і гаусівська частотна модуляція.

Крім вищеописаних, мікросхеми для технології Spread Spectrum випускають наступні компанії: Alfa Inc., The American Microsystems Inc., Atmel, Axxon, Cylink, Diablo Research Corporation, Digital Ocean, FreeWave Technologies, Intellon, Motorola, OKI Semiconductor, Proxim, Pulse Engineering, Rockwell WCD, Lucent Technologies, Texas Instruments, Mitsubishi, Samsung, Sony і інші.

### 3.2 Розробка прийомопередавача для безпроводного обміну даними

Прийомопередавача призначений для організації систем безпроводного обміну даними.

Структурна схема прийомопередавача зображена на рис. 3.1.

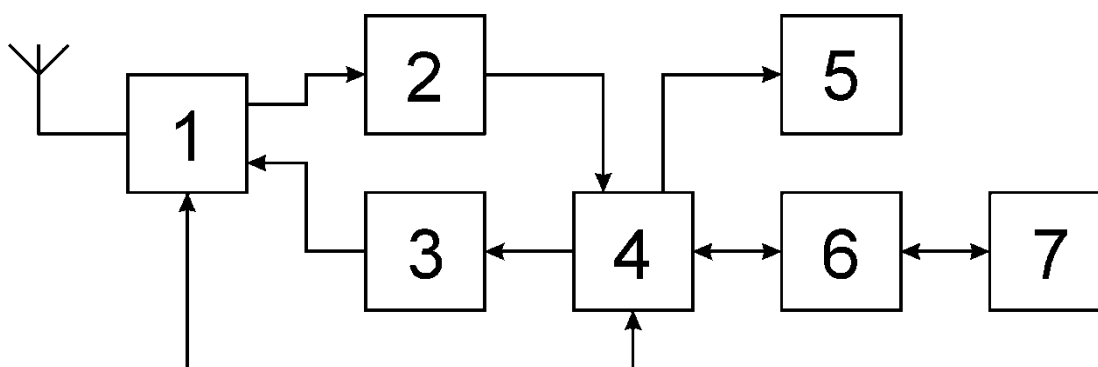


Рис. 3.1 – Структурна схема прийомопередавача

В якій позначені наступні елементи пристрою:

- 1 – прийомопередавач;
- 2 – блок декодування ШПС;
- 3 – блок кодування ШПС;
- 4 – контролер;
- 5 – блок логічних індикаторів;
- 6 – блок гальванічної розв'язки;
- 8 – ПЕОМ;

Прийомопередавач(1) здійснює прийом та передачу шумоподібних сигналів. Прийнятий сигнал поступає з приймача на декодер ШПС (2) де проводиться кореляція прийнятого сигналу з еталонною ШПС, якщо сигнал розпізнаний то декодований сигнал поступає на контролер (4). При передаванні сигналу, сигнал з контролера (4) подається на кодер ШПС сигналів, який здійснює його розширення та подає його на вхід передавача (1).

Функції керування системою здійснює мікроконтролер(4), він здійснює керування роботою прийомопередавача (1), здійснює обмін інформацією з ПЕОМ (7), через блок гальванічної розв'язки(6), та виводить інформацію про стан роботи на логічні індикатори (5).

### 3.3 Розробка електричної схеми прийомопередавача

Прийомопередавач здійснює прийом та передавання інформації з використання двомірних шумоподібних кодових послідовностей, в даному пристрої можна виділити такі основні блоки: прийомопередавач; блок обробки шумоподібних сигналів; блок індикації; блок гальванічної розв'язки (схема електрична принципова наведена в додатку Б).

Для передавання інформації по радіоканалу використовується однокристальний трансївер AT86RF211 фірми Atmel. Схема включення якого зображена на рис. 3.2.



