

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок»

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТКС-20м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

_____ Заєць В.І.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ
_____ Васильківський М.В.

« ____ » _____ 2021 р.

Опонент: д.т.н., професор каф. РТ
_____ Осадчук В.С.

« ____ » _____ 2021 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ТКСТБ

_____ д.т.н., проф. Кичак В.М.

« ____ » _____ 2021 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17– Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність - 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ТКСТБ
д.т.н., професор В.М. Кичак
“ ___ ” _____ 2021 року

З А В Д А Н Н Я **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Зайцю Віталію Ігоровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок

керівник роботи Васильківський Микола Володимирович, канд. техн. наук, доцент
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “24” 09 2021 року № 277

2. Строк подання студентом роботи 01 грудня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи діапазон значень ймовірності помилкових МРС при двійковій амплітудній модуляції – $1,7 \times 10^{-2}$ - $1,0 \times 10^{-3}$; діапазон значень ймовірності помилкових МРС при двійковій фазовій модуляції – $1,4 \times 10^{-2}$ - $1,3 \times 10^{-3}$; діапазон зміни значень Q-фактору ТКС – 6-17; діапазон зміни значення ймовірності помилки на біт - $2,73 \times 10^{-2}$ - $7,38 \times 10^{-13}$; швидкість передавання потоків даних – 25 Гбіт/с; тип кодування – коди Хеммінга; порогове значення коефіцієнта помилок для декодера АМ із зворотнім зв'язком при повторному прийманні даних - $5,2 \times 10^{-4}$; порогове значення коефіцієнта помилок для декодера АМ без зворотнього зв'язку при однократному прийманні даних - $4,0 \times 10^{-5}$; порогове значення коефіцієнта помилок для декодера ФМ - $5,0 \times 10^{-4}$; виграш у відношенні сигнал/шум для АМ при малих МРС – 2,5 дБ.

4. Зміст текстової частини: загальне представлення складної системи та особливості побудови телекомунікаційних мереж; розвиток математичних моделей обробки даних в системі корпоративних мереж; ефективні алгоритми обміну даними на базі декодерів з пам'яттю і зворотним зв'язком.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю; структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю; алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю; узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі

зворотним зв'язком; структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком; алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Васильківський М.В., доцент кафедри ТКСТБ		

7. Дата видачі завдання 01 вересня 2021 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	10.09.2021р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	17.09.2021р.	
3.	Загальне представлення складної системи та особливості побудови телекомунікаційних мереж	01.10.2021р.	
4.	Розвиток математичних моделей обробки даних в системі корпоративних мереж	29.10.2021р.	
5.	Ефективні алгоритми обміну даними на базі декодерів з пам'яттю і зворотним зв'язком	19.11.2021р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	30.11.2021р.	
7.	• Охорона праці та безпека життєдіяльності	06.12.2021р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	13.12.2021р.	
9.	Нормоконтроль МКР	14.12.2021р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	17.12.2021р.	
11.	Захист МКР ЕК	20.12.2021р.	

Студент

(підпис)

Заєць В.І.

Керівник роботи

(підпис)

Васильківський М.В.

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

АНОТАЦІЯ

УДК 621.391

Заєць В. І. Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок – магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – Телекомунікації та радіотехніка, освітня програма – Телекомунікаційні системи та мережі – Вінниця: ВНТУ 2021 р. 140 - стор., 60 – рис., 24 – табл., 54 – бібл. – українською мовою.

Визначено оптимальне, в сенсі надмірності, співвідношення частки інформаційних розрядів і введеної в код надмірності, що відрізняється застосуванням асимптотичного підходу до оцінки енергетичного виграшу коду.

Запропоновано рішення задачі зниження складності вирішальної схеми формування м'яких рішень символів в кодерах, яке відрізняється дворазовим зменшенням числа порогів за рахунок відмови від концепції стираючого каналу зв'язку в таких схемах.

Запропоновано розвиток методу швидких матричних перетворень еталонних матриць в породжувальній матриці еквівалентних кодів, який відрізняється використанням властивості циклічності допустимих перестановок.

Розроблено регулярний метод пошуку комбінацій негативних підстановок, що відрізняється від переборних методів пошуку таких підстановок комплексним використанням вагового спектра коду і процедури розбиття загального простору кодових комбінацій кодеків на кластери.

Запропоновано використання перестановочного декодування в оптичних системах зв'язку, яке відрізняється уніфікацією процедури формування м'яких рішень для забезпечення високої надійності обміну інформацією.

Ключові слова: амплітудна модуляція, швидкі матричні перестановки, перестановочне декодування, телекомунікаційна система, ймовірність помилки на біт, фазова модуляція, відношення сигнал-шум.

ABSTRACT

UDC 621.391

Zaiets V. I. Cognitive data transmission system with direct error correction - master's thesis in specialty 172 - Telecommunications and radio engineering, educational program - Telecommunication systems and networks - Vinnytsia: VNTU 2021 140 - p., 60 - fig., 24 - tab., 54 - bibl. - in Ukrainian.

The optimal, in the sense of redundancy, ratio of the share of information bits and the redundancy introduced into the code is determined, which differs in the application of an asymptotic approach to the estimation of the energy gain of the code.

The solution of the problem of reducing the complexity of the decision scheme of soft soft solutions in codecs is proposed, which is characterized by a twofold reduction in the number of thresholds due to the rejection of the concept of erasing the communication channel in such schemes.

The development of the method of fast matrix transformations of reference matrices in the generating matrix of equivalent codes is proposed, which differs in the use of the properties of cyclicity of admissible permutations.

A regular method for finding combinations of negative substitutions has been developed, which differs from the feasible methods for finding such substitutions by integrated use of the code weight spectrum and the procedure for dividing the total space of code combinations of codecs into clusters.

The use of permutation decoding in optical communication systems is proposed, which differs in the unification of the procedure for forming soft solutions to ensure high reliability of information exchange.

Keywords: amplitude modulation, fast matrix permutations, permutation decoding, telecommunication system, bit error probability, phase modulation, signal-to-noise ratio.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ.....	5
ВСТУП.....	7
1 ЗАГАЛЬНЕ ПРЕДСТАВЛЕННЯ СКЛАДНОЇ СИСТЕМИ ТА ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ	13
1.1 Цифрова трансформація як чинник вдосконалення внутрішньо-об'єктових мереж	13
1.2 Перспективи використання і можливості оптичних систем зв'язку в задачах вдосконалення об'єктових мереж	18
1.3 Проблема узгодження лінійних швидкостей об'єктових мереж з можливостями обробки даних процесорами приймачів	23
1.4 Багаторівнева модуляція у волоконно-оптичних системах.....	27
1.5 Сутність перестановочного декодування і його властивості	30
1.6 Висновки до розділу 1	35
2 РОЗВИТОК МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ОБРОБКИ ДАНИХ В СИСТЕМІ КОРПОРАТИВНИХ МЕРЕЖ	38
2.1 Техніка формування м'яких рішень символів	38
2.2 Аналітична модель багаторівневого сигналу.....	49
2.3 Оцінка раціональної надмірності у системі перестановочного декодування	59
2.4 Висновки до розділу 2	65
3 ЕФЕКТИВНІ АЛГОРИТМИ ОБМІНУ ДАНИМИ НА БАЗІ ДЕКОДЕРІВ З ПАМ'ЯТТЮ І ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ.....	67
3.1 Аналіз методу перестановочного декодування групових систематичних кодів, його переваги та недоліки	67
3.2 Декодування на базі розбиття кодових векторів на кластери	68
3.3 Перестановний декодер із пам'яттю.....	70
3.4 Висновки до розділу 3	91
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	92

4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	92
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	95
4.2.1 Витрати на оплату праці.....	96
4.2.2 Відрахування на соціальні заходи.....	99
4.2.3 Сировина та матеріали.....	99
4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	101
4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт.....	101
4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт.....	102
4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень.....	103
4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей.....	105
4.2.9 Службові відрядження.....	106
4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	106
4.2.11 Інші витрати.....	107
4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати.....	107
4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	109
4.4 Висновок до розділу 4.....	110
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	111
5.1 Технічні рішення з безпечного виконання робіт.....	112
5.1.1 Технічні рішення з організації робочого місця під час проектування.....	112
5.1.2 Електробезпека приміщення.....	113
5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії.....	114
5.2.1 Мікроклімат.....	114
5.2.2 Склад повітря робочої зони.....	115
5.2.3 Виробниче освітлення.....	115
5.2.4 Виробничий шум.....	116
5.2.5 Виробничі випромінювання.....	117
5.2.6 Психофізіологічні фактори.....	118

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.....	118
5.3.1 Дослідження безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії іонізуючого випромінювання.....	120
5.3.2 Дослідження безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	121
5.3.3 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії загрозливих чинників НС.....	123
5.4 Висновки до розділу 5	124
ВИСНОВКИ.....	125
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	127
ДОДАТКИ.....	134
Додаток А Технічне завдання	135
Додаток Б Узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю.....	136
Додаток В Структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю	137
Додаток Г Алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю.....	138
Додаток Д Узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком.....	139
Додаток Е Структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком.....	140
Додаток Є Алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком.....	141

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АБГШ - адитивний білий гаусовий шум
АМ - амплітудна модуляція
АТМ - асинхронний спосіб передачі даних
ШМП - швидкі матричні перестановки
БЧХ - Боуза-Чоудхурі-Хоквінгема (код)
ВОЛЗ - волоконно оптичні лінії зв'язку
ДСК - двійковий симетричний канал
ДВЧ - датчик випадкових чисел
ІМР - індекс м'якого рішення
ККД - когнітивна карта декодера
КФР - когнітивний фіксований результат
БМ - багатомодові оптичні волокна
МРС - м'яке рішення символу
МСІ - міжсимвольна інтерференція
НДР - науково-дослідна робота
НС - нумератори символів
ОВ - оптичне волокно
ОВЛ - оптико-волоконна лінія
ОК - оптичний кабель
ОМ - одномодові оптичні волокна
ДКР - дослідно-конструкторська робота
ПД - перестановочне декодування
ПЛІС - програмована логічна інтегральна схема
ЩРЙ - щільність розподілу ймовірностей
РС - Ріда-Соломона (код)
СКВ - Середньоквадратичне відхилення
СОД - система обміну даних
СПД - система передачі даних

СЗК - система завадостійкого кодування

ТКС - телекомунікаційна система

ТКТ - телекомунікаційні технології

ФМ - фазова модуляція

ЦОД - центр обробки даних

ЦОС - цифрова обробки сигналів

ЦК - цикл керування

ЕВК - енергетичний виграш коду

ЕК - еквівалентний код

BER - ймовірність помилки на біт

BPSK - двійкова фазова модуляція

DWDM - щільне мультиплексування по довжині хвилі

FEC - упереджувальна корекція помилок

FER - ймовірність помилки на пакет / комбінацію

OFDM - мультиплексування з ортогональним частотним розділенням

OSNR - оптичне відношення сигнал-шум

OS1, OS2 - одномодові оптичні волокна в кабелі

OM1-OM5 - багатомодові оптичні волокна в кабелі

NRZ - технологія фізичного кодування даних

NVMe - протокол доступу до накопичувачів, підключених по шині PCI

PSK - фазова модуляція

QAM - квадратурна амплітудна модуляція

QPSK - чотирьохпозиційна квадратурна фазова модуляція

PAM-4 - чотирирівнева амплітудно-імпульсна модуляція

SNR - відношення сигнал-шум

TSN - стандарт передачі даних в реальному масштабі часу

WDM - спектральне ущільнення оптичного волокна

ВСТУП

Актуальність теми. Виконання планів нацпроектів «Цифрова економіка» і «Цифрова трансформація» вимагає переходу на якісно новий рівень використання інформаційно-телекомунікаційних технологій у всіх сферах соціально-економічної діяльності, що об'єктивно призводить до стабільного і інтенсивного збільшення кількості абонентів, до значного зростання трафіку в мережах зв'язку, які є матеріальною базою цієї програми. Велику роль в цьому процесі набувають адаптивні і когнітивні технологічні рішення, «великі» дані, хмарні технології, методи машинного навчання і штучного інтелекту, методи віртуальної і додаткової реальності. На цій основі активно розвиваються різноманітні системи контролю, вимірювальні та керуючі системи об'єктів, що кратно збільшує навантаження на об'єктові мережі, яскравим виразником яких є центри обробки даних (ЦОД). У нових умовах внутрішньо-мережевий трафік ЦОД за сучасними уявленнями складає 85% від загального споживаного трафіку, що неминуче вимагає високих швидкостей обміну даними всередині об'єктової мережі і коректної, надійної обробки даних. Зазначена специфіка об'єктових мереж призводить до великої різноманітності використовуваних в них засобів каналоутворення, починаючи від систем радіозв'язку, застосування мідножилних кабелів і завершуючи використанням оптичних волокон (ОВ) у вигляді одномодових ОВ (ОМ ОВ) або багатомодових ОВ (БМ ОВ). З урахуванням перспективи найбільш раціональне рішення задачі передачі великих обсягів даних лежить саме в площині застосування ОВ з використанням складних видів модуляції. Це викликає необхідність прямої корекції помилок в форматі засобів завадостійкого кодування, що викликає необхідність вирішення завдання узгодження швидкостей в різнорідних каналах зв'язку з об'єктивно обмеженими можливостями процесорів приймачів з обробки надлишкових кодів. Зазначені особливості об'єктових мереж через необхідність використання щодо коротких надлишкових кодів не дозволяють в процедурах декодування таких кодів в повній мірі реалізувати можливості ітеративних перетворень,

характерні для ефективних систем турбо кодування або систем з кодами малої щільності перевірки на парність. Застосування методу перестановочного декодування (ПД) в його класичній реалізації також наштовхується на ряд ємних в обчислювальному відношенні перетворень даних, що не дозволяє підтримувати високу швидкість отримання кінцевого результату. Однак саме цей метод дозволяє апріорі отримати ряд проміжних результатів в готовому вигляді для перестановок символів кодових векторів, які можуть зберігатися в когнітивної карті декодера (ККД). Це істотно знижує складність застосування методу в об'єктових мережах, що безсумнівно сприяє підвищенню надійності обробки даних в таких системах. При цьому багато питань тонкої організації пам'яті ККД на цей момент залишаються вирішеними.

У зв'язку з цим актуальність теми дослідження обумовлена наявністю наступних невирішених завдань стосовно методу перестановочного декодування:

- відсутній строго обгрунтований підхід до вибору параметрів надлишкового коду і методам раціональної обробки приймачем подібних кодових конструкцій з виявленням їх асимптотичних можливостей;
- не розроблені методи раціональної організації пам'яті когнітивної карти декодера, що дозволяють знизити її обсяг і ефективно вирішити задачу пошуку еквівалентного коду для будь-якої допустимої перестановки;
- не відомі способи регулярного пошуку зразків негативних перестановок для двійкових кодів, які не допускають отримання еквівалентних аналогів таких кодів;
- немає відомостей про способи м'якої обробки даних при використанні оптичних систем, що є необхідною умовою реалізації перестановочного декодування.

Аналіз останніх досліджень. Одним з кардинальних способів підвищення швидкості передачі даних в оптичному тракті ОМ ОВ з модуляцією, так само як і в БМ ОВ, є застосування чотирёхуровневої амплітудно-імпульсної модуляції (РАМ-4 - four-level pulse amplitude modulation). В даний час використання цього виду модуляції рекомендується включити в перспективні редакції стандартів Ethernet і Fiber Channel, а також виробникам устаткування для підвищення

швидкості передачі даних. Привабливі перспективи подвоєння існуючих швидкостей обміну даними в ОВ нашоухуються на підвищення вартості приймального обладнання, яка може бути знижена за рахунок використання прямої корекції помилок. При цьому виникає нова проблема, яка полягає в узгодженні темпів надходження даних на виході демодулятора з можливістю відповідної обробки їх в системі виправлення помилок мікропроцесором приймача. У ряді робіт для цього пропонується використовувати перестановочне декодування (ПД), теоретичні основи якого закладені в роботах F. J. MacWilliams, W. Wesley Peterson, E.J. Weldon, R.H. MorelosZaragoza, P.L. Добрушин, С.І. Самойленко, В.В. Зяблова, К.Ш. Зігангірова. В ході досліджень були використані праці Л.М. Фінка, Д. Д. Кловського, В.В. Золотарьова та зарубіжних авторів G. Clark, G.D. Forney, R.W. Hamming, R.T. Chien, E.R. Berlekamp, J.L. Massey, I.S. Reed, G. Solomon, R.C. Bose, J.F. V. Sklar, J.G. Prokis [1-10].

Класичний метод ПД полягає в формуванні на прийомі жорстких і м'яких рішень символів (МРС) і перестановці найбільш надійних з них на позиції інформаційних розрядів кодового вектора і кодування цих надійних символів для отримання еквівалентного коду (ЕК). Локатори помилок виявляються за рахунок порівняння вектора вихідного коду з комбінацією ЕК. Важливою особливістю ПД є детермінована складова в форматі перестановок нумераторів жорстких рішень, пов'язаних зі структурою ЕК, яка може бути апріорі визначена на приймачній стороні. Такий процес можна назвати когнітивним з фіксованим результатом (КФР), оскільки навчання декодера завершується в момент складання повної множини ЕК для даного вихідного коду, а результати навчання закріплюються в ККД. Це забезпечує заміну складного обчислювального процесу при пошуку ЕК. У сукупності це забезпечує істотний виграш за часом в ході обробки кодового вектора, що грає позитивну роль в узгодженні темпу надходження даних з демодулятора і швидкості обробки цих даних процесором приймача і, отже, підвищення їх надійності.

Мета і завдання роботи. Метою даної кваліфікаційної роботи є наукове обґрунтування та розробка алгоритмів, що забезпечують високу надійність обміну даними в об'єктових мережах на базі когнітивних методів реалізації перестановочного декодування.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

1. Виходячи з теоретичних оцінок енергетичної ефективності системи зв'язку, оцінити раціональну порцію введеної в код надмірності для реалізації перестановочного декодування блокових систематичних кодів.

2. Здійснити модифікацію правила формування МРС у двійковому гаусовому каналі зв'язку для різних видів модуляції з метою зменшення числа порогів вирішальної схеми без погіршення відомих імовірнісних показників.

3. Оцінити можливості раціональної побудови пам'яті КФР, в сенсі мінімізації її обсягу, і введення регулярної процедури точного обчислення породжувальної матриці ЕК по будь-якій довільній перестановці нумераторів символів комбінації вихідного коду.

4. Довести ефективність процедури пошуку негативних перестановок символів кодових комбінацій двійкових кодів на базі спільного використання вагової структури коду і кластерного розбиття простору кодових векторів.

5. Обґрунтувати і запропонувати методи формування МРС для оптичних систем зв'язку.

Об'єктом дослідження є когнітивна система перестановлювального декодування, яка використовується для захисту інформації від впливу чинників, що заважають при її передачі в ОВ.

Предметом дослідження є алгоритми когнітивної м'якої обробки надлишкових кодів в системі прямої корекції помилок.

Методи досліджень базуються на використанні: методів системного аналізу, окремих елементах алгебри теорії груп, кілець і полів, методів математичного моделювання, теорії ймовірності та теорії управління, чисельних методів.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Визначено оптимальне, в сенсі надмірності, співвідношення частки інформаційних розрядів і введеної в код надмірності, що відрізняється застосуванням асимптотичного підходу до оцінки енергетичного виграшу коду.

2. Запропоновано рішення задачі зниження складності вирішальної схеми формування м'яких рішень символів в кодах, яке відрізняється дворазовим зменшенням числа порогів за рахунок відмови від концепції стираючого каналу зв'язку в таких схемах.

3. Запропоновано розвиток методу швидких матричних перетворень еталонних матриць в породжувальній матриці еквівалентних кодів, який відрізняється використанням властивості циклічності допустимих перестановок.

4. Розроблено регулярний метод пошуку комбінацій негативних підстановок, що відрізняється від переборних методів пошуку таких підстановок комплексним використанням вагового спектра коду і процедури розбиття загального простору кодових комбінацій кодеків на кластери.

5. Запропоновано використання перестановочного декодування в оптичних системах зв'язку, яке відрізняється уніфікацією процедури формування м'яких рішень для забезпечення високої надійності обміну інформацією.

Теоретичне значення. Розвинений метод формування цілочисельних МРС, на базі поєднання лінійних функцій, які не потребують знання імовірнісних характеристик каналу зв'язку. Отримано нові відомості для подальшого розвитку досліджень, пов'язаних з реалізацією когнітивних методів обробки даних в системі об'єктових мереж. Внесений внесок в теорію кластерного розбиття простору кодових векторів, що відкриває шлях до обчислення непродуктивних перестановок на регулярній основі.

Практичне значення. Практична значимість роботи полягає в строгому, теоретично обґрунтованому виборі параметрів двійкових надлишкових кодів, пропорованих для використання у об'єктових мережах для вирішення питань випереджаючого захисту від помилок на базі ПД, істотному спрощенні реалізації вирішальної схеми формування цілочисельних МРС, застосування якої стає можливим в перспективних оптичних лініях зв'язку. Особливого значення

набуває запропонована схема регулярного обчислення вироджених матриць ЕК на базі кластеризації простору кодових векторів і використання циклічних властивостей підстановок. Запропоновано нові алгоритми обробки даних з використанням ПД.

Апробація роботи та її основні результати роботи проводилися на VIII Міжнародній науково-технічній конференції «Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем» (СПРН-2021) у 2021 році.

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

1 ЗАГАЛЬНЕ ПРЕДСТАВЛЕННЯ СКЛАДНОЇ СИСТЕМИ ТА ОСОБЛИВОСТІ ПОБУДОВИ ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ МЕРЕЖ

1.1 Цифрова трансформація як чинник вдосконалення внутрішньо-об'єктових мереж

Більшість протікаючих в сучасних телекомунікаційних системах (ТКС) явищ переконливо показують глибокий взаємозв'язок інтенсивного розвитку телекомунікаційних технологій (ТКТ) і процесів цифровізації. Елементи цифровізації в різноманітних сферах управління, економіці, в інформаційних інноваціях стають невід'ємно важливими стратегічним ресурсом, що дозволяє розширювати можливості управління державою, підвищити якість надання державних послуг, розвивати ефективність інформаційного обміну для досягнення цілком конкретних економічних і соціальних цілей з необхідною якістю надання послуг в короткі інтервали часу [7, 20].

Установка, що поєднує потужні процесори і величезні можливості паралельної обробки даних, також необхідна в медичній візуалізації, де використання штучного інтелекту забезпечує актуальну підтримку медичної діагностики на основі відомих результатів великої медичної практики. Ті ж вимоги до продуктивності застосовуються і до досить розвиненим системам спостереження, використовуваним в системах промислового контролю, і до систем громадського відеоспостереження.

Вся область застосування індустріальних систем також потребує більш потужному комунікаційному з'єднанні, оскільки все більше і більше раніше автономних машин і систем об'єднуються в мережу. Все це підвищує попит на високошвидкісні інтерфейси в вбудованих системах для реалізації високопродуктивних інтернет-рішень в реальному часі. Крім того, все більше і більше робочих навантажень повинні бути об'єднані в єдину систему.

Крім попередньої обробки даних в системах візуального контролю і глибокого навчання, сюди також входять брандмауери і системи виявлення

вторгнень, які повинні обробляти практично ідентичні навантаження паралельно з запущеними додатками. Це подвоює вимоги і вимагає використання технологій гіпервізора для віртуальних машин з підтримкою реального часу.

Інші області застосування включають в себе захоплення даних для автомобільних тестових систем і вимірювальних технологій для мереж 5G, а також промислові системи зберігання даних з швидкою пам'яттю NVMe, підключених через PCIe. Edge logic для радіобашен 5G і модульних Блейд в промислових серверних стійках також може отримати вигоду з високопродуктивних комп'ютерних модулів. У цих умовах об'єктивно зростає роль всерединіоб'єктових мережевих структур. При цьому під об'єктом в широкому сенсі розуміється комплекс будівель, споруд та систем, призначених для реалізації цільової функції. Принципово без додаткових пояснень, виходячи з контексту, синонімом визначення «об'єктові мережі» можуть бути поняття «Внутрішньооб'єктові мережі» або «бортові мережі». На рисунку 1.1 представлений принцип суміщення в рамках одного об'єкта мереж різних технологічних рішень.

