

**Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України  
Тернопільський національний економічний університет  
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій  
Кафедра комп'ютерної інженерії**

До захисту допущено  
Завідувач кафедри  
комп'ютерної інженерії  
к.т.н., доц. О.М.Березький

\_\_\_\_\_ р.  
" \_\_\_\_ " \_\_\_\_\_ 20\_\_

**ДИПЛОМНА РОБОТА**  
освітньо-кваліфікаційного рівня "Магістр"  
зі спеціальності 8.05010201 "Комп'ютерні системи та мережі"  
на тему:

**МЕТОД ПЕРЕДАВАННЯ ІНФОРМАЦІЇ В  
КОМП'ЮТЕРНИХ МЕРЕЖАХ НА ОСНОВІ  
СИГНАЛЬНИХ КОРЕКТУЮЧИХ КОДІВ**

Студент групи КСМм - 51  
Копчишин Т.В.

\_\_\_\_\_ р.  
підпис

Науковий керівник  
д.т.н., професор Николайчук Я.М.

\_\_\_\_\_ р.  
підпис

Консультант з нормоконтролю  
Березький О. В.

\_\_\_\_\_ р.  
Прізвище, ініціали

Підпис

Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України  
Тернопільський національний економічний університет  
Факультет комп'ютерних інформаційних технологій  
Кафедра комп'ютерної інженерії

“Затверджую”  
Зав. кафедри  
комп'ютерної інженерії  
к.т.н., доц. О.М. Березький

---

“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 20\_\_ р.

**З А В Д А Н Н Я**  
**НА ДИПЛОМНУ РОБОТУ СТУДЕНТА**  
**Копчишина Тараса Володимировича**

1. **Тема дипломної роботи** “Метод передавання інформації в комп'ютерних мережах на основі сигнальних коректуючих кодів” затверджена наказом університету № 475 від 14 жовтня 2011 року.

2. **Термін здачі** закінченої дипломної роботи \_\_\_\_\_

3. **Об'єкт дослідження:** процеси формування та цифрового оброблення сигналів в комп'ютерних мережах.

4. **Предмет дослідження:** методи і засоби формування та цифрового оброблення сигналів в комп'ютерних мережах, що реалізують інформаційні технології кодування даних у теоретико-числових базисах.

5. **Перелік задач, які мають бути вирішені:**

- 1) обґрунтування методів підвищення ефективності комп'ютерних мереж на основі вдосконалення засобів формування та цифрової обробки сигналу в базисі Галуа;
- 2) розробка безнадлишкових методів завадозахищеного формування та цифрового опрацювання сигналів;
- 3) розробка, дослідження та оптимізація характеристик спецпроцесорів оброблення сигналів на основі сигнальних коректуючих кодів;
- 4) розробка та реалізація засобів формування та цифрового оброблення сигналу в комп'ютерних мережах.

6. **Перелік ілюстративного матеріалу:**

- представлення кодової послідовності з використанням бітів даних;
- представлення коду Галуа;
- структура фрейму протоколу HP-IL;
- представлення невиявленої помилки в першому розряді кодів позиційно-сигнальних кодів;
- представлення невиявленої помилки в другому розряді кодів позиційно-сигнальних кодів;

- реалізація квазісимвольного симетричного рекурентного коректуючого коду;
- діаграма оцінки структурної складності спецпроцесорів коректуючих кодів;
- діаграма оцінки часової складності спецпроцесорів коректуючих кодів.

### 7.Консультанти по роботі

Розділ	Консультант	Підпис
1		
2		
3		

### КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№	Назва структурних частин ДР	Термін виконання	Примітка
1	Огляд методів формування та цифрового оброблення сигналів	15.09.2011 – 5.11.2011	
2	Розробка методів безнадлишкового сигнального кодування на основі кодів Галуа	6.11.2011 – 31.01.2012	
3	Програмно-апаратна реалізація методу формування бісигнальних коректуючих кодів Галуа	1.02.2012 – 23.04.2012	

Завдання прийняв до виконання \_\_\_\_\_  
(підпис)

Керівник дипломної роботи \_\_\_\_\_  
(підпис)

## РЕФЕРАТ

Дипломна робота на тему “Метод передавання інформації в комп’ютерних мережах на основі сигнальних коректуючих кодів” на здобуття освітньо-кваліфікаційного рівня “Магістр” зі спеціальності “Комп’ютерні системи та мережі” написана обсягом 88 сторінок і містить 44 ілюстрації, 27 таблиці, 2 додатки та 23 джерела за переліком посилань.

**Метою роботи** є підвищення ефективності формування та цифрового опрацювання сигналів на основі сигнальних коректуючих кодів.

**Методи досліджень** базуються на методах теорії інформації, теорії сигналів, методів формування та цифрового опрацювання даних, прикладної теорії цифрових автоматів, теорії.

Розроблено нові методи безнадлишкового сигнального кодування біт-орієнтованих інформаційних потоків з використанням кодів поля Галуа, які в порівнянні з існуючими методами дозволяють повніше використати інформацію сигнальних просторів і забезпечують можливість, без введення надлишкової інформації в потоки даних, що передаються, виявити та коректувати однократні помилки.

Результати роботи можуть бути використані при побудові системи передачі інформації, де необхідне використання самокоректуючих кодів.

Можливими напрямками подальших досліджень є продовження роботи по дослідженню бісигнальних коректуючих кодів у відкритих оптичних системах.

**Ключові слова:** КОРЕКТУЮЧИЙ КОД, СИГНАЛЬНИЙ КОД, ПЕРЕДАЧА ІНФОРМАЦІЇ, КОМП’ЮТЕРНА МЕРЕЖА, ОБРОБКА СИГНАЛІВ, ОБЧИСЛЮВАЛЬНА СКЛАДНІСТЬ.

## ABSTRACT

The diploma work on theme "The method of transmitting information in computer networks based on signal corrective codes" on education and qualification of "Master" specialty "Computer systems and networks" written up 88 pages and contains 44 figures, 27 tables, 2 applications and 23 sources for references.

**The aim of work** is to improve development and digital signal processing based on signal correcting codes.

**The methods of research** based on the methods of information theory, the theory of signals and methods of generating digital data processing, applied the theory of digital automata theory.

A new method of signal coding the absence of excess bit-oriented data flows using Galois field codes, which are compared with existing methods allow better use the information signal space and provide the opportunity, without entering redundant information in data streams, transmitted, detect and correct errors once.

The results may be used in the construction of communication where necessary using self-correction codes.

Possible directions for further research is continuing work on research bisyhnalnyh corrective code in open optical systems/

**Keywords:** ADJUSTING THE CODE, SIGNAL CODE, COMMUNICATION, COMPUTER NETWORK, SIGNAL PROCESSING, COMPUTATIONAL COMPLEXITY.

## ЗМІСТ

Вступ.....	7
1. Огляд методів формування та цифрового оброблення сигналів.....	10
1.1 Систематизація характеристик та оцінки ефективності методів формування та цифрового оброблення сигналів.....	10
1.2 Дослідження характеристик методів імпульсних та потенціальних методів маніпуляції.....	13
1.3 Характеристики сигнальної моделі.....	19
1.4 Розрахунок ефективності методів маніпуляції.....	21
1.5 Принципи формування цифрових повідомлень на основі теоретико-числових базисів .....	22
1.6 Принцип побудови кодів поля Галуа.....	26
1.7 Дослідження надлишковості захисту даних від помилок існуючих протоколів передавання даних .....	28
Висновки до розділу I.....	31
2 Розробка методів безнадлишкового сигнального кодування на основі кодів Галуа .....	33
2.1 Метод формування позиційно-сигнального коду.....	33
2.2 Метод формування несиметричного рекурентного сигнального коду....	42
2.3 Формування рекурентного симетричного сигнального коду.....	46
2.4 Метод формування безнадлишкових квазісимвольних сигнальних кодів.....	48
2.5 Дослідження характеристик виявлення та виправлення помилок при використанні сигнальних кодів Галуа.....	51
2.6 Критерії оцінки і порівняльна характеристика ефективності виявлення та виправлення помилок сигнальними кодами.....	54
Висновки до розділу II.....	57
3 Програмно-апаратна реалізація методу формування бісигнальних коректуючих кодів Галуа.....	59

3.1 Розробка структури спецпроцесорів формування бісигнальних коректуючих кодів Галуа .....	59
3.2 Дослідження структурної складності спецпроцесорів формування коректуючих кодів .....	64
3.3 Моделювання роботи цифрових приймачів різних сигнальних коректуючих кодів.....	68
3.4 Дослідження обчислювальної складності алгоритмів оброблення СКК..	76
Висновки до розділу III.....	79
Висновки.....	81
Список використаних джерел.....	82
Додаток А. Публікація.....	85
Додаток Б. Довідка про впровадження.....	88

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Інформаційні процеси - зберігання, накопичення, опрацювання, передавання та захист інформації - неможливо реалізувати без процесів кодування та декодування. Кодування - це процес перетворення інформації з однієї форми в іншу за умови збереження її змісту. В процесі кодування інформацію подають у формі, яка є більш зручною для її збереження, передачі, опрацювання та захисту. Обернене перетворення називається декодуванням.

Кодування в знакових системах - це взаємнооднозначне відображення одного набору знаків в інший набір знаків (чи слів). Правило, яке описує таке відображення, називається кодом (від латинського *cod* – закон). Кодом також називають і множину образів при кодуванні однієї інформації в іншу зі збереженням її змісту. Людство широко використовує кодування в різних галузях своєї діяльності. За час свого існування людство створило значну кількість мов кодування: розмовні мови, мова міміки і рухів, мова малюнків і креслень, мова науки (математична, хімічна, інформативна тощо), мова мистецтв (живопису, скульптури, музики), спеціальні мови (азбука Морзе, Бодо, азбука Брайля для незрячих, морський семафор, есперанто).

Кодування широко застосовують для відображення дискретної інформації в каналах зв'язку, системах автоматики, комп'ютерних та інших системах.

Великий вклад в розвиток теорії кодування даних здійснили такі зарубіжні та вітчизняні вчені: Р. Хартлі, К.Шеннон, Т.Харрисон, Ж.Макс, Д. Мідлтон, К.Рейдер, Б.Гоулд, Л.М. Фінк, І.Я.Акушський, Г.І.Брюхович, С.Г. Бунін, Ю.Б.Окунєв, Я.М.Николайчук, Л.Б.Петришин, С.М.Іщераков, С.І.Мельничук, В.В.Яцків.

Відповідно до мети кодування є декілька напрямів кодування, серед яких можна виділити два основні. Перший напрям кодування пов'язаний із захистом інформації. Другий напрям у теорії і практиці кодування тісно пов'язаний із проблемами ефективного передавання інформації каналами зв'язку, зберігання



інформації. Тут можна виділити три основних аспекти:

- 1) подання повідомлення (інформації) у вигляді, який є найбільш зручним для передавання його каналом зв'язку;
- 2) кодування повідомлення з мінімальною можливою кількістю двійкових символів (оптимальне кодування);
- 3) кодування повідомлення, яке забезпечує надійність одержання його адресатом без спотворень (завадостійке кодування).

Тому актуальною є наукова задача розвитку теорії та вдосконалення методів формування і цифрового оброблення сигналів, які б забезпечували підвищення завадозахищеності та максимальної віддалі передавання даних в умовах впливу адитивних та інтенсивних мультиплікативних завад, а також несанкціонованого впливу на канал передачі інформації.

**Метою роботи** є підвищення ефективності формування та цифрового опрацювання сигналів на основі сигнальних коректуючих кодів.

У відповідності з поставленою метою дисертаційна робота включає розв'язання таких задач:

- 1) обґрунтування методів підвищення ефективності комп'ютерних мереж на основі вдосконалення засобів формування та цифрової обробки сигналу в базисі Галуа;
- 2) розробка безнадлишкових методів завадозахищеного формування та цифрового опрацювання сигналів;
- 3) розробка, дослідження та оптимізація характеристик спецпроцесорів оброблення сигналів на основі сигнальних коректуючих кодів;
- 4) розробка та реалізація засобів формування та цифрового оброблення сигналу в комп'ютерних мережах;

**Об'єкт дослідження** – процеси формування та цифрового оброблення сигналів в комп'ютерних мережах.

**Предмет дослідження** – методи і засоби формування та цифрового оброблення сигналів в комп'ютерних мережах, що реалізують інформаційні технології кодування даних у теоретико-числових базисах.

**Методи досліджень.** Основні наукові результати і висновки отримано на основі теорії інформації, теорії сигналів, методів формування та цифрового опрацювання даних, прикладної теорії цифрових автоматів, теорії алгоритмів.

**Наукова новизна одержаних результатів** полягає в наступному.

На основі проведених досліджень розв'язано наукову задачу розробки методів та засобів формування та цифрового опрацювання сигналів в комп'ютерних мережах.

При цьому отримано такі основні наукові результати, що виносяться на захист.

**Вперше:**

- запропоновано методи безнадлишкового кодування сигналів в базисі Галуа шляхом додаткової нумерації послідовностей нулів та одиниць в пакетах даних бітами Галуа, що дало змогу підвищити рівень виявлення та виправлення помилок по відношенню до існуючих методів, при заданій швидкості передавання даних;

**Набув подальшого розвитку:**

- метод оцінки ефективності існуючих та запропонованих технологій формування сигналів в базисі Галуа на основі порівняльного аналізу коректуючих властивостей, що дозволило обґрунтувати ефективність їх застосування в комп'ютерних системах з оптичними каналами зв'язку.

**Практичне значення одержаних результатів:**

Розроблено структурні та схемотехнічні рішення формувачів та алгоритмів оброблення маніпульованих сигналів, які забезпечують можливості виявлення та виправлення помилок при їх прийманні, на основі безнадлишкового кодування в базисі Галуа. Реалізовано алгоритмічне та програмне забезпечення компонентів РКС на основі сигнальних коректуючих кодів у комп'ютерних мережах.

# 1 ОГЛЯД МЕТОДІВ ФОРМУВАННЯ ТА ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ

## 1.1 Систематизація характеристик та оцінки ефективності методів формування та цифрового оброблення сигналів

Методи цифрового формування та оброблення сигналів базуються на зміні системних характеристик носіїв фізичного сигналу. В загальному випадку сигнал можна представити у вигляді функціоналу, та запису кортежу в залежності від формалізованих параметрів [1, 2]:

$$S_x = F(A, \psi, \omega, t, \varphi), \quad (1.1)$$

де  $A$  - амплітуда сигналу;

$\psi$  - базисна функція ;

$\omega$  - частота в базисі;

$\varphi$  - фаза сигналу;

$t$  - час.

Вказані параметри є основою для організації методів модуляції та маніпуляції сигналів.

Класичні методи багатовимірної маніпуляції цифрових сигналів представлено у таблиці 1.1 [3, 4].

Таблиця 1.1 - Методи багатовимірної маніпуляції цифрових сигналів

Одновимірні	Двовимірні	Трьохвимірні	Чотирьохвимірні
АМ (АІМ)	АЧМ	АФЧМ	АЧФТМ
ЧМ (ЧІМ)	АФМ	АЧТМ	
ФМ (ФІМ)	АТМ	АФТМ	
ВФМ (ШІМ)	ЧФМ	ФЧТМ	
ТМ (ІКМ)	ЧТМ		

У роботі Зюко [5] показана відносна ефективність одновимірних методів маніпуляції сигналів:

$$Pn = \frac{1}{n} \left[ -\Phi(\gamma, h) \right]; \quad (1.2)$$

$$h = \sqrt{\frac{Pc}{Pш} \cdot F \cdot T}; \quad \gamma = \sqrt{\frac{Pc}{Pш}}, \quad (1.3)$$

де  $Pn$  – ймовірність помилки;

$\Phi$  – функція Крампа;

$h$  – ефективність;

$Pc/Pш$  - оцінка ефективності.

АМ використовується для високоякісних каналів (радіоканал), ЧМ – для каналів середньої якості, ФМ та ШПС – для каналів низької якості (рисунок 1.1).

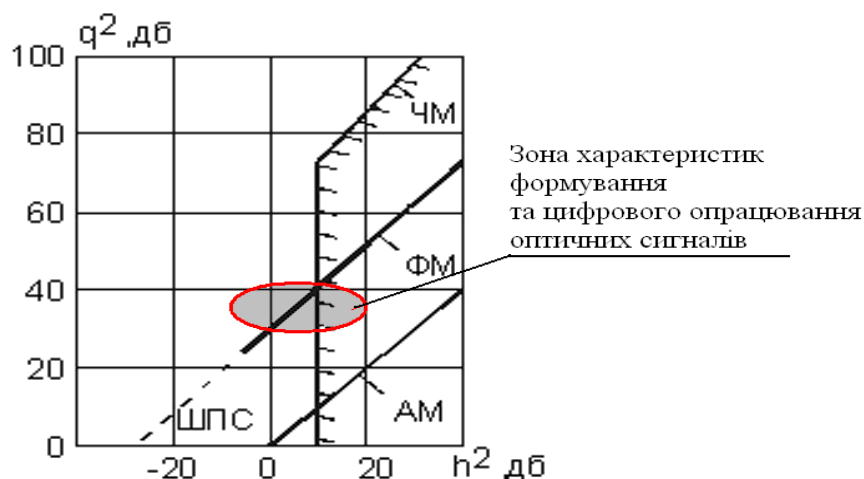


Рисунок 1.1 – Оцінка ефективності методів маніпуляції сигналів з урахуванням затухання та зміни характеристик сигналів у каналі зв'язку

Потужність сигналу на вході та на виході лінії зв'язку визначається згідно виразів [5]:

$$q^2 = \frac{2E_c}{N_0} ; \quad h^2 = \frac{P_c}{P_{ш}} , \quad (1.4)$$

де  $N_0$  – потужність шумів в смузі частот сигналу (рисунок 1.2).

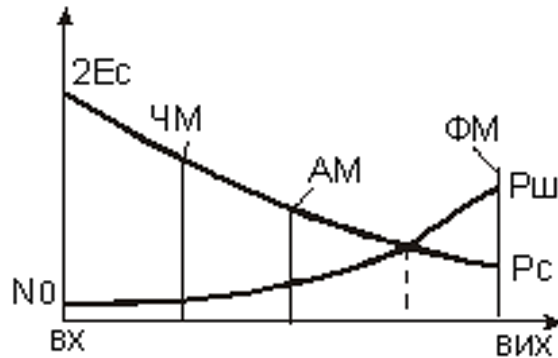


Рисунок 1.2 – Діаграма затухання сигналів в каналі зв'язку при різних методах маніпуляції

З діаграми та графіка затухання сигналів в каналі зв'язку слідує, що при великому  $h^2$  найбільш ефективними є ЧМ, при найменшому  $h^2$  найбільш ефективними є ФМ та ШПС, при максимальному обмеженні амплітуди сигналу - АМ (рисунок 1.3.) [5].

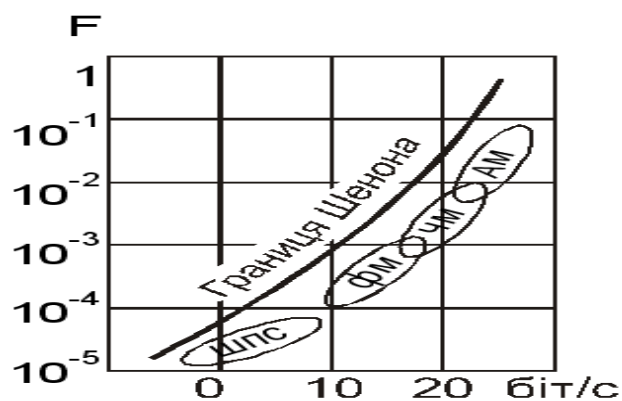


Рисунок 1.3 – Оцінка ефективності методів маніпуляції сигналів до межі Шеннона

## 1.2 Дослідження характеристик методів імпульсних та потенціальних

## методів маніпуляції

В сучасних комп'ютерних системах найширше застосування отримали двомірні методи імпульсної, а в окремих випадках - потенціальної маніпуляції [4,6,7].

Імпульсні методи маніпуляції сигналів найчастіше використовують на низових рівнях комп'ютерних мереж, в цифровій телефонії, а також існуючих комп'ютерних системах з оптичними ІК. У зв'язку з тим, що дані методи використовують обмежену частину енергії на інтервалі тривалості сигналу, а також потребують широкої смуги частот в каналі зв'язку, ефективність їх недостатньо висока. Серед цих методів застосовують імпульсну та диференційно-імпульсно кодову маніпуляцію [4,8] (таблиця 1.2).