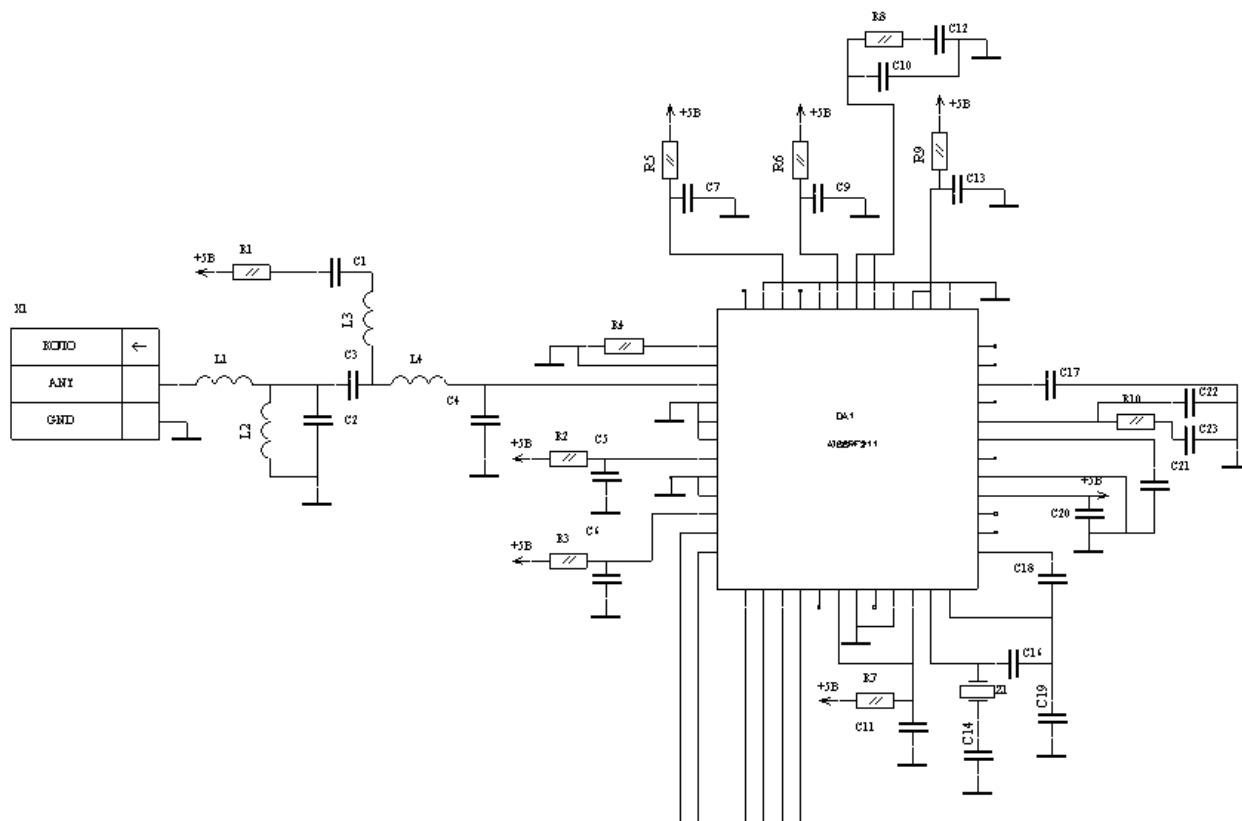


Рис. 3.2 – Схема включення AT86RF211

Зв'язок з ПЕОМ відбувається через послідовний інтерфейс RS232C оскільки даний інтерфейс передбачає використання сигналів з напругами +12В, -12В, а мікроконтролер дозволяє працювати лише з логічними сигналами які мають напругу 0В і 5В.

Тому для зв'язку з ПЕОМ необхідно використовувати блок перетворення рівнів сигналів, в даному пристрої використовується блок гальванічної розв'язки, який зображений на рис. 3.3, він окрім узгодження рівнів входних/вихідних сигналів дозволяє також створити гальванічну розв'язку між цими двома пристроями.

Блок гальванічної розв'язки складається з резисторів R19-R24, оптопар DA3, DA4 та транзистора VT5.



сигналіва реалізації обміну даними з ПЕОМ. Блок схема алгоритму наведена в додатку В.

На початку роботи проводиться ініціалізація прийомопередавача який використовується для прийому інформації та передачі інформації по радіоканалу. Після ініціалізації відбувається приймання даних з ПЕОМ, при наявності даних відбувається підготовка до їх передавання. Спочатку відбувається прослуховування ефіру. Для цього приймач переводиться в режим прийому і проводиться кореляція між прийнятим сигналом та еталонною шумоподібною послідовністю. Якщо в процесі кореляційного аналізу виявлено сигнал, який передає з іншого прийомопередавача, то відбувається його прийом та передача прийнятих даних на ПЕОМ. Якщо радіефір вільний, тобто прийняті сигнали не корелюють з еталонною послідовністю, то починається передача інформації. Для цього прийомопередавач переводиться в режим передачі, та вхідний сигнал відповідним чином кодується та через радіопередавач передається в ефір.