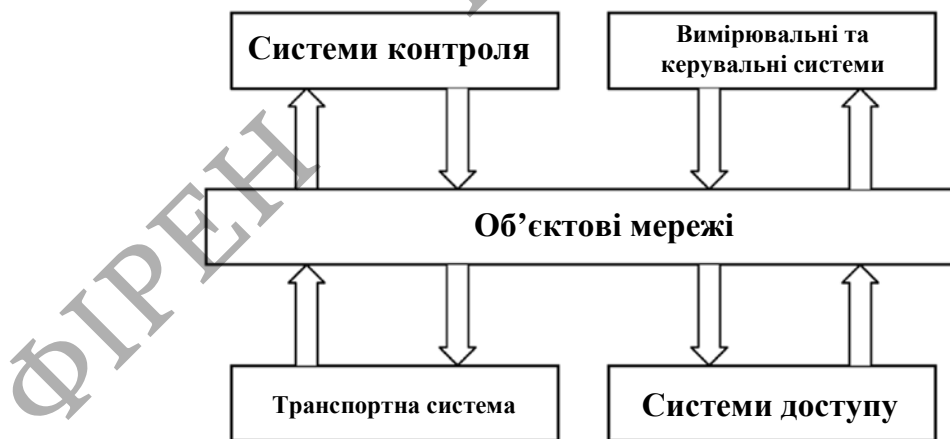


Рисунок 1.1 – Принцип поєднання мереж об'єкта різного призначення

Телекомунікаційна система об'єкта становить основу для підключення до неї інших технологічних систем, використовуваних в рамках цільової функції об'єкта. Транспортна система в цьому випадку грає роль сполучної ланки з

іншими зовнішніми об'єктами для вирішення завдань логічного взаємодії з ними при реалізації розширеної цільової функції. З метою забезпечення високої надійності, оброблюваних в об'єктовій ТКС даних на різних етапах, можуть використовуватися різні надлишкові коди. Так в транспортній системі доцільно використовувати коди, процедура декодування яких близька до кордону К. Шеннона [9, 14, 18]. Це можуть бути класичні каскадні коди [7], коди з малою щільність перевірок на парність [7, 11], системи багатопорогового декодування ортогональних кодів [7, 13], системи послідовного турбокодування [4]. У системах контролю і управління немає необхідності у використанні довгих кодів, але потрібна висока достовірність даних, яка може бути забезпечена за рахунок застосування ефективних алгоритмів обробки коротких надлишкових кодів з відносно малою метрикою Хеммінга.

З технологічної точки зору структурну схему об'єкта можна представити схемою, показану на рисунку 1.2.

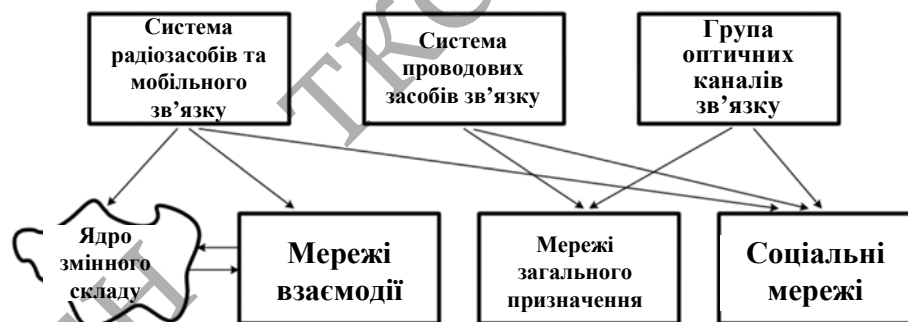


Рисунок 1.2 – Принцип поєднання мереж об'єкта за цільовим призначенням

З рисунка 1.2. в явній формі проступає неоднорідний характер концепції об'єктовій зв'язку. У цій схемі ядро змінного складу символізує відвідувачів об'єкта, які вирішують свої приватні завдання. Це можуть бути пасажери транспортних систем, відвідувачі супермаркетів, суб'єкти видовищних заходів, менеджери різних компаній і т.п. Очевидно багато питань для такого роду відвідувачів вирішуються через мережі взаємодії в форматі мобільних систем зв'язку, банкоматів і розрахунково-касових систем. Велике значення для таких

клієнтів має можливість отримати доступ до мобільного зв'язку саме через свого оператора такого зв'язку. Ядро змінного складу в даній роботі не розглядається, але можливе застосування радіозасобів різних діапазонів частот як елемента об'єктові зв'язку оцінюється. При цьому враховується, що об'єкт, в якому передбачається використання радіоканалів, може мати щодо компактну форму, яку можна апроксимувати окружністю або мати топологічно протяжну форму, наприклад, в системі контролю параметрів трубопроводів в важкодоступних районах. У переважній більшості випадків телекомунікаційну платформу сучасних об'єктів складають мідножилльні лінії, переваги і недоліки яких добре вивчені. Разом з цим, виходячи з положень цифрової трансформації в таких каналах передбачається передача великих обсягів даних фінансового характеру, що вимагають високої достовірності. Це передбачає застосування спеціальних засобів захисту даних в форматі перешкодостійких кодів. Іншими словами, зміна пріоритетів для телефонного та документального зв'язку передбачає використання в об'єктових мідножилльних лініях зв'язку методів підвищення достовірності. Ця концепція істотно посилюється при обробці актуальної інформації на об'єктах атомної промисловості: атомних електростанціях, підприємств зі збагачення та переробки ядерних матеріалів і відходів хімічної промисловості і в системах контролю навколишнього середовища і т.п. Таким чином, нові вимоги щодо забезпечення достовірності даних в системі мідножилльних об'єктових кабелів, особливо в умовах високих швидкостей передачі даних, підвищують статус систем випереджає корекції помилок (англ. FEC - Forward Error Correction).

В умовах об'єктивного зростання обсягів, оброблюваних цифрових даних, потрібне застосування оптичних ліній зв'язку, як найбільш дієвого засобу вирішення зазначених завдань в сфері реалізації різноманітних мереж доступу і транспортних мереж. Обидва напрямки розвиваються з акцентом на підвищення спектральної ефективності систем зв'язку, при цьому в системах волоконних оптичних ліній зв'язку (ВОЛЗ) регіонального і магістрального рівнів

досліджуються можливості впровадження обладнання 200G замість 100G / QPSK.

Дослідження, проведені компанією, показали, що спроба використовувати більш продуктивні транспондери, наприклад 400/16 QAM, супроводжується різким скороченням дальності передачі до рівня Metro-мереж. Головним чином це відбувається через зниження розрізнення номінальних рівнів сигналів або стандартного їх розміщення на комплексній площині, наприклад, при переході від QPSK до QAM. При цьому основним природними заважають факторами процесу обробки оптичних сигналів фотоприймачем є механічні, кліматичні та електромагнітні перешкоди, що призводять до зниження оптичного відношення сигнал / шум (англ. OSNR - Optical Signal-to-Noise-Ratio). Тому головним напрямком систем магістральної оптичної зв'язку залишається збільшення швидкості передачі на базі використання когерентного прийому [4]. При цьому її розвиток в обмеженому смугі частот оптичних каналів систем з щільним мультиплексуванням по довжині хвилі (англ. DWDM - Dense Wavelength Division Multiplexing) здійснюється головним чином за рахунок застосування багаторівневих форматів модуляції. У цьому випадку потрібна істотна компенсація нелінійних оптичних перешкод за рахунок цифрової обробки сигналів (ЦОС) на приймальній стороні, що підвищує вимоги до точності відтворення сигналів оптичних транспондерів за рахунок забезпечення стабільності параметрів оптичного гетеродина [4, 8, 12, 17]. Як правило в таких системах ЦГЗ передбачає послідовність дій: - вирівнювання спотворень в каналі; - компенсація відхилень частоти оптичного джерела каналу; - відновлення фази несучої оптичного каналу; - ідентифікація впізнаваного каналу.

Не дивлячись на зазначені процедури з корекцією прийнятого сигналу в подібних оптичних приймачах на їх виходах передбачається організація системи FEC. Стандартна методика по оцінці значення OSNR для протяжних систем з DWDM враховує накопичення чинників, що заважають. При послідовному включенні мережевих елементів результуюче значення завади в оптичному тракті визначається відповідно до виразу (1.1):

$$OSNR = P_c - Z - 10\lg(N) - 10\lg(h \times f \times \Delta f) \quad (1.1)$$

де NF - коефіцієнт шуму одного мережевого елемента; P_c - рівень оптичної потужності в каналу; h - постійна Планка; f - центральна частота оптичного каналу, Z - загасання на одному оптичному прольоті; N - число прольотів і Δf - нормована смуга оптичного каналу.

Успішна експлуатація магістральних оптичних ліній передачі даних привела до формування великих центрів обробки даних і з ростом обсягів оброблюваної на таких центрах інформації, поступової конвергенції технологій обміну даними за рахунок заміни мідножильних ліній зв'язку на їх оптичні аналоги. Збільшення пропускної здатності магістральних ВОЛЗ і різке зростання числа абонентів обчислювальних мереж, розширення послуг, що надаються, привели до необхідності підвищення продуктивності територіальних центрів обробки цифрової інформації [4, 13].

1.2 Перспективи використання і можливості оптичних систем зв'язку в задачах вдосконалення об'єктових мереж

З кожним роком зростає потреба в збільшенні пропускної здатності об'єктових комп'ютерних мереж і ЦОД, веб-сервісів і хмарних обчислень, що стимулюють таким чином збільшення швидкості передачі з 1-10 Гбіт / с до 40, 100, 400 Гбіт / с [1, 4, 6]. Стало ясно, що високі вимоги швидкості передачі інформації можуть бути реалізовані тільки на основі оптико-волоконних ліній (ОВЛ), які можуть бути ОМ або ММ, з різним способом поширення в них випромінювання [4, 15].

За даними Cisco Visual Networking Index 2017 року - щорічно обсяг ІРтрафіка по всьому світу збільшується на 24%. Дослідження Cisco Global Cloud показують, що обсяг світового трафіку Цодов до 2021 року повинен досягти 20,6 ЗБ, при цьому на 2016 рік цей показник становив 6,8 ЗБ. Наведені дані показують,

що в усьому світі загострюється потреба в високошвидкісних мережах і, як наслідок, у великих обсягах ОВ [6].

Потреба в досягненні більш високих швидкостей міжмережевого з'єднання ЦОД і збільшенні числа з'єднують сервера і комутатори ліній обумовлюється значною різницею кількості переданих даних всередині ЦОД і від ЦОД до клієнта - 85% споживаного трафіку припадає на всередині мережевий.

Загальновідомим фактом є передача ЦОД даних хмарним сховищ. Підприємства можуть, як мігрувати до гігантських хмарним сховищ корпорацій, наприклад, Google, Microsoft та інші, так і створювати власні хмарні сховища або використовувати обидва підходи. За прогнозом Cisco найближчим часом все більше підприємств будуть йти від традиційних корпоративних Цодов, вдаючись до послуг, відкритим гігантським міжнародним сховищ або створення і розвитку власного корпоративного хмари. Буде скорочуватися частка Цодов підприємств і дедалі більшими темпами будуть рости хмарні рішення загального доступу. Необхідно відзначити, що ММ ОВ знаходять все більш широке застосування в різних локальних об'єктах, що вимагають передачі і обробки великих обсягів різнорідних даних, що належать до сфери інформаційної безпеки, наприклад, в сфері транспорту [3, 6], захистити важливі енергетичних об'єктів і комплексів, включаючи ядерні [7], у сфері обробки відеоінформації, забезпечення безперебійної роботи охоронних комплексів [6, 12]. Причинами такого явища вважаються: - високі темпи зростання парку персональних обчислювальних засобів, що застосовуються в різних сферах діяльності співробітників підприємств, що мають легальний право виходу в обчислювальні мережі і доступ до інформаційних ресурсів за межами підприємства (об'єкта); - стрімке поширення мережевих технологій зі створенням єдиного телекомунікаційного простору для ефективного й послідовного вирішення питань управління технологічними та виробничими процесами на базі; - широке використання в різних виробничих процесах відеоінформації з високими вимогами щодо якості оброблюваних епізодів в масштабі реального часу; - практична реалізація принципу діалогового управління роботами, що володіють полімодальної

сенсорною системою і базою знань, здатними самостійно орієнтуватися в навколишньому середовищі і приймати рішення про подальші дії, що істотно відрізняється від традиційних завдань управління;

- розвиток методів машинного навчання на базі моделювання нечітких класифікаторів та впровадження в складні системи інтелектуальних агентів.

На даний момент, користувачі найбільших Цодов мають мережі, розгорнуті і на ОМ і на ММ ОВ. Ситуація складається таким чином, що найбільший інтерес являють собою ММ-рішення в наслідок ряду позитивних факторів, головними з яких є мала габаритність, низька вартість і конструктивні особливості [3, 11, 12]. Поступово з'являється визначення «Внутрішньооб'єктові мережі зв'язку», які слідом за розвитком технологій обміну даними по оптоволокну поширюються не тільки масштабні об'єкти, але і на бортові системи, що використовуються на повітряних і морських судах. ОМ ОВ діляться на два класи: OS1 - світловоди, що використовуються в оптичних кабелях з щільним буфером для передачі на довжинах хвиль 1310/1550 нм; OS2 - світловоди, що використовуються в оптичних кабелях з вільним буфером, можна застосовувати для широкопалубової передачі в діапазоні від 1310 до 1550 нм, поділений на канали передачі. Канальна швидкість ОМ ОВ класу OS1 може становити 1, 10 або 40 Гбіт / с, в той час як для OS2 може досягати 100 Гбіт / с. Так само, в OS2 мінімізовані піки поглинання між вікнами прозорості.

ОМ ОВ відмінно підходить для пристрою ТКС і магістралей по передачі інформації на значні відстані. Оптичний кабель (ОК) найчастіше використовується для пристрою волоконно-оптичної системи зв'язку, прокладеної усередині будівель, по тунелях, колекторах і каналізація нікому непотрібні. Основним параметром, що характеризує дисперсію, а значить, і здатність волокна підтримувати роботу додатків на певні відстані є коефіцієнт широкополосності.

Сучасний ОМ ОК має низку важливих переваг, таких як мале загасання світлового сигналу, високий ступінь перешкодозахищеності, захист від несанкціонованого підключення, невелика вага і обсяг, максимальна смуга

пропускання, і т.д. OM ОК надає можливість транслювання інформації на високій швидкості, при цьому вартість використовуваних матеріалів невелика і створення технології ВОЛЗ за допомогою оптоволокна не вимагає великих економічних витрат. Ступінчастий профіль показника заломлення OB характеризується різким переходом від ядра до демпфера і є найпростішим для виготовлення світловодів. В OM OB він є прийнятним, але для MM OB із ступінчастим показником заломлення через великої кількості мод характерна висока дисперсія, що призводить до розсіювання сигналу і обмежує відстань, на якому можлива робота додатків.

BM OB призначені для застосування в мережах середньої або малої дальності. На даний момент стандарти, що описують BM OB і оптичні кабелі типу OM5, вважаються сталими. Проте, серійно випускаються приймач повинні підтримувати технології всіх перерахованих в таблиці типів OB. У розробці стандартів широкосмугових BM OBL брали участь найбільші виробники приємопередаючого обладнання, розробивши вказівки по вибору міжканальних інтервалів довжин хвиль для спектрального ущільнення WDM, в результаті чого робоче вікно довжини хвилі змістилося з 850 на 953 нм.

Важливою вимогою є підтримка волокном типу OM5 області застосування і дальності передачі систем, побудованих на OM4. До повсюдного застосування ОК в ЦОДах застосовувалися мідножилських кабелі, які були змушені скорочувати відстані передач в міру збільшення швидкостей обміну даними. По досягненню швидкості 40 Гбіт / с доводилося використовувати 8-парні кабелі, діаметр якого в рази перевищував діаметр ОК. При прокладанні великої кількості таких кабелів порушувалася вільна циркуляція повітря навколо стійки з обладнанням, що ускладнювало його охолодження.

BM OB у багато разів перевершують OM OB по продуктивності і є на даний момент найбільш ефективним рішенням в економічному плані. Незважаючи на те, що ціна BM OB вище, ніж OM OB, вартість придбання і обслуговування активного оптичного обладнання буде нижче і нівелює різницю у вартості OM і

БМ кабелю. Так само, ще одним важливим фактором оцінки витрат є те, що БМ-приймач споживає потужність електроживлення менше, ніж ОМ-приймач.

ОМ приймач коштують дорожче БМ в 1-1,5 рази, в залежності від швидкості передачі. Збільшення обсягів виробництва і розвиток високошвидкісних оптоелектронних технологій призводить до скорочення різниці вартості ОМ і БМ ОВ, але, незважаючи на це, при порівнянні обладнань з аналогічними характеристиками, ціна БМ ОВ все одно залишається нижче.

Застосування БМ ОВ в ЦОДах дає безліч переваг, особливо великим компаніям: - менші витрати на активне обладнання, електроживлення та охолодження; - простіше здійснюються монтажні роботи (при зміні топології мережі);

- БМ ОВ, на відміну від ОМ ОВ, мають значно менші втрати потужності при забрудненні торців, зберігаючи при цьому прийнятний рівень сигналу.

БМ ОВ успішно виконують завдання передачі даних на необхідні відстані для комп'ютерних мереж і ЦОД, веб сервісів і хмарних обчислень, продовжуючи розвиватися для задоволення дедалі більших потреб в швидкості передачі і ємності.

Розробки технологій передачі сигналів по БМ ОВ не стоять на місці, при цьому існує ряд відомих технічних прийомів, використовуваних повсюдно. До таких прийомів відноситься чотирехуровнева амплітудноімпульсна модуляція (англ. PAM-4 - four-level pulse amplitude modulation), що дозволяє за рахунок використання чотирьох рівнів сигналу передавати за один період часу подвійну кількість інформації. Даний вид модуляції буде включений в наступні редакції стандартів Ethernet, Fiber Channel. Дана технологія забезпечує збільшення спектральної ефективності системи зв'язку мірі в два рази відносно швидкодії використовуваного в такій системі передавального лазера. У міру вдосконалення параметра швидкодії лазерів при роботі по оптоволокну (параметр Гбод / с) фактор дворазового виграшу по спектральній ефективності залишається гарантованим.

До тимчасових недоліків використання більш складної системи обробки даних в першу чергу відноситься фактор її подорожчання, зокрема через необхідність використання більш складного приймача щодо передачі з тривіальної амплітудної маніпуляцією. Виходом з подібної ситуації є використання в системах передачі даних по БМ ОВ апробованих технологій по боротьбі з спотвореннями сигналу за рахунок застосування еквалайзерів в поєднанні з прямою корекцією помилок [2 3, 8, 12]. Це дозволяє на перший погляд знизити вимоги до складності приймача, але виникає проблема узгодження швидкостей, оброблюваних даних на виході оптичного приймального модуля і в процесорі системи корекції помилок, що використовується надлишкового коду. Таким чином, підвищення вимог до швидкості передачі цифрових даних, що забезпечують вимоги технологій цифрової економіки викликає гостру необхідність застосування складних видів модуляції, які в свою чергу вимагають нетривіальних підходів до захисту оброблюваних даних. До відпрацювання можуть бути прийняті тільки достовірні дані, що особливо важливо при обробці фінансових інформаційних потоків і не тільки їх. Це викликає гостру необхідність застосування засобів завадостійкого кодування.

1.3 Проблема узгодження лінійних швидкостей об'єктових мереж з можливостями обробки даних процесорами приймачів

Застосування мідножилевих або оптичних ліній в об'єктових мережах забезпечує високі можливості по швидкості передачі даних. Ці можливості можуть бути істотно збільшені при використанні багаторівневих систем модуляції. Однак у зв'язку зі зменшенням розрізнення багаторівневих сигналів доводиться використовувати принципи FEC для досягнення необхідного коефіцієнта помилок. У зв'язку з цим стає доцільним вивчити можливості по швидкості обробки даних в програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС), які використовуються сучасної схемотехнікою для реалізації кодеків.

Класифікація ПЛІС досить обширна, але для передбачуваного оціночного аналізу немає необхідності виявляти особливості інтеграції процесорів їх логічної складності, кількості допустимих циклів програмування і принципів організації пам'яті. Узагальнена класифікація ПЛІС за архітектурними ознаками представлена на рисунку 1.3.

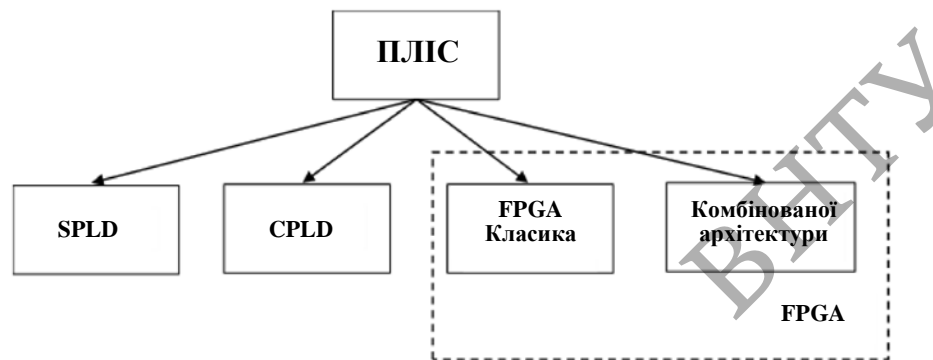


Рисунок 1.3 – Класифікація ПЛІС за архітектурними ознаками

Клас простих програмованих логічних пристроїв (англ. SPLD - Simple Programmable Logic Devices) з архітектури діляться на підкласи програмованих логічних Матіца (англ. PLA - Programmable Logic Arrays) і програмованої матричної логіки (англ. PAL - Programmable Arrays Logic). Більш складний клас програмованих логічних інтегральних схем (англ. CPLD - Complex Programmable Logic Arrays) отримав досить велике поширення і використовується в багатьох прийомних пристроях сучасних телекомунікаційних додатків. Подальшим розвитком наведених ПЛІС стала система FPGA (англ. Field- Programmable Gate Array) Нехай на виході каналу система зв'язку реалізує потік бітів і нехай процесор приймача має тактову частоту t_{ch} . У такому випадку при співвідношенні зазначених швидкостей вих кс « t_{ch} ніяких проблем з обробкою даних в системі не виникає. Порівняльні значення тактових частот для найбільш поширених ПЛІС наведені на рисунку 1.4.

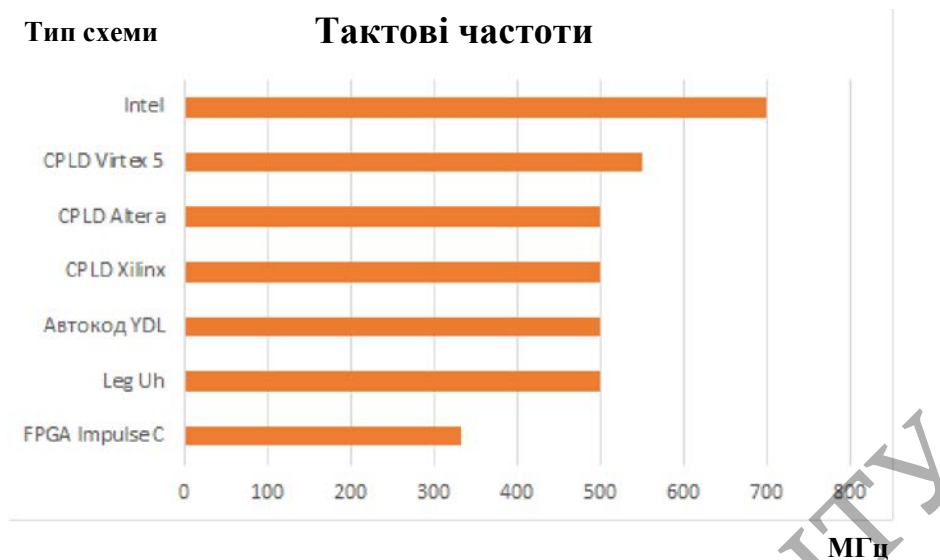


Рисунок 1.4 – Тактові частоти відомих ПЛІС

Ситуація змінюється в гіршу сторону, якщо позначене співвідношення швидкостей набуває вигляду $V_{вихкс} \approx V_{ТЧ}$. В цьому випадку в системі можуть виникнути процеси рассинхронизації передавача і приймача при необхідності будь-якої додаткової обробки даних в процесорі приймача. Ситуація виду $V_{вихкс} \gg V_{ТЧ}$ абсолютно неприпустима за такими ж міркувань. Стає ясно, що значення тактових частот сучасних ПЛІС на жаль відповідають умові $V_{вихкс} > V_{ТЧ}$. Це викликає необхідність використання трансиверів, які дозволяють за рахунок буферних пристроїв компенсувати розбіжність швидкостей на виході каналу зв'язку і можливості процесора приймача своєчасно обробити надійшли на його вхід дані. Здійснюється це за рахунок буферних пристроїв і системи паралельної обробки інформації, що в свою чергу підвищує вартість приймача, оскільки в такому випадку потрібно система розпаралелювання даних і коректної їх складання після обробки окремих їх фрагментів.

Негативну роль неузгодженості швидкостей можна оцінити на простому прикладі. Нехай в системі використовується класичний код Хеммінга (n, k, d) , де n - довжина кодового вектора; k - число інформаційних розрядів; d - мінімальна кодова відстань. Вважаючи швидкість надходження біт на виході

ОВЛ рівній $V_{вихкс} = 100$ Гбіт/с, прийємо за основу частоту тактових імпульсів ПЛС, що реалізує алгоритм FEC рівній $V_{тч} = 500$ МГц. Якщо надлишковий код оцінює в системі FEC синдром, то прийнятий з каналу зв'язку кодовий вектор довжини n потребує для своєї обробки при множенні прийнятого вектора на перевірочну матрицю коду $H_{(n-k) \times n}$ всього $n \times ((n-k) \times n)$ операцій множення і рівно n операцій додавання [25]. Загальний вигляд аналітичного виразу для оцінки числа арифметичних операцій при обчисленні синдрому представлений співвідношенням (1.2):

$$N_{оп} = \frac{n^3 - (n^2k + 1) + (n^2 - nk) + k}{n} \quad (1.2)$$

Легко перевірити, що за умови $V_{вихкс} \approx V_{тч}$ і заданих параметрах коду (7,4,3) декодер для отримання синдрому повинен виконати близько 165 арифметичних операцій. За цей період з каналу зв'язку має бути прийнято близько 23 кодових векторів. З урахуванням реальних співвідношень швидкостей обробки даних, таких комбінацій виявляється в два рази більше. Слід враховувати, що використання процесорів з високою тактовою частотою (до декількох ГГц) призводить до необгрунтованого зростання вартості системи. Таким чином, при реалізації алгоритмів FEC слід використовувати ті з них, які дозволяють використовувати когнітивні принципи обробки даних, щоб забезпечити в явному вигляді підвищення швидкості отримання кінцевого результату [2, 5, 9, 11, 13].