Таблиця 1.2 - Методи одновимірної імпульсної маніпуляції

ММ	код	0	1	1	0	1	0	0	1	М
АЧМ	RZ		□	□		□			□	2
АЧМ	RB		□	□		□			□	2
АЧМ	NZ	□	□		□	□	□		□	3
АЧМ	RZB	□	□	□		□	□	□	□	2
АФМ	RZ-F	□	□	□	□	□	□	□	□	2
ЧІМ	RBFM	□	□	□	□	□	□	□	□	2
ЧІМ	RB-M <sup>2</sup> FM		□	□		□			□	2

Порівняльний аналіз методів ефективності (їх переваг, а також недоліків) різних методів двовимірної імпульсної маніпуляції кодових сигналів поданий у таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 - Класифікація переваг та недоліків різних методів двомірної

## маніпуляції

Метод маніпуляції	Переваги	Недоліки
АЧМ (RZ)	простий закон маніпуляції, сигнали однополярні	низька енергія сигналу, відсутня самосинхронізація.
АЧМ (RB)	Вдвічі більша енергія сигналу, по відношенню до методу RZ	сигнал знакозмінний; загальний недолік для RZ і RB дрейф нуля в лінії зв'язку
АЧМ (NZ)	Більш високий рівень серії бітової синхронізації	сигнал знакозмінний
АЧМ (RZB)	синхронізація кожного біту, що передається	Загальним недоліком методів RZB, RZ-F, RB-FM, RB-M <sup>2</sup> FM є використання малої кількості енергії сигнального простору.
АФМ (RZ-F)	самосинхронізація кожного біту даних	
ЧІМ (RBFM)	самосинхронізація та завадозахищеність	
ЧІМ (RB-M <sup>2</sup> FM)		

Загальним недоліком всіх представлених одновимірних методів маніпуляції є широкий спектр сигналів, а також неефективне використання сигнального вікна, що приводить до зниження швидкості передавання інформації.

Широкого застосування в сучасних комп'ютерних системах набули також потенціальні методи маніпуляції сигналу [4]. Дані методи характеризуються підвищеною енергією сигналів, що передаються. Вони бувають двох типів: без самосинхронізації (потребують додаткового каналу синхронізації) і з самосинхронізацією (таблиці 1.4 та 1.5).

Серед перелічених методів, метод КТ-1 є найбільш ефективним, оскільки володіє наступними позитивними якостями:

- 1) виключає повторення однакових ознак сигналів і забезпечує якісну бітову синхронізацію;
- 2) двократні повторення сигналів використовуються в якості start-stop сигналів, що виключає необхідність формування флагів на границях інформаційних масивів і біт-стаффінгів в середині інформаційного масиву.

Метод КТ -1 розроблений професором Николайчуком Я.М. [4] і успішно застосований в низових рівнях комп'ютерних систем у нафтогазовій галузі.

Таблиця 1.4 - Потенціальні методи маніпуляції

КОД	0	1	1	0	1	0	0	1	m
NRZ-1									2
NRZ-M									2
MFM									2
PE									2
FT									2
FM									2
HP-IL									3
KT-1									3

Таблиця 1.5 - Порівняльні характеристики різних методів потенційних методів маніпуляції

Метод маніпуляції	Переваги	Недоліки
NRZ – 1	забезпечує максимальну енергію сигналів, але відсутня бітова синхронізація	дрейф нуля в лінії зв'язку
NRZ – M	забезпечує синхронізацію сигналів "1"	
MFM	забезпечує фронтом наростанням або наростання нулів і передачу потенціалу	синхронізація бітів фронтами наростання та спаду сигналу з фазовою маніпуляцією
PE	нуль передається фронтом спаду, а одиничка фронтом наростання	неефективна бітова синхронізація
FT	висока заводо захищеність і самосинхронізація	зміна швидкості передавання даних, дрейф нуля
HP – IL	характеризується самосинхронізацією, відсутністю дрейфу нуля	низька швидкість передачі даних при заданій смузі частот каналу зв'язку
KT – 1	максимальна швидкість передачі сигналів і самосинхронізація	дрейф нуля. Для ліквідації дрейфу сигнали "0", "1" і сигнал "повторення" передаються трьома частотами.

У таблиці 1.6. показані приклади сигналів модифікованих методами квазітрійкової маніпуляції, які характеризуються відсутністю дрейфу нуля.

Таблиця 1.6 - Формування імпульсної послідовності методом KT-M



код	0	1	1	0	1	0	0	1	m
FM-КТ1									3
КТ-М									3

Загальним недоліком проаналізованих методів маніпуляції є широкий спектр сигналів, як наслідок цього, відбувається зниження швидкості передавання інформації і високий рівень завад між каналом зв'язку. Тому доцільно використовувати методи квазітрійкової маніпуляції сигналів покращеної форми з вузьким спектром (таблиця 1.7) [6].

Таблиця 1.7 - Квазітрійкові методи маніпуляції сигналів покращеної форми

ФОРМА сигналу	Метод	Бітова послідовність							
		0	1	1	0	1	0	0	1
Трапецедальні	КТ-Т								
Дзвоноподібні $\sin^2 x$	КТ-Д								
$\frac{\sin x}{x}$	КТ-С								

Ефективність методу маніпуляції сигналу також залежить від реалізації блокової синхронізації.

При цьому аналіз ефективності методу маніпуляції сигналів з врахуванням блокової синхронізації можна обчислити за допомогою наступного виразу:

$$K_e = (n+m)/n, \quad (1.5)$$

де  $n$  – число біт-інформаційної кодової послідовності;

$m$  – число біт коду блокової синхронізації.

На рисунку 1.4 наведено приклад виконання блокової синхронізації при використанні стандартного протоколу обміну даними в комп'ютерних системах HDLC, методу маніпуляції HP-IL та КТ-1 і без врахування коефіцієнта форми сигналу та ступеня використання енергії сигнального вікна [9,10].

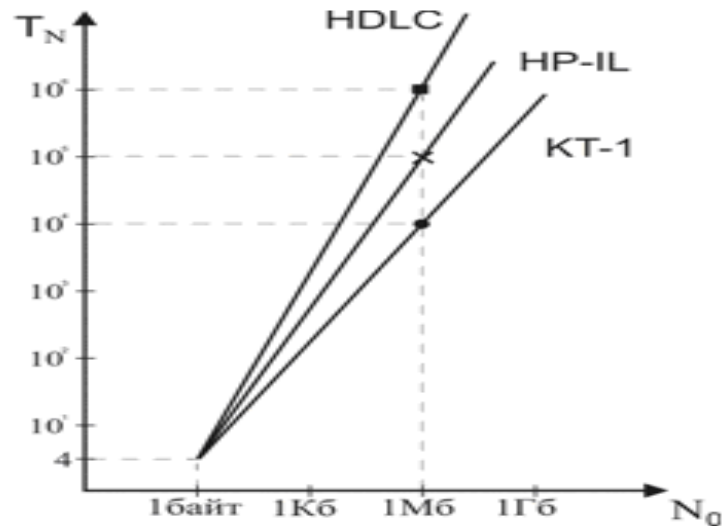


Рисунок 1.4 - Характеристика швидкості передавання даних в стандартних протоколах:  $N_0$  – об'єм даних;  $T_N$  – швидкість передавання в залежності від об'єму даних

Серед методів маніпуляції найбільш широко використовується Манчестерський код (рисунок 1.5) [11].

Аналіз рисунка 1.5. показує, що незважаючи на те, що при передаванні байту даних (8 біт), в каналі є присутні ще 2 байти двійкових сигналів - цей факт пояснюється тим, що для передавання Манчестерським кодом "1" і "0" використовуються не всі позиції сигнального простору. З рисунка 1.6. видно, що дві позиції "00" і "11" в каналах зв'язку фактично не використовуються.

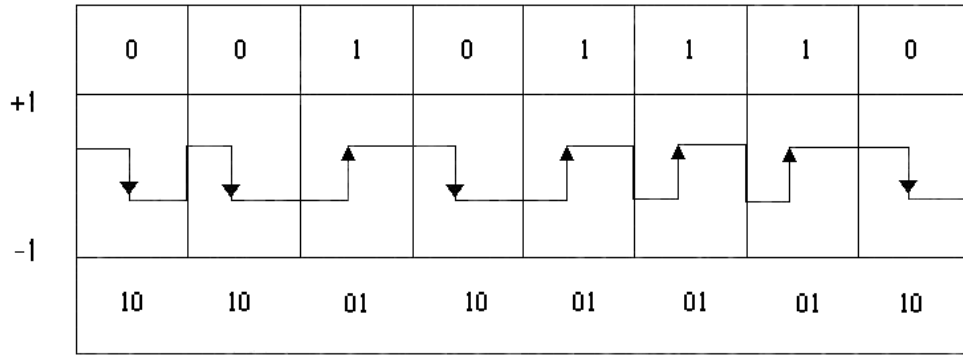


Рисунок 1.5 - Кодування сигналу на основі Манчестерського коду

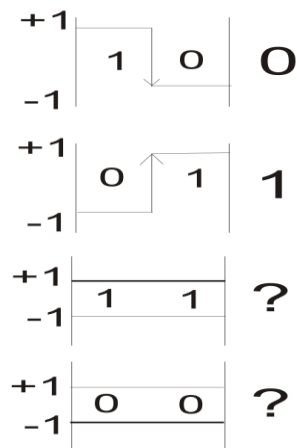


Рисунок 1.6 - Представлення кодової послідовності з використанням бітів даних

Існують інші методи маніпуляції, де ці коди використовують для повторення нулів і одиниць, що підвищує ефективність передачі інформації [11] (рисунок 1.7).

Всі відомі методи маніпуляції в принципі не дозволяють виявити помилки в каналах зв'язку без введення надлишкової інформації. Застосування кодів Галуа дозволяє створити нові методи маніпуляції сигналів з можливим виправленням і виявленням помилок без введення кодової надлишковості.

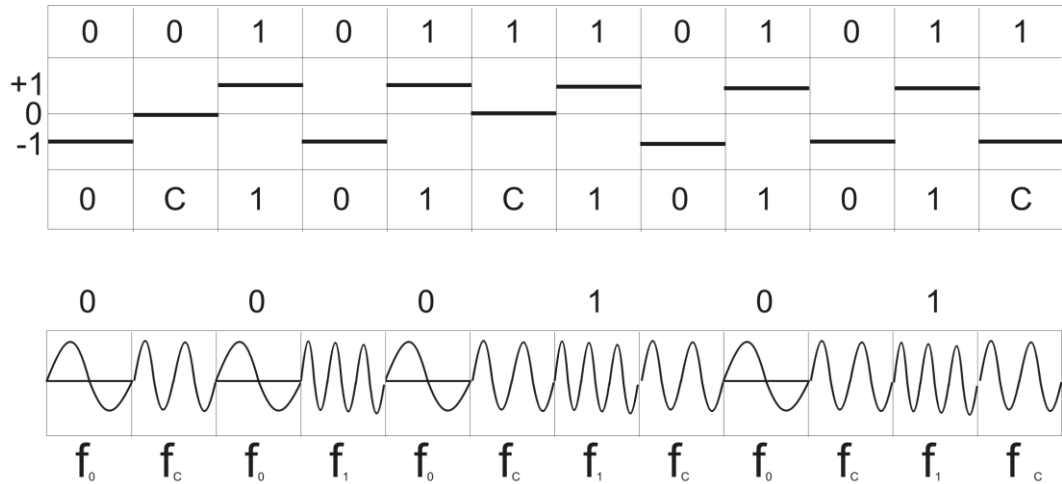


Рисунок 1.7 - Метод кодування КТ-F (C – синхронізація;  $f_0, f_c, f_1$  – відповідні частоти, на яких передаються нулі та одиниці)

### 1.3 Характеристики сигнальної моделі

Для порівняння ефективності різних методів маніпуляції необхідно виконати їх розрахунок на основі сигнальних моделей [5,11].

Представлення методів маніпуляції відбувається в одиничному колі (рисунок 1.8).

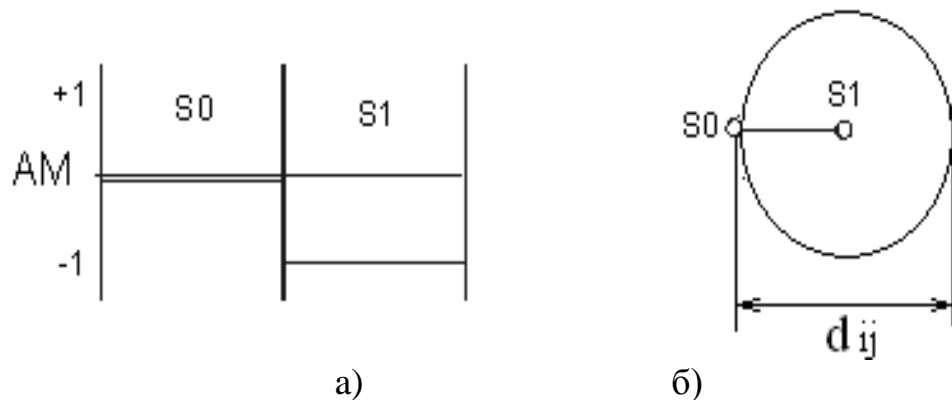


Рисунок 1.8 - Сигнальне коло при амплітудній (а) та фазовій маніпуляціях (б):  $S_i, S_j$  - сигнали в сигнальному просторі;  $d_{ij}$  - кодова віддаль;  $E_i = R_i, E$  - енергія сигналу

Чим більше  $d_{ij}$ , тим ефективність методу маніпуляції вища, що

підтверджують дані, представлені в таблиці 1.8, в якій  $M^*$  – число ознак сигнального вікна (число маніпуляцій).

Таблиця 1.8 - Систематизація сигнальних кіл при різних ознаках сигнального вікна

M=2			
M=3			
M=4			
M=5			
M=6			
M=7			
M=8			
M=9			

#### 1.4 Розрахунок ефективності методів маніпуляції

Ефективність різних методів маніпуляції можна оцінити на основі такого виразу [5]:

$$K_{em} = \frac{k_{\phi} \cdot d_{ij \min} \cdot \sqrt{\log_2 M}}{2\sqrt{E_c}}, \quad (1.6)$$

де  $d_{ij}$  - кодова віддаль між маніпульованими сигналами,

$M$  - число ознак маніпуляції,

$E_c$  - середня енергія сигналу,

$K_{\phi}$  - коефіцієнт форми сигналу (залежить від базисної функції),

$S_i$  - енергія сигналів в двомірному сигнальному просторі.

Середня енергія сигналу  $E_c$  розраховується по формулі:

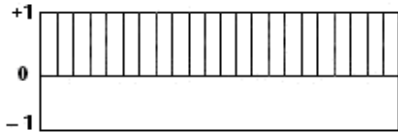
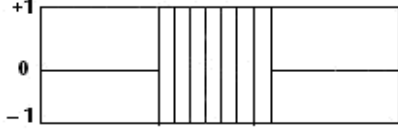
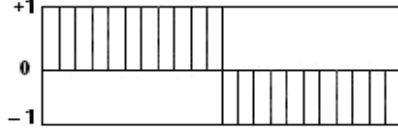
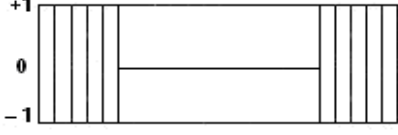
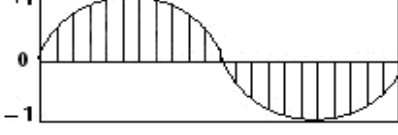
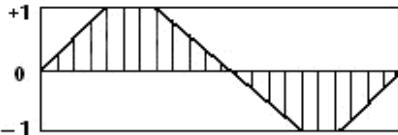
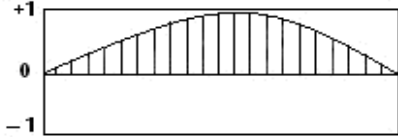
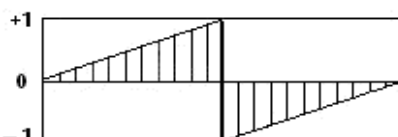
$$E_c = \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M S_i. \quad (1.7)$$

В оптичних каналах використовуються виключно двоурівневі сигнали  $S_0 = 0$ ;  $S_1 = +1$ . Тому  $d_{ij} = 1$ ;  $E_c = 0 + 1/2 = 0,5$ .

Незважаючи на різноманітність даних сигналів, всі вони кодуються в сигнальному вікні з кодовою віддаллю  $d_{ij} = 1$ , з коефіцієнтом форми  $K_f = 0,5$ . Використання даного типу сигналів на інтервалі одного сигнального вікна дозволяє збільшити число  $M$  (число маніпуляцій) і тим самим підвищити швидкість передавання даних по оптичних каналах зв'язку. Ефективність методів маніпуляції  $K_{ef}$  залежить лише від форми сигналів  $K_f$ .

Дані аналізу ефективності методів маніпуляції в залежності від форми сигнального вікна представлено у таблиці 1.9 [6].

Таблиця 1.9 - Сигнальні вікна оптичних сигналів різних типів маніпуляції

Форма сигналу	$K_{эф}$	Форма сигналу	$K_{эф}$
	1		0.6
	1		0.6
	0.7		0.9
	0.7		0.5

Для підвищення заводозахищеності оптичних каналів зв'язку необхідно використовувати широкосмугові сигнали на основі наступних випадкових послідовностей теоретико-числового базисів Галуа:

- ШПС ( шумоподібні сигнали ) [7,12,13];
- M-послідовності ( послідовності довжини максимуму ) [13];
- коди Баркера [17];
- модифіковані коди Баркера [14,15];
- двомірні коди Баркера [16].

### 1.5 Принципи формування цифрових повідомлень на основі теоретико-числових базисів

Теоретико-числові базиси (ТЧБ) є фундаментальними теоретичними основами систем числення та методів кодування даних. Базис породжується системами ортогональних функцій. Математичною основою теоретико-числових базисів є системи ортогональних функцій на деякому інтервалі зміни аргументу

[1,2].

В таблиці 1.10 подані символи та аналітичні вирази базисних функцій в залежності від вибору ТЧБ [1].

Таблиця 1.10 - Базисні функції

$\psi = \cos$	базис Фур'є	$S_x = A\psi(\omega t + \varphi)$
$\psi = \text{har}$	базис Хаара	$\text{Har}(n, \theta, i) = \text{sign}[\sin(i2^n \pi, \theta)]$
$\psi = \text{rad}$	базис Радемахера	$\text{Rad}(n, \theta) = \text{sign}[2^n \pi \cdot \theta]$
$\psi = \text{car}$	базис Крейга	$\text{Crg}(n, \theta) = \text{sign}[\sin((2^n - 1) \cdot \pi \cdot \theta)]$
$\psi = \text{gal}$	базис Галуа	$N_j = f(C_{j-n-1}, \dots, C_{j-1}, C_j)$ $C_j = \sum_{j=0}^{n-1} C_{j-1} \cdot A \pmod{2}$

Вибір базисної функції виконується в залежності від системних характеристик різних каналів зв'язку та умов експлуатації комп'ютерних систем. В сучасних комп'ютерних та телекомунікаційних системах широко використовуються ТЧБ на основі кусково-змінних дискретних функцій, які забезпечують значно простішу реалізацію цифрових генераторів, а також спрощують алгоритми цифрового приймання сигналів.

Розробка базисів на основі систем кусково-постійних ортогональних функцій, до яких належать відомі базиси: Уолша, Хаара, Крейга, Радемахера, Крестенсона, Галуа та ін., дозволила суттєво спростити цифрове оброблення базисних функцій на основі їх представлення у виді логічних кодових матриць. Представлення найвідоміших базисів подано в таблиці 1.11.

З метою оцінки ефективності кодування даних на основі різних ТЧБ доцільно провести аналіз кодових матриць, які породжують різні системи числення.