Якщо з ПЕОМ не надходить ніяких даних для передавання, то прийомопередавач переводиться в режим прийому. І проводиться прийом сигналу з радіоефіру та його кореляція з еталонною шумоподібною послідовністю. Якщо в процесі кореляції виявлено сигнал, то він приймаються та через послідовний інтерфейс RS232С передається в ПЕОМ.

## 4 ОХОРОНА ПРАЦІ

### 4.1 Поняття про виробниче освітлення

Для створення сприятливих умов зорової роботи, без швидкої втомлюваності очей, виникнення професійних захворювань, нещасних випадків і сприятливих для підвищення продуктивності праці та якості продукції, виробниче освітлення має відповідати таким вимогам:

- створювати на робочій поверхні освітленість, що відповідає характеру зорової роботи і не є нижчою за встановлені норми;
- забезпечити достатню рівномірність та постійність рівня освітленості у виробничих приміщеннях, щоб уникнути частоті переадаптації органів зору;
- не створювати засліплювальної дії як від самих джерел освітлення, так і від інших предметів, що знаходяться у полі зору;
- не створювати на робочій поверхні різких та глибоких тіней (особливо рухомих);
- повинен бути достатній для розрізнення деталей контраст поверхонь, що освітлюються;
- не створювати небезпечних та шкідливих виробничих чинників (шум, теплові випромінювання, небезпека ураження струмом, пожежо- та вибухонебезпека світильників);
- має бути надійним і простим в експлуатації, економічним та естетичним.

### 4.2 Основні світлотехнічні величини

Правильно спроектоване і раціонально виконане освітлення виробничих приміщень робить позитивний психофізичний вплив на працюючих, сприяє підвищенню ефективності та безпеки праці, знижує втому і травматизм, зберігає високу працездатність. Відчуття зору

відбувається під впливом видимого випромінювання (світла), який являє собою електромагнітне випромінювання з довжиною хвилі 0,38 ... 0,76 мкм. Чутливість зору максимальна до електромагнітного випромінювання з довжиною хвилі 0,555 мкм (жовто-зелений колір) і зменшується до кордонів видимого спектру. Освітлення характеризується кількісними та якісними показниками. До кількісних показників відносяться: світловий потік  $\Phi$  - частина променистого потоку, яка сприймається людиною як світло; характеризує потужність світлового випромінювання, вимірюється в люменах (лм); сила світла  $J$  – просторова щільність світлового потоку; визначається як відношення світлового потоку  $d\Phi$ , що виходить від джерела і рівномірно поширюється всередині елементарного тілесного кута  $d\omega$ , до величини цього кута;

$$J = \frac{d\Phi}{d\omega};$$

Вимірюється в кайданах (кд); освітленість  $E$  -поверхнева щільність світлового потоку  $d\Phi$ , рівномірно падаючого на висвітлювану поверхню  $dS$  ( $m^2$ ), до її площі;

$$E = \frac{d\Phi}{dS},$$

Вимірюється в люксах (лк); яскравість  $L$  поверхні під кутом  $\alpha$  до нормалі - це відношення сили світла  $dJ_\alpha$ , випромінюваної, освітлюваної або світиться поверхнею в цьому напрямку, до площі  $dS$  проекції цієї поверхні, на площину, перпендикулярну до цього напрямку;

$$L = \frac{dJ_\alpha}{dS \cdot \cos \alpha},$$

Вимірюється в кд  $m^2$ . Для якісної оцінки умов зорової роботи використовує такі показники, як фон, контраст об'єкта з фоном, коефіцієнт пульсації освітленості, показник освітленості, спектральний склад світла. Фон - це поверхня, на якій відбувається розходження об'єкта. Фон характеризується здатністю поверхні відобразити падаюче на неї світловий потік. Ця здатність (коефіцієнт відбиття  $\rho$ )