З огляду на логічні затримки в ході організації обчислювального процесу, слід розуміти, що застосування транспондерів в високошвидкісних системах передачі даних на базі ОВЛ є об'єктивним і необхідним технічним рішенням. У міру збільшення швидкостей обміну даними в ОВЛ за рахунок використання багаторівневих систем модуляції, ця тенденція приймає вирішальне значення.

1.4 Багаторівнева модуляція у волоконно-оптичних системах

Підвищення спектральної ефективності ОМ і БМ ОВЛ можливо на основі застосування багаторівневих видів модуляції, таких як PAM-4, QPSK, QAM. У порівнянні з класичною двійковою амплітудною маніпуляцією, реалізація PAM-4 є більш складною, оскільки приймач повинен розрізняти два рівня сигналу, а чотири. Однак за рахунок цього долається межа Найквіста, що дозволяє передавати подвійну кількість інформації за один часовий інтервал [1, 39, 42]. Таке ускладнення призводить до зростання вартості приймача, яка в міру затребуваності і розвитку технології зазвичай знижується до прийняттого рівня. Оскільки PAM-4 однозначно відповідає завданням підвищення спектральної ефективності використовуваних ОВЛ, то виникає задача побудови математичних моделей таких систем для оцінки енергетичної ефективності використовуваних систем передачі інформації. На рисунку 1.5 представлений уніполярний код з PAM-2, який дозволяє представити умовні щільності розподілу ймовірностей (ПРВ) $p(z | i)$ на виході приймача рішень, коли i приймає значення 1 або 0, а параметр z підпорядковується гаусовому закону.

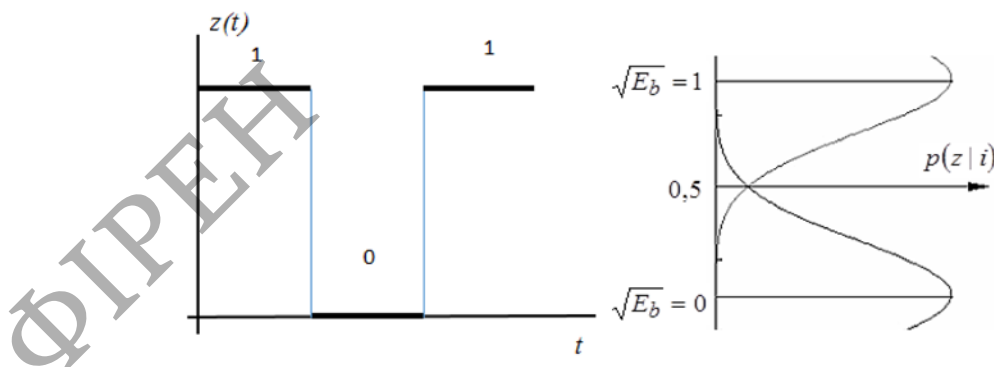


Рисунок 1.5 – Уніполярний код PAM-2

Формат кодування без повернення до нуля (англ. NRZ - Non Return to Zero). Одиничний біт передається в межах такту і його рівень не змінюється. Позитивний перепад означає перехід з 0 до 1 у вихідному коді, негативний - від

1 до 0. Відсутність перепадів показує, що значення попереднього і подальшого бітів рівні. Для декодування кодів в форматі NRZ необхідні тактові імпульси. Відповідний коду сигнал формату NRZ, містить низькочастотні компоненти (при передачі довгих серій нулів або одиниць перепади не виникають, що ускладнює процедуру синхронізації приймач). Граф перехідних станів в такій системі і її око-діаграма представлена на рисунку 1.6.

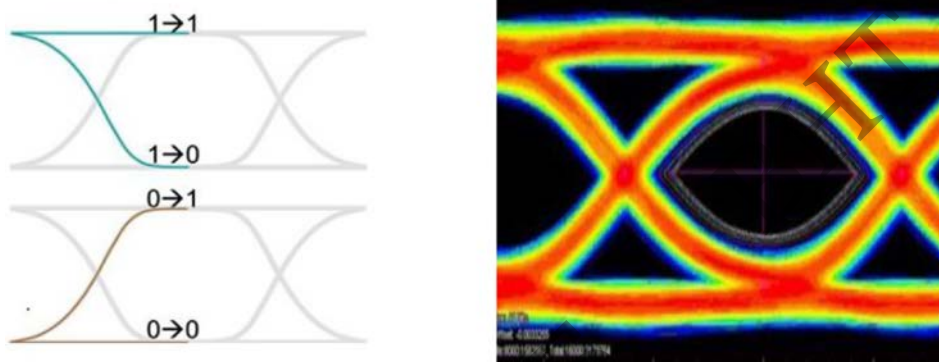


Рисунок 1.6 – Граф перехідних станів в системи РАМ-2 і її око-діаграма

Підвищення спектральної ефективності системи обміну даними вирішується за рахунок застосування амплітудно-імпульсної модуляції РАМ-4. Відповідні діаграми представлені на рисунках 1.7 і 1.8.

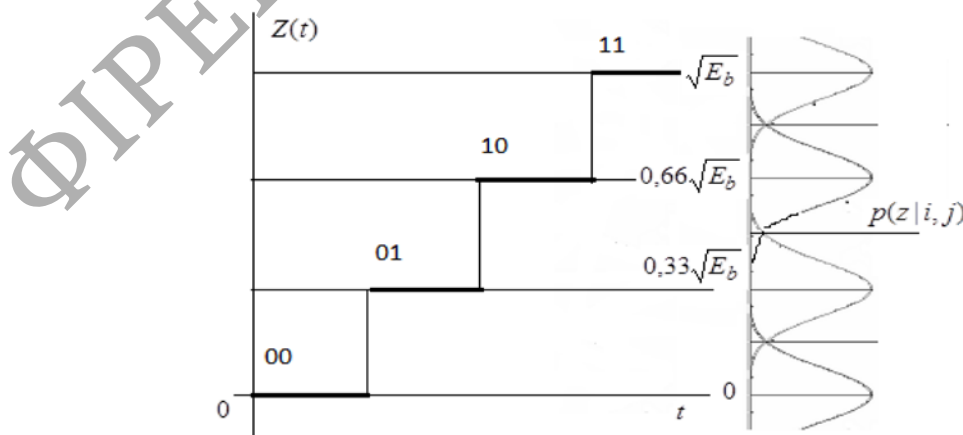


Рисунок 1.7 - Система амплітудно-імпульсної модуляції РАМ-4

Сигнал PAM-4 має $1/3$ амплітуди аналогічного сигналу NRZ. Таким чином, сигнал PAM-4 має менше значення OSNR через більш щільного відстані між рівнями сигнальної напруги в PAM-4, тому він більш сприйнятливий до шуму. З урахуванням всіх ефектів перехресних перешкод і нелінійностей втрата OSNR становить приблизно 11 дБ.

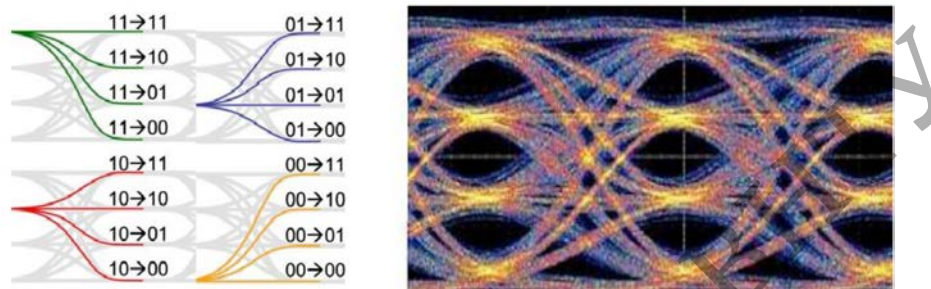


Рисунок 1.8 - Граф перехідних станів в системи PAM-4 і її око-діаграма

Трансівер, який реалізує PAM-4, є більш складним і споживають більшу потужність, ніж у трансівера, що підтримує NRZ, через реалізацію більш просунутою корекції. Цим пояснюється доцільність застосування технології FEC. Застосування модуляції виду QPSK або QAM в тій чи іншій мірі обговорювалося в ряді робіт [2, 3, 5, 8, 10, 11, 12]. Основна увага в цих роботах приділялася методам формування м'яких рішень символів (MPC) з метою використання їх в системах FEC, що реалізують м'які методи обробки надлишкових кодів. У цих роботах підкреслюється, що формування MPC виправдано в основному для довічних видів маніпуляції в каналах зв'язку з гауссовским шумом. У випадках застосування складних видів маніпуляції процедура формування MPC істотно ускладнюється, що призводить до зниження загальної ефективності систем зв'язку через підвищення вартості процесорів приймачів і недостатньою кореляції MPC з низькими оцінками і помилковими рішеннями прийнятих символів, що знижує ефективність реалізації процедури FEC. У роботах вказується, що доцільність формування MPC для реалізації м'яких методів FEC зберігається в стирається каналу зв'язку з широким

інтервалом стирання, що не вимагає знання поточних параметрів чинників, що заважають в каналі зв'язку і забезпечує простоту отримання МРС.

1.5 Сутність перестановочного декодування і його властивості

В даний час спостерігається підвищений інтерес до способу ПД для систематичних надлишкових кодів в зв'язку з можливістю використання методів попередньої обробки цифрових даних в системах реального часу. Це дозволяє надати процедурі декодування таких кодів значне прискорення. Отриманий вигаш у часі затребуваний у багатьох областях застосування, таких як узгодження високошвидкісних оптичних систем зв'язку з можливостями процесорів по обробці цифрових даних в форматі випереджаючої корекції помилок, системах управління безпілотними засобами, робототехніці та інших системах критичних до тимчасових затримок. Вигаш за часом досягається за рахунок попереднього обчислення генеруючої матриці еквівалентного коду, тонка структура якої задається поточною перестановкою символів вектора коду. Результат подібного обчислення зберігається в пам'яті декодера. Завдяки цьому, час, необхідний для організації пошуку еквівалентного коду пов'язаного з матричними обчисленнями, замінюється об'ємом пам'яті когнітивної карти. Зменшення цього обсягу для реальних кодів представляє складну науково-технічну завдання, вирішення якої пропонується організувати на властивостях орбіт циклічних перестановок, характерних як для двійкових кодів, так і для кодів на розширеними полями Галуа. Особлива увага в роботі приділена комбінації кодів у вигляді схем каскадного кодування. Вперше дається опис подібної схеми стосовно полярним кодами і недвійковий кодами Ріда-Соломона (РС).

Класичний метод ПД систематичних надлишкових кодів описаний в роботах [1, 2, 5, 7, 15]. Суть методу полягає в тому, щоб серед прийнятих з каналу зв'язку символів кодового вектора, орієнтуючись на значення їх МРС, відібрати рівно \leq найбільш надійних символу із загального кортежу. На даному етапі

обробки даних виникає три технічних завдання. По-перше, слід вирішити задачу формування MPC таким чином, щоб кращі оцінки з найбільшою кореляцією супроводжували достовірно прийняті символи.

По-друге, потрібно оцінити ймовірні характеристики формування, по крайній мере, надійних оцінок на довжині символів при різних значеннях OSNR. Зазначені технологічні етапи можуть вирішуватися в масштабі поточного часу безпосередньо в потоці обробки даних. Третій крок пов'язується з вирішенням задачі сортування прийнятих символів за значеннями їх MPC і тому він вимагає застосування для своєї реалізації специфічних алгоритмів, що дозволяють виконати вказану сортування з мінімальними тимчасовими витратами. Результатом подібної сортування повинна стати перестановки матриця, на основі якої формується породжувальна матриця еквівалентного коду.

Застосування цієї матриці до переставлені вектору \hat{k} призводить до формування вектора еквівалентного код \hat{n} за рахунок множення \hat{k} на матрицю $G_{екв}$. Якщо серед символів \hat{k} не виявилось помилкових, то вектор \hat{n} з високою ймовірністю не містить помилкових символів, оскільки послідовність \hat{k} не передавалася по каналу зв'язку, де рівень перешкод значний, отностільно внутрішніх збоїв процесора приймача. З цієї причини порівняння між собою нормалізованих по позиціях векторів n і \hat{n} призводить до виявлення вектора помилок E_r .

В описаному алгоритмі декодування даних в порівнянні величезної кількості відомих підходів до виявлення вектора помилок в прийнятому кодовому векторі надлишкового коду є принципова відмінність, яке полягає в тому, що навіть для досить довгих кодів при відомих і завжди можна обчислити безліч всіляких матриць. Якщо апіорі обчислити такі матриці, то зберігаючи подібний результат в пам'яті декодера у вигляді деякої детермінованою складової можна істотно скоротити час пошуку еквівалентного коду і за рахунок цього знизити обчислювальні витрати на виявлення вектора помилок. У будь-якій системі передачі цифрової інформації практично неможливо передбачити послідовність даних, що відправляється джерелом повідомлень з конкретної

семантичної складової I і ще складніше передбачити вектор перешкод, який буде впливати на I . У комплексі обидві складові в момент часу для приймача створюють вектор невизначеності, структура якого залежить від багатьох факторів, обумовлених головним чином властивостями помилок адитивного або мультиплікативного характеру. Єдиним методом обробки даних на прийомі, для якого в процесі декодування можна вказати якусь детерміновану складову є метод ПД, описаний в роботах [3, 8, 9]. Тому в найзагальнішому випадку процес перестановочного декодування для блокових систематичних кодів можна представити виразом:

$$PD(t) = \begin{cases} Rn(t) = I(t) \langle \oplus \cup \otimes \rangle Er(t) \\ Dn(t) \end{cases} \quad (1.3)$$

де вставка $\langle \oplus \cup \otimes \rangle$ символізує рознесених або одночасний вплив адитивної і мультиплікативної завади на $I(t)$. Таким чином, приймач в ході своєї роботи фіксує невизначену послідовність $Rn(t)$, ранжує її за значеннями МРС і, використовуючи впорядковану лексикографічно перестановку $Rn(t)$ Відшукує в пам'яті декодера адекватне значенню такому ланцюжку символів, готове рішення $Dn(t)$. Дослідження, проведене в роботі [32] показало, що перестановку виду $P_{y_{mn}}$ можливо перетворити в інші комбінації символів рівно $(P_{y_{mn}} - 1)$ раз. Тому в пам'яті декодера зберігають тільки значення $P_{y_{mn}}$, а всі її похідні формуються по мірі необхідності простими лінійними перетвореннями.

Для реалізації процедури ПД необхідні МРС. Широко відомі методи формування подібних рішень для двійкового каналу зв'язку в умовах впливу адитивного шуму [1, 2, 5, 6, 11, 12]. Однак для інтенсивно розвиваються оптичних ліній зв'язку подібні методи не розроблялися. Вважалося, що ймовірність помилки на біт в таких структурах мають низькі значення і тому немає необхідності вводити додаткові вирішальні правила в систему обробки сигналів. Однак застосування складних видів модуляції вимагає застосування в таких системах засобів завадостійкого кодування, ефективність яких істотно

зростає в умовах використання МРС. Такі значення доцільно виробляти на базі стираючого каналу зв'язку з широким інтервалом стирання відповідно до аналітичним виразом вигляду:

$$\lambda_i(z) = \left\lfloor \frac{\lambda_{\max}}{\mu\sqrt{E_b}} \times z_i \right\rfloor, \text{ при } 0 \leq z_i \leq \mu\sqrt{E_b} \quad (1.4)$$

де λ_{\max} - максимальне значення м'якого рішення (задається конструктором); μ - значення інтервалу стирання (зазвичай $0 \leq \mu < 1$); E_b - енергія сигналу на біт; z_i - реально зафіксоване значення сигналу (як правило, через вплив деструктивних факторів відрізняється від номінального) [27, 32]. Умовний оператор вироблення МРС представляється виразом:

$$\lambda_i(z) = \begin{cases} \left\lfloor \lambda_{\max} / \mu\sqrt{E_b} \times z_i \right\rfloor, \text{ при } 0 \leq z_i \leq \mu\sqrt{E_b}; \\ \lambda_{\max} \text{ при } \mu\sqrt{E_b} \leq z_i < (2 - \mu)\sqrt{E_b}; \\ -\left\lfloor \lambda_{\max} / \mu\sqrt{E_b} \times z_i \right\rfloor, \text{ при } (2 - \mu)\sqrt{E_b} \leq z_i < 3\sigma \end{cases} \quad (1.5)$$

Таким чином, вираз (1.5) характеризує набір лінійних функцій, що мають максимальне значення саме в області математичного очікування оброблюваних сигналів. Кутовим коефіцієнтом цих функцій в області невизначеності інтервалу стирання є вираз $x / (\sqrt{\quad})$. За межами цієї зони МРС отримує максимальне значення x , задумане конструктором. Відмінність від відомого методу відношення правдоподібності [8] вираз (1.4) не має зв'язку з дисперсією завад, що дозволяє використовувати його в традиційних каналах зв'язку і в оптичних системах зв'язку. Недоліком методу є велика кількість порогів у вирішальному правилі, що базується на використанні властивостей стирального каналу зв'язку. Доцільно змінити вирішальне правило отримання МРС, використовуючи меншу кількість порогів.

При умовах м'якого декодування з використанням МРС, кодовий вектор довжини n приймачем фіксується у вигляді послідовності

$$+\lambda_1, +\lambda_2, -\lambda_3, \dots, +\lambda_k, \dots, -\lambda_{n-1}, +\lambda_n$$

в якій арифметичний знак (+) відповідає біту з інформаційним значенням 1, а знак (-) відповідає біту з інформаційним значенням 0. Для реалізації процедури впорядкування символів за значеннями їх МРС, знаки жорстких рішень значення не мають. Сортування завершується, якщо, наприклад, встановлено, що:

$$|\lambda_3| \geq |\lambda_n| \geq |\lambda_5| \geq \dots \geq |\lambda_1| \geq |\lambda_2|$$

і на цій основі формується бієкція виду:

$$b = \begin{pmatrix} 1 & 2 & 3 & \dots & n-1 & n \\ \lambda_3 & \lambda_n & \lambda_5 & \dots & \lambda_1 & \lambda_2 \end{pmatrix} \quad (1.6)$$

У вираженні (1.6) верхній рядок визначає область визначення перестановки, яка в прикладному значенні для теорії надлишкового кодування збігається з довжиною кодового вектора обраного коду, а нижня рядок визначає ранжувати область значень МРС. У Бієкція b для елементів нижнього рядка важливо виділити дві групи значень МРС, які будуть визначати два непересічних класу еквівалентності елементів з області визначення. У загальному вигляді відповідно до виразу (1.6) це представляється у вигляді добутку двох непересічних циклів нумераторів виду $(3 \ n \ 5 \ \dots)$ і $(\dots \ 1 \ 2)$. Отже, група нумераторів лівого циклу представляє безліч найбільш надійних елементів $\{e\}$ прийнятого кодового вектора. Число елементів лівого класу еквівалентності визначається значенням числа інформаційних символів коду, правий клас еквівалентності $\{\bar{e}\}$ визначається числом надлишкових елементів коду $r = n-k$. Стосовно до процедури ПД, для кожного прийнятого вектора формується дві орбіти: орбіта -

з елементами інформаційних розрядів ЕК і орбіта - з елементами надлишкових розрядів ЕК.

Таким чином, ПД є різновидом м'якого декодування блокових завадостійких кодів і має безсумнівні переваги по ЕВК щодо жорстких методів декодування даних. ПД засноване на обчисленні приймачем для кожної прийнятої комбінації і переданої по каналу з перешкодами вектора ЕК. Складність обчислювального процесу при цьому для реалізації класичних алгоритмів виявляється неприйнятно високою. З практичної точки зору ситуація різко змінюється в кращу сторону при впровадженні когнітивних методів обробки даних, коли складний обчислювальний процес замінюється на обсяг пам'яті ККД. Подібна карта може носити досконалий характер в разі зберігання всіх зразків перестановок надійних символів, або поступово заповнюватися новими неповторяючимися рішеннями в ході роботи декодера. У першому випадку, для практичних значущих довжин кодових комбінацій, обсяг пам'яті ККД може виявитися великим. В такому випадку пропонується використовувати циклічні властивості перестановок, які скорочують обсяг пам'яті досконалої ККД на величину еквівалентну довжині кодового вектора.

1.6 Висновки до розділу 1

1. Об'єктові мережі за технічними та економічними показниками доцільно описувати в рамках конкретного об'єкта як складні системи із заданими цільовими функціями, які вимагають для свого досягнення забезпечення відомих режимів роботи системи, заданих алгоритмів і інших процесів в умовах впливу деструктивних факторів зовнішнього середовища.

2. У складній системі важко передбачити варіанти її функціонування в умовах зміни складу безлічі розглянутих в технічному рішенні елементів і безлічі умов функціонування цих елементів, що викликає необхідність впровадження в такі системи елементів з когнітивними функціями для реалізації методів

машинного навчання, які сприяють досягненню цільової функції в умовах невизначеностей.

3. Застосування багаторівневих методів модуляції як в існуючих каналах зв'язку об'єктових мереж, так і в оптичних середовищах на базі ВОЛЗ викликано об'єктивною необхідністю обробляти і передавати в мережах всередені об'єктових систем обміну інформацією великих обсягів даних, яка задовольняється за рахунок підвищення спектральної ефективності напрямних середовищ з одночасною втратою достовірності даних. Тому застосування в таких системах засобів завадостійкого кодування є найбільш раціональною компенсацією зниження рівня достовірності.

4. Високі швидкості надходження даних на виході каналів об'єктової ТКС і обробка цих даних в кодеках на базі ПЛІС з раціональною архітектурою і швидкістю виконання логічних операцій вимагає однозначного узгодження швидкостей роботи зазначених елементів системи за рахунок трансиверів і швидких алгоритмів корекції помилок з мінімальним залученням для цього матричних обчислень, що вимагають для своєї реалізації великої кількості арифметичних операцій в процедурі пошуку локаторів помилок і їх подальшого виправлення навіть в умовах застосування прийдешніх високошвидкісних поколінь процесорів Intel і AMD для продуктивних кодеків.

5. Зменшення обсягу арифметичних операцій, які виконуються в довічних полях або їх розширеннях час декодування даних, носить конструктивний характер в умовах, коли певні кроки алгоритму декодування даних можуть бути обчислені апріорі, а результати таких перетворень зберігаються в пам'яті декодера. Саме таку можливість надає спосіб перестановочного декодування, коли будь-який перестановці символів кодової комбінації за результатами сортування МРС відповідає єдиний зразок породжує (перевірочної) матриці.

6. Питання синхронізації даних, які обробляються в об'єктових мережах поза загальноприйнятих мережевих протоколів, набувають важливого значення з точки зору вибору класу надлишкового коду і вимагають спеціального дослідження з точки зору оцінки ступеня свободи від коми для вибору

параметрів коду. Метою роботи є: наукове обґрунтування та розробка алгоритмів, що забезпечують високу надійність обміну даними у всереденіоб'єктових мережах на базі когнітивних методів реалізації перестановочного декодування.

Для досягнення зазначеної мети в магістерській кваліфікаційній роботі були поставлені і вирішені наступні завдання:

1. Виходячи з теоретичних оцінок енергетичної ефективності системи зв'язку, оцінити раціональну порцію вводиться в код надмірності для реалізації перестановочного декодування блокових систематичних кодів.

2. Здійснити модифікацію правила формування МРС в довічнім гауссовській каналі зв'язку для різних видів модуляції з метою зменшення числа порогів вирішальної схеми без втрати відомих кількісних показників.

3. Оцінити можливості раціонального побудови пам'яті КФР, в сенсі мінімізації її обсягу, і введення регулярної процедури точного обчислення породжує матриці ЕК по будь-якій довільній перестановці нумераторів символів комбінації вихідного коду.

4. Довести регулярність процедури пошуку негативних перестановок символів кодових комбінацій двійкових кодів на базі спільного використання вагової структури коду і кластерного розбиття простору кодових векторів.

5. Обґрунтувати і запропонувати методи формування МРС, стосовно до оптичних систем зв'язку.

2 РОЗВИТОК МАТЕМАТИЧНИХ МОДЕЛЕЙ ОБРОБКИ ДАНИХ В СИСТЕМІ КОРПОРАТИВНИХ МЕРЕЖ

2.1 Техніка формування м'яких рішень символів

Принципова відмінність всередині об'єктових мереж від мереж транспортної системи та мереж доступу полягає у великій різноманітності засобів освіти каналів і ліній обміну даними, починаючи від звичайних мідножильних кабелів і закінчуючи оптоволоконними системами обміну інформацією. У зв'язку з цим процедура підвищення енергетичної та спектральної ефективності таких систем може використовувати широкий спектр математичних моделей для опису процесів обробки даних.