Таблиця 1.11 - Представлення теоретико-числових базисів



Базис	Представлення базису	Базисна функція та об'єм матриці V	Модуляція сигналу та спектр
1	2	3	4
Радемахера		$\text{Rad}(n, \theta) = \text{sign}[2^n \pi \cdot \theta]$ $V = N \cdot \log_2 N$	<p>Базисні функції Радемахера є основою для модуляції Прямокутних сигналів</p> <p>ББазис Радемахера породжує двійкову систему числення і двійкові коди</p>
Хаара		$\text{Har}(n, \theta, i) = \text{sign}[\sin(i2^n \pi \cdot \theta)]$ $V = N^2$	<p>Використовується при фазовій модуляції сигналу.</p> <p>В даному базисі використовуються розрядно-позиційні коди.</p>
Крейга		$\text{Crg}(n, \theta) = \text{sign}[\sin((2^n - 1) \cdot \pi \cdot \theta)]$ $V = \frac{N^2}{2}$	<p>Породжує тривалісні і фазові методи модуляції сигналу.</p>
Уолша		$\text{Had}(h, x) = \prod_{i=1}^k [r_i(x)] h_i$	<p>Породжує частотно-фазові методи модуляції сигналу.</p> <p>Базис Уолша має найбільш широкий спектр сигналу</p>

Продовження таблиці 1.11

1	2	3	4
---	---	---	---

Крестенсона		$N_i = \text{res} \sum_{i=1}^n \mathbf{b}_i \cdot b_i \pmod{P}$ $V = \sum_{i=1}^m \log_2(P_i)$	<p>Даний базис породжує амплітудно-частотні методи модуляції.</p> <p>Базис представлений трикутними функціями. Спектр сигналів такого базису є експоненціальний.</p>
Галуа		$N_j = f(C_{j-n-1}, \dots, C_{j-1}, C_j),$ $C_j = \sum_{j=0}^{n-1} C_{j-1} \cdot A \pmod{2}$ $V = N$	<p>Базис Галуа породжує коди поля Галуа і систему числення Галуа.</p> <p>Модуляція в базисі, як фазова так і частотна.</p>

При цьому важливою характеристикою кожного базису є об'єм його кодової матриці  $M_j$  та число активних елементів  $m_j$  (рисунок 1.9), що визначає характеристики надлишковості представлення інформації на основі аналітичної оцінки:

$$V_i = n_i \cdot N_i, \tag{1.8}$$

де  $n_j$  – розрядність числа;

$N_i$  – число незалежних кодових значень.

## 1.6 Принцип побудови кодів поля Галуа

Кодова послідовність Галуа ґрунтується на базисі Галуа (рисунок 1.10).

$$\begin{aligned}
 M_{Uni} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix}, & M_{har} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{pmatrix}, & M_{Cr} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}, \\
 \text{а)} & & \text{б)} & & \text{в)} \\
 M_{Rad} &= \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}, & M_{Gres} &= \begin{pmatrix} P_1 & P_2 & \dots & P_x \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ 2 & 2 & \dots & 2 \\ 0 & 3 & \dots & 3 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1 & a_2 & \dots & a_x \end{pmatrix}, & M_G &= \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \end{pmatrix} \\
 \text{г)} & & \text{д)} & & \text{е)}
 \end{aligned}$$

Рисунок 1.9 - Кодові матриці ТЧБ: а) унітарний; б) Хаара; в) Крейга; г) Радемахера; д) Крестенсона; е) Галуа

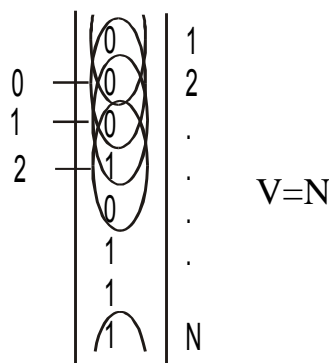


Рисунок 1.10 - Представлення коду Галуа.

Коди поля Галуа [18] за загальною класифікацією відносяться до підкласу циклічних блокових кодів, які володіють всіма основними властивостями завадозахищених кодів. В блокових кодах послідовність елементарних повідомлень розбивається на блоки символів (B1, B2, B3, ..., Bn) фіксованої довжини K, кожному з яких ставиться у відповідність певна комбінація символів

кодового слова ( $b_1, b_2, b_3, \dots, b_n$ ). Циклічні коди відносяться до класу систематичних кодів. Для даних кодів можна записати відповідний їм аналітичний вираз чи деяке логічне співвідношення, яке визначається правилами створення цих кодів. Найбільш зручною формою представлення циклічних кодів є використання алгебраїчного виразу [19]:

$$G(x) = a_{n-1} \times x^{n-1} + a_{n-2} \times x^{n-2} + \dots + a_1 \times x + a_0, \quad (1.9)$$

де  $a_0 - a_{n-1}$  – числа, що дорівнюють «0» чи «1», які визначають відповідні значення розрядів кодових комбінацій. Таким чином, дія над циклічними кодами зводиться до дії над відповідними математичними виразами.

Коефіцієнти однакових степенів додаються за модулем 2. Дані коди є одними з найбільш досконалою упаковкою інформації (рисунок 1.11).

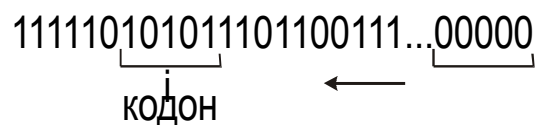


Рисунок 1.11 - Формування коду Галуа

Найбільш ефективно переваги даного базису можна використати при кодуванні інтегральних значень, оскільки при інтегруванні кожне наступне значення збільшується на одиницю. Тому, на відміну від базису Радемахера, кожне дискретне значення інтеграла функції  $x(t)$  замість  $n$ -розрядного двійкового коду фіксується одним бітом Галуа [18].

## 1.7 Дослідження надлишковості захисту даних від помилок існуючих протоколів передавання даних

Для виявлення помилок при передаванні сигналу використовують стандартні методи на основі рекурентних надлишкових коректуючих кодів [20].

Для того, щоб в даних не з'являвся код флага після кожних п'яти одиниць, виконується процедура біт-стафінга, яка потім вилучається. В результаті код-фрейм має змінну довжину, що ускладнює процедуру виявлення помилок і перевантажує трафік передачі даних. На рисунку 1.12 показана структура фрейму стандартного протоколу HDLC, рекомендації МККТ х.25.

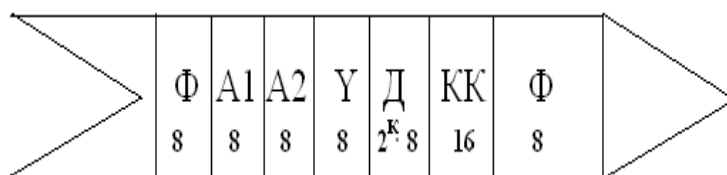


Рисунок 1.12 - Структура фрейму протоколу HDLC: Ф – флаг (байт 01111110); A1,A2 – відповідно адреси передавальної та приймальної станцій; Y – тип кадру; Д – дані ( $D=2^k \cdot 8$ ); КК – коректуючий код БЧХ

Для дослідження надлишковості, що виникає при передаванні даних, згідно протоколу розглянемо фрагмент вхідних даних (рисунок 1.13), який внаслідок виникнення операції біт-стафінга передається по інформаційному каналу у вигляді коду: ...01111110.001111101.111110...(рисунок 1.13).

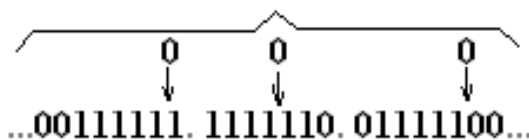


Рисунок 1.13 – Фрагмент вхідних даних.

Таким чином, при використанні названого протоколу виникає надлишковість обумовлена необхідністю додаткового передавання службової інформації у вигляді флагів захисного коректуючого коду та певного числа вставок нулів біт-стафінга.

В загальному випадку надлишковість даних, які передаються згідно описаного протоколу, можна оцінити у вигляді коефіцієнта надлишковості як відношення об'єму даних, що передаються, до об'єму вхідних даних, які підлягають передаванню, згідно аналітичних виразів:

$$K_H = V_k / V_x ; V_k = V_c + V_x ; V_c = V_{\Phi} + V_A + V_Y + V_{kk} + V_B , \quad (1.10)$$

де  $V_{\Phi}, V_A, V_Y, V_{kk}, V_B$  – відповідні об'єми кодів флага, адреса станцій, типу фрейму та коректуючого коду БЧХ, символів біт-стаффінга;

$V_k$  – об'єм даних, що передаються в ІК;

$V_c$  – об'єм службових даних;

$V_x$  – об'єм вхідних даних.

Оскільки масиви даних передаються у вигляді блоків  $2^k \cdot 8$  біт, де  $k=1,2,\dots,n$ , а граничний об'єм надлишковості даних біт-стаффінга оцінюється величиною  $2^b$ , де  $b = 0,1,2,\dots,m$ , отримаємо загальну формулу надлишковості існуючого стандартного методу передавання даних:

$$K_{H(HDLC)} = (V_{\Phi} + V_A + V_Y + V_{kk} + V_B + V_x) / K_{\Phi C} \cdot V_x ,$$

$$K_{H(HDLC)} = (V_{\Phi} + V_A + V_Y + V_{kk} + 2^b + 2^k \cdot 8) / 2^k \cdot 8, \quad (1.11)$$

де  $K_{\Phi C}$  – коефіцієнт форми сигналу;

$$K_{\Phi C(HDLC)} = 0.5.$$

На рисунку 1.14 показано фрейм протоколу HP-IL (Hawlett Packard), [9], орієнтованого на низові рівні РКС.

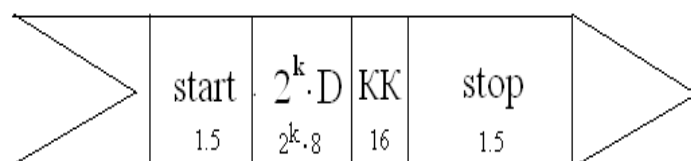


Рисунок 1.14 - Структура фрейму протоколу HP-IL

Виходячи із структури даного протоколу, оцінка надлишковості передавання даних розраховується згідно виразу:

$$K_{н (HP-IL)} = (3 + 2^k \cdot 8 + V_{kk}) / K_{ФС} \cdot 2^k \cdot 8, \quad (1.12)$$

де  $K_{ФС(HP-IL)} = 0.3$ ;

$V_{kk} = 16$ .

Структуру фрейму протоколу КТ-1 представлено на рисунку 1.15.

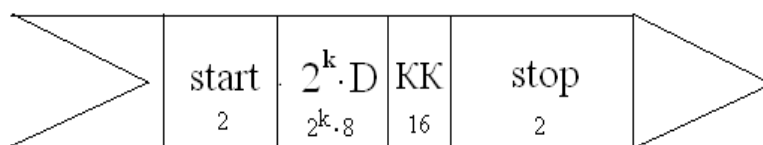


Рисунок 1.15 - Структура фрейму протоколу КТ-1

Згідно рисунка 1.15, оцінка надлишковості передавання даних розраховується на основі виразу:

$$K_{н (КТ-1)} = (4 + 2^k \cdot 8 + V_{kk}) / K_{ФС} \cdot 2^k \cdot 8, \quad (1.13)$$

де  $K_{ФС(КТ-1)} = 1.0$  ;

$V_{kk} = 16$ .

На рисунку 1.16 показано графік надлишковості передавання даних існуючими методами та протоколами.

Аналіз рисунка 1.16 показує, що надлишковість існуючих протоколів різко зростає при малих об'ємах даних, які передаються, що характерно для низових рівнів РКС. Тому їх застосування на різних рівнях сучасних комп'ютерних систем є недостатньо ефективне і потребує вдосконалення як в теоретичному, так і в практичному планах.

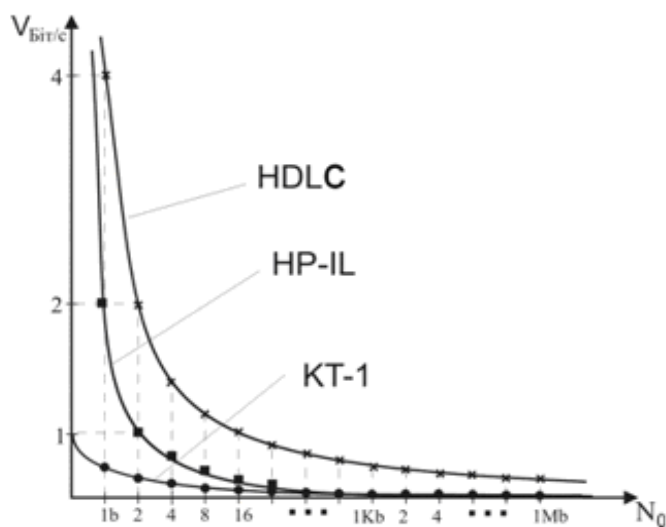


Рисунок 1.16 - Графік надлишковості передавання даних протоколами HDLC, HP-IL, KT-1.

### Висновки до розділу I

1. На основі дослідження існуючих методів маніпуляції сигнальних просторів та теоретико-числових базисів запропоновані нові методи безнадлишкового сигнального кодування біт-орієнтованих інформаційних потоків з використанням кодів поля Галуа, які в порівнянні з існуючими методами дозволяють повніше використати інформацію сигнальних просторів і забезпечують можливість, без введення надлишкової інформації потоків даних, що передаються, виявити та коректувати однократні помилки.

2. Досліджені характеристики захисту даних від помилок на основі запропонованих сигнальних кодів типу позиційно-сигнального, несиметрично-рекурентного та квазісимвольного безнадлишкового кодування, в результаті чого встановлено, що несиметричні сигнальні коди забезпечують виявлення  $\frac{3}{4}$  всіх можливих однократних помилок.

3. Встановлено та отримано аналітичні вирази виявлення всіх однократних помилок в інформаційному потоці даних шляхом розробки симетричного сигнального коду, що дозволило підвищити швидкість передавання даних в



комп'ютерних мережах за рахунок зменшення числа повторних передач блоків даних, в яких виявлені помилки.

## 2 РОЗРОБКА МЕТОДІВ БЕЗНАДЛИШКОВОГО СИГНАЛЬНОГО КОДУВАННЯ НА ОСНОВІ КОДІВ ГАЛУА

### 2.1 Метод формування позиційно-сигнального коду

Поняття безнадлишкового сигнального кодування базується на принципі створення кодів з можливістю виявлення та виправлення помилок, які не призводять до збільшення числа сигналів при передаванні біт-орієнтованих потоків даних.

Суть методів безнадлишкового сигнального кодування з можливістю виявлення та виправлення помилок полягає в тому, що при формуванні такого класу кодів використовується до п'яти сигнальних ознак наступного типу:

- фронт наростання  $\_ \uparrow \_ (\wedge)$ ;
- фронт спаду  $\_ \downarrow \_ (\vee)$ ;
- додатній потенціал  $| \_ \_ | (+)$ ;
- від'ємний потенціал  $| \_ \_ | (-)$ ;
- нульовий потенціал  $| \_ \_ | (S)$ .

Зауважимо, що всі ці ознаки різними способами використовуються в стандартних потенціальних методах маніпуляції (див. таблицю 1.7), причому послідовність бітів даних додатково модулюється кодом поля Галуа.

Розроблено чотири можливих способи формування такого класу кодів [21,22]:

- позиційно-сигнальний код (ПСК);
- несиметричний рекурентний сигнальний код (НРСК);
- рекурентний симетричний сигнальний код (РССК);
- квазі-символьний сигнальний код (КССК).

Введемо наступну систему представлення сигнальних та кодових ПСК:  $G_0^1 \Rightarrow \langle + \rangle$ ;  $G_0^0 \Rightarrow \langle - \rangle$ ;  $G_1^1 \Rightarrow \langle \wedge \rangle$ ;  $G_1^0 \Rightarrow \langle \vee \rangle$ . Біт «нуль», який на сигнальному рівні кодується в Галуа одиницею, представляється сигналом +1 і відповідним символом «+» в кодовому вигляді. Біт «нуль», який кодується в Галуа нулем, на



комбінацій Start/Stop – сигналів, останній формується у вигляді трьохбітових послідовностей відповідно: Start ---, Stop +++.

Тобто число start/stop –сигналів повинно розраховуватись згідно виразу:

$$S = n+2 \text{ або } S = n+6, \quad (2.1)$$

де  $n$  – розрядність кодону Галуа масиву даних, що передаються.

Розглянемо ряд етапів досліджень запропонованого методу ПСК при зміні позиційно-сигнального кодування даних, що передаються в ІК.

Нехай формат даних, що передаються по ІК, рівний 4-м бітам ( $n=4$ ). Тоді код поля Галуа  $G_2^2$  (формується у вигляді послідовності 1100):

$$\begin{array}{cccccc} G & 1 & 1 & 0 & 0 & \\ \text{start} & 0 & 0 & 0 & 0 & \text{stop} \\ \text{---} & + & + & - & - & +++ \end{array} .$$

Для 4-х бітового повідомлення, яке передається, існує  $m=2^4$  комбінацій ПСК, які в сигнальному та кодовому виді наведені в таблиці 2.1.

Дослідимо вплив однократних помилок у всіх комбінаціях 4-х бітового ПСК. Фактично, при переході від двійкового коду до ПСК на сигнальному рівні формується четвірковий код, який має об'єм  $N=4^4=256$  комбінацій, з яких при передаванні даних використовують  $2^4=16$  комбінацій.

Тобто сигнальна надлишковість запропонованого методу на основі ПСК у випадку, коли однократні помилки не призводять до формування дозволених комбінацій, буде дорівнювати 1/16.

Нехай передається двійковий код «0000», якому відповідає ПСК «++ --», причому помилка виникає в першому розряді. Тоді під впливом завад в ІК можливе формування трьох кодів із синдромом невиявленої помилки:

1.  $\wedge + --$
2.  $\vee + -- \quad \Rightarrow \quad \blacksquare + --,$
3.  $- + --$

де символ  $\blacksquare$  відповідає можливій появі символу  $\wedge$ .

При цьому однозначно виявляється помилка в першому розряді, типу  $\vee +$ , оскільки після старту не існує правильної комбінації, яка не містить двох

послідовних символів ++ або двох символів ^ ^ . Аналогічно виявляється помилка при наявності комбінації « - + ».

Введемо помилку в другому розряді 4-х бітового коду даних:

1. + ^ --
2. + v --            ⇒        + ■ --.
3. + - --

Оскільки двох таких стартових комбінацій нулів в базисі Галуа не існує, то помилка однозначно не виявляється лише в одному випадку.

Введемо помилку в третьому розряді даних:

1. + + ^ -
2. + + v -            ⇒        ++ ■ -
3. + + + -

В третьому розряді даним ПСК помилка не виявляється теж в одному випадку. Введемо помилку в четвертому розряді:

1. + + - ^
2. + + - v            ⇒        ++ - ■
3. + + - +

Аналогічно, як і в попередньому випадку, не виявляється одна помилка.

Результати проведених досліджень наявності можливості виявлення однократних помилок для всіх кодових комбінацій даних від 0000 до 1111 приведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 - Коректуючі властивості ПСК для 4-х біт даних

N <sub>п</sub>	Код даних	Код ПСК	Помилка в 1-му розряді	Помилка в 2-му розряді	Помилка в 3-му розряді	Помилка в 4-му розряді
1	2	3	4	5	6	7
0	0000	++ --	■ + -- v + -- - + --	+ ■ -- + v -- + - --	+ + ^ - + + ■ - + + + -	+ + - ^ + + - ■ + + - +
1	0001	++ -v	■ + -v v + -v - + -v	+ ■ -v + v -v + - -v	+ + ^ v + + ■ v + + + v	+ + - ^ + + - ■ + + - +
2	0010	++ v-	■ + v - v + v - - + v -	+ ■ v - + v v - + - v -	+ + ^ - + + ■ - + + + -	+ + v ^ + + v ■ + + v +



переходів при виявленні помилок в різних розрядах кодів, які представлено на рисунках 2.1-2.4.