визначається як відношення відбитого від поверхні світлового потоку  $\Phi_{\text{отр}}$  до падаючого на неї світлового потоку  $\Phi_{\text{пад}}$ :

$$\rho = \frac{\Phi_{\text{отр}}}{\Phi_{\text{пад}}}$$

У залежності від кольору і фактури поверхні значення коефіцієнта відображення знаходяться в межах від 0,02 ... 0,95; при  $r > 0,4$  фон вважається світлим; при  $r = 0,2 \dots 0,4$  - середнім і при  $r < 0,2$  - темним. Контраст об'єкта з фоном  $K$  - ступінь відмінності об'єкта і фону - характеризується співвідношенням яскравості розглянутого об'єкта (точки, лінії, знаки, плями, тріщини, ризики або інших елементів) і фону;

$$K = \frac{(L_{\text{об}} + L_{\text{ф}})}{L_{\text{ф}}}$$

Вважається великою, якщо  $K > 0,5$  (об'єкт різко виділяється на тлі), середньому при  $K = 0,2 \dots 0,5$  (об'єкт і фон помітно відрізняються за яскравістю) і малим при  $K < 0,2$  (об'єкт слабо помітний на фоні). Коефіцієнт пульсації освітленості  $K_e$  - це критерій глибини коливань освітленості в результаті зміни в часі світлового потоку

$$K_e = \frac{100 \cdot (E_{\text{max}} - E_{\text{min}})}{2 \cdot E_{\text{ср}}},$$

де  $E_{\text{max}}$ ,  $E_{\text{min}}$ ,  $E_{\text{ср}}$  - максимальне, мінімальне, середнє значення освітленості за період коливань; для газорозрядних ламп  $K_e = 25 \dots 65\%$ , для звичайних ламп розжарювання  $K_e = 7\%$ , для галогенних ламп розжарювання  $K_e = 1\%$ . Показник освітленості  $P_0$  - критерій оцінки сліпучої дії, створюваного сліпучої установкою

$$P_0 = 1000 \cdot \frac{V_1}{V_2 - 1},$$

(1.2) де  $V_1$  і  $V_2$  - видимість об'єкта, відмінності відповідно при екранування і наявності яскравих джерел світла в полі зору. Екранування джерел світла здійснюється за допомогою щитків, козирків і т.п. Видимість  $V$  - характеризує здатність ока сприймати об'єкт. Вона залежить від освітленості, розміру об'єкта, його яскравості, контрасту об'єкта з фоном,

тривалості експозиції. Видимість визначається числом порогових контрастів в контрасті об'єкту з фоном, тобто

$$V = \frac{k}{k_{\text{пор}}},$$

Де  $k_{\text{пор}}$  - пороговий або найменший помітний оком контраст, при невеликому зменшенні якого об'єкт стає не помітним на цьому тлі. Для вимірювання та контролю освітленості застосовують люксметри Ю-116 і Ю-117, принцип дії яких заснований на фотоелектричному ефекті. При освітленні фотоелемента в ланцюзі сполученого з ним гальванометра виникає фотопоток, який зумовлює відхилення стрілки міліамперметра, шкалу якого градуують в люксах. Для використання в люксметра найбільш придатний селеновий фотоелемент, так як його спектральна чутливість близька до спектральної чутливості ока. Освітленість у діапазоні від 0 до 100 лк вимірюють відкритим фотоелементом без насадок. Використання насадок різних типів, що мають позначення К, М, Р, Т значно розширює діапазон вимірів освітленості, який доходить до 100000 лк. Для вимірювання яскравості використовують фотометри, в яких яскравість поля приладу порівнюється з яскравістю досліджуваної поверхні. Для освітлення виробничих, службових і побутових приміщень використовують природне світло і світло від джерел штучного освітлення.

#### 4.3 Системи та види виробничого освітлення

Розрізняють такі види освітлення: природне освітлення, що створюється прямими сонячними променями та розсіяним світлом небосхилу; штучне освітлення, що створюється електричними джерелами світла; суміщене освітлення, при якому недостатнє за нормами природне освітлення, доповнюється штучним. Конструктивно природне освітлення поділяють на бічне, верхнє і комбіноване. Бічне (одно - та двостороннє) освітлення приміщень здійснюється через світлові прорізи в зовнішніх стінах будинків, а в деяких