Системи підвищення достовірності даних в транспортних системах виразно носять специфічний характер. У таких системах вибір методів кодування зв'язується з можливістю досягнення кордону К. Шеннона [6, 7, 11, 12]. Для таких систем активно вивчаються і використовуються коди LDPC, послідовне і паралельне турбокодування, методи багатопорогової обробки даних. Різноманітність напрямних систем об'єктових мереж вимагає дещо інших підходів до вирішення завдання підвищення достовірності. У таких системах доцільно використовувати методи надлишкового кодування, що дозволяють максимально використовувати запроваджену в код надмірність, що володіють певною універсальністю і відносною простотою реалізації кодеків. Певною мірою цим умовам відповідають відносно короткі блокові коди, які на відміну від згортальних кодів більш пристосовані до проблем синхронізації кодеків при обробці коротких кортежів даних в системі об'єктових (бортових) мереж. З огляду на це виникає необхідність вивчення різних методів формування м'яких рішень символів, придатних для реалізації в широкому спектрі засобів каналоутворення.

Середовище поширення сигналу в оптоволоконних каналах зв'язку на відміну від інших напрямних систем зв'язку, що використовуються в ТКТ,

забезпечує високу достовірність інформаційного обміну і з цієї причини підвищення енергетичної ефективності таких систем зв'язку не належала до категорії актуальних завдань. Однак постійно зростаючі вимоги щодо збільшення обсягу внутрішньовузлового обміну даними призводить до необхідності застосування складних видів модуляції, які не настільки явної формі забезпечують норми за достовірністю щодо найпростіших способів обробки оптичних сигналів. Подібне можна з упевненістю стверджувати і для перспективних внутрішньооб'єктів мережевих структур. Застосування при цьому засобів ПД за рахунок використання детермінованої складової залишається пріоритетним напрямком у системі підвищення достовірності даних таких систем, оскільки методи нейромережевого декодування надлишкових кодів нині недостатньо вивчені та обмежуються надто лагідними кодами [40]. Для реалізації ПД необхідні МРС, вироблення яких у ОВЛ не розглядалося. Застосування методу м'якого декодування надлишкових кодів обґрунтовано головним чином безперервних каналів зв'язку з високим рівнем перешкод. Для двійкового каналу зв'язку з незалежним потоком помилок за асимптотичними оцінками декодування надлишкових кодів із застосуванням м'яких рішень забезпечує помітний енергетичний виграш (до 3 дБ) щодо використання тривіальної обробки даних із системою жорстких рішень [17, 27]. Це тим, що м'які рішення, будучи кількісною мірою достовірності прийнятого жорсткого рішення, виконують з певною часткою ймовірності роль локаторів помилок, для пошуку яких не потрібно використання ресурсів введеної в код надмірності. Модель каналу зв'язку в якій вважається, що $\equiv e$, де e - ймовірність помилкового прийому символу, отримала назву стирального каналу зв'язку. Модель у реальних системах має гіпотетичний характер [27].

З цієї причини відомі способи формування МРС для реалізації м'яких декодерів необхідно піддати критичному аналізу щодо можливості їх застосування в системі ОВЛ.

Стираючий канал зв'язку є грубим наближенням до методу м'якої оцінки прийнятого двійкового символу. Принцип формування стирань в довічних

каналах зв'язку описаний в першому розділі. Наявність двох робочих порогів $-\mu\sqrt{E_b}$ і $+\mu\sqrt{E_b}$, дещо ускладнює аналітичний аналіз такої системи, але завдяки руху порога $-\mu\sqrt{E_b}$ з ростом параметра і в сторону $-\infty$ з в моделі двійкового симетричного каналу (ДСК) з АБГШ від нульового порогу, ймовірність помилки на біт стає менше, тобто :

$$p_b \text{ при } (-\mu\sqrt{E_b}) \text{ та } \mu > 0 < p_b \text{ при } \mu = 0 \quad (2.1)$$

Саме цим пояснюється практична затребуваність подібних технічних рішень і їх широке застосування на низькоенергетичних каналах. Негативним фактором даної моделі є зв'язки. Невиправдане зростання числа помилково стертих символів, які отримали свою назву як «помилкові стирання». Дійсно для ДСК маємо:

$$\int_{-\mu\sqrt{E_b}}^0 P(x|1)dx < \int_0^{\mu\sqrt{E_b}} P(x|1)dx \quad (2.2)$$

де - $P(x|1)dx$ - умовна щільність розподілу ймовірностей (ПРВ) прийому сигналу при передачі логічної одиниці. При зміні меж інтегрування, те ж саме можна стверджувати для $P(x|0)dx$. В роботі [95] показано, що при $\mu=1$ модель стираючого каналу зв'язку втрачає сенс (всі сигнали будуть реєструватися приймач у вигляді стирань), а оптимальним значенням інтервалу стирання при прийнятних відношеннях сигнал / шум є значення $\mu \approx 0.3$. Класична форма стираючого каналу зв'язку дозволяє дати оцінку прийнятого сигналу по принципі «поганий» або «хороший», як показано на рисунку 2.1, де символом **S** в кортежі даних позначено стирання елемента.

... 0 1 **S** 1 0 **S** **S** 1 1 0 0 0 ...

Рисунок 2.1 - Приклад результату роботи стирального каналу зв'язку

Такі оцінки не є придатними для вирішення завдань ПД, але можуть бути використані в кореляційному способі вироблення тонких значень МРС, одержуваних за рахунок вікон, що ковзають по потоку даних.

Метод ковзних вікон у пральному каналі зв'язку. Суть методу представлена на рисунку 2.2. Два ковзні вікна, що перекриваються на довжині одного символу, оцінюють кількість стирань, що потрапили в зону цих вікон. Жорстке рішення символу у зоні перекриття вікон підлягає оцінці. Вага кожного вікна оцінюється в чотири одиниці, якщо у вікно не потрапило жодного стирання. Наявність одного стирання у зоні будь-якого вікна зменшує його вагу на одиницю. Два стирання зменшують вагу вікна на дві одиниці тощо. Таким чином, стирання, що потрапило до зони припинення вікон, зменшує загальну вагу вікон на два. Загальна вага вікон складається і зараховується для символу, що оцінюється як МРС.

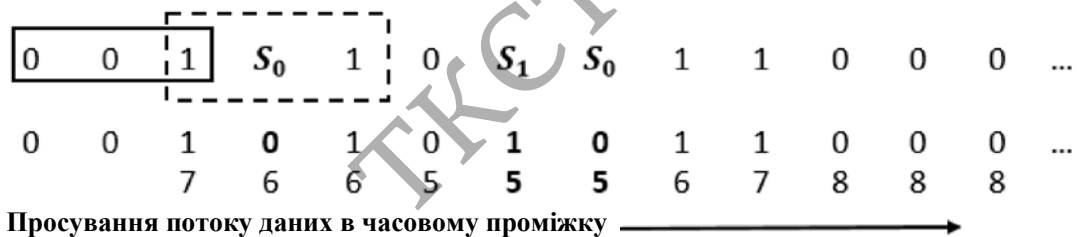


Рисунок 2.2 - Ілюстрація методу ковзних вікон

З прикладу видно, що серія стирань знижує МРС символів, представлених у нижній частині таблиці. Стирання у цій схемі вироблення МРС зберігає жорстке рішення символу, що у прикладі показано нижнім індексом символу. Дослідження, результати яких наведені у роботі [27], показали, що збільшення ваги вікон на значення більше трьох символів спотворює загальну картину виділення пачок ненадійних МРС. Метод може бути використаний в оптичних каналах зв'язку за умов використання двійкових методів модуляції, оскільки не вимагає складних обчислень та схемних рішень. При використанні складних видів модуляції, зокрема, РАМ-4, застосування методу отримання МРС

спотворює загальну картину відповідності оцінок жорстким рішенням і тому можна вважати його умовно застосовним.

Спосіб квантування рівнів сигналу (метод Вітербі), у якому параметр має кілька дискретних значень. При цьому сигнал не стирається, а фіксованого жорсткого рішення 0 або 1 додатково надається деякий індекс надійності у вигляді MPC. Було доведено, що достатньо змінювати MPC значення 0 до значення 7, що відповідає послідовності виразів (2.3). Межі інтегрування змінюються з кроком $1/8 = 0,125$.

$$\begin{aligned}
 & \int_0^{0.125\sqrt{E_b}} P(x|1)dx \rightarrow \lambda_{MPC} = 0; \\
 & \int_{0.125}^{0.25\sqrt{E_b}} P(x|1)dx \rightarrow \lambda_{MPC} = 1; \\
 & \dots \\
 & \int_{0.25}^{0.375\sqrt{E_b}} P(x|1)dx \rightarrow \lambda_{MPC} = 7;
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

Таким чином, MPC, що формуються за цим принципом, мають цілісний характер. У роботі [8] показано, що перехід на безліч дійсних показників асимптотично дає вигоду всього в 0,2 дБ, але обробляти такі сигнали в процесорі приймача значно складніше, з цих причин застосування дробових значень MPC в оптичних системах зв'язку стає недоцільним.

Логарифм відношення умовних ймовірностей. Належить до найпоширенішого методу формування MPC. Зазвичай визначається як коефіцієнт правдоподібності, який в аналітичній формі має вигляд:

$$K_{np} = \frac{2z\sqrt{E_b}}{\sigma^2} \tag{2.4}$$

Порівняння аналітичних виразів (2.5) і (1.8) показує, що співвідношення (2.4) присутній показник дисперсії σ^2 , якого немає в вираженні (1.8). З практичної точки зору це означає, що MPC за методикою (2.4) не можуть бути визначені без знання параметрів каналу зв'язку. Крім того $K_{np} \in \mathbb{R}$, що ускладнює

процес ранжирування МРС цього типу в процедурі ПД. Навпаки, $\lambda_i(z) \in \mathbb{N}$ з виразу (1.8), що сприяє зниженню рівня складності реалізації кодека. У разі використання комбінації лінійних функцій у відповідності з виразом (1.9), знання параметрів каналу зв'язку не потрібно. Аналіз відомих публікацій в даній предметній області показує, що зазначена модель формування МРС не досліджували з точки зору використання в оптичних каналах зв'язку, особливо при використанні РАМ-4. У таблиці нижче наведені основні властивості моделей формування м'яких рішень.

Таблиця 2.2 - Моделі формування м'яких рішень

Спосіб формування МРС	Цифровий формат представлення МРС	Основні недоліки способу	Облік властивостей моделі у новому способі формування МРС
Метод квантування рівнів прийнятого сигналу	Цілочисельні значення $\lambda_i \in \mathbb{N}$	Наявність до 18 порогів прийняття рішення про МРС, важко використовувати в багаторівневій системній модуляції	На відміну від способу Вітребі використовуються тільки 4 пороги для оцінки МРС
Метод ковзаючих вікон в стираючому каналі зв'язку	Цілочисельні значення $\lambda_i \in \mathbb{N}$	Існування впливу на оцінку МРС хибних стирань	Метод нейтральний до хибних стирань
Метод логарифму відношення правдоподібності	Дійсні числа $K_{np} \in \mathbb{R}$	Необхідно знання дисперсії мішаючих факторів	Немає необхідності вимірювати параметри каналу зв'язку. Використовуються тільки цілі значення $\lambda_i(z) \in \mathbb{N}$

У роботі [27] показано, що для отримання МРС можливе використання широкого інтервалу стирання, при цьому проблема формування хибних стирань зовсім втрачає сенс, оскільки інтервал стирання задається виключно для формування кутового коефіцієнта лінійної функції. Подібна характеристика дозволяє досить просто визначити значення МРС за задумом конструктора або у форматі $K_{np} \in \mathbb{R}$ або у форматі $(z) \in \mathbb{N}$.

Подібне технічне завдання має просте рішення, при цьому оцінки надійності максимально відповідають своїм показникам, а процес формування МРС в основному залежить від параметра SNR. Більше того, дане рішення максимально адаптовано до адекватних змін стану каналу зв'язку і дозволяє гнучко змінювати кутовий коефіцієнт лінійної функції в залежності від тенденції проходження поточних значень МРС. Нижче буде доведено, що запропонована модель формування МРС на базі стирального каналу зв'язку може бути вдало модифікована з метою відмови від символіки каналу зв'язку, що стирає, що дозволяє без втрати позитивних властивостей способу формування МРС і їх статистичних характеристик використовувати всього два пороги для вироблення м'яких рішень. У будь-якому разі поріг прийняття жорсткого рішення має канонічний характер.

Нехай заданий двійковий канал з адитивним білим гауссовим шумом (АБГШ) з відомими параметрами: номінальним рівнем сигналів $|\sqrt{E_b}|$, порогом зони невизначеності, яка визначається як $|\mu\sqrt{E_b}|$. Всі сигнали з параметром $|z(t)| \geq |\mu\sqrt{E_b}|$ оцінюються як МРС з номером $\lambda_{\max} = 2^\alpha - 1$ де $\alpha \in \mathbb{N}$. В такому випадку точка перетину лінійних функцій $\lambda_{\max} = 7$ і $z(t) = \mu\sqrt{E_b}$, по суті задає кутовий коефіцієнт функції $\lambda_i(z) = \lambda_{\max} / \mu\sqrt{E_b}$, яка носить складний характер комбінації двох лінійних функцій, розділених порогом $\mu\sqrt{E_b}$. Вирішальне правило для такого приймача описується аналітичним виразом (1.9). Ці характеристики наочно для деякої довільної ПРВ представлені на рисунку 2.3.

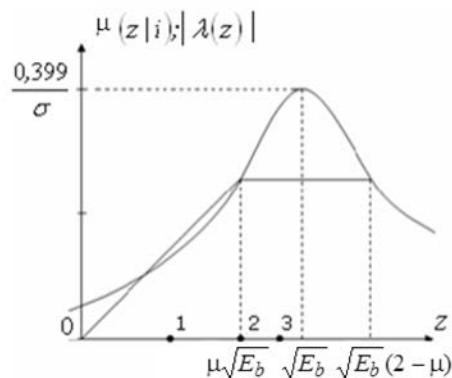


Рисунок 2.3 - Схема поєднання ПРВ та лінійних характеристик

На ділянці аргументу $z \in [0, \mu\sqrt{E_b}]$, формуються поточні значення МРС відповідно до формули 1.8. Для значень аргументу з інтервалу від $\mu\sqrt{E_b}$, до значення $(2-\mu)\sqrt{E_b}$, формуються МРС тільки зі значенням λ_{\max} . Залишається відкритим питання, які значення МРС використовувати на відрізку від $(2-\mu)\sqrt{E_b}$ і більш. Можливі два варіанти, які представлені на рисунках 2.4 а) і 2.4 б).

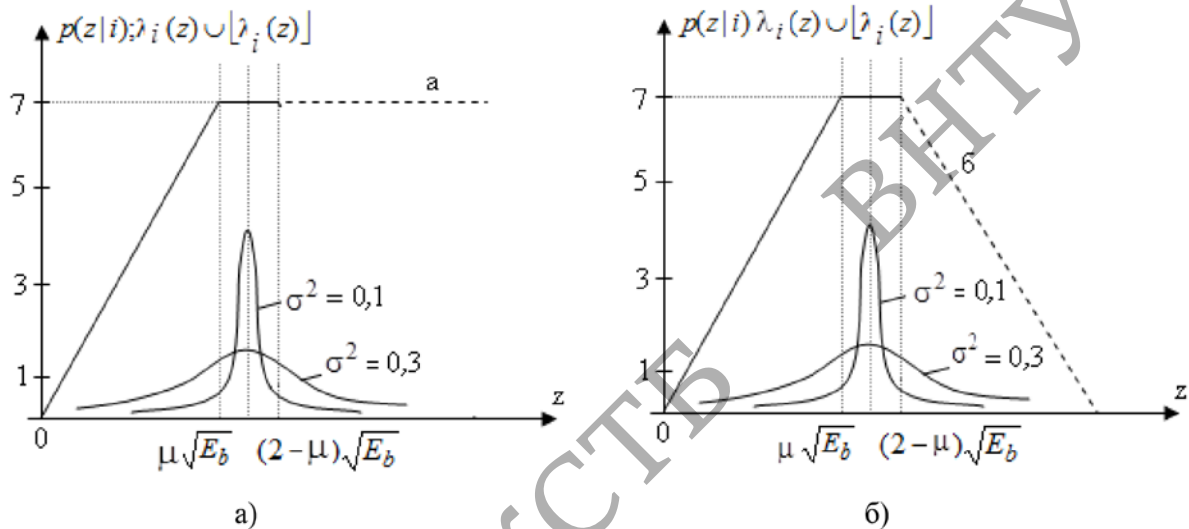


Рисунок 2.4 - Варіанти подання вирішального правила

При використанні варіанту а) в моделі формування МРС за рахунок відрізка ПРВ правіше точки $(2-\mu)\sqrt{E_b}$, можливе виникнення помилок, яке може бути виявлено при тривалому випробуванні моделі. Помилки подібного ґатунку дуже небезпечні, оскільки вони зв'язуються з максимальними значеннями МРС λ_{\max} . При попаданні таких символів в ході їх сортування декодером в групу надійних рішень однозначно призведе до помилкової реєстрації кодового вектора. Для кількісної оцінки подібної ситуації в роботі [32] була запропонована модель формування МРС зазначеної з використанням характеристики. Для цього була розроблена спеціальна програма.

В ході випробувань оцінювалася частота помилкових рішень на комбінацію для різних λ_i , коли $i = \overline{1,7}$, при різних значеннях SNR в форматі E_b / N_0

. На рисунку 2.5 представлені результати випробувань імітаційної моделі формування МРС для двійкових видів модуляції.

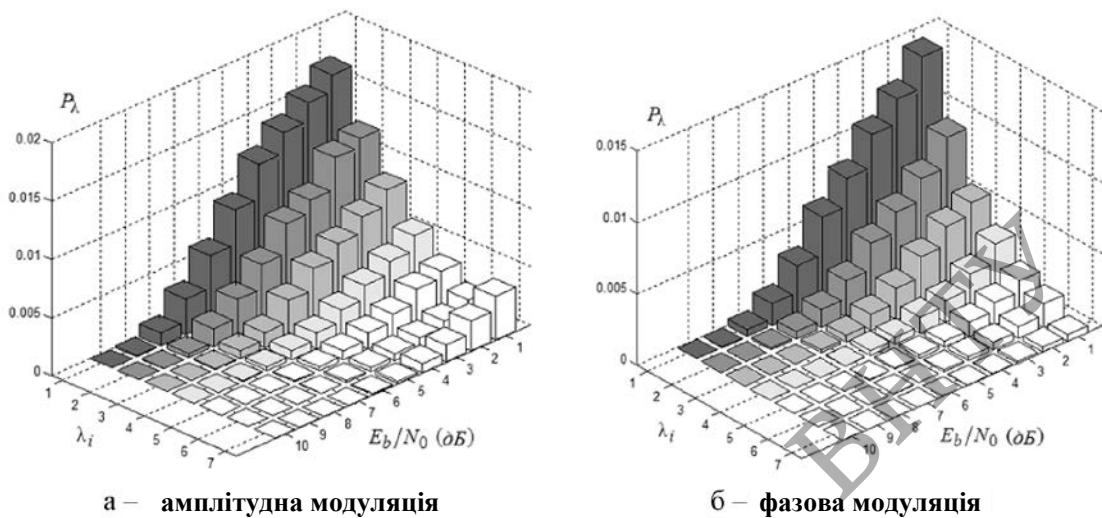


Рисунок 2.5 - Гістограми частот помилкової реєстрації МРС для різних λ_i та SNR

З гістограми рисунка 2.5 а) видно, що оцінки МРС від значення λ_0 до значення λ_6 монотонно зменшуються, але при значеннях λ_7 відбувається зростання помилкових рішень, що негативно позначається на процедурі реалізації ПД. Дійсно, з одного боку, декодер використовує у процедурі ПД МРС з оцінками λ_7 як найбільш надійні, але, з іншого боку, саме для цих оцінок у разі формування їх за варіантом а) формується більше помилок, ніж для оцінок меншої номінації. Значення хибних рішень за результатами імітаційного моделювання показано у таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 - Оцінка ймовірності помилкових MPC при їх формуванні за варіантом а)

$\frac{E_b}{N_0}$ (дБ)	σ^2	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7
0	1	$1,7 \cdot 10^{-2}$	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$9,5 \cdot 10^{-3}$	$5,9 \cdot 10^{-3}$	$3,9 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$
0,46	0,9	$1,6 \cdot 10^{-2}$	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$7,5 \cdot 10^{-3}$	$5,1 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$
0,97	0,8	$1,3 \cdot 10^{-2}$	$9,2 \cdot 10^{-3}$	$5,9 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$
1,55	0,7	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$7,0 \cdot 10^{-3}$	$4,4 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$7,4 \cdot 10^{-4}$
2,22	0,6	$8,7 \cdot 10^{-3}$	$5,4 \cdot 10^{-3}$	$2,8 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$7,7 \cdot 10^{-4}$	$3,6 \cdot 10^{-4}$	$3,1 \cdot 10^{-4}$
3,01	0,5	$6,0 \cdot 10^{-3}$	$3,8 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$2,8 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$5,0 \cdot 10^{-5}$
3,98	0,4	$3,3 \cdot 10^{-3}$	$1,7 \cdot 10^{-3}$	$4,8 \cdot 10^{-4}$	$2,1 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	0
5,23	0,3	$1,0 \cdot 10^{-3}$	$4,1 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-4}$	0	0	0

Зазначені в таблиці 2.4 значення SNR є характерними для оптичних систем зв'язку, але тенденція зростання ймовірності помилок для значень λ_7 зберігається і при високих значеннях SNR. Крім того, в умовах застосування модуляції PAM-4 характеристика варіанта а) недоречна для рівнів сигналу, що визначають комбінації бітів 01 та 10 для середніх рівнів амплітуд оптичного сигналу. Загалом це говорить про доцільність застосування характеристики формування MPC трапецеїдальної форми, характерної для фазової модуляції [28, 31, 32]. Характеристика такого виду представлена на рисунку 2.8 б). Подібна форма вирішальних правил формування MPC є раціональною для складних видів модуляції, є уніфікованою для всіх рівнів сигналів PAM-4 і не здатна розмножувати помилки при певних значеннях λ_i . Результати випробувань імітаційної моделі за умов використання характеристики типу б) представлені у таблиці 2.4.

Таблиця 2.4 - Оцінка ймовірності помилкових МРС при використанні двійкової фазової модуляції

$\frac{E_b}{N_0}$ (дБ)	σ^2	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7
0	1	$1,4 \cdot 10^{-2}$	$9,3 \cdot 10^{-3}$	$5,9 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$
0,46	0,9	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$4,6 \cdot 10^{-3}$	$2,7 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$9,2 \cdot 10^{-4}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$
0,97	0,8	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$6,2 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$9,7 \cdot 10^{-4}$	$5,2 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$
1,55	0,7	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-4}$	$3,6 \cdot 10^{-4}$	$5,1 \cdot 10^{-5}$
2,22	0,6	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$3,1 \cdot 10^{-5}$
3,01	0,5	$3,2 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$2,2 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-4}$	$4,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-5}$
3,98	0,4	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$6,1 \cdot 10^{-4}$	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$5,9 \cdot 10^{-5}$	$1,1 \cdot 10^{-5}$	0	0
5,23	0,3	$5,0 \cdot 10^{-4}$	$9,2 \cdot 10^{-5}$	$2,2 \cdot 10^{-5}$	0	0	0	0

У таблиці 2.4 темніша заливка (жирний шрифт) осередків характеризує вигреш за достовірністю, який забезпечується фазовою модуляцією щодо амплітудної модуляції при рівних значеннях параметра E_b . Вираз (1.8) показує, що вироблення МРС за цим методом виявляється нейтральною до параметрів каналу зв'язку і тому може бути застосована в процесорах приймача оптичних сигналів. Вираз (1.9) конкретизує вирішальне правило щодо вироблення МРС в умовах реалізації варіанта б), який виявляється універсальним щодо видів модуляції та типів напрямних систем.

Виникає питання: чи необхідне використання поняття стирального каналу зв'язку в системі формування МРС? У принципі це поняття дозволяє сформувати лінійну функцію, на основі якої в ході обробки прийнятого сигналу формується м'яке рішення. Введення порогів стирань для оптичних каналів контрпродуктивно через складності технічної реалізації процесора приймача. З метою зниження складності реалізації процесора приймача рахунок зменшення кількості порогів прийняття рішень пропонується модифікувати правило про значення МРС з допомогою запровадження коефіцієнта $0 < \xi < 1$ і одночасне анулювання коефіцієнта μ . В цьому випадку вираз (1.8) приймає вид:

$$\lambda_i^* = \left\lfloor \frac{\lambda_{\max} + \xi}{E_b} \times z_i \right\rfloor \quad (2.5)$$

Таким чином, введення поправного коефіцієнта дозволяє позбутися в умовному операторі процесора приймача відразу від двох порогів, що дозволить суттєво спростити вирішальні схеми для традиційних видів модуляції сигналів, що використовуються в більшості об'єктових мереж. Модифіковане правило (2.5) є особливо важливим для використання в оптичних системах зв'язку.