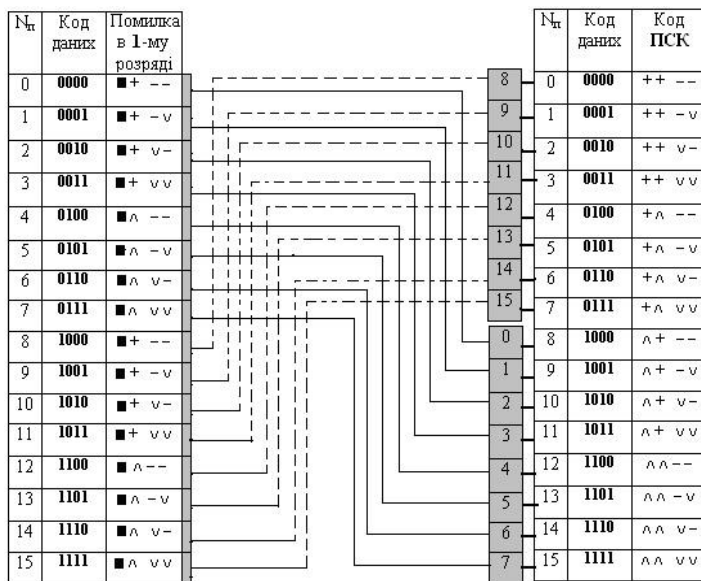


Рисунок 2.1 - Представлення невиявленої помилки в першому розряді кодів ПСК

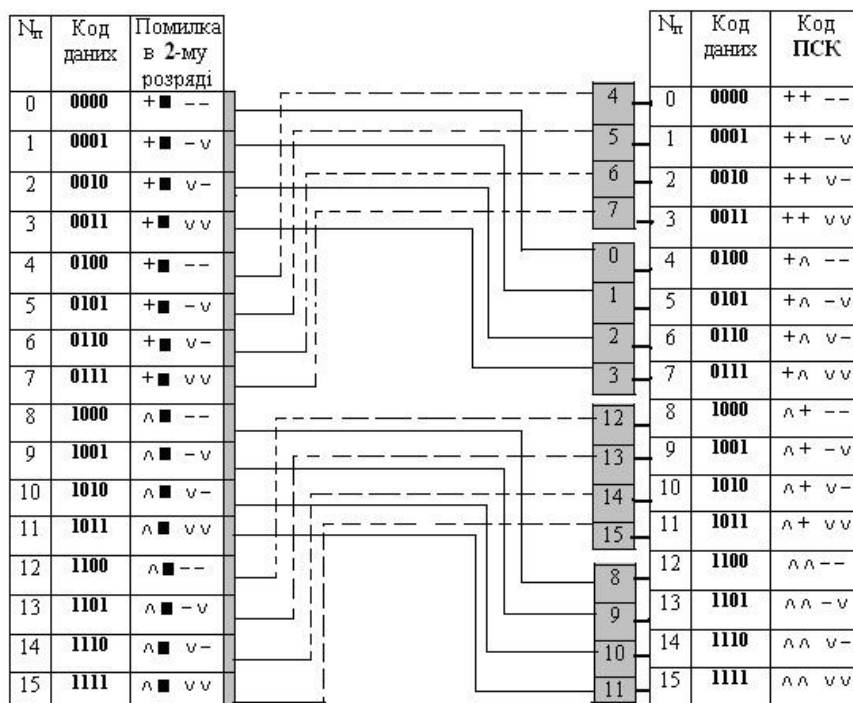


Рисунок 2.2 - Представлення невиявленої помилки в другому розряді кодів ПСК

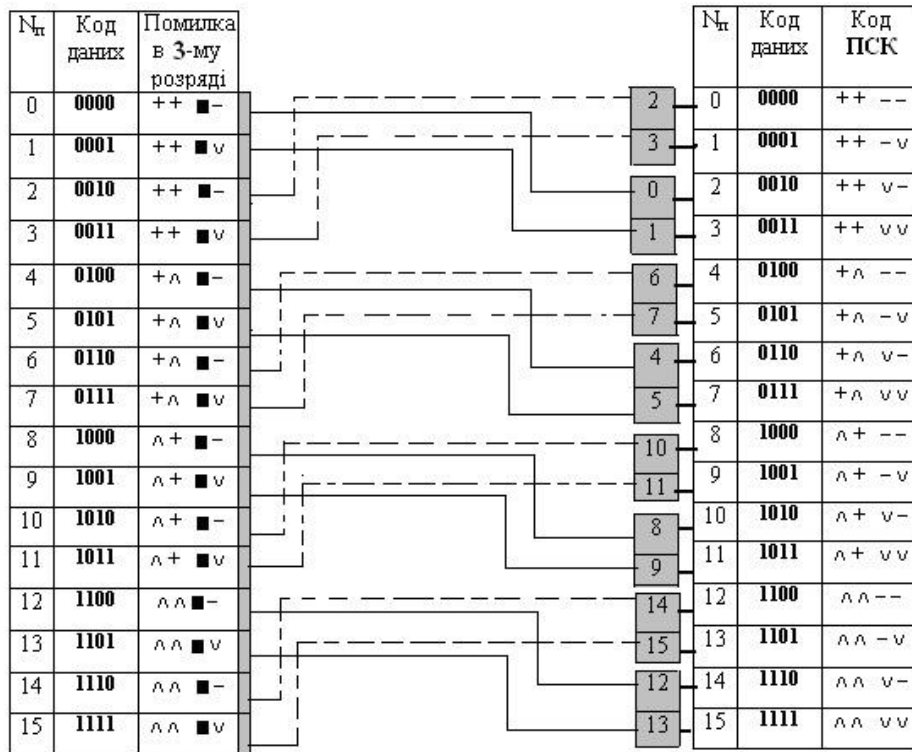


Рисунок 2.3 - Представлення невиявленої помилки в третьому розряді кодів ПСК

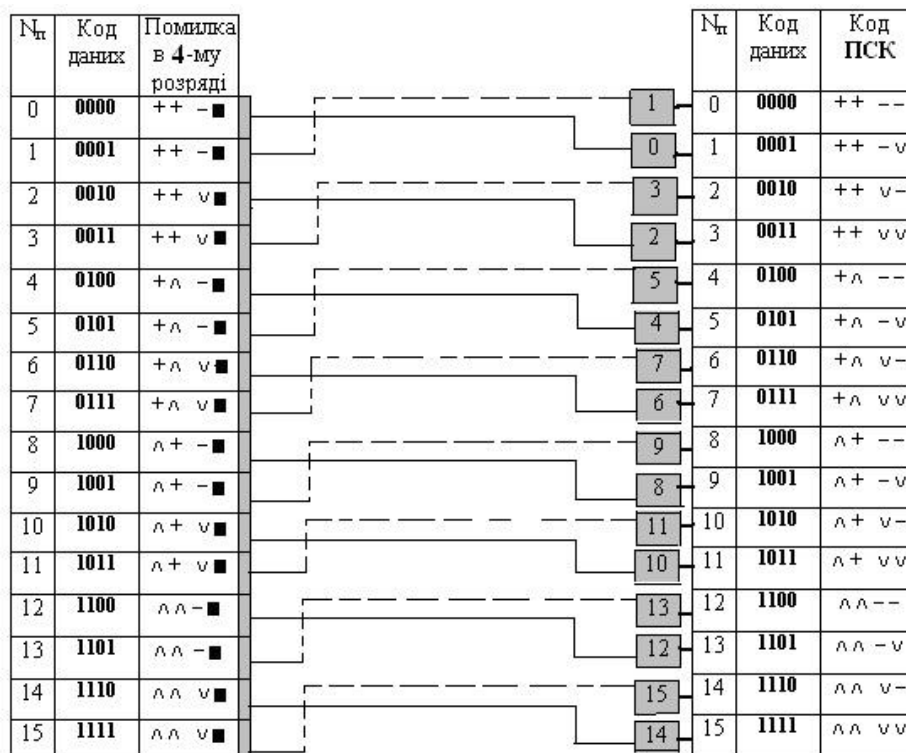


Рисунок 2.4 - Представлення невиявленої помилки в четвертому розряді кодів ПСК.



Отже, із 16 –ти варіантів передавання даних півбайтовими кодами не виявляється 25% помилок в потоці даних.

Розглянемо приклад можливості виявлення помилок при формуванні ПСК даних довільної довжини  $N = 2^k$ ,  $k = 2,3,\dots$ , при використанні кодів Галуа типу  $G_2^2, G_2^3, G_2^4, \dots, G_2^k$ , згідно рекурентної процедури:

$$G_{i+1} = G_i \oplus G_{i-(n-1)}, \quad (2.2)$$

де  $n$  - довжина ключа коду Галуа;

$\oplus$  - операція додавання “по модулю два”.

$$G_2^2 = 1100\dots$$

$$G_2^3 = 11101000\dots$$

$$G_2^4 = 1111010110010000\dots$$

$$G_2^{10} = 1111111111010101010110011\dots$$

Позитивною характеристикою ПСК є можливість виявлення та в окремих випадках виправлення помилок типу «стирання» та «вставок» бітів, які можуть виникати під впливом мультиплікативних завад. Функціональним обмеженням є відсутність можливості визначення числа нулів та одиниць в блоці даних.

В таблиці 2.3 показано приклади формування ПСК для різних кодових комбінацій даних.

Таким чином, при формуванні інформаційних повідомлень на основі ПСК незалежно від довжини об’єму масиву даних та різних модулюючих кодів Галуа ймовірність виявлення помилок постійна і число невиявлених помилок становить 25%.

В таблиці 2.4 показано приклади невиявлених помилок в ПСК при різних модулюючих кодах Галуа:  $G_2^3, G_2^4$ , з якої видно, що число невиявлених помилок також становить 25%.

Таблиця 2.3 - Формування ПСК при різних кодових комбінаціях довжини даних

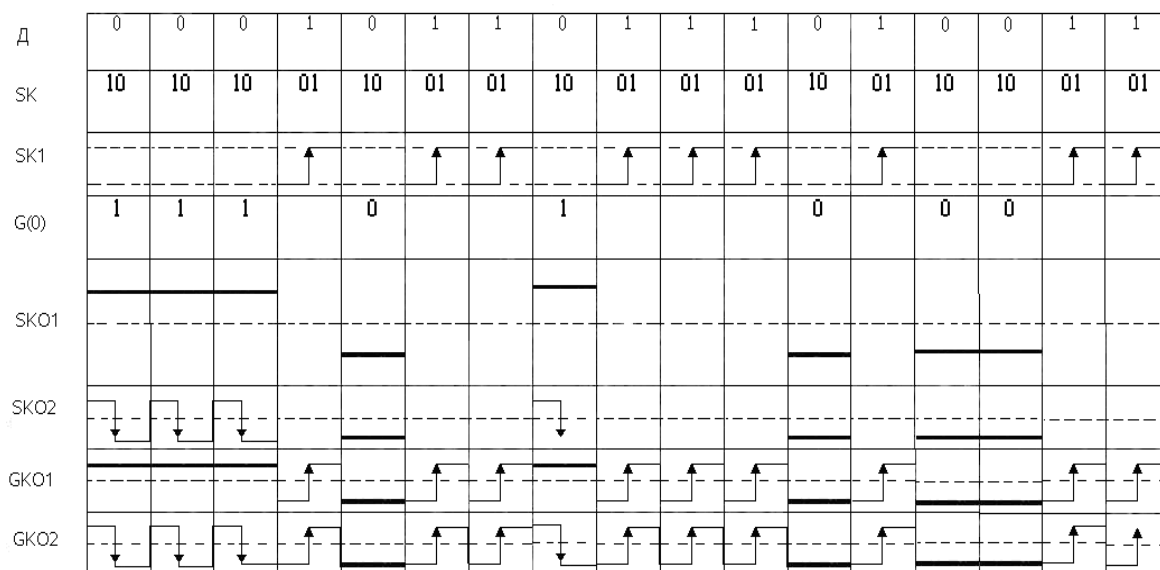
	start	d1	d2	d3	d4	d5	d6	d7	d8	d9	d10	d11	d12	d13	d14	d15	d16	d17	d18	d19	d20	d21	d22	d23	d24	stop
		0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	...
$G_2^2$	$\begin{matrix} 2+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	+	+	-	-	+	+	-	-	+	+	-	-	+	+	-	-	+	+	-	-	+	+	-	...	
$G_2^3$	$\begin{matrix} 3+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	+	+	+	-	+	-	-	-	+	+	+	-	+	-	-	-	+	+	+	-	+	-	-	...	
$G_2^4$	$\begin{matrix} 4+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	+	+	+	+	-	+	-	+	+	-	-	+	-	-	-	-	+	+	+	+	-	+	-	...	
$G_2^k$	$\begin{matrix} k=10 \\ \text{---} \end{matrix}$	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	-	+	-	+	-	+	-	+	-	-	+	+	+	...	
		1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	1	0	0	1	1	1	0	0	0	1	1	1	...	
$G_2^2$	$\begin{matrix} 2+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	v	v	^	^	v	v	+	^	-	v	+	+	v	v	^	+	-	-	^	^	v	...	
$G_2^3$	$\begin{matrix} 3+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	^	v	^	v	v	v	+	^	+	v	+	-	v	v	^	+	+	-	^	v	v	...	
$G_2^4$	$\begin{matrix} 4+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	^	^	v	^	v	^	+	-	-	^	-	-	v	v	^	+	+	+	v	^	v	...	
$G_2^k$	$\begin{matrix} k=10 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	^	^	^	^	^	^	+	^	-	^	-	+	v	^	v	+	-	+	^	v	v	...	
		1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	...	
$G_2^2$	$\begin{matrix} 2+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	v	v	^	^	v	v	^	^	v	v	^	^	v	v	^	^	v	v	^	^	v	...	
$G_2^3$	$\begin{matrix} 3+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	^	v	^	v	v	v	^	^	^	v	^	v	v	^	^	^	^	v	^	v	v	...	
$G_2^4$	$\begin{matrix} 4+1 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	^	^	v	^	v	^	^	v	v	^	v	v	v	^	^	^	^	^	v	^	v	...	
$G_2^k$	$\begin{matrix} k=10 \\ \text{---} \end{matrix}$	^	^	^	^	^	^	^	^	^	v	^	v	^	v	^	v	^	v	^	^	^	v	v	...	

## 2.2 Метод формування несиметричного рекурентного сигнального коду

Принцип формування несиметричного рекурентного сигнального коду (НРСК) полягає в тому, що послідовність нулів, які передаються в пакеті даних, нумерується рекурентним кодом Галуа  $G_2^k$ . Причому біт Галуа “1” передається фронтом спаду, тобто маніпуляційним сигналом “10”, а нулі бітів Галуа передаються сигналом “00”. Для передавання одиниць використовується фронт наростання. В результаті такого способу формування сигналів виникає можливість виявлення помилок при передаванні даних, на базі рекурентних властивостей коду Галуа (рисунок 2.5, таблиця 2.5).



Таблиця 2.5 - Реалізація методу сигнального кодування двох байт даних , з використанням кодової послідовності Галуа  $G_2^3$  (11101000)



В таблиці 2.5 введені наступні позначення: Д- дані, які передаються; SK – сигнальний код каналу зв'язку (Манчестерський код); SK1–сигнальний код передавання "1" в каналах зв'язку; G(0) – код Галуа, який нумерує нулі; SK01 – сигнальний код нулів, коли біт- Галуа "1" передає кодом "11", а біт-Галуа "0" передає кодом "00"; SK02 – сигнальний код нулів, коли біт-Галуа "1" передає "10", а "0" → "00"; GK01 – сигнальні коди маніпуляції, в яких нулі нумеруються кодом Галуа; GK02 – сигнальні коди маніпуляції, в яких нулі нумеруються кодом Галуа по фронту спаду.

Сигнальний код GK02, внаслідок використання сигналів фронту спаду для одиничних бітів коду Галуа, забезпечує кращу бітову синхронізацію по відношенню до сигнального коду GK01, в якому використовуються тільки потенціальні сигнали.

Функціональним обмеженням такого коду є відсутність можливості визначення загального числа нулів в блоці даних, оскільки модуляційний код Галуа повторюється багато разів.

Крім того, викладений принцип сигнального кодування даних в базисі Галуа, як видно з таблиці 2.5, характеризується функціональним обмеженням, який полягає в тому, що при повторенні нулів і їх кодуванні в базисі Галуа

потенціальними сигналами «-1» відсутня бітова синхронізація. Тому для реалізації ефективної бітової синхронізації запропоновано модифікацію несиметричних рекурентних кодів на основі використання зміни потенціалу «-1» на потенціал «+1» при однократному повторенні Галуа кодованих послідовностей нулів і кодуванню одиниць Галуа фронтом спаду.

В таблиці 2.6 наведений приклад модифікованого методу безнадлишкового сигнального кодування з бітовою синхронізацією інформації в базисі Галуа на основі НРСК кодів, який характеризується ефективною блоковою і бітовою синхронізацією, можливістю виявлення та виправлення помилок типу зміни значення біту на протилежне, а також стирань та вставок бітів внаслідок кодових завад.

Таблиця 2.6 - Метод безнадлишкового кодування 4 байт даних в базисі Галуа, на основі НРСК кодів з бітовою синхронізацією

	start	1	1	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	0	stop	
G				1	1	1	1	0							1			0	1		1							0	0	1	0	0	0	0	
SK1		↑	↑						↑	↑	↑	↑	↑	↑		↑	↑			↑	↑	↑	↑							↑		↑			
G1				↓	↓	↓	↓							↓			↓		↓								↓								
G0																																			
GK		↑	↑	↓	↓	↓	↓		↑	↑	↑	↑	↑	↑	↓	↑	↑			↑	↓	↑	↑	↑	↑			↓		↑		↑			

При застосуванні безнадлишкового методу сигнального формування даних з захистом від помилок на основі кодів поля Галуа структура фрейму має вигляд, представлений на рисунку 2.6.

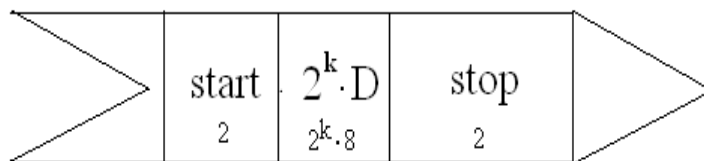


Рисунок 2.6 - Структура фрейму безнадлишкового коду НРСК.

Згідно структури, оцінку надлишковості передавання даних розраховуємо за формулою:

$$K_{H(G1)} = (4 + 2^k \cdot 8) / K_{\Phi C} \cdot 2^k \cdot 8, \quad (2.3)$$

де  $K_{\Phi C} = 0.75$ .

Приклад реалізації коду НРСК в сигнальному просторі  $\pm 1$  показано на рисунку 2.7.

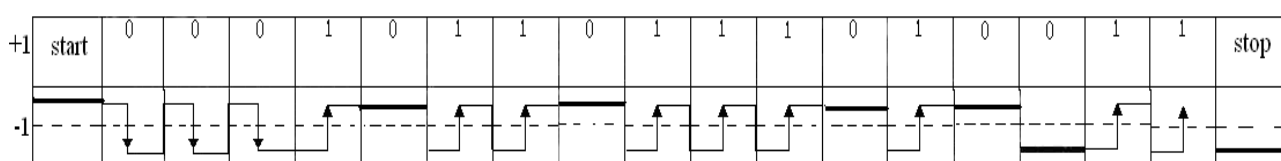


Рисунок 2.7 - Структура НРСК в сигнальному просторі  $\pm 1$ .

Функціональними обмеженнями модифікованого НРСК є відсутність визначення числа нулів в блоці даних в тому випадку, коли довжина модуляційного коду Галуа є менша від довжини коду даних.

### 2.3 Формування рекурентного симетричного сигнального коду

Другою модифікацією НРСК є використання коду Галуа для одночасного симетричного сигнального формування нулів і одиниць потоку даних, при чому об'єм коду Галуа відповідає об'єму даних, що передаються, тобто рекурентного симетричного сигнального коду (РССК).

В таблиці 2.7 показані приклади формування сигналів даної модифікації РССК, при  $G_2^4$ , де сигнали +1 та -1 нульових позицій коду Галуа формуються згідно нульових позицій коду Галуа. Позначення SK і СК – відповідно сигнальні і символні коди.

Таблиця 2.7 - Формування сигналів модифікованим РССК при  $G_2^4$

		d1	d2	d3	d4	d5	d6	d7	d8	d9	d10	d11	d12	d13	d14	d15	d16
	Д	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	$G_2^4$	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0
	SK	↘	↘	↘	↘	—	↘	—	↘	↘	—	—	↘	—	—	—	—
	CK	∨	∨	∨	∨	+	∨	+	∨	∨	+	+	∨	+	+	+	+
2	Д	1	1	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1	1
	$1G_2^4$	1	1	1	1					0		1	0			1	1
	SK1	↗	↗	↗	↗					—		↗	—			↗	↗
	$0G_2^4$					1	1	1	1		0			1	0		
	SK0					↘	↘	↘	↘		—			↘	—		
CK	∧	∧	∧	∧	∨	∨	∨	∨	—	+	∧	—	∨	+	∧	∧	
3	Д	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
	$G_2^4$	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0
	SK	↗	↗	↗	↗	—	↗	—	↗	↗	—	—	↗	—	—	—	—
	CK	∧	∧	∧	∧	—	∧	—	∧	∧	—	—	∧	—	—	—	—

З таблиці 2.7 видно, що в блоці даних об'ємом  $N=2^4$  завершення послідовності нулів відповідає коду Галуа 1010 і завершується символами  $\vee+$   $\vee+$ , тобто  $N=7$ , згідно  $G_2^4$ . А завершення послідовності одиниць в коді Галуа відповідає символам  $\wedge-$   $\wedge\wedge$ , тобто коду Галуа 1011,  $N=9$ .

Функціональним обмеженням даного методу формування сигнального коду є недостатньо ефективна символна (бітова) синхронізація при повторенні потенціальних сигналів +1 або -1.

Таким чином, розроблений метод РССК забезпечує ефективно симетричне кодування у вигляді кодів Галуа послідовності нулів і одиниць блоку даних з однозначним визначенням їх числа  $N_0 + N_1 = N$ , яке може бути використане для виявлення та виправлення помилок після передавання даних в комп'ютерних системах.

## 2.4 Метод формування безнадлишкових квазісимвольних сигнальних кодів

Якщо розглянути сигнальне вікно маніпуляції двійкової інформації для ансамблів амплітудних, імпульсних, частотних, фазових та кодових сигналів  $2^k+1$ ,  $k=2$ , то можна визначити п'ять ознак маніпуляції, вигляд яких представлено в таблиці 2.8.