випадках через стіни, якщо вони виконані з матеріалів, частково пропускають світло. Систему природного освітлення вибирають з урахуванням наступних факторів: призначення і прийнятого архітектурно-планувального, об'ємно-просторового і конструктивного вирішення будинку; вимог до природного освітлення приміщень, що впливають з особливостей технологічної зорової роботи кліматичних і світло кліматичних особливостей місця будівництва будинків; економічності природного освітлення. При ширині приміщення до 12 метрів рекомендується бічне одностороннє висвітлення, при ширині 12 ... 24 метри - бокове двостороннє. Верхнє освітлення здійснюється через світлові прорізи в перекритті, аераційні і зенітні ліхтарі, також через світлові прорізи в місцях перепаду висот будівлі. Комбіноване освітлення рекомендується при ширині приміщення більше 24 метрів. Воно є найбільш раціональним, так як створює відносно рівномірне по площі освітлення. Штучне освітлення по конструктивного виконання може бути двох видів - загальне та комбіноване. Систему загального освітлення застосовують у приміщеннях, де по всій площі виконуються однотипні роботи (ливарні, зварювальні, гальванічні цехи), а також в адміністративних, конторських і складських приміщеннях. Розрізняють загальне рівномірне освітлення (світловий потік розподіляється рівномірно по всій площі без урахування розташування робочих місць) і загальне локалізоване освітлення (з урахуванням розташування робочих місць). При виконанні точних зорових робіт (наприклад, слюсарних, токарних) у місцях, де обладнання створює глибокі різкі тіні або робочі поверхні розташовані вертикально (штампи, гільйотинні ножиці), поряд із загальним освітленням вдаються до місцевого. Сукупність місцевого та загального освітлення називають комбінованим освітленням. Застосування одного місцевого освітлення всередині виробничих приміщень не допускається, оскільки утворюються різкі тіні, зір швидко стомлюється і створюється небезпека виробничого травматизму. Зафункціональним призначенням штучне освітлення поділяють на робоче, аварійне і спеціальне, яке може бути охоронним, черговим, евакуаційним,



еритемних. Робоче освітлення призначене для забезпечення нормального виконання виробничого процесу, проходу людей, руху транспорту і є обов'язковим для всіх виробничих приміщень. Аварійне освітлення влаштовують для продовження роботи в тих випадках, коли раптове відключення робочого освітлення і пов'язане з цим порушення нормального обслуговування обладнання можуть викликати вибух, пожежу, отруєння людей. Мінімальна освітленість робочих поверхонь при аварійному освітленні повинна складати 5% нормованої освітленості робочого освітлення, але не менше 2 лк. Евакуаційне освітлення призначене для забезпечення евакуації людей з виробничого приміщення при аваріях і відключенні робочого освітлення; організується в місцях небезпечних для проходу людей: на сходових клітинах, уздовж основних проходів виробничих приміщень, в яких працює понад 50 осіб. Мінімальна освітленість на підлозі основних проходах і на сходах при евакуаційному освітленні повинна бути не менше 0,5 лк, на відкритих територіях - не менше 0,2 лк. Охоронне освітлення влаштовують уздовж кордонів територій, що охороняються спеціальним персоналом. Найменша освітленість в нічний час 0,5 лк. Сигнальне освітлення застосовують для фіксації кордонів небезпечних зон; воно вказує на наявність небезпеки, або на безпечний шлях евакуації. Умовно до виробничого освітлення відносять бактерицидну і еритемних опромінення приміщень: Бактерицидна опромінення ("освітлення") створюється для знезаражування повітря, питної води, продуктів харчування. Емпітемне опромінення створюється у виробничих приміщеннях, де не достатньо сонячного світла (північні райони, підземні споруди).

Залежно від джерела світла виробниче освітлення буває: природним, що створюється прямими сонячними променями та розсіяним світлом; штучним, що створюється електричними джерелами світла та суміщеним, коли недостатнє за нормами природне освітлення доповнюється штучним.

Природне освітлення поділяється на: бокове (одно- або двостороннє), що здійснюється через світлові отвори (вікна) у зовнішніх стінах; верхнє,

здійснюване через ліхтарі та отвори в дахах і перекриттях; комбіноване — поєднання верхнього та бокового освітлення.

За функціональним призначенням штучне освітлення поділяється на робоче, аварійне, евакуаційне, охоронне, чергове\*

Штучне робоче освітлення може бути загальним та комбінованим. Загальним називають освітлення, за якого світильники розміщуються у верхній зоні приміщення (не нижче 2,5 м над підлогою) рівномірно (загальне рівномірне освітлення) або з врахуванням розташування робочих місць (загальне локалізоване освітлення). Комбіноване освітлення складається із загального та місцевого. Його доцільно застосовувати під час роботи високої точності, а також, якщо необхідно створити певний або змінний у процесі роботи напрямок світла. Місцеве освітлення створюється світильниками, що концентрують світловий потік безпосередньо на робочих місцях. Застосування лише місцевого освітлення не допускається з огляду на небезпеку виробничого травматизму та професійних захворювань.