Статистичні властивості формуються МРС при цьому не змінюються оскільки значення параметра $0 < \xi < 1$, а округлення виконується за правилом (2.5). Це означає, що максимальна оцінка МРС залишається на рівні $\lambda_{\max} = 7$. У цьому випадку для умовної ймовірності $p(z|1)$ маємо модифіковане правило:

$$\lambda_i(z) = \begin{cases} \left\lfloor ((\lambda_{\max} + \xi) / \sqrt{E_b}) \times z_i \right\rfloor & \text{при } 0 \leq z_i < \sqrt{E_b} \\ -\left\lfloor ((\lambda_{\max} + \xi) / \sqrt{E_b}) \times z_i \right\rfloor & \text{при } \sqrt{E_b} \leq z_i < 3\sigma \end{cases} \quad (2.6)$$

Введення модуля в вираз (2.6) описує отримання МРС і для умовної ймовірності $p(z|0)$. Очевидно, що статистичні властивості значень МРС будуть підкорятися ПРВ прийнятого в моделі закону розподілу.

2.2 Аналітична модель багаторівневого сигналу

Прагнення ефективно використовувати можливості пропускну здатності ОВЛ призвело до створення систем із багаторівневими видами модуляції. Цей прийом дозволяє відносно коректно подолати кордон Найквіста та підвищити швидкість передачі даних в обмеженій смузі частот за рахунок збільшення індексу модуляції щодо двійкових перетворень сигналу в те чи інше число разів [1, 17]. Природно, багаторівневі сигнали призводять до підвищення складності у способах їх перетворення, методах фіксації електричних параметрів

та їх інтерпретації в характеристики оптичних сигналів передавача або навпаки електричні сигнали приймача, які можуть спотворюватися більшою чи меншою мірою через неузгодженість багатопарової глазкової діаграми. Для приймача ця проблема вирішується відносно складно через вимоги забезпечення тактової синхронізації, підтримки характеристик цифрової фільтрації та декодування послідовності бітів, які призводять до додаткових зусиль при реалізації модему [2, 7, 16]. Як уявлялося вище, двійкова амплітудна модуляція без переходу через нуль NRZ є інтуїтивним і простим форматом модуляції, що активно використовувався протягом десятиліть як електричної, так оптичної передачі даних [6]. Однак, у міру того, як серійні швидкості обміну даними збільшують до 25 Гбіт/с і вище, високошвидкісні лінії передачі даних на технології NRZ, реалізованої з використанням друкованих плат стикаються зі значними втратами якості сигналу, що обробляється. Цей ефект в першу чергу пов'язаний з високочастотним впливом під час передачі сигналу по елементах друкованої плати, регуляторам потужності та різними індуктивностями як у трансівері, що підключається, так і в хостпорту. Що ще важливіше, він вимагає надшвидкого електричного драйвера та ширококутового лазера з розподіленням зворотним зв'язком для компенсації, що робить швидкість навіть у 50 Гбіт/с при застосуванні NRZ непрактичною за мірками сьогодення.

Для протяжних по дальності оптичних систем зв'язку характерні: групова дисперсія, поляризаційно-модова дисперсія, нелінійні ефекти у волокні та накопичення шумів. Все це призводить до розпливання імпульсу, тимчасового джиттера тощо. Вічкова діаграма у вимірювальних системах формується внаслідок багаторазового накладання (суперпозиції) осцилограм хвильового фронту сигналу з однаковим періодом. Важливо відзначити, що ймовірність помилки на біт у такій системі може бути визначена аналогічно двійковому каналу зв'язку, оскільки діаграми густин розподілу умовних ймовірностей при збалансованій око діаграмі для таких моделей практично однакові.

Чинників, що знижують якість передачі оптичного сигналу досить багато: дисперсія, нелінійні ефекти, нестабільність, посилене спонтанне

випромінювання і т.д. Негативно впливаючи на сигналу в області нуля μ_0 або в області одиниці μ_1 , (логічний 0 або логічна 1) і відповідно їх середні квадратичні відхилення σ_0, σ_1 . Використовуючи дані параметри зазвичай легко обчислюється коефіцієнт бітових помилок для даного сигналу. Для цього спочатку розраховується Q-фактор (добротність):

$$Q = \frac{|\mu_0 - \mu_1|}{\sigma_1 + \sigma_0} \quad (2.7)$$

Далі з помошио формули (2.2) розраховується коефіцієнт бітових помилок:

$$p_b(Q) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{Q}{2}\right) \approx \frac{\exp\left(-\frac{Q^2}{2}\right)}{Q\sqrt{2\pi}} \quad (2.8)$$

Приклади розрахунку залежності (2.7) показані у таблиці 2.5. Застосування представленої методики є загальноприйнятим, але, на жаль, вона не дозволяє вказати спосіб отримання м'яких рішень символів. Дійсно, в оптичних системах типу NRZ ймовірність бітової помилки носить цілком прийнятний характер (що впливає з таблиці 2.5) і начебто немає необхідності використовувати додаткові інструменти для підвищення і так високого рівня достовірності даних. Однак, як буде показано нижче, перспективні оптичні системи з високими швидкостями обробки даних не вільні від факторів, що різко знижують показник достовірності даних.

Таблиця 2.5 - Значення ймовірності помилки на біт для різних значень Q-факторів

Q-фактор (дБ)	$p_b(Q)$	Q-фактор (дБ)	$p_b(Q)$
6.00	$2.73 \cdot 10^{-2}$	12.00	$3.63 \cdot 10^{-5}$
7.00	$1.45 \cdot 10^{-2}$	13.00	$4.15 \cdot 10^{-6}$
8.00	$6.77 \cdot 10^{-3}$	14.00	$2.80 \cdot 10^{-7}$
9.00	$2.67 \cdot 10^{-3}$	15.00	$9.64 \cdot 10^{-9}$
10.00	$8.50 \cdot 10^{-4}$	16.00	$1.43 \cdot 10^{-10}$
11.00	$2.08 \cdot 10^{-4}$	17.00	$7.38 \cdot 10^{-13}$

Враховуючи це, пропонується замінити функцію помилок на апарат гаусівського каналу зв'язку, який дозволить вирішувати завдання підвищення достовірності за рахунок застосування м'яких рішень символів. По суті, введений вище параметр Q-фактор замінюється на параметр відношення сигнал/шум у відомому форматі:

$$h = 10 \log \frac{E_b}{N_0} \quad (2.9)$$

де E_b - енергія сигналу на біт, а N_0 - спектральна щільність білого шуму. Графік зміни цієї величини представлений на рисунку 2.6. Він отриманий в припущенні, що $E_b = 1$ і $N_0 = \sigma^2$ враховує специфіку оптичних систем зв'язку за діапазоном варіацій параметра h .

Зміна дисперсії шуму видно з показників осі абсцис. Вони незначні і практично відповідають рівням μ_1 та μ_0 . Тоді введений вище параметр p_b , для системи NRZ буде представлятися аналітичним виразом вигляду:

$$p_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-\infty}^0 e^{-\frac{(x-\sqrt{E_b})^2}{2\sigma^2}} dx \quad (2.10)$$

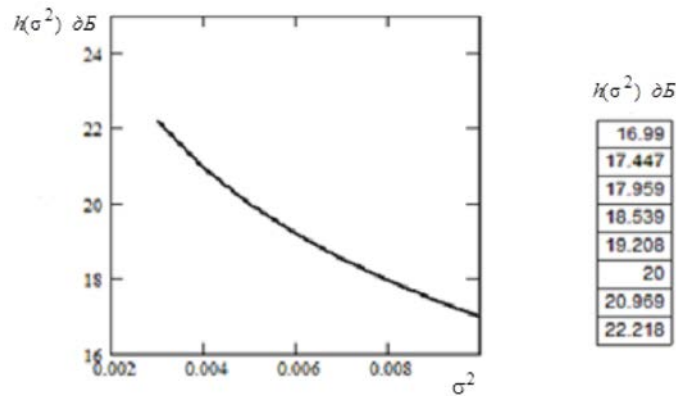


Рисунок 2.6 – Зміна SNR, характерного для ОБЛ

Доведемо, що з оптичних каналів зв'язку доцільно зберегти значення $\alpha = 3$. З графіка на рисунку 2.6 слід, що значення параметра SNR змінюється від 17 дБ до 22 дБ. Це означає, що значення дисперсії для параметра z змінюється відповідно від 0,01 до 0,003. Оцінимо середнє квадратичне відхилення сигналів та виявимо максимальне значення у точці математичного очікування параметра z . Отримані дані зведені в таблицю 2.6, в якій у нижньому рядку представлені пропозиції щодо автоматичного формування інтервалу стирання, поточного параметра. З розрахунків випливає, що в заданому діапазоні значень SNR доцільно взяти $3 = 3$ і оцінити максимальне значення MPC як $\lambda_{\max} = 7$.

Таблиця 2.6 - Оцінка верхньої межі значень MPC для оптичної лінії зв'язку

SNR (дБ)	17	18	19,2	21	22
σ^2	0,01	0,008	0,006	0,004	0,003
σ	0,1	0,089	0,077	0,063	0,055
λ_{\max}	3,98	4,48	5,18	6,3	7,25
$\mu = 0,399/\sigma$	0,83	0,73	0,63	0,52	0,45

Характеристика ймовірності помилки на біт для сигналів NRZ при правильному регулюванні оптичного каналу та коректній довжині ОБЛ в умовах зміни SNR в діапазоні від 16 до 22 дБ та розрахована з використанням виразу (2.4) забезпечує значення, що відповідає результатам натурних випробувань таких ліній, що представлені на рисунку 2.7 (a) та (b).

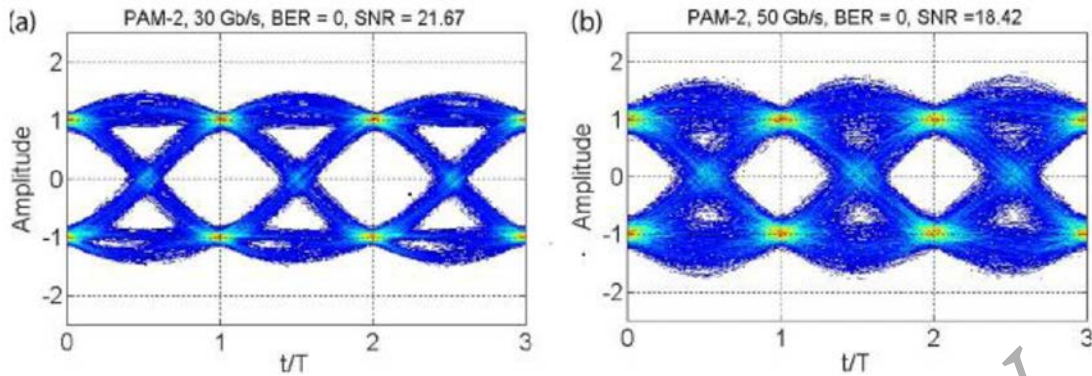


Рисунок 2.7 – Око-діаграми при різних SNR

Порівняння діаграм показує, що зі збільшенням шуму відбувається явне розширення області реєстрації сигналу і цей процес об'єктивно описується зі зростанням факторів, що заважають, і відповідним зростанням дисперсії шумової складової. З підвищенням інтересу до проблеми проектування об'єктових та бортових оптичних систем на базі багатомодових ОВЛ, підвищилася інтенсивність дослідження в галузі когерентних технологій та багаторівневих форматів модуляції для досягнення високих швидкостей обміну даними більшими, ніж 25 Гбіт/с. Дослідження показали доцільність використання для досягнення поставленої мети чотирирівневої амплітудно-імпульсної модуляції PAM-4. У результаті відносно недороге технічне рішення було прийнято в системі побудови приймача таких сигналів, яке в перспективі може бути розвинене аж до швидкостей 400 Гбіт/с і вище. Відповідно до критерію Найквіста, це дозволяє підвищити швидкість передачі даних, уникаючи негативних явищ, пов'язаних з міжсимвольною інтерференцією (МСІ). Однак виникає проблема підвищення рівня шуму через зниження рівня енергії сигналу для групи символів з двох біт. Дійсно, фундаментальна теорія інформації Шеннона накладає стелю на максимальну швидкість каналу зв'язку проти доступного відношення сигнал/шум. PAM-m жертвує цим параметром збільшення швидкості передачі на межі виникнення МСИ. Еквівалент глазкової діаграми для PAM-4 складається із трьох вікон, розташованих на одній вертикалі

за часом реєстрації рівня сигналу. Це означає, що відношення сигнал/шум для кожного вікна становить менше третини від NRZ. У такому разі в ході оцінки параметра значення енергії сигналу на біт потрібно введення поправочного коефіцієнта рівного 1/3. Слід також враховувати, що в системі РАМ-4 за один відлік часу передається два біти інформації, а це вимагатиме зменшення показника енергії ще вдвічі. З урахуванням сказаного вираз (2.4) перетворюється на вид:

$$p_b = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \int_{-3\sigma}^0 e^{-\frac{(x-\sqrt{\frac{0.33E_b}{4}})^2}{2\sigma^2}} dx \quad (2.11)$$

У виразі (2.11) змінено межі інтегрування. Немає необхідності вказувати нижню межу рівним нескінченності. Глазкова діаграма об'єктивно обмежена енергетичними можливостями лазерних елементів ОВЛ, тому при дуже низьких значеннях дисперсії цілком доречно обмежуватися значеннями 3σ . Характеристика параметра p_b для обраних значень відносин сигнал/шум представлена рисунку 2.8.

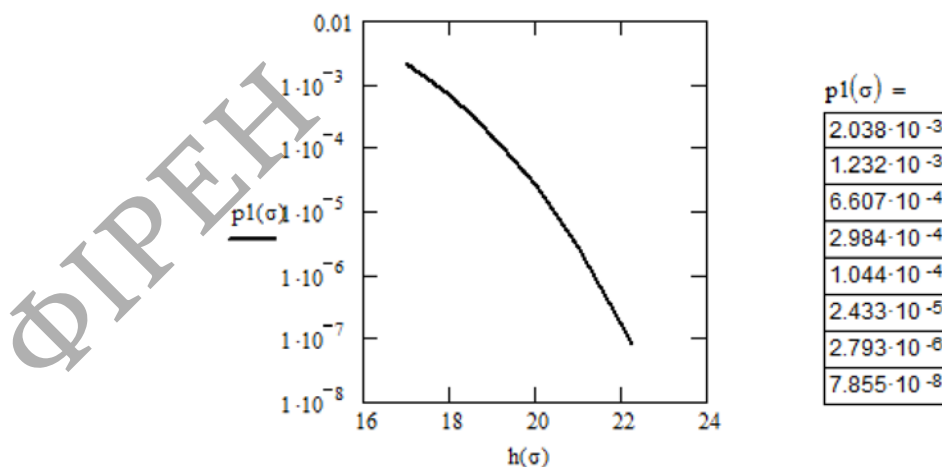


Рисунок 2.8 - Вірогідна характеристика для РАМ-4

Очкові діаграми для РАМ-4 за результатами натурних випробувань наведено на рисунку 2.9.

Таким чином, дослідження ОВЛ на основі каналу гаусівського зв'язку не суперечить об'єктивним показникам натурних випробувань і на підставі цього дозволяє ввести правила формування м'яких рішень символів, що дозволяють підвищити достовірності даних при використанні PAM-4.

Одночасно з цим помітно, що застосування PAM-4 істотно збільшує величину параметра p_b , доводячи його до неприйнятних значень $p_b \approx 10^{-3}$ і використання в таких технічних рішеннях засобів перешкодостійкого кодування для досягнення рівня $p_b < 10^{-6}$ стає необхідним.

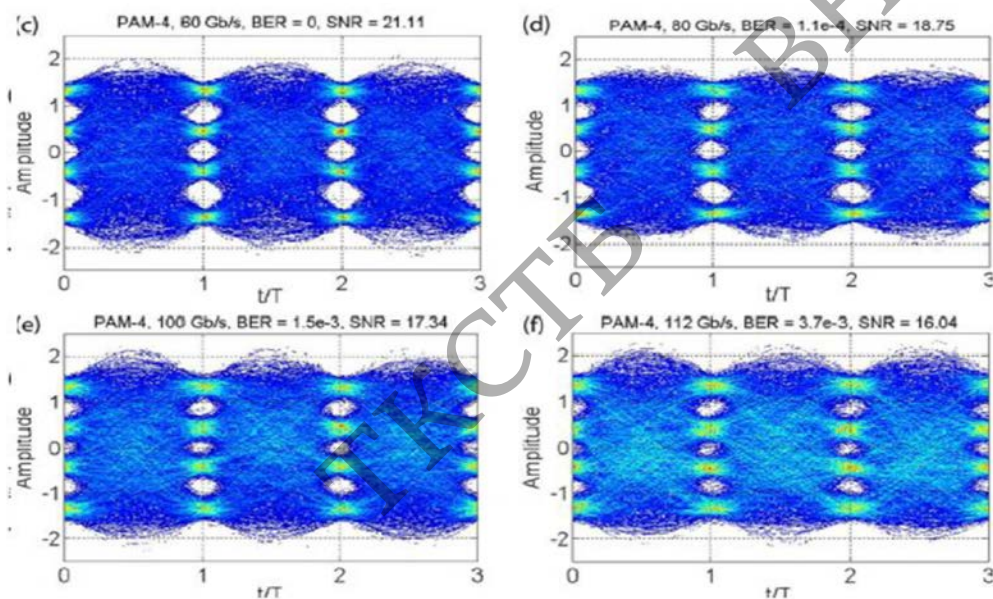


Рисунок 2.9 – Око-діаграми системи PAM-4 при різних SNR

На рисунках 2.10 та 2.11 представлені глазкові діаграми різних ОВЛ з PAM-4 та різним ступенем наявності. При цьому праворуч від діаграм показані характеристики ПРВ, а також можливі співвідношення між ПРВ та вирішальним правилом на базі виразів (1.8) та (1.9). Все раніше сказане відносилось до двійкових каналів зв'язку і є актуальним у системах кабелів ОМ.

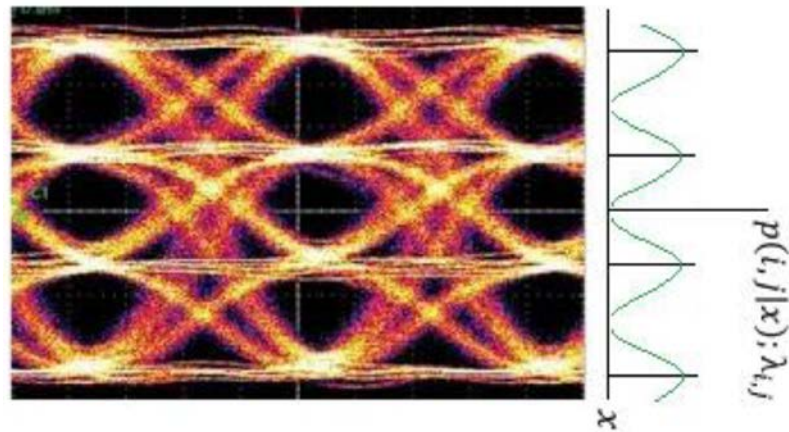


Рисунок 2.10 - Збалансоване регулювання оптичної лінії

З рисунка 2.10 стає більш зрозумілою ідея відмови від каналу зв'язку, що витирає, оскільки вираз (2.5) не має в своїй умові меж стирального каналу зв'язку, то і загальна кількість таких меж для наведеного прикладу зменшується з 8 всього до 4, при цьому ці межі збігаються з максимумами умовних ПРВ.

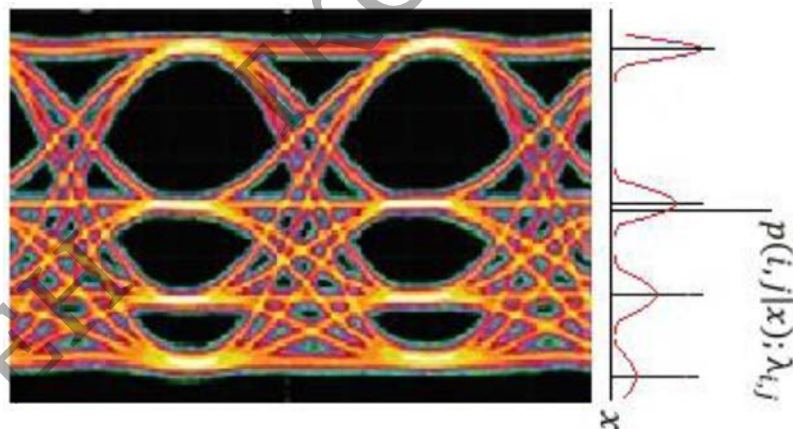


Рисунок 2.11 - Неправильне регулювання оптичної лінії

Наведені приклади показують необхідність адаптивного підходу до процесу формування різних рівнів сигналу z в кожному індивідуальному каналі обробки даних. Принципово для цих цілей можливе використання результатів обчислення, наведених у таблиці 2.3. Справді, широкий інтервал стирання дозволить у переважній більшості формувати оцінки виду λ_{\max} .

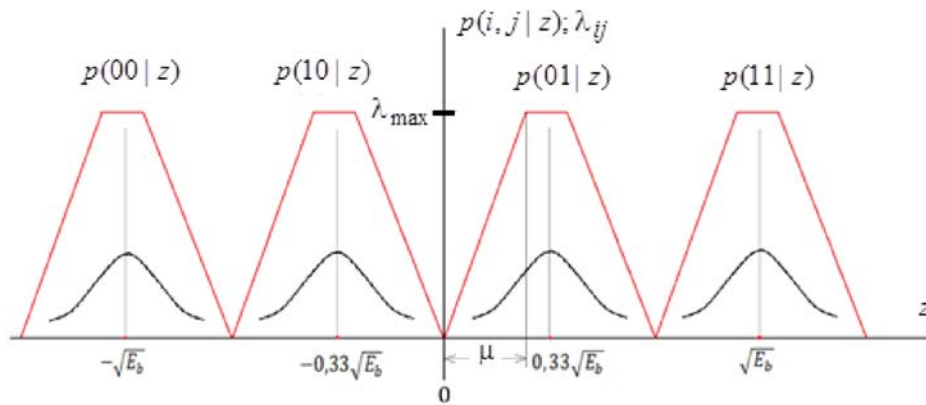


Рисунок 2.12 - Діаграми СКВ та вирішальної схеми при недостатньо високій якості каналу зв'язку

Якщо на виході незадовільно відрегульованого оптичного каналу з'являється кортеж таких оцінок, це негативно позначиться на процедурі декодування даних в декодері. Доцільно в такому випадку суттєво зменшити інтервал стирання для заміни оцінок λ_{\max} на нижчі, що може бути використане для своєчасної сигналізації про низьку якість глазкової діаграми. Для високої якості каналу зв'язку та задовільному стані вікон глазкової діаграми зона реєстрації параметра λ_{\max} може бути розширена. Відповідний вид діаграм показаний на рисунку 2.13.

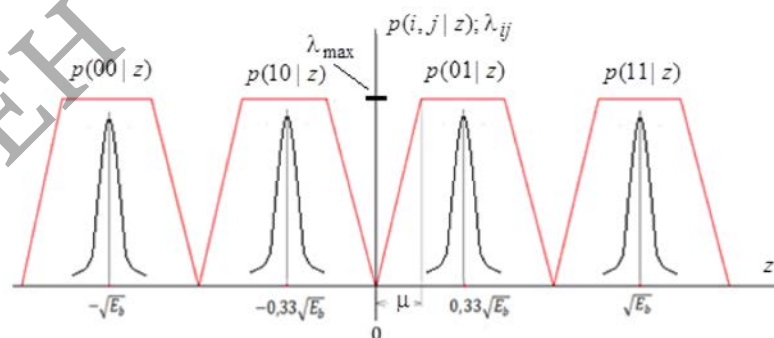


Рисунок 2.13 - Діаграми СКВ та вирішальної схеми при високій якості каналу зв'язку

В умовах незадовільного регулювання оптичного каналу зв'язку для кожного рівня РАМ-4 може бути призначений свій інтервал стирання, який при високих значеннях середньоквадратичного відхилення (СКВ) виробляє сигнал збільшення зони невизначеності і навпаки, як показано на рисунку 2.14.

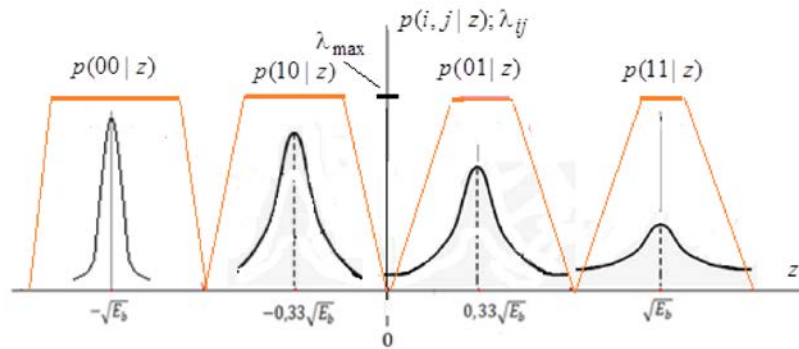


Рисунок 2.14 - Діаграми СКВ та вирішальної схеми для спотвореної око діаграми

Очевидно, що зазначений підхід може бути використаний для оперативної оцінки стану каналу зв'язку з метою своєчасного відображення ситуації незадовільного стану ОВЛ. Слід зазначити, що з одного боку введення правила формування MPC (2.5) не дозволяє щодо простих методів адаптивно змінювати зону максимальної оцінки, а з іншого боку експлуатація розбалансованих каналів не є нормою і малоймовірна на практиці.