Таблиця 2.8 - Ознаки маніпуляції ансамблів сигналів

ОЗНАКИ МАНІПУЛЯЦІЇ СИГНАЛІВ					
	Потенціальні	Імпульсні	Фазові	Частотні	Кодові
$\wedge$					
$\vee$					
$+$					
$-$					
$S$					

Будь-яка з п'яти ознак може бути використана в якості синхросигналу ( $S$ ), який використовується при повторенні однієї з інших ознак сигналів, тому дані методи маніпуляції належать до класу квазісимвольних. Найпростішим прикладом такого класу сигналів є квазітрійковий код КТ-1 (див. таблицю 1.6).

Такі способи маніпуляції відповідають числу сигнальних ознак  $N=2^k+1$ , де  $k=2$ , а  $S=0$  потенціал «—», причому потенціал нуль використовується для виключення повторень інших сигналів, що забезпечує якісну символічну синхронізацію на основі сигнальних просторів (див. таблицю 1.11).

На основі наведених в таблиці 2.8 способів маніпуляції сигналів можлива відповідна розробка методу квазісимвольного способу формування СК на основі кодів Галуа. Приклад для однобайтових даних показано в таблиці 2.9.



Таблиця 2.9 - Квазісимвольний СК з кодом Галуа “1100”

Потенціальні сигнали	Start	x	x	x	x	x	x	x	x	Stop
	SS	0	0	0	0	0	0	0	0	--
		+	S	-	S	+	S	-	S	
	SS	0	1	0	1	0	1	0	1	--
		+	^	+	^	-	∨	-	∨	
	SS	0	0	0	0	1	1	1	1	--
		+	S	-	S	^	S	∨	S	
	SS	0	0	1	1	0	0	1	1	--
		+	S	^	S	-	S	∨	S	
	SS	0	0	0	1	1	1	0	0	--
+		S	-	^	S	∨	-	+		
SS	1	1	0	0	0	1	0	1	--	
	^	S	+	S	-	∨	-	∨		
SS	1	0	0	0	0	0	1	1	--	
	^	+	S	-	S	+	^	S		
Фазові сигнали		0	0	0	0	0	0	0		
		0	1	1	0	0	1	1	0	
		1	1	1	0	0	1	1	0	
Частотні сигнали		1	0	0	0	0	1	1	1	
		1	1	1	0	1	1	0	0	

Отже, для будь-якої довжини біт-орієнтованого блоку даних об'ємом  $M=2^k$  можна вибрати код Галуа БСК з об'ємом  $N=M/2^k$ , де  $k = 0,1,2,\dots,n$ .

Наприклад, для байт-орієнтованих блоків даних ( $M=2^3 = 8$  біт) можна вибрати код Галуа 1100 з двохбітовим ключем (див. таблицю 2.9), або код Галуа 1110100 з трьохбітовим ключем.

Тоді отримаємо такі послідовності симетричного СК ансамблю потенціальних сигналів, наведених в таблиці 2.10. Підвищення якості синхронізації квазісимвольного симетричного коректуючого коду показано на рисунку 2.8.

Таблиця 2.10 - Симетричний квазісимвольний рекурентний код

	Код Галуа	start	x	x	x	x	x	x	x	x	stop
A	1110100	∨ ∨ ∨	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	∧ ∧ ∧
			+	S	+	-	∧	S	∧	∨	
B	1110100	∨ ∨ ∨	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>0</b>	<b>1</b>	∧ ∧ ∧
			∧	+	S	∧	∧	∨	+	∧	
C	1110100	∨ ∨ ∨	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	<b>1</b>	∧ ∧ ∧
			∧	∧	∧	∨	∧	∨	∨	∧	

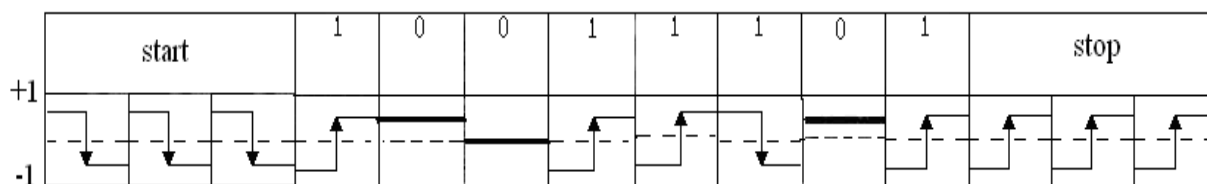


Рисунок 2.8 - Реалізація квазісимвольного симетричного рекурентного коректуючого коду.

В сучасних комп'ютерних системах та мережах використовуються стандартні пакети передачі повідомлень, наведені в таблиці 2.11.

Таблиця 2.11 - Структура фрейму мережі Ethernet

преамбула	адреса одержувача	адреса відправник	тип кадру	дані	ЦКС (crc)
64 біта	48 біт	48 біт	16 біт	Від 512 до 32 000 біт	32 біт

Аналіз структури кадру Ethernet (див. таблицю 2.11) показує, що, згідно формули (1.6), надлишковість змінюється в границях від 1.40 до 1.008 при зміні об'єму даних, що передаються, від 512 до 32 000 біт:  $K_{н(Ethernet)} = 1.406$ , при 512;  $K_{н(Ethernet)} = 1.008$ , при 32 000. Причому надлишковість циклічного контрольного коду (crc), який виявляє помилки, відповідно змінюється в границях від 1.00625 до 1.

В середньому надлишковість передавання даних за рахунок виникнення помилок в інформаційних каналах та повторних передавань пакетів, в залежності

від типу каналів зв'язку, становить від 10 до 30 %. Це відповідає зростанню надлишковості кодування даних в мережі Ethernet, яку можна оцінити згідно виразу:

$$K_n = (n+m)/n \cdot K_{nd}, \quad (2.4)$$

де  $K_{nd}$  – коефіцієнт повторних передач.

Таким чином, оцінка надлишковості передавання даних в мережі Ethernet, з врахуванням повторних передач даних, що передаються в каналах зв'язку, відповідно змінюється в границях від 1.82 до 1.3.

Отже, встановлена однозначність безнадлишкового сигнального кодування інформаційних потоків даних з використанням типових ансамблів потенціальних та інших сигналів з можливістю виявлення та виправлення помилок кодами Галуа дозволяє суттєво зменшити надлишковість існуючих методів кодування даних, що використовуються в комп'ютерних мережах. При цьому є доцільним поглиблене дослідження коректуючих властивостей запропонованих методів сигнального кодування на основі кодів Галуа.

## 2.5 Дослідження характеристик виявлення та виправлення помилок при використанні сигнальних кодів Галуа

Виявлення та виправлення помилок на основі запропонованого методу та способів сигнального кодування повідомлень реалізується на приймальному кінці ІК шляхом використання рекурентних властивостей кодів поля Галуа, які додатково модулюють біт-орієнтовані дані, що передаються.

У випадку, якщо код "1" в даних прийнято неправильно і замість "1" декодер формує нуль, це означає, що в середовищі даних міститься дев'ять нулів (в той же час код "00" в кінці передачі містить 8 нулів). Тобто при появі будь-

якого числа помилок в переданих даних кінцевий код Галуа нулів не буде відповідати числу прийнятих, що дозволяє виявити помилку.

Розглянемо приклад ідентифікації помилок в масиві даних, що передаються, наведений в таблиці 2.12 (\* - сигнальний синдром помилки).

Таблиця 2.12 - Реалізація потоку даних, що кодується НРСК кодом, з виявленням помилок на сигнальному рівні

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
Д	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	0	1	1	0	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0	1
G(0)	←	1	1		1		0			1				0			0					0	*	1	...
СК(0)		↓	↓		↓		—			↓				—			—						—		↓
СК(1)	↑	.	.	↑	.	↑	.	↑	↑	↑	.	↑	↑	.	↑	↑	.	↑	↑	↑	↑	↑	.	↑	↑
*							*			*							*					*			
SK*	∧	∨	∨	∧	∨	∧	⋄ <sub>+</sub>	∧	∧	∨ <sub>+</sub>	∨	∧	∧	∨	∧	∧	⋄ <sub>+</sub>	∧	∧	∧	∧	∨ <sub>+</sub>	∨	∧	∨

В таблиці 2.12 наведено приклад виникнення помилок на сигнальному рівні в 7-ій та 17-ій позиції нулів, а також 10-ій та 21-ій позиції одиниць.

Як показано в даній таблиці, помилки, що виникають на сигнальному рівні, при передаванні нулів, промодульованих кодом Галуа, однозначно виявляються, оскільки порушується рекурентність бітів Галуа. Крім того, порушується число фактичних символів нулів по відношенню до їх кількості, представлених кодом Галуа. Тобто  $N_0^* = 6$ ,  $N_0 = 8$ ,  $N_0^* < N_0$ , при будь-якій кількості спотворених помилками нульових бітів Галуа.

При спотворенні помилками на сигнальному рівні бітів даних одиниць, як це показано в таблиці 2.12, можливе виникнення наступних варіантів декодування сигнального коду:

1) фронт наростання (∧) символу біта даних одиниці на сигнальному рівні представляється потенціалом “+”, що відповідає поняттю стирання даного біта, і ця помилка однозначно виявляється декодером;

2) фронт спаду ( $\nabla$ ), або потенціалом “-”, що відповідає на рівні декодера Галуа-одиниці або Галуа-нулю, нульових бітів даних. При цьому однозначно порушується рекурентна послідовність бітів Галуа, а фактичне число прийнятих бітів нулів  $N_0^* = N_0 + 1$ , що приводить до порушення рекурентності бітів Галуа.

Дослідимо можливість виявлення та виправлення помилок в квазісигнальному рекурентному коді. Приклад потоку даних з позиціями появи помилок показано в таблиці 2.13 (СП\* - синдром виникнення помилки).

Таблиця 2.13 - Реалізація потоку даних, що кодується КССК з виявленням помилок на сигнальному рівні

N	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21	22	23	24	
$D_{G_1}$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	0	0	0	0	1
$D_{G_0}$	1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0	1	1	0	0	1	1	1	0	0	1
КССК	↑	↑	↑	↑	—	—	—	—	—	—	↓	—	↑	—	—	↓	↑	—	—	↑	↓	↓	—	—	...
КССК	^	^	^	^	+	S	+	S	-	+	∇	-	^	+	S	∇	^	-	S	^	∇	∇	-	+	
*				*			*					*				*						*			
СП*				∇ + S			∇ - S					∇ + S				∇ + S						∇ + S			

При виникненні помилок на сигнальному рівні і в одиницях потоку даних, можливі два випадки:

1) інвертування Галуа ознаки одиничного біта, що однозначно виявляється рекурентним декодером потоку Галуа-одиниць;

2) заміна сигнальної ознаки одиниць, які представляються фронтом наростання та спаду, і перетворення їх в сигнальні ознаки нулів, які представляються потенціалами “+”, “-” та “S-нуль”. Це призведе до стирання одиниці в даній позиції, що виявляється рекурентним декодером, та одночасно біт-стафінгом нуля з ознаками Галуа одиниці або нуля чи “S”, що також виправляється рекурентним шляхом на рівні декодера.

Аналогічні сигнальні переходи з однозначним виявленням та виправленням одиничних помилок ідентифікуються на сигнальному рівні, при появі помилок в

нульових бітах потоку даних.

Можливість виявлення помилок при функціонуванні запропонованих методів кодування інформації може бути реалізована у двох випадках:

1) виявлення помилок на приймальному кінці каналів зв'язку ґрунтується на біт-орієнтованій нумерації послідовності нулів, які передаються кодовою послідовністю Галуа;

2) якщо помилка виявлена, то використовується формула (2.2), де рекурентним шляхом можна перевірити, в якій саме позиції відбулася заміна символу нуля в процесі передавання даних.

Проведені дослідження методики сигнального кодування даних на основі коду Галуа в ІК показують, що оптимізація та покращення методів цифрового опрацювання даних з виявленням та виправленням помилок ефективно реалізуються на основі запропонованого безнадлишкового кодування даних та використанні сучасних методів цифрового оброблення сигналів.

## 2.6 Критерії оцінки і порівняльна характеристика ефективності виявлення та виправлення помилок сигнальними кодами

Дослідження ефективності запропонованих методів формування СК оцінимо на основі наступної моделі.

Нехай передається блок даних об'ємом  $D$  зі швидкістю передавання  $V_0$ , і надлишковістю коректуючого коду  $N$  біт, причому в кожному блоці даних виявляється помилка декодером цифрового приймача даних (рисунок 2.9).

При цьому реальна швидкість передавання даних рівна нулю. Можливі наступні випадки, коли повторно передається кожний другий, четвертий, і наступні блоки даних. Тобто реальна швидкість передавання даних описується виразом:

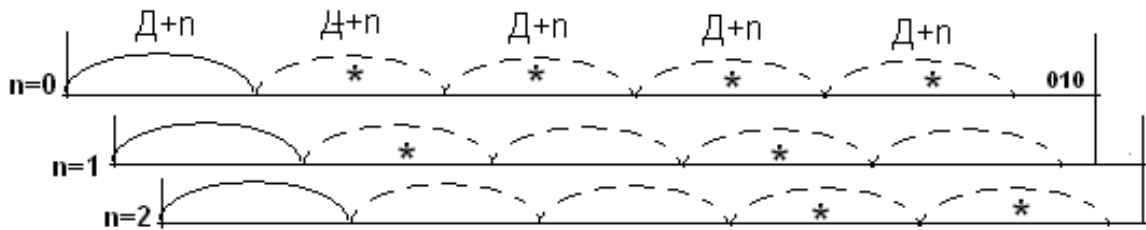


Рисунок 2.9 - Модель передавання блоку даних з однократними помилками

$$V_x = V_0 \cdot (1 - 1/2^n \cdot k_n), \quad (2.5)$$

де  $V_0$  – базова швидкість передавання даних;

$n$  - кратність повторного передавання блоків даних;

$k_n$  - коефіцієнт надлишковості коректуючого коду.

На рисунку 2.10 показано графік зміни реальної швидкості передавання даних в комп'ютерній мережі в залежності від числа повторної передачі блоків даних без врахування  $k_n$ .

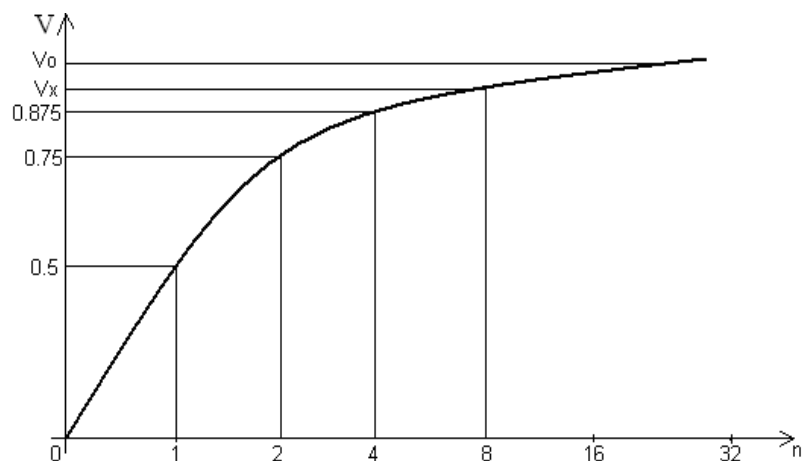


Рисунок 2.10 - Залежність швидкості передавання даних від числа повторної передачі блоків даних.

При застосуванні запропонованих СК надлишковість кодування блоків даних для захисту від помилок відсутня, тобто  $k_n = 1$ .

За рахунок виявлення та виправлення будь-яких однократних помилок в блоках даних реальна швидкість передавання даних становить:  $V_x^* = V_0 = \text{const}$ , що відповідає відсутності повторної передачі даних. При цьому коефіцієнт ефективності передавання даних при застосуванні СК в базисі Галуа може бути

розраховано згідно виразів:

$$k_{ef} = V_0^* - V_X, k_{ef} = V_0 - V_0 + V_0 / 2^n \cdot k_n = V_0 / 2^n \cdot k_n. \quad (2.6)$$

На рисунку 2.11 показано графіки коефіцієнтів СК в залежності від параметрів  $n$  та  $k_n$ .

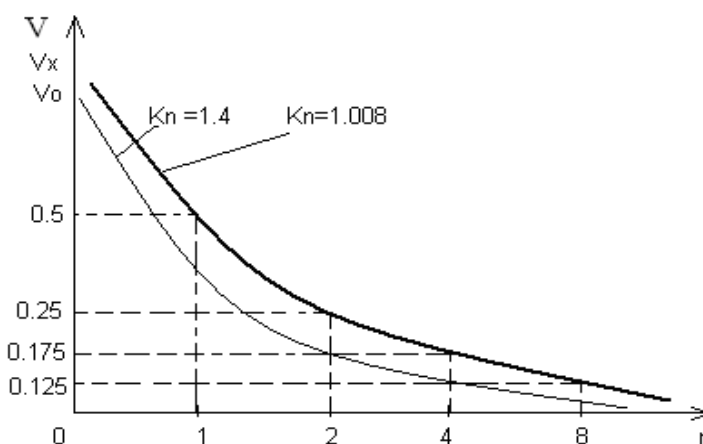


Рисунок 2.11 - Графік залежності СК від параметрів  $n$  та  $k_n$

Для оцінки ефективності підвищення швидкості передавання даних на основі запропонованих СК доцільно використати критерій у вигляді співвідношення базової швидкості передавання даних, яку забезпечує запропонований метод, до реальної швидкості передавання даних, що досягається в існуючих комп'ютерних системах:

$$\Delta V_X^* = V_0^* / V_X. \quad (2.7)$$

На рисунку 2.12 показано табличні і графічні оцінки ефективності підвищення швидкості передачі даних на основі запропонованих СК по відношенню до існуючих в сучасних комп'ютерних системах.



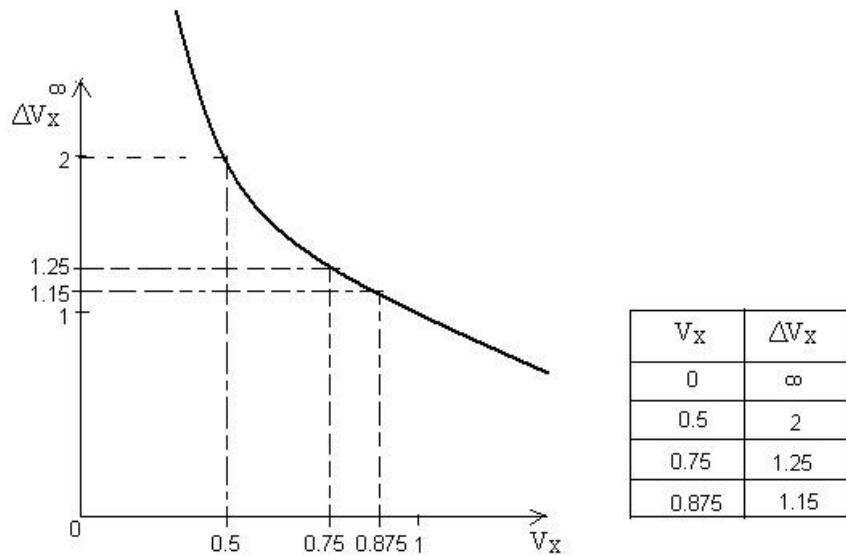


Рисунок 2.12 - Результати оцінки ефективності підвищення швидкості передавання даних сигнальними коректуючими кодами

Таким чином, встановлено, що запропонований метод побудови квазісимвольного СК забезпечує наступні позитивні характеристики:

- 1) використання характеристик сигнального вікна та потенціальних кодів;
- 2) безнадлишковість розроблених сигнальних кодів, що дозволяють виявляти та виправляти однократні помилки;
- 3) обґрунтована перспективність застосування сигнальних кодів в комп'ютерних системах.

## Висновки до розділу II

1. Вперше розроблено та досліджено квазісимвольний коректуючий код на основі біт-орієнтованого симетричного кодування інформаційних нулів та одиниць маніпульованими кодами Галуа, що дозволило реалізувати виправлення однократних та виявлення багатократних помилок.

2. Виконано порівняння та отримано аналітичні вирази збільшення швидкості передавання інформації в комп'ютерних системах від 1.5 до 2 разів, при відповідній довжині блоків від 32000 до 512 біт, в порівнянні з існуючим принципом передавання даних стандартними фреймами мережі Ethernet.

3. Запропоновано та розроблено новий метод бісигнального передавання даних у ВОК, отримані аналітичні вирази формування диференціальних сигналів  $\pm 1$  з компенсацією впливу інтенсивних мультиплікативних завад, що дозволяє підвищити завадозахищеність відкритих оптичних ІК та збільшити дальність передавання даних.