Розрізняють природне та штучне освітлення приміщень. Для розрахунку штучного освітлення використовують 2 метода: метод використання світлового потоку та точковий метод. Методом використання світлового потоку розраховують загальне освітлення приміщення точковим методом розраховують місцеве освітлення та освітлення вертикальних нахилених поверхонь.

#### 4.4 Основні вимоги до виробничого освітлення

Основним завданням виробничого освітлення є підтримання на робочому місці освітленості, що відповідає характеру зорової роботи. Збільшення освітленості робочої поверхні покращує видимість об'єктів за рахунок підвищення їх яскравості, збільшує швидкість розрізнення деталей, що позначається на зростанні продуктивності праці. Так, при виконанні окремих операцій на головному конвеєрі складання автомобілів при підвищенні освітленості з 30 до 75лк продуктивність праці зросла на 8%.

При подальшому підвищенні до 100 лк - на 28% (за даними проф.А.Л. Тарханова). Подальше підвищення освітленості не дає зростання продуктивності.

При організації виробничого освітлення необхідно забезпечити рівномірний розподіл яскравості на робочій поверхні і навколишніх предметах. Переклад погляду з яскраво освітлених на слабо освітлену поверхню змушує очей до переадаптації, що веде до стомлення зору і відповідно до зниження продуктивності праці. Для підвищення рівномірності природного освітлення великих цехів здійснюється комбіноване освітлення. Світле фарбування стелі, стін і устаткування сприяє рівномірному розподілу яркості у поле зору працюючого.

Виробниче освітлення повинно забезпечувати відсутність у поле зору працюючого різких тіней. Наявність різких тіней спотворює розміри і форми об'єктів, їх розрізнення, і тим самим підвищує стомлюваність, знижує продуктивність праці. Особливо шкідливі рухомі тіні, які можуть призвести до травм. Тіні необхідно пом'якшувати, застосовуючи, наприклад, світильники зі світлорозсіюваними молочними стьоклами, при природному освітленні, використовуючи сонцезахисні пристрої (жалюзі, козирки та ін.) Для поліпшення видимості об'єктів у полі зору працюючого має бути відсутня пряма і відбита блиск. Блиск - це підвищена яскравість світяться поверхонь, що викликає порушення зорових функцій (засліпленість), тобто погіршення видимості об'єктів. Блиск обмежують зменшенням яскравості джерела світла, правильним вибором захисного кута світильника, збільшенням висоти підвісу світильників, правильним напрямком світлового потоку на робочу поверхню, а також зміною кута нахилу робочої поверхні. Там, де це можливо, блискучі поверхні слід замінювати матовими.

Коливання освітленості на робочому місці, викликані, наприклад, різкою зміною напруги в мережі, обумовлюють переадаптації очі, приводячи до значного стомлення. Сталість освітленості в часі досягається

стабілізацією плаваючого напруги, жорстким кріпленням світильників, застосуванням спеціальних схем включення газорозрядних ламп.

При організації виробничого освітлення слід вибирати необхідний спектральний склад світлового потоку. Ця вимога особливо важливо для забезпечення правильної передачі кольору, а в окремих випадках для посилення колірних контрастів. Оптимальний спектральний склад забезпечує природне освітлення. Для створення правильної передачі кольору застосовують монохроматичне світло, що підсилює одні кольори і послабляє інші.

Освітлювальні установки повинні бути зручні і прості в експлуатації, довговічні, відповідати вимогам естетики, електробезпеки, а також не повинні бути причиною виникнення вибуху або пожежі. Забезпечення зазначених вимог досягається застосуванням захисного занулення або заземлення, обмеженням напруги живлення переносних і місцевих світильників, захистом елементів освітлювальних мереж від механічних ушкоджень

#### 4.5 Розрахунок виробничого освітлення

Приклад. Розрахувати освітлення приміщення механічного цеху. Розміри приміщення: довжина  $A = 120$  м, ширина  $B = 80$  м, висота  $H = 10,8$  м. Коефіцієнти відбиття стелі – 50%, стін – 30%. Для освітлення використані світильники з лампами типу ДРЛ.