2.3 Оцінка раціональної надмірності у системі перестановочного декодування

Двома основними напрямками загальної теорії зв'язку у питаннях підвищення ефективності таких систем є напрямки, які пов'язуються з удосконаленням їх спектральної та енергетичної складових [1, 19]. Зазначені напрями у загальнотеоретичному плані не перетинаються і питання оптимізації у яких, зазвичай, розглядаються окремо. Для першого напрямку характерний розвиток багаторівневих систем модуляції та у моделях взаємодії відкритих систем питання раціонального побудови елементів системи зв'язку як частини деякої мережевої структури розглядаються на каналному рівні. Питання енергетичної ефективності систем зв'язку також розглядаються на каналному рівні. Основні теоретичні та технічні аспекти цього напрямку вирішуються за

рахунок засобів завадостійкого кодування. Об'єднання зазначених напрямів можливе лише рахунок вироблення МРС. При цьому можливі варіанти обробки даних з виправленням t помилок та виграшем у D_t дБ або з виправленням стирань з енергетичним виграшем у D_s дБ. Оскільки для виправлення помилок необхідно затарантити частину введеної в код надмірності для пошуку локаторів помилок, і тільки потім виправляти помилки на знайдених позиціях, а в системі зі стиранням елементів з певною часткою правдоподібності, стирання вказують на локатори помилок, то з цієї причини $D_t < D_s$. У роботі [11] показано, що з використанням м'яких методів декодування енергетичний виграш коду оцінюється виразом $D_s = 10 \lg \left(\frac{k}{n} d_{\min} \right)$ дБ, де метрика Хеммінга. Припустимо, що в деякій системі управління команди цільової функції передаються досягнення короткими блоками, при цьому для забезпечення необхідного рівня достовірності здійснюється простий повтор даних. Тоді $n = 2k$, і $\frac{k}{n} = 0.5$. Легко помітити, що в системі з беззбиточним кодуванням при $n = k$ і $d_{\min} = 1$. ЗД виграш $D_s = 0$. Однак в системі з м'якими рішеннями в системі з повтором даних за рахунок обліку різниці значень при порівнянні символів однойменних позицій, перевага може бути віддано символу з більшою оцінкою надійності, що рівносильно збільшенню параметра d_{\min} на одиницю. Нехай в системі з повтором даних і системою МРС в першій спробі був переданий вектор

$$V1_{\text{пер}} = 1_6^1 1_7^2 0_4^3 0_2^4 0_3^5 1_5^6 1_5^7 0_6^8$$

Нехай при прийомі повтору даної комбінації був зафіксований вектор виду $V2_{\text{пер}} = 1_7^1 1_7^2 0_6^3 1_6^4 0_5^5 1_7^6 1_7^7 0_6^8$. Верхній індекс в останніх виразах відповідає порядковому номеру біта в кодової комбінації, а нижній індекс при жорстких рішеннях показує значення МРС. Посимвольне порівняння даних вказує на те, що на четвертій позиції за результатами порівняння необхідно віддати перевагу одиниці в системі жорстких рішень, оскільки четвертий символ комбінації при

повторі даних має більш високий індекс надійності. Очевидно подібним чином допустимо коригувати всі символи вектора, за умови високої кореляції помилкових символів з низькими оцінками. Використання подібного прийому допустимо в об'єктових мережах при обробці даних в системах актуальною відповідальності, наприклад, в технологічних процесах атомної промисловості, при обробці та збереженні хімічних речовин, в умовах підвищених вимог до керуючої інформації і т.п. У зазначеному прикладі кожен інформаційний біт має свій образ перевірного розряду. Оцінимо варіації енергетичного виграшу при зміні параметра k . Нехай двійкового коду є максимально декодуємою кодом, у якого $d_{\min} = n - k + 1$, тоді, підставляючи цей вираз у вираз для D_s , отримуємо аналітичний вираз для оцінки енергетичного виграшу системи зв'язку з таким кодом у вигляді:

$$D_{\max} = 10 \lg \left(k - \frac{k^2}{n} + \frac{k}{n} \right) \text{ дБ} \quad (2.12)$$

Зробимо класичну оцінку екстремуму функції виду $D_{\max}(k)$. Тоді:

$$D'_{\max}(k) = \frac{1}{\ln 10} \left(\frac{\frac{n-2k+1}{n}}{\frac{nk-k^2+k}{n}} \right) = \frac{1}{\ln 10} \left(\frac{n-2k+1}{nk-k^2+k} \right) = 0 \quad (2.13)$$

Звідси отримуємо $n - 2k + 1 = 0$ або

$$n = 2k - 1 \quad (2.14)$$

Вираз (2.12) демонструє, що при $n = k$ енергетичний виграш коду дорівнює нулю. З виразу (2.14) випливає, що оптимальним співвідношенням для k є значення $n \approx 2k$. Тоді для кожного символу z до існує йому заміна з $n - k = r$ символів, як дворазовою передачею даних. Перехід до помехоустойчивому

кодування неминуче приводить до співвідношення виду $k > r$ за рахунок появи алгебраїчних залежностей. Принагідно, коли $k \gg r$, ефективність завадостійкого кодування знижується. Результати математичного моделювання процесу формування MPC при різних SNR для вектора довжини $n = 15$ показані на рисунках 2.14 -2.16.

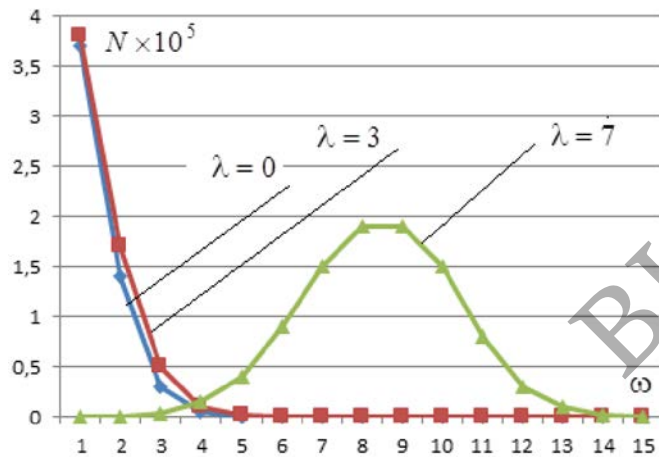


Рисунок 2.14 - Частота появи MPC у кодовому векторі при SNR 0 дБ

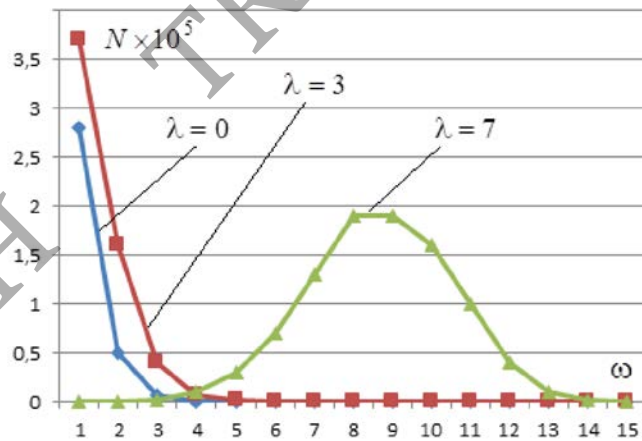


Рисунок 2.15 - Частота появи MPC у кодовому векторі при SNR 3 дБ

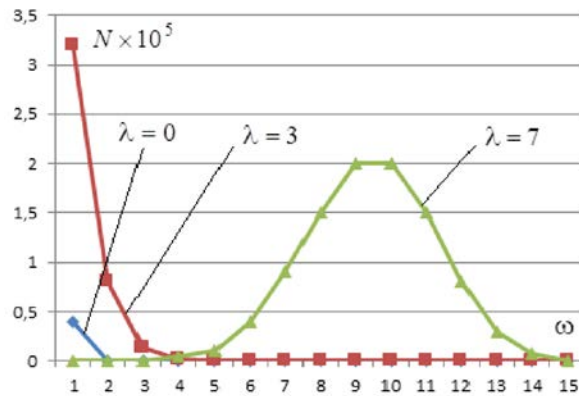


Рисунок 2.16 - Частота появи MPC у кодовому векторі при SNR 10 дБ

Для оптичних систем зв'язку максимум оцінки $\lambda_i = 7$ знаходиться у районі 14 символів на комбінацію, що говорить про можливість використовувати метод ПД у таких системах.

Говорячи про реалізованість методу, необхідно оцінити ймовірність помилкової реєстрації жорстких рішень із надійними показниками MPC.

Така оцінка в роботі зроблена і її значення для $\lambda_i = 7$ і $\lambda_i = 6$ при різних SNR у комбінації з 15 символів представлені в таблицях 2.7 та 2.8.

Таблиця 2.7 - Імовірності помилкових рішень для $\lambda_i = 7$

Кількість помилок на комбінацію	SNR 0 дБ	SNR 3дБ	SNR 7дБ
1	$5,7 \cdot 10^{-2}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	0
2	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$1,0 \cdot 10^{-6}$	0
3	$1,7 \cdot 10^{-5}$	0	0

Таблиця 2.8 - Імовірності помилкових рішень для $\lambda_i = 6$

Кількість помилок на комбінацію	SNR 0 дБ	SNR 3дБ	SNR 7дБ
1	$3,7 \cdot 10^{-2}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	0
2	$7,0 \cdot 10^{-4}$	$1,0 \cdot 10^{-6}$	0
3	$1,3 \cdot 10^{-6}$	0	3

Таким чином, при низьких значеннях SNR для актуальних даних доцільно передбачити принаймні їх повтор.

Вираз (2.13) пов'язується як з виправленням помилок адитивного характеру, а й із можливістю відновлення синхронізації кодеків. Ця проблема важлива для об'єктових мереж, оскільки не на всіх зв'язках можуть бути використані стандартні протоколи, в яких передбачаються спеціальні заходи для встановлення, підтримки та відновлення у разі порушень узгодженого проходження даних між передавачем та приймачем. Найбільшу небезпеку для втрати синхронізації є алгоритмічні методи обробки надлишкових кодів. Саме в таких системах виникає явище вставок та випадання однієї чи більшої кількості символів. Неправильне визначення меж кодового слова і блоку даних призводить до того, що воно різко відрізняється від будь-якого кодового слова. Синхронізація може бути відновлена методом спроб та помилок. Однак цей метод не є раціональним. Найбільший ефект досягається за послідовної зміни меж між кодовими векторами. Ознакою кордону є правильне декодування кодового вектора, у якому синдром у процедурі декодування залишається рівним нулю. Наприклад, таким чином шукають межу заголовка в системах асинхронного методу передачі даних (ATM). Класифікація методів синхронізації блокових кодів представлена рисунку 2.17.

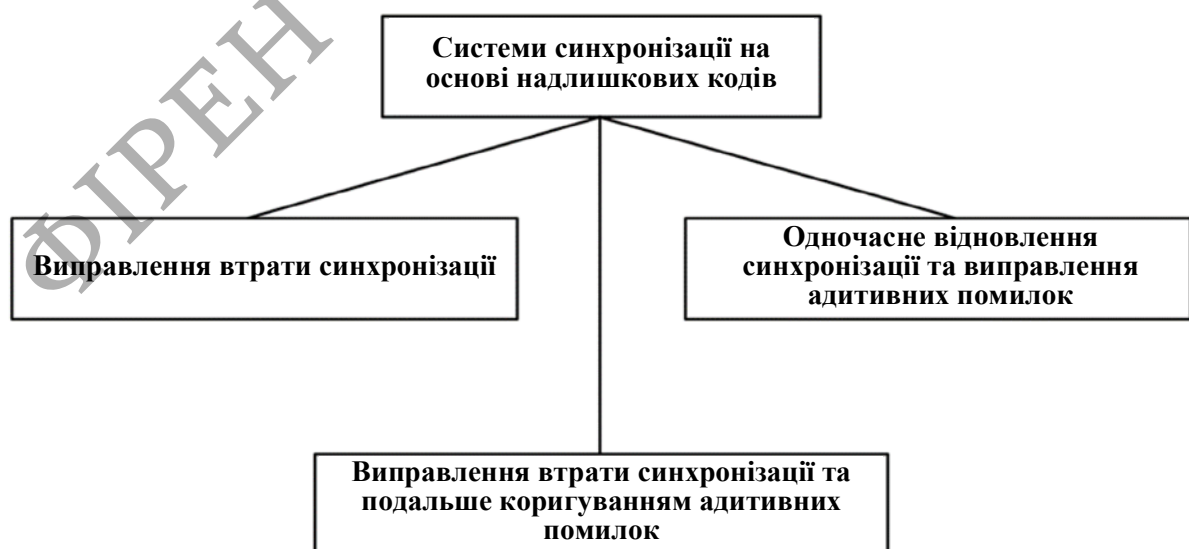


Рисунок 2.17 - Класифікація систем синхронізації з урахуванням надлишкових кодів

Враховуючи ідеологію ПД із її обов'язковими перестановками символів, у такій системі обробки даних може бути використана система синхронізації існуючих протоколів. З наведеного рисунку 2.17 класифікації найбільш раціональним підходом є варіант із виправленням лише втрати синхронізації.

Очевидно, що для двійкових систем не представляється можливим виділити який-небудь символ на вирішення завдань синхронізації. Зазвичай вводиться поняття ступеня свободи від коми p [7]. При цьому мається на увазі, що для деякої пари слів \mathfrak{Z} та \mathfrak{A} з безлічі кодових комбінацій, набори \mathfrak{Z} та \mathfrak{A} довжини n при $0 < i \leq p$ не є кодовими словами. Якщо код має ступінь свободи від коми $p < \frac{n}{2}$ то будь-який синхронізаційних зрушення на p або менше число символів може бути виявлений. У цьому випадку може бути виправлений будь-який сінхросдвіг в $\left[\frac{p}{2} \right]$ або менше число символів. Як правило, систематичні блокові коди є циклічними, вони не вільні від коми і тому такі коди не здатні виявити помилки синхронізації. Однак суміжні для виявлення збоїв класи циклічних кодів цілком придатні синхронізації і для відновлення синхронізації. Втім, це питання для реалізації ПД вимагає спеціального опрацювання.

2.4 Висновки до розділу 2

1. Перестановочне декодування є різновидом м'якого декодування блокових кодів, що забезпечує додатковий енергетичний вигравш у системах внутрішньооб'єктових мереж, що будуються на багатомодових оптичних волокон. На основі асимптотичних характеристик доведено, що для отримання максимального енергетичного вигравшу в системі зв'язку при реалізації ПД необхідно на довжині кодового вектора мати принаймні дворазове резервування інформаційних розрядів у вигляді відповідного набору надлишкових елементів.

2. Доведено ефективність модифікації вирішального правила вироблення МРС, що дозволяє вдвічі знизити кількість порогів у процедурі вироблення цілих

оцінок надійності, що сприяють зниженню складності побудови процесора приймача.

3. Показано універсальність модифікованої процедури формування МРС на основі лінійної функції та доведено доцільність її використання в оптичних каналах зв'язку для перспективних систем обміну даними.

4. Дана оцінка проблем синхронізації даних в об'єктових мережах, встановлена взаємозалежність частки надмірності, що вводиться в код, і префіксних кодів, що забезпечують відновлення циклової синхронізації в системах обміну даними.

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

3 ЕФЕКТИВНІ АЛГОРИТМИ ОБМІНУ ДАНИМИ НА БАЗІ ДЕКОДЕРІВ З ПАМ'ЯТТЮ І ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ

3.1 Аналіз методу перестановочного декодування групових систематичних кодів, його переваги та недоліки

Енергетична ефективність будь-якої системи зв'язку є одним із найважливіших показників доцільності її використання в конкретних умовах [5, 13]. Використання алгоритмів, що мають в основі застосування ЕК над двійковими полями, дозволяє збільшити коригуючу здатність надлишкового коду за рахунок кратного підвищення кількості стирань, що виправляються кодом. Зрештою використання цього факту дозволяє підвищити енергетичну ефективність системи зв'язку. Мінімізація тимчасових та енергетичних витрат затребувана у багатьох практичних додатках, наприклад, у сенсорних мережах. Для застосування апарату ЕК над двійковими полями в подібних мережевих технологіях необхідно досліджувати можливості зменшення обчислювального навантаження процедури розвитку ЕК. Класичний алгоритм перестановочного декодування, що має у своїй основі процедуру декодування за впорядкованою статистикою, описаний у роботах [2, 28 – 30].

Домогтися зниження обчислювальних витрат можливо шляхом відмови від деякого ряду матричних обчислень при формуванні ЕК. Першим кроком на шляху зниження обчислювальних витрат є виключення процесу пошуку визначника ключовий матриці Q , яка формується з k лівих стовпців переставлені матриці G' . Матриця G' формується з основної породжує матриці G на основі показників МРС кодової комбінації, прийнятої з каналу зв'язку. Другим кроком на шляху зниження обчислювальних витрат буде мінімізація обчислень при отриманні матриці $G'_{сут}$ - аналога матриці в систематичній формі.

Для вирішення першого завдання необхідно розрахувати її і ввести в пам'ять декодера різні поєднання номерів стовпців основний породжує матриці G вихідного коду. Отримали дві групи ключових матриць Q , в одній з яких

визначник дорівнює нулю, в іншій групі матриці зі значенням визначника не рівним нулю. Отже, $\{Q\} = \{Q_{\det \neq 0}\} + \{Q_{\det = 0}\}$. Повний безліч $\{Q\}$ має $\binom{n}{k}$ варіантів.

У роботах [21, 26] відзначено, що підмножина $\{Q_{\det \neq 0}\}$ для різних блокових надлишкових кодів досягає 80% від $\{Q\}$. Такий результат підтверджує доцільність всього безлічі використання алгоритмів перестановочного декодування для двійкового групових надлишкових кодів в реальних системах зв'язку. Однак залишилися 20% негативних рішень можуть призвести до перевантаження процесора приймача, що істотно збільшує час обробки всього кортежу даних. Такі перестановки необхідно обчислювати в першу чергу і виправляти з іншої підстановки.

Застосування в процесі обчислення матриці $G'_{\text{сум}}$ когнітивних перетворень алгоритм швидких дозволяє отримати матричних перетворень, істотно знижує обчислювальну навантаження при переході від матриць виду G' к матрицям $G'_{\text{сум}}$ [7-9].

Процедура проведення перетворень символів є досить ресурсомісткою операцією. У результаті реалізації цієї процедури відбувається підвищене енергоспоживання, і збільшуються часові інтервали щоб одержати кінцевого результату перетворень.

3.2 Декодування на базі розбиття кодових векторів на кластери

Програмно-апаратна реалізація декодерів перестановочного декодування представляє специфічне завдання. За її вирішенні необхідно враховувати особливості формування МРС і раціонально організувати пошук необхідної інформації у КПД. З попередніх розділів цього дослідження стало зрозуміло, що досить висока ймовірність появи перестановок, які не спричиняють формування еквівалентного коду, істотно знижують ефективність процедури декодування. Тому подібні непродуктивні перестановки необхідно виявляти на перших кроках алгоритмів декодування і замінювати їх на продуктивні перестановки.

Дослідження показує, що в цьому випадку достатньо замінити один із символів перестановки із групи інформаційних розрядів на найбільш надійний символ із групи надлишкових розрядів. Очевидно оцінка ймовірнісних характеристик подібних корекцій є перспективне завдання.

Розкриті властивості циклічних орбіт перестановок показують можливість скорочення обсягу когнітивної карти декодера і від повного заповнення КПД до системи утворюючих комбінацій орбіт. Це дозволяє скоротити обсяг карти на величину кратну довжині кодової комбінації коду, що важливо навіть для обробки щодо коротких кодів. Таке рішення розширяє можливості перестановочного декодування для бортових кодеків, звільняючи пам'ять процесора приймача виконання інших важливих функцій.

Скорочення обсягу КПД викликає необхідність організації в декодері надлишкового коду процедури пошуку належності довільної підстановки нумераторів символів кодової комбінації конкретної орбіті перестановок.

Організація алгоритму подібного пошуку здійснюється на основі лексикографічного сортування нумераторів символів прийнятого кодового вектора і має однозначне та правильне рішення при обчисленні утворюючої комбінації орбіти.

З метою підвищення продуктивності декодера запропоновано схему обчислення підстановок з негативними, непродуктивними рішеннями для двійкових кодів, які не дозволяють отримати з подібної підстановки еквівалентний код. Наявність таких підстановок суттєво впливають на швидкість обробки та даних. У роботі доведено, що першочергове виявлення таких комбінацій нумераторів символів є достатньою умовою підвищення продуктивності декодера.

Запропоновано апарат регулярного обчислення непродуктивних перестановок на основі вагової структури коду та розбиття простору кодових векторів на кластери.

3.3 Перестановний декодер із пам'яттю

Пропонований у роботі [9] алгоритм роботи перестановочного декодера з допомогою КПД розширює арсенал можливостей м'якого декодування двійкових надлишкових блокових кодів рахунок виправлення частки стирань, кратність яких виходить межі мінімальної кодової відстані. І тому використовуються відомі властивості еквівалентних кодів [7]. Для двійкових кодів реалізація подібних властивостей може мати як позитивний (продуктивний), так і негативний (непродуктивний) результат, який залежить від конфігурації перестановок прийнятих символів довжиною кодового вектора в залежності від поточних значень м'яких рішень. Позитивний результат формується в тому випадку, коли виконана за результатами оцінки м'яких рішень перестановка символів прийнятої кодової комбінації не призводить до лінійної залежності стовпців, адекватно переставленої матриці, що породжує коду. В іншому випадку формування еквівалентного коду позитивного результату не дає. Як показано в дослідженні, кількість позитивних рішень, із загальної множини можливих рішень, становить більшу частину. Близьким за технічною сутністю до заявленого пристрою є спосіб м'якого декодування систематичних блокових кодів, в основі якого лежить процедура ранжування МРС прийнятої кодової комбінації, виділення з них найбільш надійних символів за показниками МРС, перехід до еквівалентного коду з наступним обчисленням помилок вектора, накладеного на прийнятий кодовий вектор у процесі передачі його каналом зв'язку, виправлення виявлених помилок [5]. Перевагою способу є можливість виправлення стирань не тільки кратності $(d - 1)$, але і більшої частки стирання кратності $(n - k)$, де d - метрика Хеммінга, n - число символів в кодовому векторі, k - число інформаційних розрядів у ньому. Недоліком зазначеного способу є необхідність обчислення для кожної прийнятої кодової комбінації, оброблюваної декодером, визначника переставленої матриці, що породжує коду відповідно до показників МРС для її перших k стовпців. При невиродженості зазначеної матриці, для неї виконується пошук зворотної

матриці та обчислення на цій основі матриці, що породжує еквівалентного коду в систематичній формі [27].

Крім того, відомий спосіб м'якого декодування систематичних кодів, в якому з метою зниження обчислювальних витрат в алгоритмі пошуку зворотної матриці, обчислення матриці еквівалентного коду при приведенні її до систематичного увазі використовують прийом кластеризації безлічі дозволених кодових векторів, що дозволяє обробляти визначники матриць розмірності не $(k \times k)$, а розмірності $(k - f) \times (k - f)$, де f - число біт, що відводяться на нумерацію (в двійковій системі) формуються в коді кластерів. Зазначена процедура забезпечує незначне зниження обчислювальних витрат, оскільки багато в чому залежить від обраного параметра $1 \leq f < k$.

Всі зазначені способи мають один загальний недолік, який полягає в тому, що кодові комбінації в процесі обробки даних можуть повторюватися не тільки в поточному сеансі, але і за підсумками попередніх сеансів зв'язку. Однак жоден із зазначених способів не враховує цей факт і не зберігає у своїй пам'яті зразок матриці еквівалентного коду комбінації будь-якої переданої в системі обміну даними.

Більш того, всілякі зразки переставлених матриць з позитивним і негативним результатом можуть бути обчислені за допомогою зовнішніх пристроїв і заздалегідь внесені в пам'ять декодера. Інакше висловлюючись, може бути виконано процедуру навчання декодера і наповнення КПД. Порівнюючи поточні перестановки символів кодових векторів з наявними зразками, можна визначити, чи результат поточних перетворень кодового вектора позитивним або негативним без виробництва складних матричних обчислень.

Відомо пристрій - декодер з упорядкованою статистикою символів, в якому частково вирішується завдання запам'ятовування комбінацій номерів переставлених стовпців матриці основного коду, що породжує, визначник яких вказує на виродженість переставлених матриць і неможливість реалізувати декодування з використанням матриці. Отже, для невироджених матриць процедура пошуку переставлених матриць, що породжують, і приведення їх до

систематичної форми для отримання еквівалентного коду виконується в декодері навіть у тому випадку, якщо зразок переставленого вектора вже оброблявся декодером. Відомо також пристрій - декодер з підвищеною коригуючою здатністю, яке практично реалізує спосіб, описаний у роботі [5] з незначним уточненням процедури отримання МРС.

У цьому пристрої в блоці прийому, перший вихід якого підключений до першого входу перетворювача м'яких рішень, вихід якого через блок упорядкування оцінок підключений до першого входу блоку еквівалентного коду. Другий вихід цього блоку підключений до іншого входу блоку порівняння та зворотних перетворень, вихід якого підключений до другого входу блоку виправлення стирань. При цьому другий вихід блоку прийому підключений до першого входу блоку виправлення.