## 3 ПРОГРАМНО-АПАРАТНА РЕАЛІЗАЦІЯ МЕТОДУ ФОРМУВАННЯ БІСИГНАЛЬНИХ КОРРЕКТУЮЧИХ КОДІВ ГАЛУА

### 3.1 Розробка структури спецпроцесорів формування бісигнальних коректуючих кодів Галуа

В загальному випадку функціональна структура спецпроцесора формування потоку даних та організація сигнальних коректуючих кодів описується конвеєрним функціоналом:

$$S_x = F(OI, СП, ОВ), \quad (3.1)$$

де ОІ – оптичний інтерфейс, який реалізує гальванічну розв’язку комп’ютера або комунікаційного процесора цифрової станції, формує три біт-орієнтовані потоки інформації у вигляді сигналів:

- 1) синхронізації (SX);
- 2) “start” ;
- 3) дані стандартного фрейму комп’ютерної мережі “D”.

СП – спецпроцесор;

ОВ – оптичний випромінювач.

Функціональні структури модуля ОІ та генератора Галуа показано на рисунках 3.1, 3.2 відповідно.

Базові структури спецпроцесорів формування сигнальних коректуючих кодів описується наступними функціоналами з конвеєрним виконанням операцій.

Функціонал, який характеризує формування ПСК (позиційного сигнального коду), описується виразом:

$$S_x = F(OI, G, M, МП), \quad (3.2)$$

де G – генератор коду поля Галуа, який формує послідовність  $2n$ -бітів для

маніпуляції бітів даних та формування ПСК;

М – модулятор, який реалізує формування маніпульованих сигналів, ознак ПСК,

МП – мультиплексор.

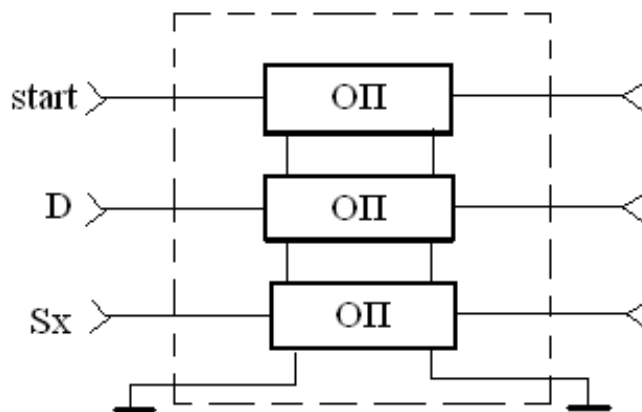


Рисунок 3.1 – Функціональна структура модуля оптичного інтерфейсу: ОП-оптрон.

Функціональна структура модуля генератора Галуа показана на рисунку 3.3.

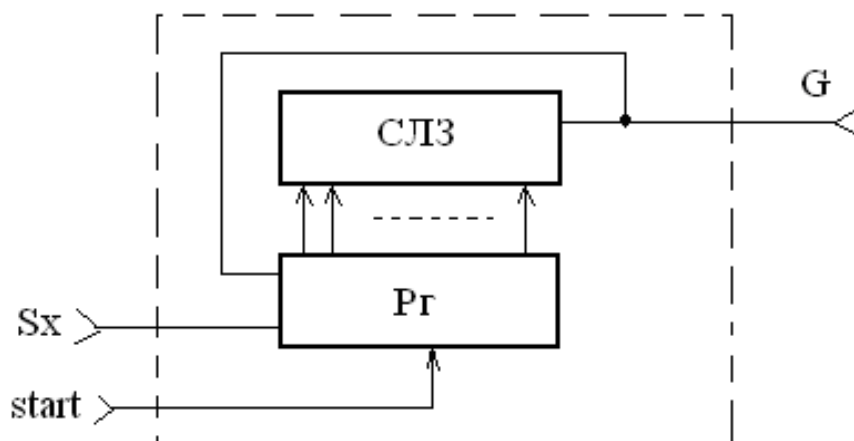


Рисунок 3.2 – Функціональна структура модуля генератора Галуа: СЛЗ-схема логічних зв'язків, Рг-регістр.

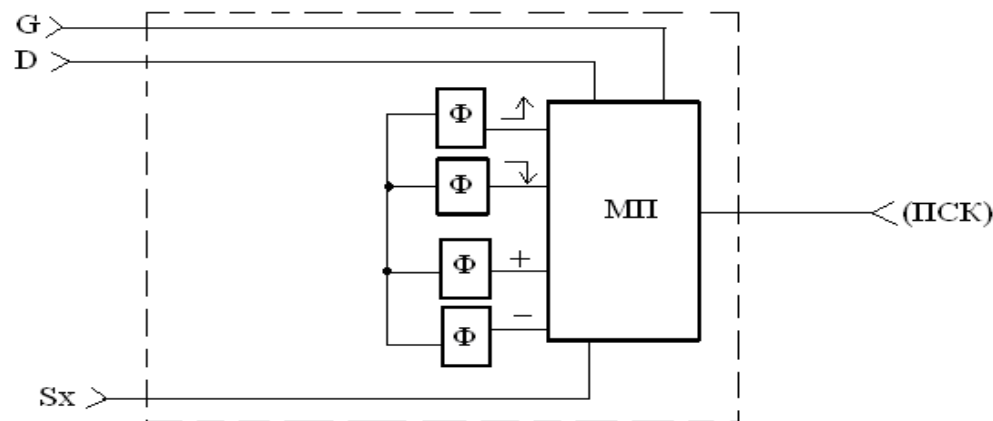


Рисунок 3.3 – Функціональна структура модулятора ПСК:  
Φ-формувач відповідного маніпульованого сигналу.

Функціонал, згідно якого формується НРСК має вигляд:

$$S_x = F(OI, ЛМ, G_0, МП), \quad (3.3)$$

де ЛМ – логічний модуль;

$G_0$  – генератор Галуа сигнальної маніпуляції нульових бітів даних.

Функціональна структура спецпроцесора формування НРСК показана на рисунку 3.4.

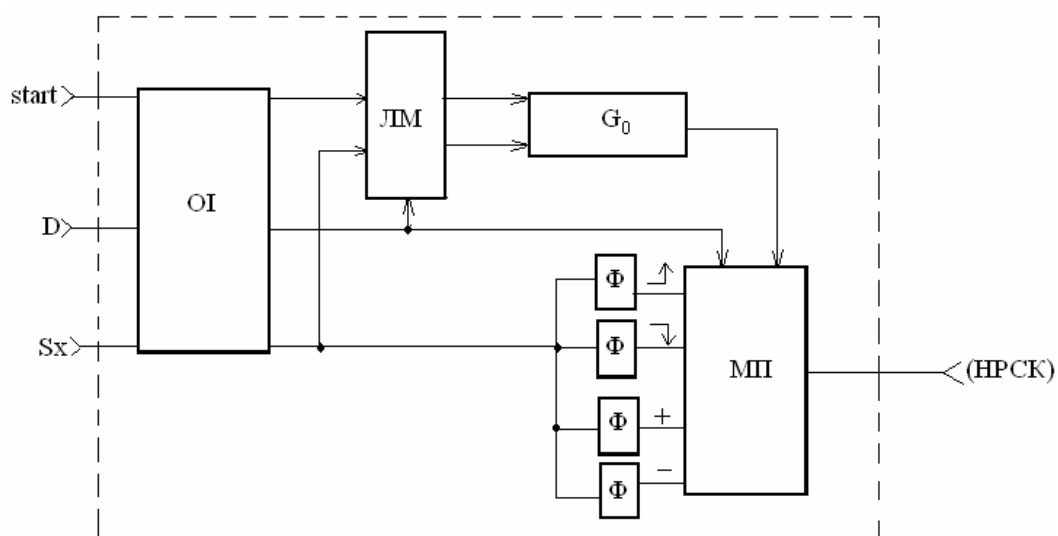


Рисунок 3.4 – Функціональна структура спецпроцесора формування НРСК  
(ЛМ-логічний модуль)

В даному спецпроцесорі логічний модуль виконує функції синхронізації стартового запуску генератора Галуа, згідно бітів нулів в потоці даних “D”. При цьому одиничні біти потоку даних без додаткового опрацювання через мультиплексор поступають на вихід спецпроцесора, а біти нулів додатково маніпулюються бітами генератора Галуа.

Функціонал, згідно якого реалізується формування конвеєрним способом РССК має вигляд:

$$S_x = F(OI, G_0, G_1, ЛМ, МП), \quad (3.4)$$

де  $G_0, G_1$  – відповідно генератори Галуа маніпульованих даних “0” та “1”.

Функціональна структура спецпроцесора показана на рисунку 3.5.

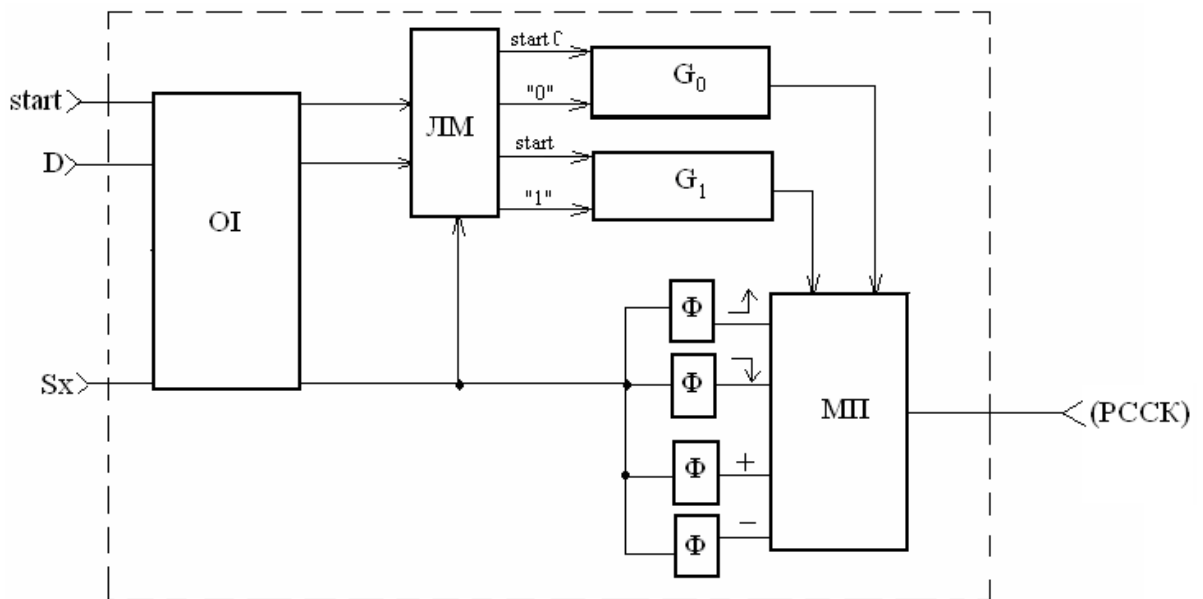


Рисунок 3.5 – Функціональна структура спецпроцесора формування РССК.

Особливістю структури даного спецпроцесора є симетричне формування Галуа ознак бітів даних. Причому стартування генератора Галуа  $G_0$  та  $G_1$  відбувається згідно появи першого біта нуля або одиниці в потоці даних.

Функціонал, згідно якого реалізується формування КССК має вигляд:

$$S_X = F(OI, G_0, G_1, ЛМ, S, ЦА, МП), \quad (3.5)$$

де S – формувач квазісимвольної ознаки бітової синхронізації ССК;

ЦА – цифровий автомат, що аналізує два поточних біти нульових даних і формує квазісимвольні сигнали “S”.

На рисунку 3.6 представлено функціональну схему генератора Галуа КССК.

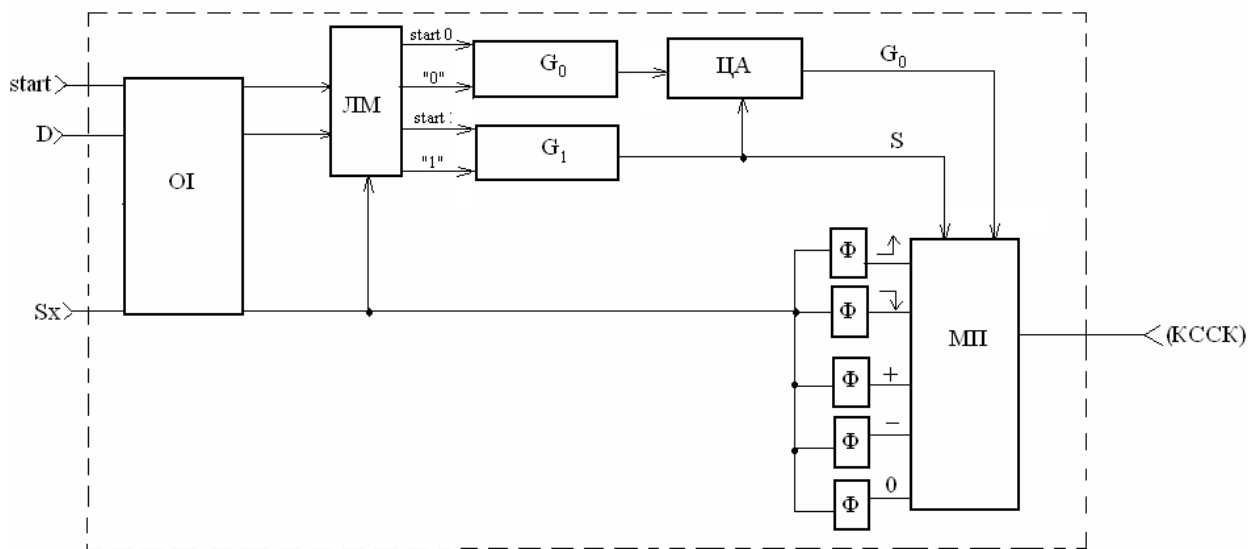


Рисунок 3.6 – Функціональна структура спецпроцесора формування КССК.

Оптичні випромінювачі бісигнального оптичного ІК передавання даних показано на рисунку 3.7.

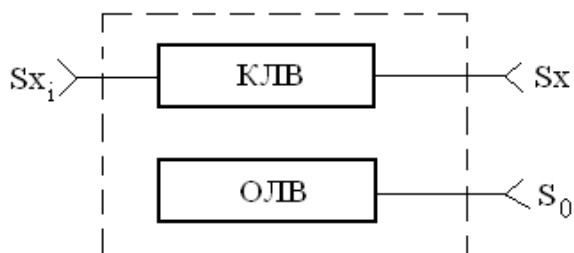


Рисунок 3.7 – Функціональна структура модуля оптичних випромінювачів:

КЛВ – керований лазерний випромінювач,

ОЛВ – опорний лазерний випромінювач

### 3.2 Дослідження структурної складності спецпроцесорів формування коректуючих кодів

Аналіз алгоритмічної, структурної та часової складності розроблених спецпроцесорів формування сигнальних коректуючих кодів виконаємо на основі аналітичних виразів оцінки складності, згідно теорії SH-моделей. Для розрахунку структурної складності, методом даної оцінки побудована таблиця, яка враховує наявність певного компонента спецпроцесора та експертну оцінку його складності, виходячи з розрахунку об'єму його мікроелектронного обладнання.

Визначення елементарних перетворювачів в програмно-апаратному засобі дозволяє розширити список властивостей і характеристик комп'ютерного алгоритму і включає перетворення деякої сукупності початкових даних у сукупність вихідних даних  $d: x_i = \{d_i\} \rightarrow \{d_i\}$ .

При цьому елементарний  $i$ -ий перетворювач  $x_i$  є одиницею апаратної складності і характеризується одиничною часовою складністю:  $\forall i, l_i = 1$ .

При проектуванні мікроелектронних комп'ютерних засобів на основі сучасної елементної бази типу програмовано-логічних матриць ПЛМ, в якості елементарного перетворювача найчастіше вибирають окремий вентиль, який є компонентом логічних елементів та інших більш складних структур процесорних елементів.

Таким чином, згідно визначення існуючого поняття SH-моделі алгоритму апаратна складність визначається сумарною кількістю елементарних перетворювачів і елементів пам'яті деякого рівня апаратних засобів:

$$A=|X|, \quad (3.6)$$

де  $X$  – множина елементів схеми.

Часова складність SH-моделі визначається кількістю елементарних перетворювачів, розташованих вздовж максимального критичного шляху



розповсюдження сигналу:  $L = |\max X_i|$ , тобто максимального сумарного часу затримки сигналів.

Програмна складність визначається логарифмічною мірою ступеня нерегулярності (ентропії) розташування сигналів керування часової діаграми SH-моделі:

$$P = - F \log_2 F/n \cdot m, \quad (3.7)$$

де  $F = \sum f_i$ ;

$n$  - кількість входів керування;

$m$  - кількість дискретів часу часової діаграми;

$f_l$  - кількість сигналів керування  $l$ -того фрагмента часової діаграми для обраного рівня ієрархії побудови апаратних засобів;

$l$  - кількість фрагментів часової діаграми, конфігурації яких не повторюються.

Структурна складність алгоритмічного пристрою - це ентропія матриці суміжності:

$$S = - E \log_2 E/E \cdot n (n-1), \quad (3.8)$$

де  $E$  - кількість елементів матриці суміжності системи;

$n$  - розмір матриці.

Експертна оцінка структурної складності для 15-ти розрядного коду:

$$OI - 1 \times 3 = 3;$$

$$OB - 1 \times 2 = 2;$$

$$G_0, G_1 = n \times 1 + 3 \times 1 = n + 3;$$

$$\Phi_1 - \Phi_4 = 1;$$

$$\Phi_S = 1;$$

$$LM = 5;$$

ЦА = 5 ;

МП = 8;

МП<sub>s</sub> = 10.

Дані занесено в таблиці 3.1 та показані на діаграмі рисунок 3.8.

Таблиця 3.1 – Структурна складність спецпроцесорів формування коректуючих кодів

Тип СП	ОІ	G <sub>0</sub>	G <sub>1</sub>	ЛМ	Φ <sub>1</sub> -Φ <sub>4</sub>	Φ <sub>s</sub>	ЦА	МП	МП <sub>s</sub>	ОВ	Σ
ПСК	3	n+3			4			8		2	n+20
НРСК	3	n+3		5	4			8		2	n+25
РССК	3	n+3	n+3	5	4			8		2	n+28
КССК	3	n+3	n+3	5	4	1	5		10	2	n+36

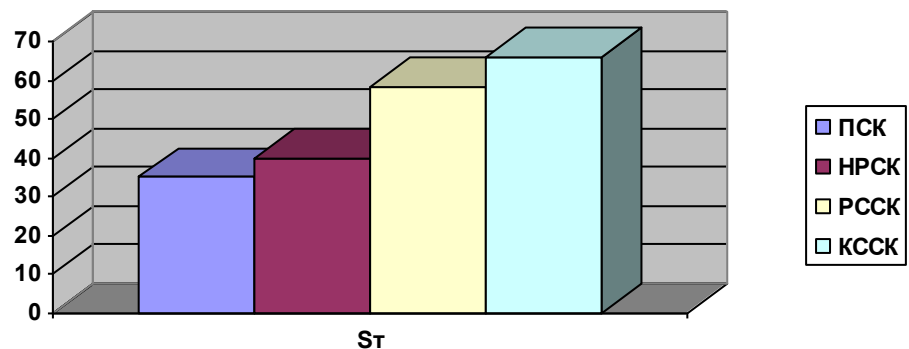


Рисунок 3.8 – Діаграма оцінки структурної складності спецпроцесорів коректуючих кодів.

Аналіз діаграми (див. рисунок 3.8) показує, що апаратна складність процесорів КССК в порівнянні з ПСК зростає приблизно в два рази. В той же час коректуючі можливості ПСК дозволяють виявляти 75% помилок, а КССК – 100%. Тому згідно критерію ефективності, яка має вигляд:

$$K_e = K_K \cdot V_0 / S_T \cdot C_K, \quad (3.9)$$

де  $C_K$  – вартість експлуатації каналу зв'язку;

$V_0$  – коефіцієнт зниження швидкодії;

$K_K$  - коефіцієнт корекції помилок;

$S_T$  – структурна складність спецпроцесорів.

$$K_e (\text{ПСК}) = 0.75/35 \cdot 100\% = 2.14 \cdot 0.7 = 1.4;$$

$$K_e (\text{КССК}) = 1/65 \cdot 100\% = 1.53$$

Таким чином, згідно експертної оцінки апаратної складності та критерію, який враховує ступінь виявлення та виправлення помилок, а також число повторних передач, ефективність процесора КССК на 13% вища.