Розв'язання. Для розрахунку системи освітлення необхідно вибрати схему розташування світильників й, виходячи зі схеми, визначити їх кількість. Найбільше часто використовуються схеми квадратного або прямокутного розміщення світильників. Відстань між світильниками  $L$  визначають за даними табл. 4, у якій наведені оптимальні відношення  $L$  до висоти підвісу світильника

\

Таблиця 4 – Оптимальні відносні відстані між світильниками

Типова крива сили світла світильника	Рекомендоване відношення $L / H$	Приклади використання
Концентрована	0,4 ... 0,7	Світильники з лампами ДРЛ, високі приміщення (12 ... 18 м)
Глибока	0,8 ... 1,2	Світильники з лампами ДРЛ, високі приміщення (6 ... 15 м)
Косинусна	1,2 ... 1,6	Світильники з лампами ДРЛ, Глибоко-випромінювач*, приміщення (6 ... 7 м)
Рівномірна	1,8 ... 2,6	Світильники Універсал*, невисокі приміщення (до 6 м)
Напів широка	1,4 ... 2,0	Світильники з люмінесцентними лампами, невисокі приміщення (до 6 м)

В таблиці 4 зображено оптимальні відносини між світильниками над робочою поверхнею. За величиною  $L$  для даної схеми розташування світильників визначають кількість світильників по довжині й ширині приміщення, а також їх загальну кількість –  $n$ .

## ВИСНОВКИ

Провівши аналіз існуючих шумоподібних сигналів та процесорів, що використовуються для їх формування та обробки можна зробити висновок, що дана галузь є досить розвиненою. Використовувані процесори та системи сигналів дозволяють організувати швидкісні, завадозахищені канали зв'язку для організації комп'ютерних мереж. Проте існуючі спеціалізовані цифрові сигнальні процесори, які доступні для масового використання оптимізовані для створення швидкісних каналів зв'язку (до 56 Мбіт/с, збільшення швидкості в основному проводиться за рахунок зменшення довжини шумоподібних послідовностей), при невеликих відстанях між точками 25-500 метрів, подальше збільшення відстані, завадозахищеності чи кількості кодоворозділених каналів можливе за рахунок збільшення довжини коду і часто обмежена 64 бітами. Дані процесори використовують одномірні шумоподібні кодові послідовності, які є досить добре дослідженими, і мають вбудовані апаратні засоби для обробки цих сигналів. Тому зміна методів обробки чи типів сигналів не дозволяє використовувати дані спецпроцесори для побудови безпроводних систем з іншими типами сигналів.

Перспективним для створення систем зв'язку на основі шумоподібних сигналів є використання двомірних кодових послідовностей, які при однакової довжині в порівнянні з одномірними мають кращі кореляційні властивості, і як наслідок дозволяють ефективніше використовувати існуючі канали зв'язку, збільшити завадозахищеність та дальність зв'язку при однакових потужностях прийомо-передавальної апаратури, зменшити ширину використовуваного каналу зв'язку при збереженні швидкості передавання інформації.

В результаті виконання даної роботи було проведено оцінку кореляційних властивостей різних типів шумодібних послідовностей а також проведено дослідження властивостей двомірних шумоподібних послідовностей.

## ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Варакин Л.Е., Анфилофьев С.А. Технология CDMA в современных системах радиосвязи // Мобильные системы. - 1998. - Спецвыпуск по стандарту CDMA.
2. Roy D. Yates, Narayan B. Mandayam. Challenges in Low-Cost Wireless Data Transmission // Wireless Information Network Laboratory, Rutgers University.- 1999.
3. Диксон Р.К. Широкополосные системы: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. - М.: Связь, 1979. - 304 с.
4. Fakatselis J., Belkerdid M.A. Processing Gain for Direct Sequence Spread Spectrum Communication Systems and PRISMT. Application Note 9633, Harris Semiconductor, August 1996. -19-22 с.
5. Andren C. Short PN sequences for Direct Sequence Spread Spectrum Radios. Harris Semiconductor, Palm Bay, Florida. 4/11/97.
6. Кислов В.Я. и др. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов, генерируемых системами с динамическим хаосом // Радиотехника и электроника. 1997. Том 42. С. 1341-1349,
7. Смирнов Н.И., Горгадзе С.Ф. Синхронное кодовое разделение абонентских станций: перспективное поколение персональных систем связи // Технологии и средства связи. 1998. С. 58-62.
8. Горностаев Ю.М. Мобильные системы 3-го поколения. Москва, МЦНТИ. 1998.
9. Y. Nykolaichuk, Y. Kudriashov, V. Yatskiv, T. Lendyuk "A strategy and Outlook for Creation in Ukraine the Multilevel Computer Network with Opened Optical Channels" // *Proceeding of the International Workshop on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: IDDAACS'2001*, 2001. P-95-98.
10. Oleg Zastavniy, Yaroslav Nykolaychuk "Research of number-theoretic bases as a foundation of two-dimentional spread spectrum signals construction" //