Перевагою такого пристрою (прототипу) є можливість м'якого декодування комбінацій двійкового коду за межами метрики Хеммінга за параметром $(n - k)$.

Недоліком прототипу є виконання повторних дій з обчислення матриці, що породжує, еквівалентного коду для комбінацій переставлених стовпців породжувальної матриці основного коду, навіть якщо яка-небудь комбінація подібних перестановок вже оброблялася декодером раніше. Крім того, прототип не здатний реалізувати процедуру попереднього обчислення переставлених матриць для можливих перестановок символів комбінації коду, що є процедурою навчання і підготовки бази даних для фіксації перестановок з негативним результатом в системі пошуку невиродженої матриці еквівалентного коду.

Оскільки безліч негативних перестановок проти продуктивними перестановками значно менше, то доцільно запам'ятати лише негативні перестановки. В подальшому, порівнюючи поточну перестановку з безліччю негативних рішень, декодер, визначивши відповідність чергової переставленої комбінації елементу безлічі негативних перестановок, відмовляється від обробки поточної перестановки і робить додаткову дію відновлення кодового блоку. Якщо чергова перестановка не входить у безліч негативних перестановок,

виконання алгоритму перестановочного декодування триває. Крім того, до нестачі прототипу слід віднести відсутність реакції декодера зміни умов передачі даних по каналу зв'язку. Наприклад, зміна співвідношення сигнал-шум. Основне завдання сортування символів за м'якими рішеннями у тому, щоб у групу надійних символів не потрапили помилкові жорсткі рішення, які супроводжуються високими значеннями МРС. Представлений алгоритм виконується для будь-якої кодової комбінації, але комбінації можуть повторюватися, отже, немає необхідності виконувати алгоритм повністю, потрібно просто запам'ятати подібну перестановку символів та відповідну їй переставлену матрицю, що відповідає концепції енергозбереження, спрощує обчислювальний процес та скорочує час циклу управління.

Узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю показано рисунку 3.1.

У КПД зберігаються зразки кодових комбінацій у канонічній формі. Штучна генерація даних використовується за відсутності оперативних даних для тренування декодера. Виходячи з цього, на виході блоку обробки оперативних даних рано чи пізно з'являються кортежі з низькими значеннями МРС, що призводить до сортування з похибкою, відсутності можливості декодування сигналу управління, або, що значно гірше, помилкового декодування і некоректного сигналу управління.

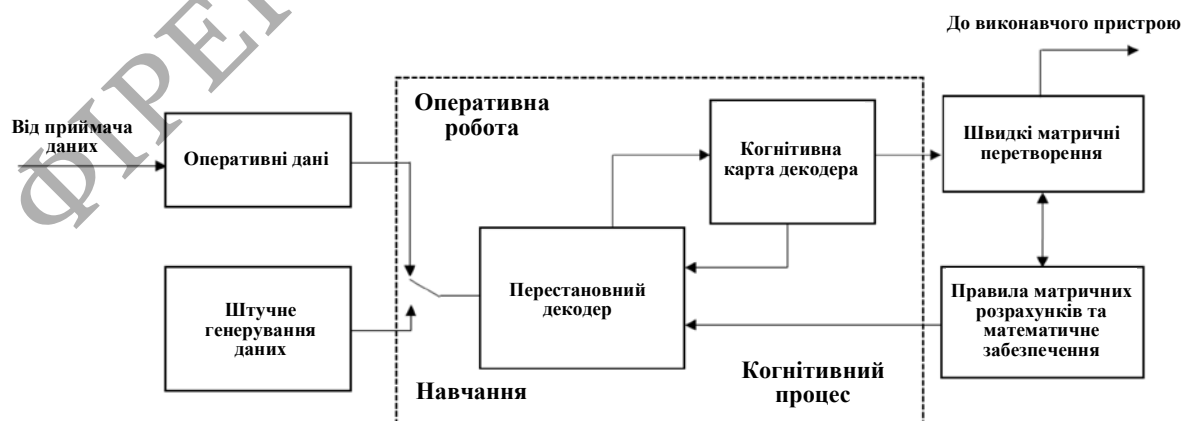


Рисунок 3.1 - Узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю

Структурна схема розробленого перестановочного декодера з пам'яттю представлена на рисунку 3.2. Ця схема містить блок прийому 1, перший вихід якого через послідовно включені блок м'яких рішень символів 2, накопичувач оцінок 3 і блок упорядкування оцінок 4 підключений до першого входу еквівалентного блоку коду 5. Другий вихід блоку прийому 1 підключений до першого входу блоку виправлення стирань. Перший вихід блоку еквівалентного коду 5 підключений до одного з входів блоку ранжирування 9, а перший вихід блоку ранжирування 9 через блок ранжованих негативних рішень 8 підключений до іншого входу блоку ранжирування 9. Другий вихід блоку ранжирування 9 підключений до другого входу блоку еквівалентного коду вихід блоку ранжирування через 9 блок ранжованих позитивних рішень 10 підключений до входу блоку матричних перетворень 11. Другий вихід блоку еквівалентного коду 5 підключений до входу блоку порівняння і зворотних перестановок 6, куди також на інший вхід подається вихід блоку матричних перетворень 1. зворотних перестановок 6 підключений до другого входу блоку виправлення стирань 7.

Технічний результат досягається тим, що кодовий вектор з каналу зв'язку подається на блок прийому, перший вихід якого через послідовно включені блок м'яких рішень символів, накопичувач оцінок і впорядкування оцінок підключений до першого входу блоку еквівалентного коду. Другий вихід цього блоку підключений до іншого входу блоку порівняння та зворотних перестановок, вихід якого підключений до другого входу блоку виправлення стирання. При цьому другий вихід блоку прийому підключений до першого входу блоку виправлення стирання, який відрізняється тим, що додатково введені блок ранжування, ранжованих негативних рішень, блок ранжованих позитивних рішень і блок матричних перетворень, вихід якого підключений до одного входу блоку порівняння і зворотних перестановок.

При цьому перший вихід блоку еквівалентного коду підключений до одного входу блоку ранжирування, перший вихід якого через блок ранжованих негативних рішень, підключений до іншого входу блоку ранжирування, тоді як другий вихід блоку підключений до другого входу блоку

еквівалентного коду, а третій вихід блоку ранжирування підключений до другого входу блоку матричних перетворень.

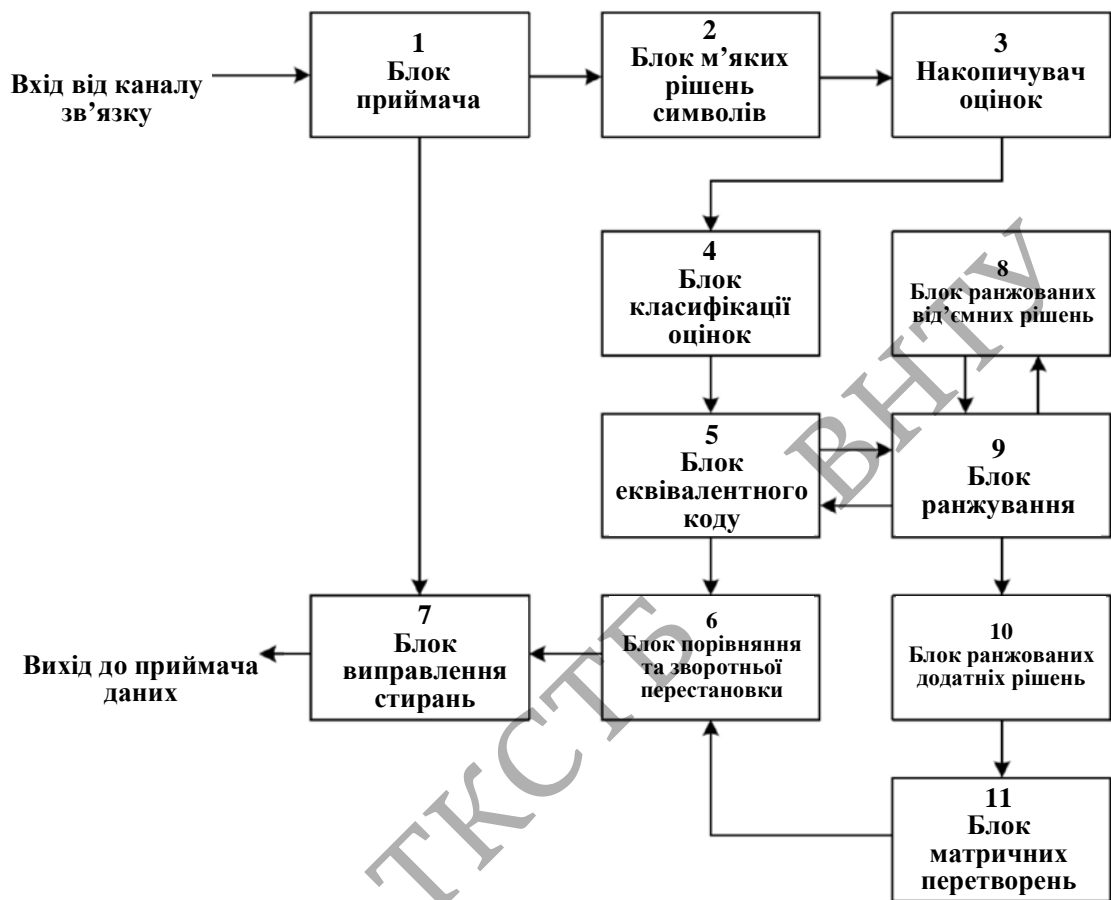


Рисунок 3.2 - Структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю

Четвертий вихід блоку ранжирування через блок ранжирування позитивних рішень підключений до першого входу блоку матричних перетворень, яке вихід підключений до одного входу блоку порівняння і зворотних перестановок. Вихід блоку виправлення стирань подає виправлений сигнал приймач даних.

Роботу запропонованого пристрою розглянемо на прикладі коду Хеммінга (7, 4, 3) з істинною матрицею, що породжує G виду:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

Стовпці істинної матриці G нумеруються від 1 до 7 зліва направо. Нехай передавач передає інформаційний вектор $V_{inf} = 1010$, тоді в канал зв'язку буде відправлений вектор $V_{кан} = V_{inf} \times G = 1010011$. Нехай вектор помилок V_e , має вигляд $V_e = 1100100$. В ході фіксації вектора прийому $V_{пр}$ в блоці прийому 1 і вироблення для кожного біта цього вектора м'яких рішень в блоці м'яких рішень символів 2, в накопичувачі оцінок 3 фіксується послідовність жорстких рішень символів і відповідні їм цілочисельних МРС виду:

$$V_3 = \begin{matrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 3 & 4 & 5 & 6 & 4 & 7 & 7 \end{matrix} \quad (4.2)$$

Послідовність МРС (як було показано в заявці на винахід [69]) в блоці 2 формується за правилом $\lambda_i = \left\lfloor \frac{\lambda_{max}}{p\sqrt{E_b}} \cdot Z \right\rfloor$ де p - інтервал стирання; E_b - енергія сигналу, яка припадає на один інформаційний біт; Z - рівень прийнятого модульованого параметра (сигналу); λ_{max} - Фіксована оцінка МРС з максимальним значенням, як правило, визначається конструктором декодера [27]. У прикладі $\lambda_{max} = 7$. В блоці упорядкування оцінок 4 вектор V_3 після перестановок жорстких рішень по спадаючій і відповідних їм МРС набуває вигляду:

$$V_4 = \begin{matrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 7 & 7 & 6 & 5 & 4 & 4 & 3 \end{matrix} \quad (4.3)$$

При цьому в ході упорядкування оцінок формується перестановки матриця P , яка в подальшому через блок еквівалентного коду 5 надходить в блок порівняння і зворотних перестановок 7 для здійснення зворотних перестановок з використанням транспонованою матриці P^T :

$$P = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

Очевидно, значення можуть формуватися по правилу $\lambda_i = \left[\frac{\lambda_{\max} + \xi}{\sqrt{E_b}} \cdot Z_i \right]$ як це було показано у другому розділі дослідження. При цьому ймовірні характеристики МРС не змінюються, але правило виявляється більш зручним для реалізації через зменшення числа порогів у вирішальній схемою. Одночасно з цим блок 5 отримує переставлені послідовність номерів стовпців істиною матриці G в порядку убутання значень МРС у вигляді $V_5 \rightarrow 6743251$. Для подальшої обробки даних важливі перші чотири номери цієї послідовності (6 7 4 3). Для швидкого пошуку позитивного або негативного рішення по даній перестановці в блоці 9 зазначена послідовність ранжирується до виду (3 4 6 7). Все впорядковані послідовності негативних рішень зберігаються в блоці 8, а впорядковані значення ранжированих позитивних рішень зберігаються в блоці 10.

Упорядковані послідовності можуть бути заздалегідь підраховані і введені відповідно в блоці 8 і 10.

Для будь-якого ранжированного поєднання рішень з таблиці 3.2 справедливі будуть всілякі перестановки, загальне число яких визначається через факторіал $k!$. Наприклад, для першої позиції таблиці 1253; В 1325; 1 352; ..; 5123. Загальна кількість різних поєднань номерів стовпців для блокового коду

визначається виразом виду C_n^k . Тоді $C_7^4 = 35$. Отже, з урахуванням показників таблиці 1 число позитивних рішень в таблиці 2 повинно бути рівним 28.

Порівнюючи значення номерів стовпців, що надійшли з блоку 5 у вигляді (6 7 4 3) і наведені в блоці 9 до виду (3 4 6 7) зі значеннями таблиці 3.2 декодер встановлює відсутність такої комбінації в негативних рішеннях. Порівнюючи це значення (3 4 6 7) з ранжированими позитивними рішеннями, декодер знаходить аналогічну комбінацію в пам'яті блоку 10 і приступає до формування матриці породжує еквівалентного коду. На $(n - k)$ позиціях оброблюваного вектора можуть бути тільки номери символів, що не увійшли в перші k номерів. Якщо їх упорядкувати за зростанням, то вийде переставна еталонна матриця деякого еквівалентного коду.

Такими номерами в прикладі є послідовність (1 2 5). Зразки еталонних матриць в систематичній формі для всіх 28 елементів зберігаються в блоці матричних перетворень. Для наведеного прикладу еталонна матриця G_{346715} у систематичному вигляді має вигляд:

$$G_{346715} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

З урахуванням номерів рядків і стовпців перевіркою частини матриці:

$$G_{3467125}^{тал} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{matrix} 3 \\ 4 \\ 6 \\ 7 \end{matrix} \quad (4.7)$$

У блок матричних перетворень 11 через третій вихід блоку ранжирування 9 надходять дані про поточну послідовності перестановок у вигляді (6 7 4 3 2 5 1).

У блоці 11 по першим k елементів упорядковано рядки еталонної матриці, за рештою $(n-k)$ елементам упорядковано стовпці перевірконої частини матриці:

$$G_{6743251} \Rightarrow \begin{matrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 5 & 2 & 5 & 1 \end{matrix} \Rightarrow G_{674251}^{cuc} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Помноживши надійну частину вектора $(1 \ 1 \ 0 \ 1)$ з V_4 на G_{674251}^{cuc} в блоці порівняння і зворотних перестановок 6, отримують вектор еквівалентного коду виду $V_{екв} = 1101101$. Складаючи $V_4 \oplus V_{екв} = V_e^{nep}$ і примножуючи результат порівняння на p^T в блоці 6, отримують істинний вектор помилок, що діяв в каналі зв'язку в момент передачі вектора $V_{кан}$ або $V_e = 1100100$. Значення цього вектора дозволяє виправити стирання в блоці виправлення стирань 7. Запропонований пристрій в повній мірі використовує властивість лінійних перетворень матриць і скорочує обсяг пам'яті для зберігання еталонних матриць в $k! \times (n-k)!$ раз. При цьому максимально використовується введена в код надмірність і виключаються такі матричні операції як обчислення визначників і подальший пошук породжують матриць еквівалентних кодів і подальшого приведення їх до систематичної формі.

Важливою особливістю запропонованого устрою і те, що з метою раціонального використання обчислювального ресурсу під час апробації конкретної перестановки насамперед оцінюється ситуація належності її до групи негативних (непродуктивних перестановок). Алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю представлений рисунку 3.3.

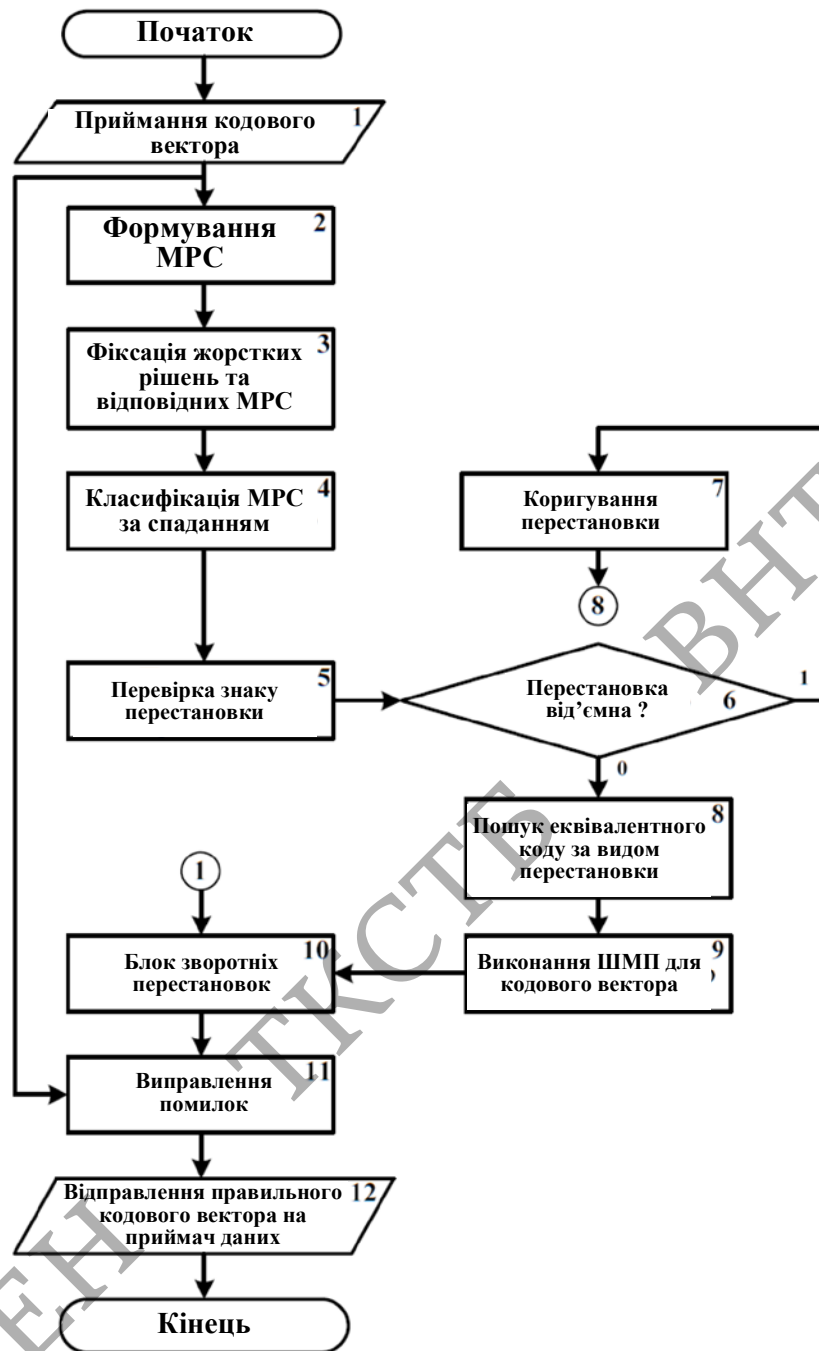


Рисунок 3.3 - Алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю

Це дозволяє орієнтовно у 20% випадків виключити втрату темпу декодування даних за рахунок негайної корекції негативної перестановки нумераторів символів шляхом рекомбінації останнього символу групи інформаційних переставлених розрядів з першим символом групи надлишкових розрядів. Очевидно оцінка ризиків у такій ситуації потребує окремих досліджень із використанням імітаційних моделей.

3.3 Перестановний декодер із зворотним зв'язком

Подальшим розвитком методу перестановочного декодування прийнятого кодового вектора є перестановний декодер із пам'яттю та зворотним зв'язком.

Оцінюючи в кодовому векторі значення МРС, можна з певною похибкою, залежно від величини прийнятих МРС, оцінити стан каналу зв'язку, використовуючи табличні дані ймовірнісних характеристик помилкових МРС, визначити ступінь довіри тим чи іншим МРС. У разі незадовільної оцінки стану каналу зв'язку за значеннями прийнятих МРС доцільно організувати повтор даних через канал зворотного зв'язку, не чекаючи результатів декодування вектора з прийнятими значеннями МРС. Тому було запропоновано з метою вдосконалення роботи перестановного декодера ввести канал зворотного зв'язку. Узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком показано на рисунку 3.4.

Структурна схема розробленої імітаційної моделі перестановочного декодера із зворотним зв'язком представлена на рисунку 3.4. Схема містить блок прийому 1 перший вихід якого підключений до входу блоку м'яких рішень символів 2.

Один вихід блоку 2 підключений до перетворювача м'яких рішень 5, вихід якого через блок упорядкування оцінок 6 підключений до першого входу блоку еквівалентного коду 7. Другий вихід блоку 7 підключений до іншого входу блоку порівняння та зворотних перетворень 8, вихід якого підключений до другого входу блоку стирань 9. Другий вихід блоку прийому 1 підключений до першого входу блоку виправлення стирань 9. Перший вихід блоку сигналів зворотного зв'язку 4 підключений до другого входу перетворювача м'яких рішень 5, а вхід блоку 4 підключений до виходу блоку усереднення м'яких рішень 3, вхід якого підключений іншому виходу блоку м'яких рішень символів 2. Другий вихід блоку сигналів зворотного зв'язку 4 підключений до зворотного зв'язку каналу, який пов'язує перестановочний декодер з передавачем системи обміну даними. Блок введення негативних перестановок 12 своїм виходом пов'язаний з блоком

негативних перестановок 11. Вихід блоку негативних перестановок 11 підключений до другого входу блоку ранжування перестановок 10, а його один вихід з'єднаний з другим входом блоку еквівалентного коду 7. Перший вихід блоку 7 ранжування перестановок 10 інший вихід блоку 10 з'єднаний з другим входом блоку негативних перестановок 11.

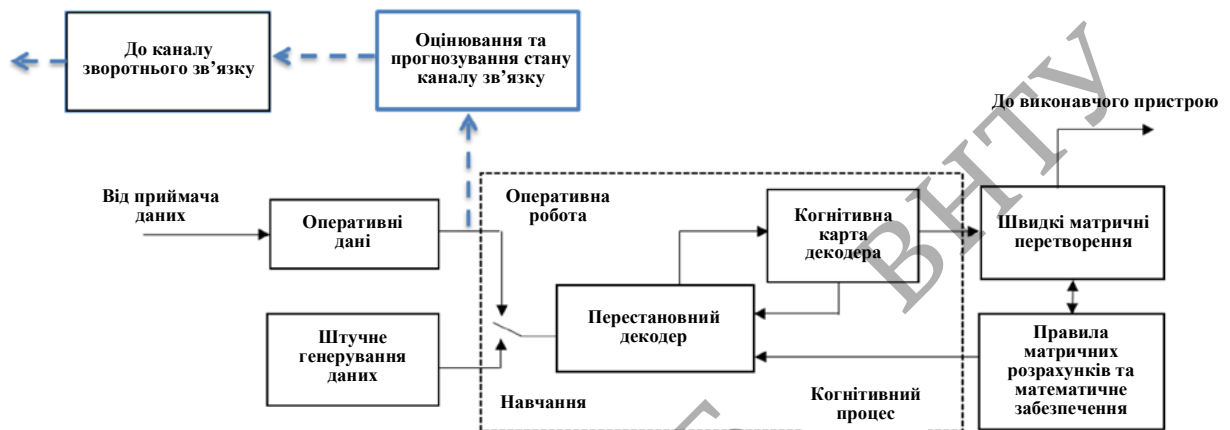


Рисунок 3.4 - Узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком

Третій вихід блоку ранжування через 10 блок позитивних перестановок 13 і блок швидких матричних перетворень 14 підключений до одного з входів блоку порівняння і зворотних перетворень 8, вихід якого підключений до другого входу блоку виправлення стирань 9.

Інформаційним входом декодера є вхід блоку прийому 1, а інформаційним виходом декодера є вихід блоку порівняння та зворотних перетворень 9. Технічний результат досягається тим, що блок прийому, перший вихід якого підключений до входу м'яких рішень символів, один вихід якого підключений до першого входу перетворювача м'яких рішень, вихід якого через блок упорядкування оцінок підключений до першого входу блоку еквівалентного коду, другий вихід якого підключений до іншого входу блоку порівняння та зворотних перетворень.