Часова складність розроблених спецпроцесорів розраховується на основі сумарної часової затримки станів при їх конвеєрному опрацюванні компонентами процесора, згідно виразів:

$$\tau_{\text{ПСК}} = \tau_{\text{OI}} + \tau_{\text{МП}} + \tau_{\text{OB}} ;$$

$$\tau_{\text{НРСК}} = \tau_{\text{OI}} + \tau_{\text{ЛМ}} + \tau_{\text{G}} + \tau_{\text{МП}} + \tau_{\text{OB}} ;$$

$$\tau_{\text{РССК}} = \tau_{\text{OI}} + \tau_{\text{ЛМ}} + \tau_{\text{G}} + \tau_{\text{МП}} + \tau_{\text{OB}} ;$$

$$\tau_{\text{КССК}} = \tau_{\text{OI}} + \tau_{\text{ЛМ}} + \tau_{\text{G}} + \tau_{\text{ЦА}} + \tau_{\text{МП}} + \tau_{\text{OB}} ,$$

$$\text{де } \tau_{\text{OB}} = 10V; \tau_{\text{МП}} = 2V; \tau_{\text{ЛМ}} = 4V; \tau_{\text{G}} = 2V; \tau_{\text{ЦА}} = 4V; \tau_{\text{OI}} = 10V,$$

де  $V$  – швидкість переключення одного вентиля.

Тоді:

$$\tau_{\text{ПСК}} = 20V + 2 ;$$

$$\tau_{\text{НРСК}} = 20V + 8;$$

$$\tau_{\text{РССК}} = 20V + 8;$$

$$\tau_{\text{КССК}} = 20V + 12.$$

На рисунку 3.9 показано діаграму часової складності. З діаграми видно, що часова складність різних спецпроцесорів відрізняється не більше 30% і не залежить від довжини блоку вхідних даних.

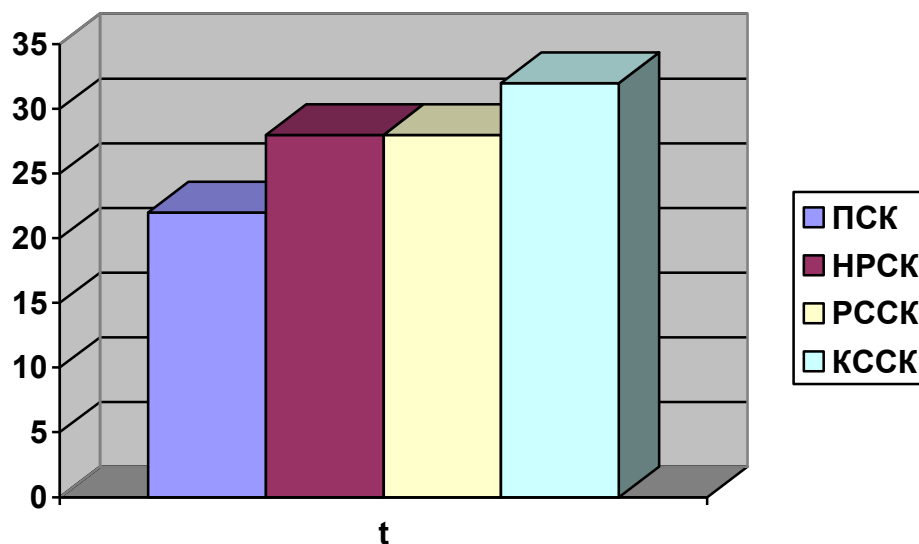


Рисунок 3.9 – Діаграма оцінки часової складності спецпроцесорів коректуючих кодів.

### 3.3 Моделювання роботи цифрових приймачів різних сигнальних коректуючих кодів

На рисунку 3.10 показана блок-схема програмного модуля циклу перевірки наявності  $n$ -бітової послідовності стартових сигналів.

Даний алгоритм включає в себе наступні блоки:

1. Початкові параметри циклу перевірки  $n$ -бітової послідовності start сигналів.
1. Ввід сигналу  $S_x$  для аналізу.
2. Перевірка наявності в потоці даних сигналу, який не відповідає стартовим сигналам.
- 4-5. Організація циклу.

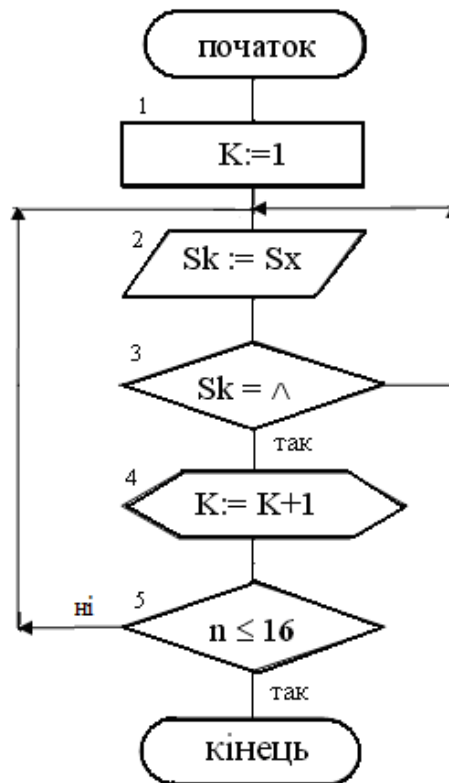


Рисунок 3.10 – Алгоритм роботи програмного модуля стартових сигналів «start»

Аналогічно реалізується програмний модуль перевірки наявності сигналів блокової синхронізації «stop», який може бути присутній в окремих випадках або може бути опущений в інформаційних каналах з низьким рівнем завад, що дозволяє зменшити надлишковість об'єму даних. Ефективність зменшення надлишковості таких інформаційних потоків є найбільш ефективною на низових рівнях комп'ютерних систем, які реалізуються пакетами невеликої довжини. В алгоритмі роботи блоку «stop» даний модуль відрізняється від блоку «start» оператором 3, який виконує перевірку  $S_k = \wedge$ .

Алгоритм оброблення сигналів, які формуються інформаційним потоком у вигляді ПСК, описується роботою наступних програмних модулів, згідно блок-схеми (рисунок 3.11):

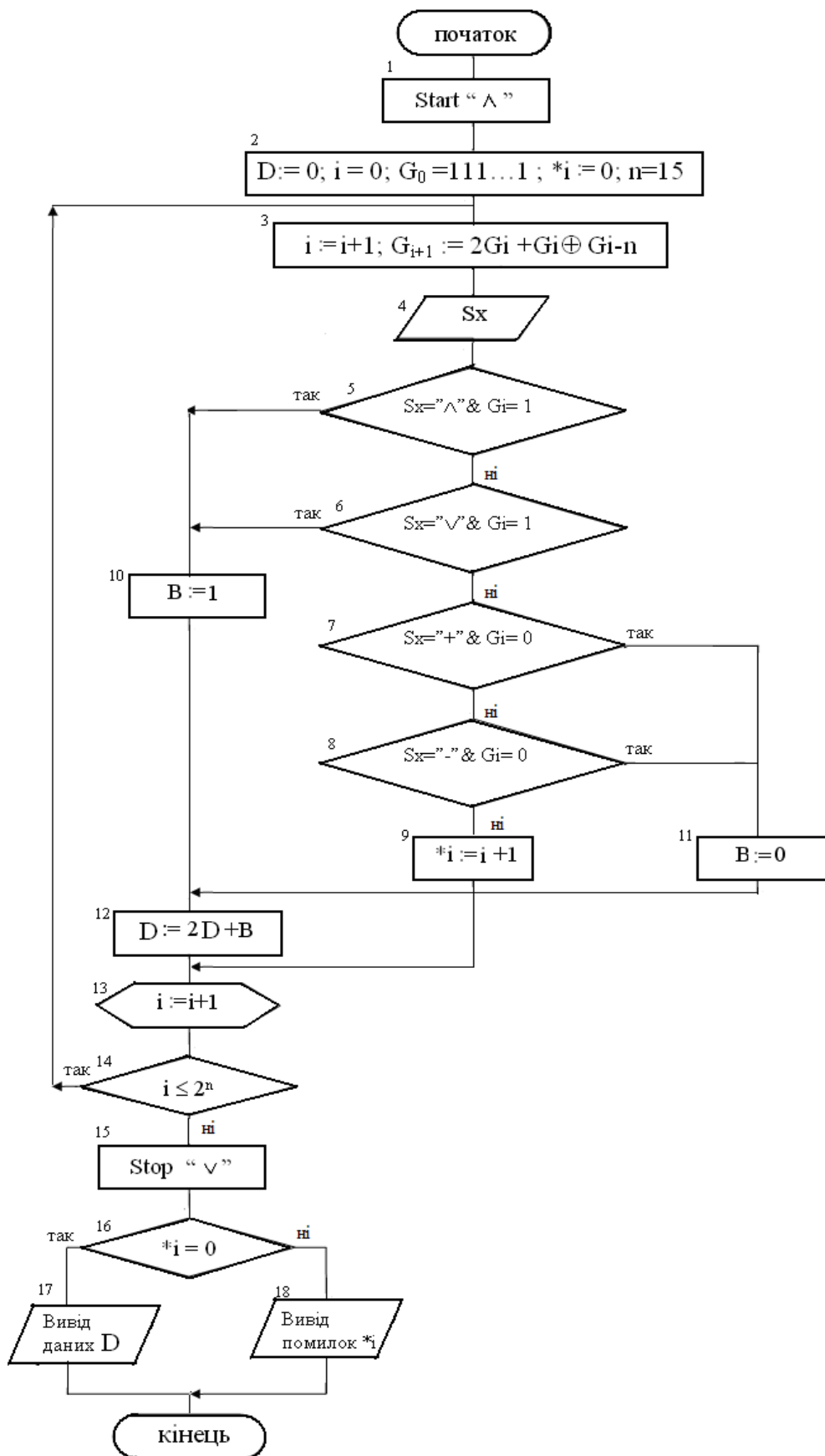


Рисунок 3.11 – Алгоритм роботи програмних модулів ПСК

1. Перевірка послідовності сигналів «start» , яка представлена на рисунку 3.10.

2. В даному програмному модулі вводяться стартові характеристики даних D; регістра стартової позиції генератора Галуа  $G_0$  та лічильника помилок  $*_i = 0$ .

3. Описує алгоритм генерування коду поля Галуа, який використовується для перевірки правильності інформаційного потоку даних, що представляється сигналами Sx.

4. Ввід поточного сигналу Sx.

5-6, 10. Перевірка правильності приймання та формування бітів даних одиниці.

7-8, 11. Перевірка правильності приймання бітів даних нулів.

9. Реєстрація числа помилок  $*_i$  .

12. Реєстрація та формування пакету даних.

13-14. Цикл перевірки об'єму даних.

15. Перевірка послідовності сигналів «stop».

16. Перевірка на наявність помилки

17-18. Вивід даних та вивід помилок.

Алгоритм оброблення сигналів, які формуються інформаційним потоком у вигляді Робота наступних програмних модулів описується наступним чином:

1-4. Аналогічні алгоритму на рисунку 3.11.

5-6. Перевірка наявності сигналу фронту наростання  $Sx = “\wedge”$ , і формування біту даних одиниці.

7-13. Аналогічні алгоритму на рисунку 3.32.

14-16. Перевірка приймання правильних сигналів, які кодують нуль потоку даних.

17. Реєстр помилок.

18. Формування біту даних нуль.

НРСК представлено на рисунку 3.12.

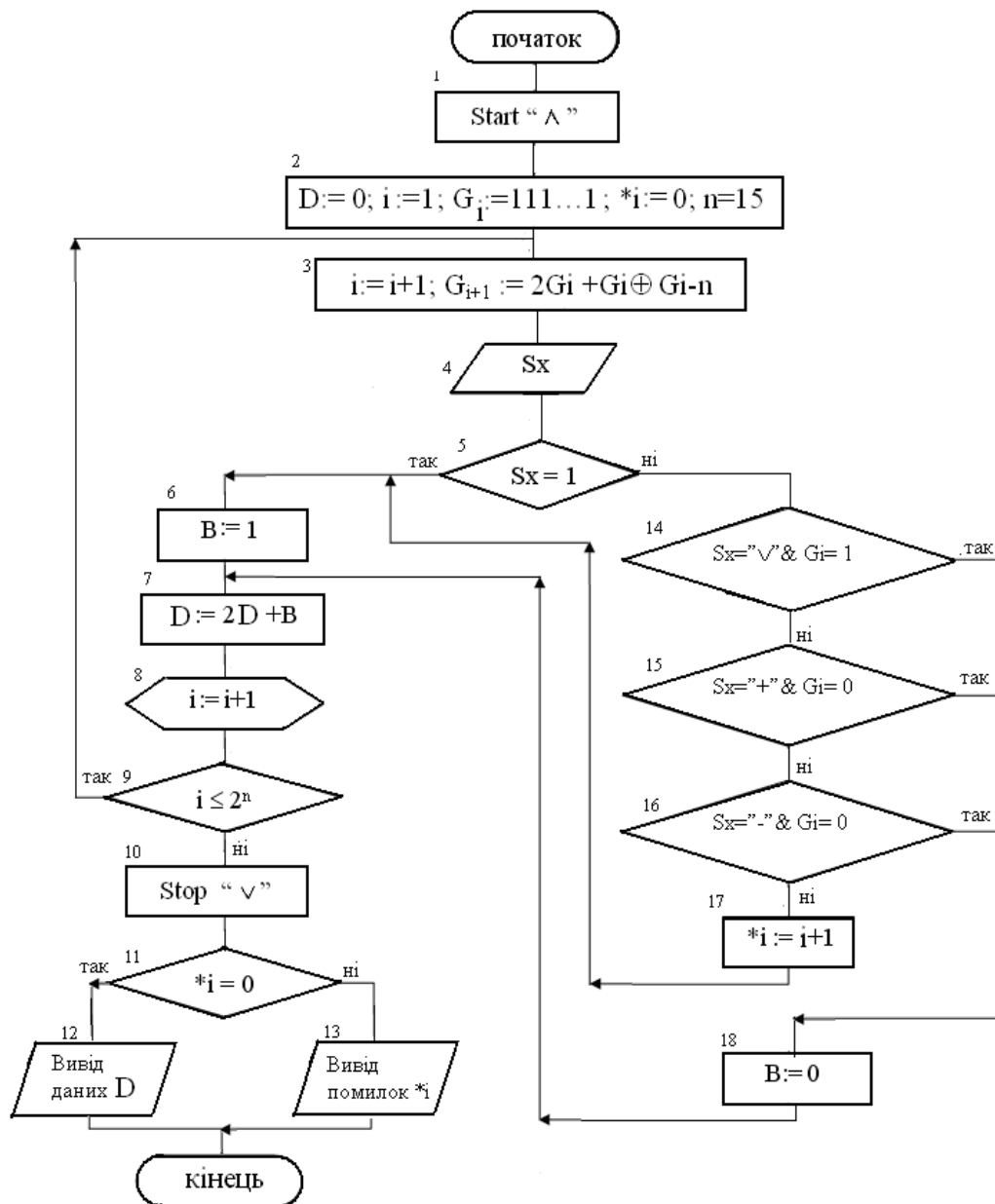


Рисунок 3.12 – Алгоритм роботи програмних модулів НРСК

Алгоритм оброблення сигналів, які формуються інформаційним потоком у вигляді РССК, описується наступними програмними модулями, згідно блок-схеми (рисунок 3.13).

1. Перевірка послідовності сигналів «start» .
2. В даному програмному модулі вводяться стартові характеристики даних D; регістра стартової позиції генератора Галуа  $G_0$  та лічильника помилок  $*i = 0$ .
3. Ввід сигналу Sx.
4. Перевірка правильності приймання та формування бітів даних одиниці



по фронтах спаду або наростання.

5. Генерування коду поля Галуа, який використовується для перевірки правильності інформаційного потоку даних, що представляється сигналами  $S_x$ .

6-8. Формування біта одиниці.

9. Підрахунок відповідного числа одиниць  $N_1$ .

10. Перевірка правильності приймання та формування бітів даних нуля по верхніх та нижніх потенціалах.

11. Генерування коду поля Галуа, який використовується для перевірки правильності інформаційного потоку даних, що представляється сигналами  $S_x$ .

12-14. Формування біта нуля.

15. Підрахунок відповідного числа нулів  $N_0$ .

16. Формування та реєстрація потоку даних.

17-18. Цикл перевірки об'єму даних.

19. Перевірка послідовності сигналів «stop».

20. Перевірка комплектності прийнятого пакету даних.

21. Перевірка на наявність помилки в сигналах «stop».

22-23. Вивід даних та вивід помилок.

Алгоритм КССК, в якому біти даних одиниць керуються фронтами наростання чи спаду (“ $\wedge$ ” або “ $\vee$ ”), тобто забезпечують високоякісну бітову синхронізацію, використовує сигнал синхронізації “S”, при формуванні сигнальних даних, тільки для виключення повторних символів “+” та “-“, які в свою чергу знижують рівень бітової синхронізації. Тому при формуванні КССК з симетричним використанням сигналів синхронізації S на основі використання модемів з фазовою частотою чи іншою маніпуляцією, після кожного прийняття біта даних в алгоритмі необхідно аналізувати факт його повторення, що представлено в блок-схемі на рисунку 3.14.

У блоці 4 відбувається перевірка наявності вхідного сигналу “S” ( синхро), при цьому в операторі 5 присвоюється значення попереднього біту даних. Сигнал “S” кодує повтор попереднього біту даних незалежно від біту Галуа.

Оператори 6,7,12,18 – виконують формування відповідних прийнятих бітів даних та підрахунок відповідного числа одиниць  $N_1$  та числа нулів  $N_0$ .

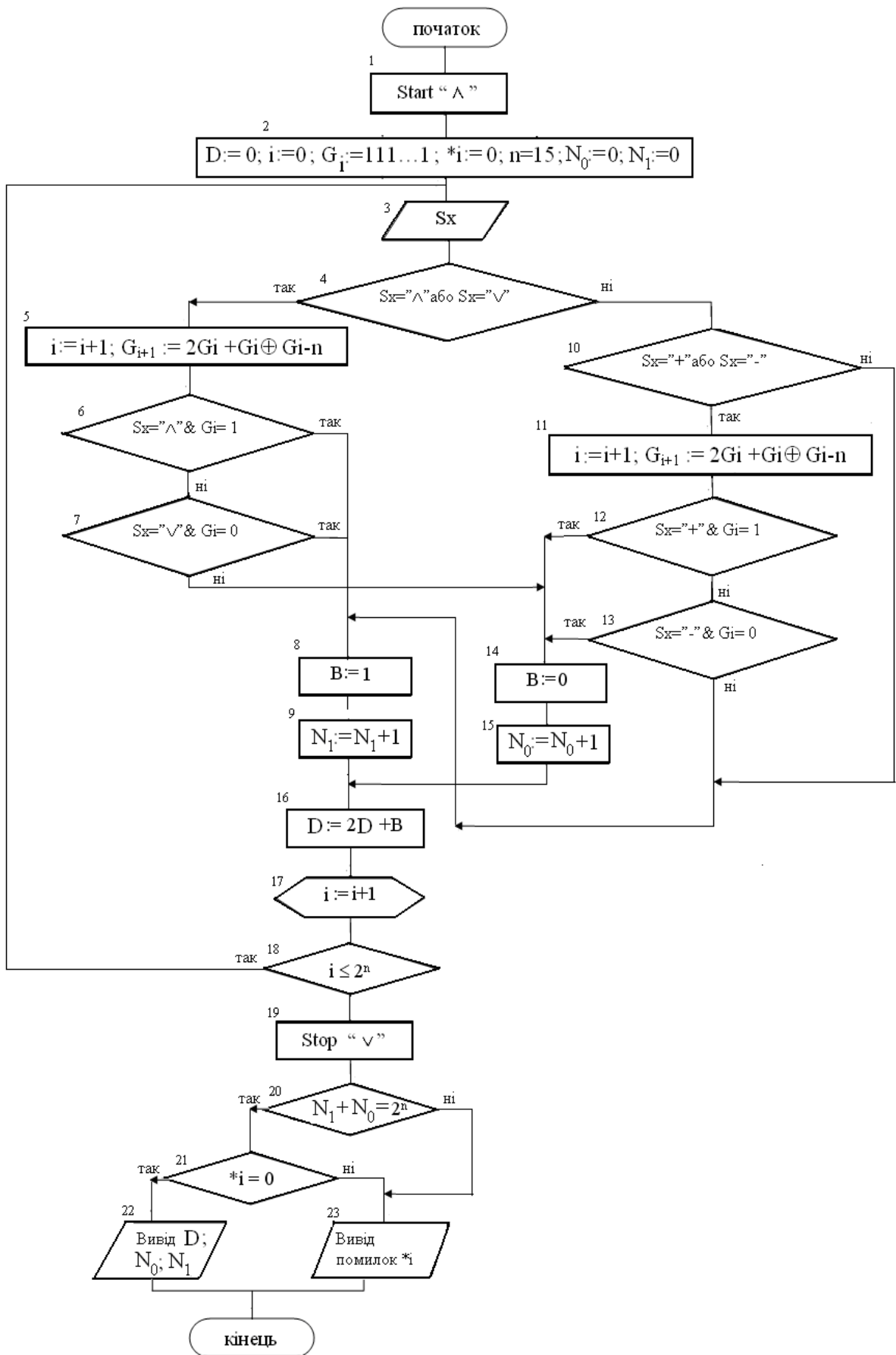


Рисунок 3.13 – Алгоритм роботи програмних модулів РССК.