Proceeding of the International Conference TCSET'2004, Lviv, "Lviv Polytechnic" 2004.-68-72 с.

11. О. М. Заставний Системні параметри автономних сенсорів для мереж з глибоким розпаралеленням інформаційних потоків // ВІСНИК Технологічного університету Поділля, Хмельницький, 2003, №3, Т1. ст. 128–130.

12. Мельничук С. І. Методи формування та цифрової обробки сигналів в розподілених системах керування. – Львів 2000

13. Каляев Л.В. Многопроцессорные системы с программируемой архитектурой, М.: Наука, 1984.-192 с.

14. Белинский В.Т., Гондюф В.П. Практическое пособие по учебному конструированию РЭА - М.: Радио и связь, 1992.-26-29 с.

15. Николайчук Я.М., Заставний О.М. Дослідження системних характеристик двомірних кодів з особливими кореляційними властивостями // Вісник технологічного університету Поділля, Хмельницький, 2004, №2, ч.1, Т2. ст. 107-110.

16. Варакин Л. Е., Сальников Ю. К. Оптимизация системы (связи с шумоподобными сигналами и корректирующими кодами).[Текст]Радиотехника, 1980, т. 35, № 5, с. 17-22.

17. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения [Текст] В. П. Ипатов. Мир связи. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.

18. Різник О.Я., Юрчак І.Ю., Парубчак В.О.,захист інформації на основі баркероподібних кодів.[Текст] Вісник «Радіоелектроніка та телекомунікації» Національного університету «Львівська політехніка», Львів, 2009, №56, 197-200 с.

19. Різник О., Балич Б., Нога Ю.,Скрибайло-Леськів Д. Перетворення інформації на основі шумоподібних кодів [Текст] Вісник «Радіоелектроніка та телекомунікації» Національного університету «Львівська політехніка», Львів, 2010, 336-400 с.



20. Исаков В.Н. Статистическая теория радиотехнических систем [Текст](курс лекций) - Корреляционная обработка сигналов – лекция 5

21. Орощук И.М. Сети ЭВМ и телекоммуникации. Методические рекомендации и задания на практические занятия для студентов заочной формы обучения ВУЗов. [Текст] Системы связи с использованием шумоподобных сигналов. Владивосток – 2007, Лекция 6.

22. Різник О., Балич Б., Нога Ю., Скрибайло-Леськів Д. Використання шумоподібних кодів для задач стеганографії [Текст] Вісник «Радіоелектроніка та телекомунікації» Національного університету «Львівська політехніка», Львів, 2010, 336-400 с.

23. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф., Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. [Текст] Радиофизика и радиоастрономия, 2008, т.13, №2, с. 166-194

24. Формирование и обработка сигналов Баркера [Электронный ресурс] <http://www.zonatusovki.ru/waiver/obrabotka/57/index.aspx>

25. Кузьмин Е.В., Методы равновесовой обработки шумоподобных сигналов с минимальной частотной манипуляцией [Электронный ресурс] (Политехнический институт ФГОУ ВПО "Сибирский федеральный университет", г. Красноярск) - 2007 г. Режим доступа <http://jre.cplire.ru/win/sep07/2/text.html>

26. Вільна енциклопедія : Коди Голда [Електронний ресурс] [http://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%BE%D0%B4%D0%B8\\_%D0%93%D0%BE%D0%BB%D0%B4%D0%B0](http://uk.wikipedia.org/wiki/%D0%9A%D0%BE%D0%B4%D0%B8_%D0%93%D0%BE%D0%BB%D0%B4%D0%B0)

27. Последовательности Голда [Электронный ресурс] <http://crypto.pp.ua/2011/12/posledovatelnosti-golda-chast-1/>

28. Псевдослучайные последовательности и их применение для защиты информации [Электронный ресурс] Юраков А.А. Харків – 2010 р.