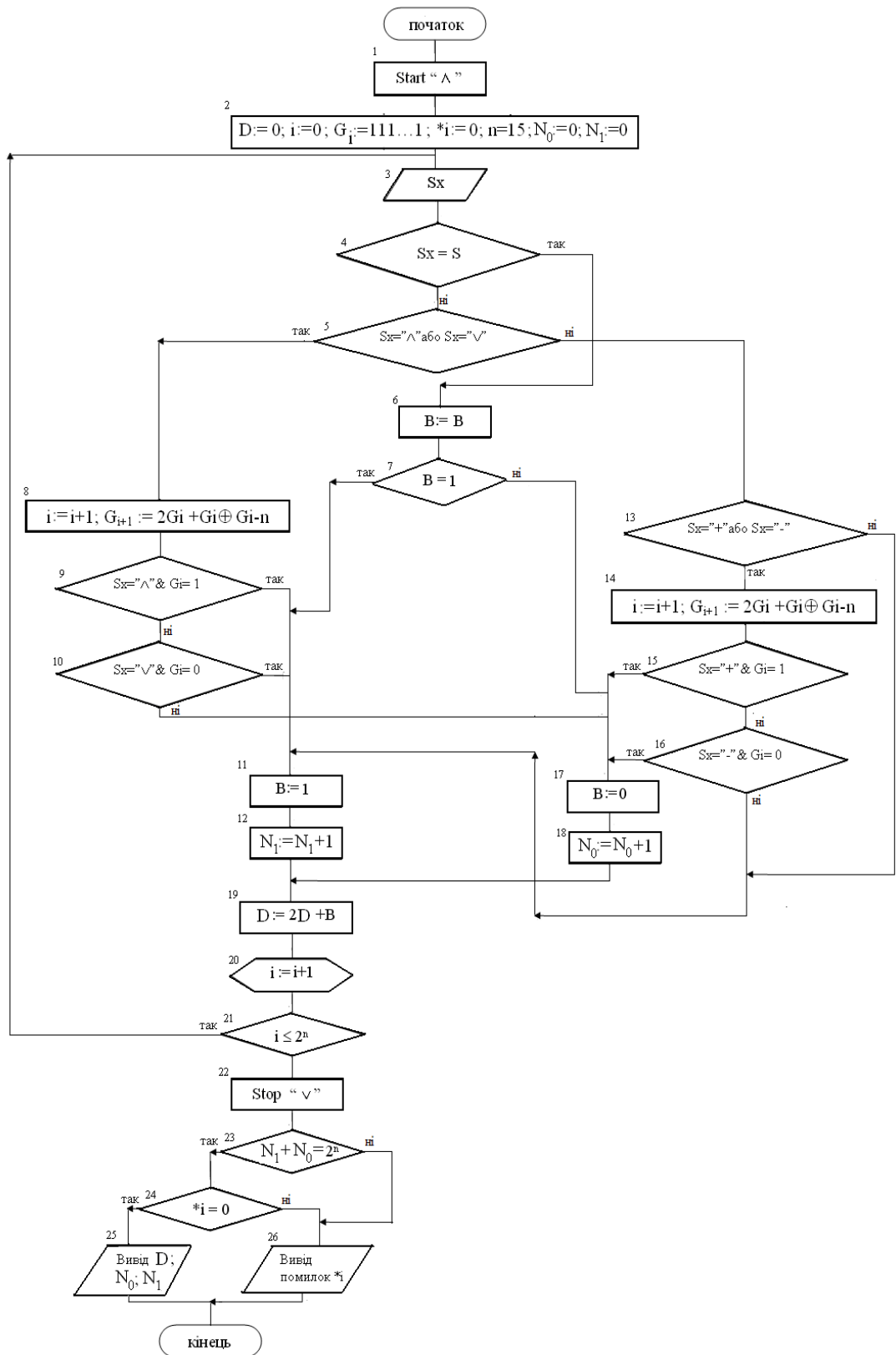


Рисунок 3.14 - Алгоритм роботи програмних модулів КССК

Реалізація розроблених алгоритмів приймання різних сигнальних коректуючих кодів у вигляді пакету програм на мові C++ наведена на рисунку 3.15.

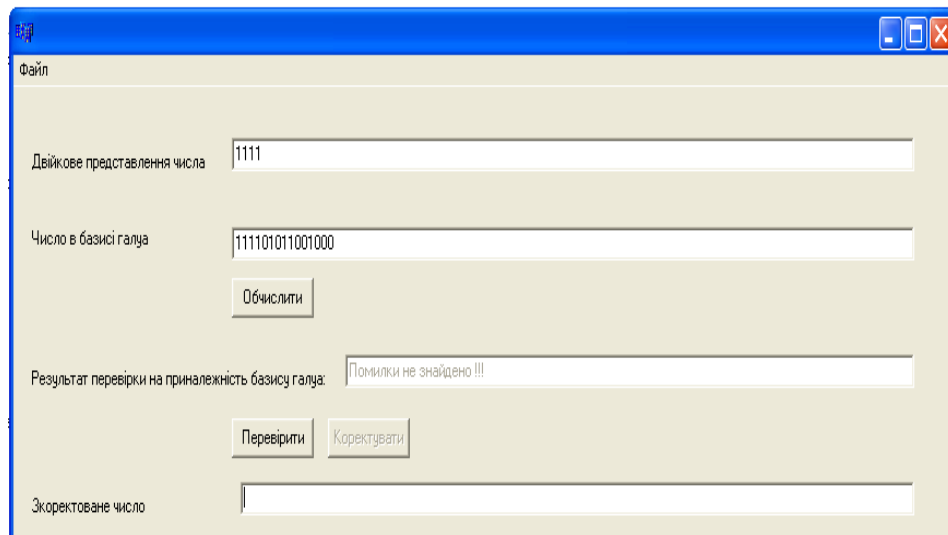


Рисунок 3.15 – Приклад програмного формування коду Галуа.

### 3.4 Дослідження обчислювальної складності алгоритмів оброблення СКК

Аналіз обчислювальної складності алгоритмів цифрового оброблення СКК на основі експертних оцінок базується на визначенні алгоритмічної складності окремих програмних модулів, які включають арифметико-логічні операції.

Аналіз алгоритмів, приведених на рисунках 3.10-3.14, показує, що вони характеризуються наявністю однакових операторів в початковій та кінцевій частинах, що виконуються одноразово для кожного прийнятого пакету даних:

- 1) start “^” ;
- 2) операція присвоєння стартових характеристик даних  $D$ , регістра стартової позиції генератора Галуа  $G_0$  та лічильника помилок  $*i = 0$ ;
- 3) stop “v” ;
- 4) перевірка наявності помилок  $*i = 0$ ;
- 5) вивід даних та помилок.

Інша група операторів виконується  $2^n$ - разів для кожного пакету прийнятих даних і їх обчислювальну складність доцільно порівнювати в діапазоні одного циклу, який відповідає ідентифікації виявлення або виправлення помилки в

одному біті даних.

Аналіз системних характеристик складності розроблених алгоритмів опрацювання СКК доцільно виконати на основі SH-моделі алгоритму (SH-Software/Hardware), яка описується функціоналом

$$B = (D, Q, q_0, q_f, G, P, M), \quad (3.10)$$

де  $D$  - кінцева множина символів зовнішнього алфавіту;

$Q$  - кінцева множина станів SH-моделі;

$q_0$  і  $q_f$  - початковий і кінцевий стани,  $q_0, q_f \in Q$ ;

$G$  - конфігурація апаратних засобів моделі;

$P$  - програма,  $P = \{y_i | i = 1, I\}$ ;

$M$  - пам'ять.

$G = (X, U)$ , де  $X$  – множина елементарних перетворювачів,

$U$  - множина міжз'єднань  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ ;  $U = \{u_1, u_2, \dots, u_n\}$ .

Для виконання аналізу обчислювальної складності розроблених алгоритмів складено таблиці експертних оцінок обчислювальної складності компонентів розроблених алгоритмів. В таблиці 3.2 представлено оцінку обчислювальної складності компонентів розроблених алгоритмів.

Таблиця 3.2 – Оцінка обчислювальної складності компонентів алгоритмів

Програмні модулі	Арифметико-логічні операції										
	Тип арифметико-логічної операції										
	W/ R	+,-	=	<>	⊕	:=	→	&	x	\	Σ=
	Експертна оцінка обчислювальної складності										
	5	n	1	2	2	1	1	1	n <sup>2</sup>	2n <sup>2</sup>	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1. Оператор присвоєння						1					1
2. Оператор вводу Sx						1					1
3. Умовний оператор порівняння				1							1

Продовження таблиці 3.2

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
4. Умовний функціонал. оператор						2		1			3
5. Умовний оператор циклу				1							1
6. Оператор лічильника циклів		1				1					2
7. Оператор вводу/виводу даних	1										1
8. Оператор формування пакету даних D		1				1	1				3
9. Оператор формування та реєстрації бітів даних		1				2					3
10. Оператор підрахунку бітів даних		1				1					2
11. Оператор генератора Галуа		1			1	1	1				4
12. Перевірка рівності		1									1

В таблиці 3.3 приведені оцінки обчислювальної складності окремих циклів алгоритмів.

Таблиця 3.3 – Оцінка обчислювальної складності окремих циклів алгоритмів

Програмні модулі	Типи алгоритмів				
	start/stop	ПСК	НПСК	РССК	КССК
1. Оператор присвоєння	$1 \times (2n+1)$	$2 \times 1$	$2 \times 1$	$2 \times 1$	$2 \times 1$
2. Оператор вводу Sx	$1 \times n$	$1 \times 1$	$1 \times 1$	$1 \times 1$	$1 \times 1$
3. Умовний оператор порівняння		$4 \times 2$	$4 \times 2$	$6 \times 2$	$8 \times 2$
4. Умовний функціональний оператор		$1 \times 3$	$1 \times 3$	$1 \times 3$	$1 \times 3$
5. Умовний оператор циклу		$1 \times 2$	$1 \times 2$	$1 \times 2$	$1 \times 2$
6. Оператор лічильника циклів	$2 \times 2n$	$1 \times 2n$	$1 \times 2n$	$1 \times 2n$	$1 \times 2n$
7. Оператор вводу/виводу даних		$2 \times 5$	$2 \times 5$	$2 \times 5$	$2 \times 5$
8. Оператор формування пакету даних D		$1 \times 3n$	$1 \times 3n$	$1 \times 3n$	$1 \times 3n$
9. Оператор формування та реєстрації бітів даних		$2 \times 3n$	$2 \times 3n$	$2 \times 3n$	$2 \times 3n$
10. Оператор підрахунку бітів даних				$2 \times 2n$	$2 \times 2n$
11. Оператор генератора Галуа		$1 \times 8n$	$1 \times 8n$	$2 \times 8n$	$2 \times 8n$
12. Перевірка рівності	$1 \times 2n$			$2 \times 2n$	$2 \times 2n$
$\Sigma =$	$9n+1$	$19n+26$	$19n+26$	$35n+30$	$35n+34$

На рисунку 3.16 наведена діаграма експертної оцінки складності циклів

алгоритмів розглянутих методів сигнального кодування, при  $n=1$  (одному такті).

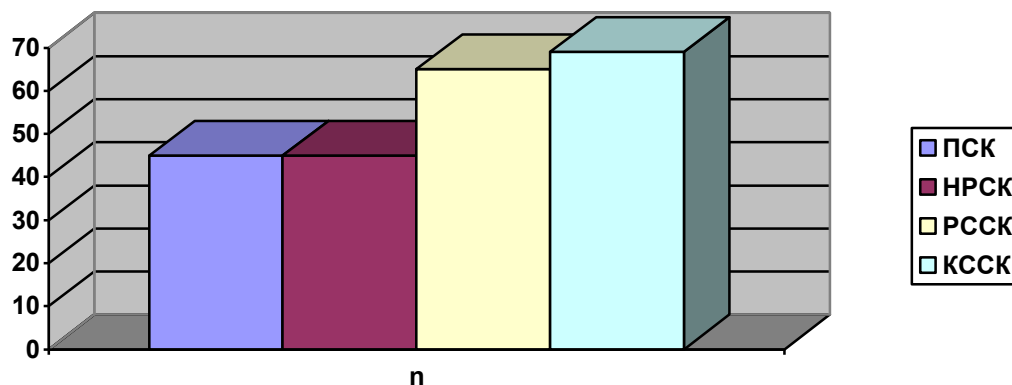


Рисунок 3.16 – Діаграма порівняння обчислювальної оцінки складності циклів алгоритмів.

Як видно з діаграми рисунку 3.16 найбільшу складність реалізації циклів має алгоритм КССК методу, але даний алгоритм є водночас найбільш ефективний, оскільки безпосередньо в ньому реалізована можливість виправлення помилок у вхідному потоці даних.

### Висновки до розділу III

1. Проаналізовані характеристики часової складності відомих та запропонованих структурних схем на основі D-тригерів та елементів зворотніх зв'язків на базі T-тригера та «Виключаюче АБО». Показано, що структури на основі T-тригерів та логічних елементів «І», які не містять елементів «Виключаюче АБО» характеризуються підвищеною швидкодією і можуть бути рекомендовані в якості формувачів послідовності Галуа сигнальних коректуючих кодів.
2. Виконана формалізація функціональних структур модулів процесорів, а також розроблені структури спецпроцесорів та їх компонентів, які виконують формування бісигнальних коректуючих кодів Галуа.
3. На основі експериментальних оцінок аналізу апаратно-функціональної складності та запропонованого критерію ефективності встановлено, що процесори КССК на 13% перевищують інші спецпроцесори даного класу і

можуть бути рекомендовані до впровадження в системах оптичного зв'язку .

4. Досліджена часова складність спецпроцесорів на основі відомого критерію, в результаті чого встановлено, що в даних спецпроцесорах оцінка відрізняється не більше 30% і не залежить від об'єму блоку вхідних даних.



## ВИСНОВКИ

1. Розроблено нові методи безнадлишкового сигнального кодування біт-орієнтованих інформаційних потоків з використанням кодів поля Галуа, які в порівнянні з існуючими методами дозволяють повніше використати інформацію сигнальних просторів і забезпечують можливість, без введення надлишкової інформації в потоки даних, що передаються, виявити та коректувати однократні помилки.

2. Досліджено характеристики захисту даних від помилок на основі запропонованих сигнальних кодів типу позиційно-сигнального, несиметрично-рекурентного та квазісимвольного безнадлишкового кодування, в результаті чого встановлено, що несиметричні сигнальні коди забезпечують виявлення  $\frac{3}{4}$  всіх можливих однократних помилок. Встановлено та отримано аналітичні вирази виявлення всіх однократних помилок в інформаційному потоці даних шляхом розробки симетричного сигнального коду, що дозволило підвищити швидкість передавання даних в комп'ютерних мережах на низових рівнях в 2 рази при передаванні пакетів даних до 1 кБ та до 25% при передаванні стандартних пакетів в комп'ютерних мережах.

3. Вперше розроблено та досліджено квазісигнальний коректуючий код, на основі біт-орієнтованого симетричного кодування інформаційних нулів та одиниць маніпульованими кодами Галуа, що дозволило реалізувати виправлення однократних та виявлення багатократних помилок.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Залмазон Л.А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи, и других областях. - М.: Наука, 1989. – 496 с.
2. Бекчанова Ш.Б., Зайниддинов Х.Н., Алгоритмы и структуры на основе быстрых преобразований Хаара./ Бекчанова Ш.Б., Зайниддинов Х.Н. // Техника юлдузлари. Ташкент, 2002, №4, С.45-54.
3. Николайчук Я.М. Методы цифровой обработки шумоподобных сигналов на основе кодовых ключей. В книге «Технические средства обработки информации для высокопроизводительных ЭВМ и систем» / Николайчук Я.М., Шевчук Б.М. // - Киев, Сб. тр. ИКАН УССР, 1988.
4. Николайчук Я.Н. Методология формирования, передачи и обработки дискретных сообщений в НВС / Материзлы VI Всесоюзной школы; - семинара РОИ - 67.- Львов, ФМИ. 1967.- С.127 - 129.
5. Grynychshyn T. Methods of Manipulation of Signals in Optical Channels of Communications. // Матеріали міжнародної конференції TCSET'2004. – Львів-Славське, 2004. С. 363-365.
6. Николайчук Я.М. Теорія побудови двомірних шумоподібних сигналів для комп'ютерних систем та мереж / Николайчук Я.М., Заставний О. М. //Контроль і управління в складних системах. (КУСС - 2003). Тези доповідей сьомої міжнародної науково - технічної конференції – Вінниця: 2003 – 95 с.
7. Николайчук Я.М. Дослідження системних характеристик двомірних кодів з особливими кореляційними властивостями / Николайчук Я.М., Заставний О.М. // Вісник технологічного університету Поділля, Хмельницький, 2004, №2, ч.1, Т2. С. 107-110.
8. Black, U. The V Series Recommendations: Standards. New York: McGraw-Hill, 1995.
9. Steven W. Smith, The Scientist and Engineer's Guide to Digital Signal Processing, Second Edition, 1999, California Technical Publishing, P.O. Box 502407, San Diego, CA 92150.

10. Я.М. Николайчук. Теорія джерел інформації.– Тернопіль:ТНЕУ,2008.-536 с.
11. Кислов В.Я. и др. Корреляционные свойства шумоподобных сигналов, генерируемых системами с динамическим хаосом // Радиотехника и электроника. 1997. Том 2. С. 341-349.
12. Николайчук Я.Н. Методология формирования, передачи и обработки дискретных сообщений в НВС. - Материалы VI Всесоюзной школы- семинара. - Л.: ФМИ, 1987.
13. Николайчук Я.М. Разработка теории и комплекса технических средств формирования, передачи и обработки цифровых сообщений в низовых вычислительных сетях автоматизированных систем: Дис. докт. техн. наук: 05.15.03 – Ивано-Франковск, 1991 – 573 с.
14. Мельничук С. І. Методи формування та цифрової обробки сигналів в розподілених системах керування. – Львів 2000.
15. Николайчук Я.М. Низові обчислювальні мережі: Навчальний посібник. К.: УМК ВО, 1990. – 55 с.
16. Заставний О.М. Теорія та принципи побудови спецпроцесора на основі базисів Радемахера, Крестенсона, Галуа / Заставний О.М., Король Р.І.Николайчук Я.М., Круцкевич Н.Д., //Контроль і управління в складних системах. Тези доповідей сьомої міжнародної наукової конференції – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 2003 – 114 с.
17. Николайчук Я.М. Дослідження системних характеристик двомірних кодів з особливими кореляційними властивостями / Николайчук Я.М., Заставний О.М. // Вісник технологічного університету Поділля, Хмельницький, 2004, №2, ч.1, Т2. С. 107-110.
18. Петришин Л.Б. Цифровая обработка сигналов на основе преобразования кодов поля Галуа / Методы и микроселектронные средства цифровой обработки и преобразования сигналов. / Петришин Л.Б. Николайчук Я.Н., Ищеряков С.М., //– Рига: ИЭВТ АН Латвии. – 1989.– С.130 – 132.
19. Dunning G. J. All-optical associative holographic memory with feedback using

phase conjugate mirrors. / Dunning G. J., Marom E., Owechko Y., Soffer B. N. // Optical Instrumentation Engineering 625: 1995, С.179-188.

20. Касами Т. и др. Теория кодирования .- М.: Мир, 1978.-500 с.

21. Т.М. Гринчишин. Кодування даних в комп'ютерних розподілених системах з відкритим оптичним каналом зв'язку на основі рекурентних GK-кодів.// Вісник Технологічного університету Поділля.Хмельницький 2007. –Т1 ч.1, №2. – С. 74-77.

22. Trenkic, C. Christopoulos, and T.M. Benson, "Efficient computational algorithms for TLM," in 1st Int. Workshop TLM, Univ. Victoria, Canada, Aug. 1995, pp. 77-80.

23. Методичні рекомендації до виконання дипломної роботи з освітньо-кваліфікаційного рівня „магістр”. Спеціальність „Комп'ютерні системи та мережі” / М.П.Карпінський, О.М.Березький, Р.Б.Трембач, Н.М.Васильків / Під. ред. М.П.Карпінського – Тернопіль: ТНЕУ, 2008. – 41 с.