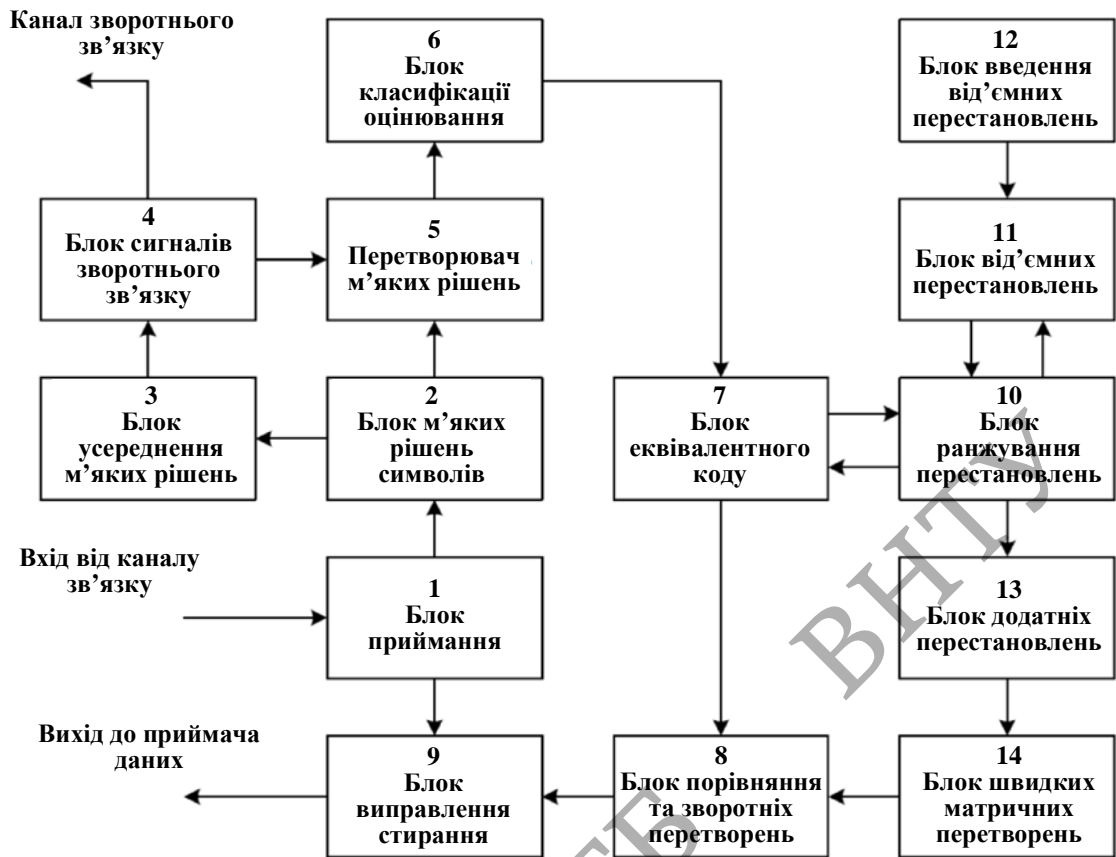


Рисунок 3.5 - Структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком

Вихід цього блоку підключений до другого входу блоку виправлення стирань, при цьому другий вихід блоку прийому підключений до першого входу блоку виправлення стирань, який відрізняється тим, що додатково введені блок ранжування перестановок, блок негативних перестановок, блок введення негативних перестановок, блок позитивних перестановок, блок матричних перетворень, блок усереднення м'яких рішень та блок сигналів зворотного зв'язку.

Перший вихід блоку сигналів зворотного зв'язку підключений до другого входу перетворювача м'яких рішень, а вхід блоку сигналів зворотного зв'язку через блок усереднення м'яких рішень підключений до іншого виходу м'яких блоків рішень символів, тоді як вихід блоку введення негативних перестановок, підключений до першого входу блоку негативних перестановок. Вихід цього

блоку підключений до другого входу блоку ранжування перестановок, при цьому один вихід блоку підключений до другого входу блоку еквівалентного коду, перший вихід, якого з'єднаний з першим входом блоку ранжування перестановок. Інший вихід цього блоку підключений до другого входу блоку негативних перестановок, при цьому третій вихід блоку ранжування перестановок через блок позитивних перестановок і блок швидких матричних перетворень підключений до одного входу блоку порівняння і зворотних перетворень, тоді як другий вихід блоку зворотного зв'язку сигналів підключений до каналу зворотної зв'язку.

Результати застосування каналу зворотного зв'язку показані на рисунку 3.6. Червоною лінією виділено рівень помилкових МРС порівняння зі схемою декодера без зворотного зв'язку, під час використання амплітудної модуляції. Видно, що для малих МРС виграш відношення сигнал – шум становить до 2,5 дБ.

Причиною помилкового рішення по бітах в кодових векторах з високим значенням МРС є наявність горизонтальної гілки робочої характеристики каналу, що стирає, на яку потрапляють помилкові значення сигналу з великим значенням енергії сигналу E_b .

AM	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7
0 дБ	$3,0 \cdot 10^{-3}$	$3,5 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$	$2,5 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$	$5,2 \cdot 10^{-3}$
0,46 дБ	$2,7 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$	$2,9 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,9 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$3,3 \cdot 10^{-3}$
0,97 дБ	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$2,2 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$8,7 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$
1,55 дБ	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,4 \cdot 10^{-3}$	$8,7 \cdot 10^{-4}$	$5,9 \cdot 10^{-4}$	$9,0 \cdot 10^{-4}$
2,22 дБ	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$9,7 \cdot 10^{-4}$	$7,0 \cdot 10^{-4}$	$4,3 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$3,0 \cdot 10^{-4}$
3,01 дБ	$5,2 \cdot 10^{-4}$	$5,1 \cdot 10^{-4}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-4}$	$1,7 \cdot 10^{-4}$	$1,1 \cdot 10^{-4}$	$9,0 \cdot 10^{-5}$
3,98 дБ	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$9,0 \cdot 10^{-5}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$9,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-5}$
5,23 дБ	$4,0 \cdot 10^{-5}$	$4,0 \cdot 10^{-5}$	$3,0 \cdot 10^{-5}$	0	$1,0 \cdot 10^{-5}$	0	0
6,99 дБ	0	0	0	0	0	0	0

0 – імовірність помилки мінімальна

Границя при повторному прийманні даних.
Декодер із зворотнім зв'язком

Границя при однократному прийманні даних.
Декодер без зворотнього зв'язку

Рисунок 3.6 - Ймовірнісні характеристики помилкових МРС при повторенні даних (амплітудна модуляція)

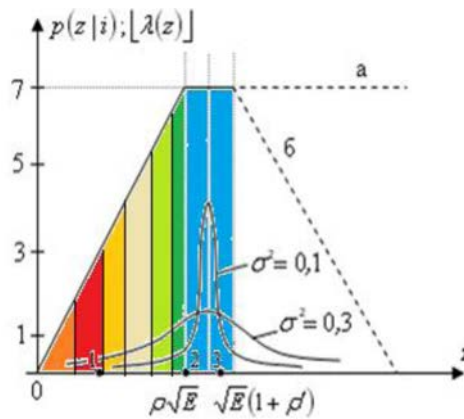


Рисунок 3.8 - Умовні щільності розподілу ймовірності (ЩРІ) у двійковому каналі зв'язку та робочі характеристики блоку МРС

Для збільшення вірогідності достовірного прийому біт кодового вектора, необхідно застосовувати в декодері приймач з якомога крутішими характеристиками обох схилів і використовувати завадостійкі формати модуляції.

Роботу запропонованого пристрою розглянемо на прикладі коду Хемінга (7, 4,3) з породжує матрицею G виду:

$$G = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

Стовпці матриці G нумеруються від 1 до 7 зліва направо. Нехай передавач передає інформаційний вектор $V_{inf} = 1010$, тоді в канал зв'язку буде відправлений вектор $V_{кан} = V_{inf} \times G = 1010011$. Нехай вектор помилок V_e , має вигляд $V_e = 1100100$. В ході фіксації вектора прийому $V_{пр}$ в блоці прийому 1 і вироблення для кожного біта цього вектора м'яких рішень в блоці м'яких рішень символів 2 в перетворювачі м'яких рішень 5 фіксується послідовність жорстких рішень символів і відповідні їм цілочисельних МРС виду:

$$V_5 = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 3 & 4 & 5 & 6 & 4 & 7 & 7 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Послідовність МРС в блоці 2 формується за правилом, $\lambda_i = \left\lfloor \frac{\lambda_{\max}}{p\sqrt{E_b}} \cdot Z \right\rfloor$ де p - інтервал стирання; E_b - енергія сигналу, яка припадає на один інформаційний біт; Z - рівень прийнятого модульованого параметра (сигналу); λ_{\max} - фіксована оцінка МРС з максимальним значенням, як правило, визначається конструктором декодера [27]. У прикладі $\lambda_{\max} = 7$. У блоці упорядкування оцінок 6 вектор V_5 після перестановок жорстких рішень по спадаючій і відповідних їм МРС набуває вигляду:

$$V_6 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 7 & 7 & 6 & 5 & 4 & 4 & 3 \end{pmatrix} \quad (3.11)$$

При цьому в ході упорядкування оцінок формується перестановки матриця P , яка в подальшому через блок еквівалентного коду 7 надходить в блок порівняння і зворотних перестановок для здійснення зворотних перестановок з використанням транспонованою матриці P^T :

$$P = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

Одночасно з цим блок 7 отримує переставлені послідовність номерів стовпців істинною матриці G в порядку убутання значень МРС у вигляді $V_6 \rightarrow 6743251$.

Для подальшої обробки даних важливі перші чотири номери цієї послідовності (6 7 4 3). Для швидкого пошуку позитивного або негативного

рішення по даній перестановці в блоці 10 зазначена послідовність ранжирується до виду (3 4 6 7). Все впорядковані послідовності негативних рішень зберігаються в блоці 11. Впорядковані послідовності можуть бути підраховані заздалегідь і введені відповідно в блоки 8 і 10. Для використовуваного в прикладі коду все поєднання номерів негативних рішень представлені в таблиці 3.2, а позитивних рішень в таблиці 3.1. Для будь-якого ранжированного поєднання рішень з таблиць 3.1, 3.2 будуть справедливі всілякі перестановки, загальне число яких визначається як $k!$. Наприклад, для першої позиції таблиці 1253; 1325; 1352 ;. ..; 5123. Загальна кількість різних поєднань номерів стовпців для блокового коду визначається виразом вигляду C_n^k . Тоді $C_7^4 = 35$. Отже, з урахуванням показників таблиці 3.2 число позитивних рішень в таблиці 3.1 має бути рівним 28.

Порівнюючи значення номерів стовпців, що надійшли з блоку 6 у вигляді послідовності (6 7 4 3) і наведені в блоці 9 до виду (3 4 6 7) зі значеннями таблиці 3.2 декодер встановлює відсутність такої комбінації в негативних рішеннях. Декодер починає формування матриці еквівалентного коду. На $(n - k)$ позиціях оброблюваного вектора можуть бути тільки номери символів, що не увійшли в перші k номерів. Якщо їх упорядкувати за зростанням, то вийде переставна еталонна матриця деякого еквівалентного коду. Такими номерами у прикладі є послідовність (1 2 5). Зразки еталонних матриць у систематичній формі для всіх 28 елементів таблиці 3.1 зберігаються в блоці матричних перетворень. Для наведеного прикладу еталонна матриця $G_{3467125}$ у систематичному вигляді має вигляд:

$$G_{3467125} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.13)$$

З урахуванням номерів рядків і стовпців перевіркою частини матриці:

$$G_{3467125}^{тал} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{matrix} 3 \\ 4 \\ 6 \\ 7 \end{matrix} \quad (3.14)$$

В блок швидких матричних перетворень 14 через третій вихід блоку ранжирування 10 надходять дані про поточну послідовності перестановок у вигляді (6 7 4325 1). У блоці 14 по першим k елементів упорядковано рядки еталонної матриці, за рештою $(n-k)$ елементам упорядковано стовпці перевірконої частини матриці:

$$G_{6743251} \Rightarrow \begin{matrix} 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 2 & 5 & 2 & 5 & 1 \end{matrix} \Rightarrow G_{6743251}^{сис} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

Помноживши надійну частину вектора (1 1 0 1) з V_6 на $G_{6743251}^{сис}$ В блоці порівняння і зворотних перестановок 8, отримують вектор еквівалентного коду виду $V_{екв} = 1101101$. Складаючи $V_6 \oplus V_{екв} = V_e^{неп}$ і примножуючи результат порівняння на P^T в блоці 8, отримують істинний вектор помилок, що діяв в каналі зв'язку в момент передачі вектора $V_{кан}$ або $V_e = 1100100$. Значення цього вектора дозволяє виправити стирання в блоці виправлення стирань 9. В ході роботи декодера можлива поява помилкових рішень для надійних значень МРС як показано в таблиці на рисунку 3.8.

ФМ	λ_1	λ_2	λ_3	λ_4	λ_5	λ_6	λ_7
0дБ	$1,4 \cdot 10^{-2}$	$9,3 \cdot 10^{-3}$	$5,9 \cdot 10^{-3}$	$3,6 \cdot 10^{-3}$	$2,0 \cdot 10^{-3}$	$1,5 \cdot 10^{-3}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$
0,46дБ	$1,2 \cdot 10^{-2}$	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$4,6 \cdot 10^{-3}$	$2,7 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$9,2 \cdot 10^{-4}$	$3,3 \cdot 10^{-4}$
0,97дБ	$1,0 \cdot 10^{-2}$	$6,2 \cdot 10^{-3}$	$3,4 \cdot 10^{-3}$	$1,8 \cdot 10^{-3}$	$9,7 \cdot 10^{-4}$	$5,2 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$
1,55дБ	$7,9 \cdot 10^{-3}$	$4,5 \cdot 10^{-3}$	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$4,7 \cdot 10^{-4}$	$3,6 \cdot 10^{-4}$	$5,1 \cdot 10^{-5}$
2,22дБ	$5,7 \cdot 10^{-3}$	$2,4 \cdot 10^{-3}$	$1,1 \cdot 10^{-3}$	$5,7 \cdot 10^{-4}$	$2,5 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$3,1 \cdot 10^{-5}$
3,01дБ	$3,2 \cdot 10^{-3}$	$1,6 \cdot 10^{-3}$	$6,2 \cdot 10^{-4}$	$2,2 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-4}$	$4,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-5}$
3,98дБ	$1,3 \cdot 10^{-3}$	$6,1 \cdot 10^{-4}$	$1,9 \cdot 10^{-4}$	$6,0 \cdot 10^{-5}$	$1,0 \cdot 10^{-5}$	0	0
5,23дБ	$5,0 \cdot 10^{-4}$	$9,1 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-5}$	0	0	0	0
6,99дБ	$1,1 \cdot 10^{-5}$	$2,0 \cdot 10^{-5}$	0	0	0	0	0

Рисунок 3.8 - Ймовірність появи помилкових рішень

Наприклад, щодо сигнал-шум 0,97 дБ не можна довіряти оцінкам від λ_1 до λ_4 . Для оцінки зазначеного відношення значення МРС надходять з блоку м'яких рішень символів 2 блок усереднення м'яких рішень 3. Результати роботи блоку 3, показані на рисунку 3.9. Очевидно, що при малому кортежі даних (наприклад, на початку робочого циклу пристрою) розкид параметрів у показниках МРС досить великий. Однак середнє значення МРС має цілком конкретну траєкторію, яка, як показав експеримент з використанням імітаційної моделі, залишається досить стабільною для інших більш значних кортежів даних. Таким чином, траєкторія середніх значень МРС може бути індикатором погіршення стану каналу зв'язку та перекладу роботи пристрою на алгоритмічний метод підвищення достовірності даних.

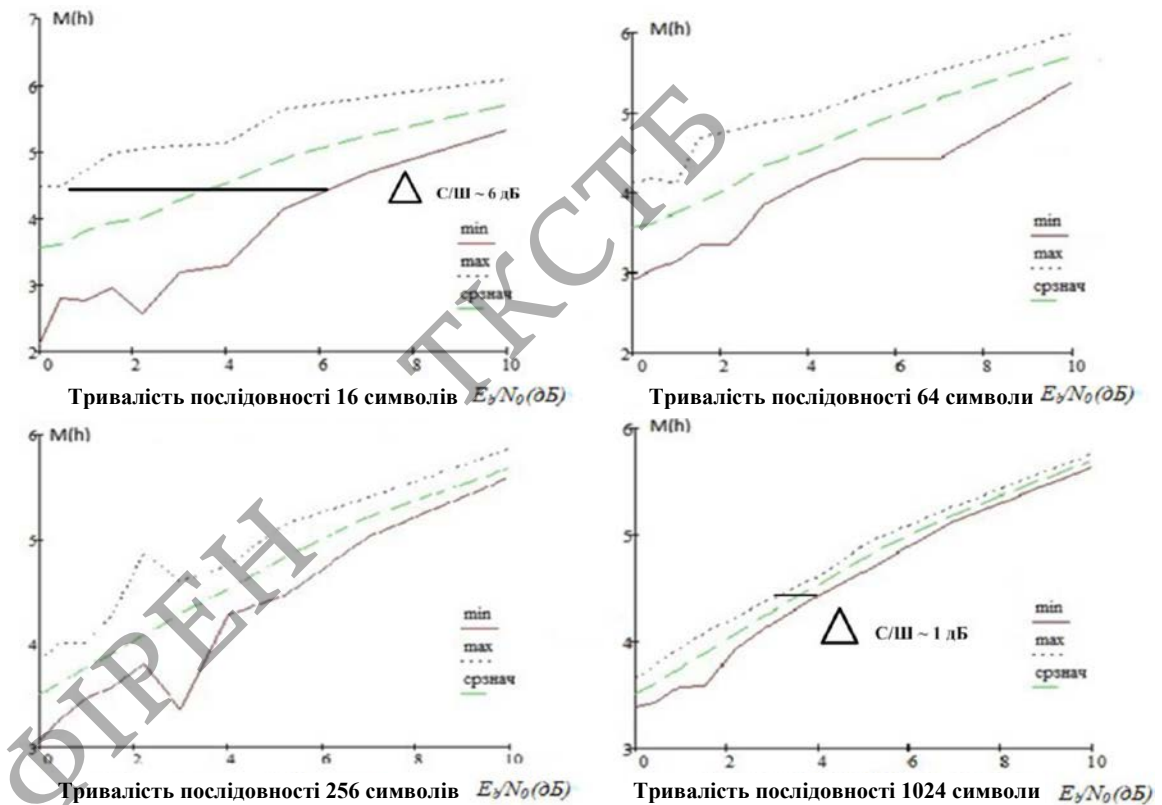


Рисунок 3.9 - Результати імітаційного моделювання роботи блоку усереднення м'яких рішень

Алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком представлений на рисунку 3.10.

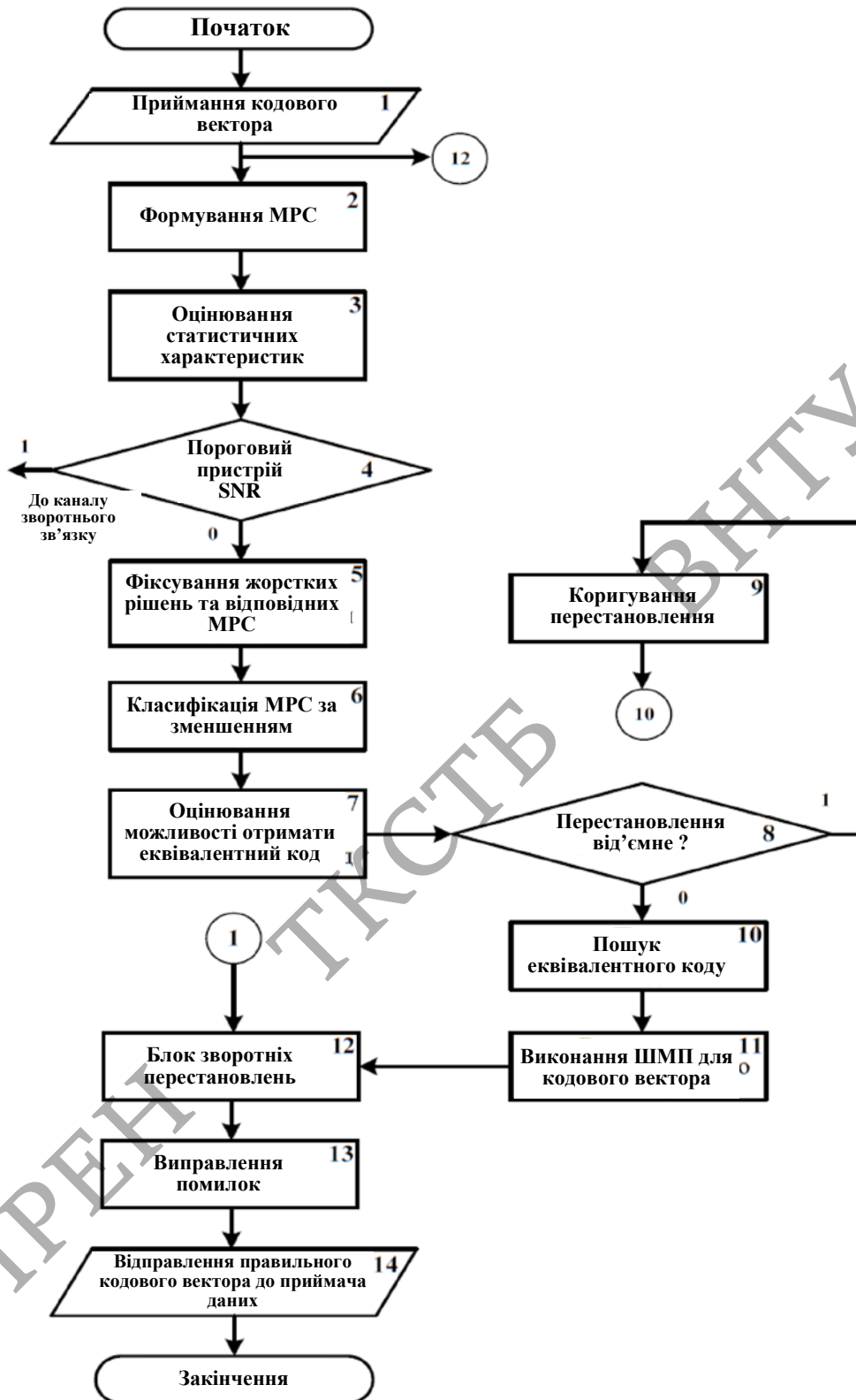


Рисунок 3.10 - Алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком

Видно, що зі збільшенням довжини кортежу символів дані усереднюються і стають більш передбачуваними, а середнє МРС $M(h)$ практично не змінюється в залежності від обсягу вибірки. Це дає підставу орієнтувати декодер на оцінку зазначеного параметра $M(h)$ і, у разі зниження його значень до встановленого критичного рівня, направляти передачу через блок сигналів зворотного зв'язку 4 на повтор даних.

Одночасно з цим у перетворювачі м'яких рішень 5 по команді блоку 4 здійснюється порівняння даних, прийнятих в несприятливих умовах з даними прийнятими при повторній передачі. При цьому із двох послідовностей кодових комбінацій формується комбінація жорстких рішень з найкращими МРС.

3.4 Висновки до розділу 3

1. В результаті проведених випробувань імітаційних моделей запропонованих пристроїв, показані можливості та переваги побудови декодерів перешкодостійких кодів, що використовують метод перестановного декодування на основі м'яких рішень символу в каналі гаусів зв'язку.

2. Запропонований метод розширює арсенал м'якого декодування двійкових надлишкових блокових кодів за рахунок виправлення частки стирань (по суті найменш надійних символів), кратність яких виходить за межі мінімальної кодової відстані. При цьому здійснюється поєднання кодових та алгоритмічних методів підвищення достовірності під час обміну інформацією.

3. Запропоновані пристрої повною мірою використовують властивість лінійних перетворень матриць та скорочують обсяг пам'яті для зберігання еталонних матриць в $k!(n-k)!$ разів. При цьому максимально використовується введена в код надмірність і виключаються такі матричні операції як обчислення визначників та подальший пошук матриць еквівалентних кодів, що породжують, і подальшого приведення їх до систематичної форми.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПШБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	-	-	-
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	55	-	47
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	-	64	-
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	-	-	-
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	-	-	-
Середнє значення балів експертів		55,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	-	-	-
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	63	-	-
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	-	51	57
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	-	-	-
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	-	-	-
Середнє значення балів експертів	57,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [44]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де $k_{нов}$, $k_{теор}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{нов} = 55,3$, $k_{теор} = 57,0$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{нау} = 0,6 \cdot k_{нов} + 0,4 \cdot k_{теор} = 0,6 \cdot 55,3 + 0,4 \cdot 57,00 = 56,00 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{нау}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок», даний рівень становить 56,00 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [44]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=21$ дні.

$$Z_o = 10400,00 \cdot 32 / 21 = 15847,62 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник	10400,00	495,24	32	15847,62
Науковий співробітник	9960,00	474,29	26	12331,43
Технік	6850,00	326,19	15	4892,86
Всього				33071,90

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=2379,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [44];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 21$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 2379,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (21 \cdot 8) = 25,70 \text{ грн.}$$

$$Z_{pl} = 25,70 \cdot 4,00 = 102,81 \text{ грн.}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Монтаж обладнання	4,00	2	1,10	25,70	102,81
Інсталяція програмних модулів	5,00	4	1,50	35,05	175,24
Макетування дослідних блоків	4,00	5	1,70	39,72	158,88
Підготовка приміщення	6,00	2	1,10	25,70	154,21
Налаштування обладнання	3,00	4	1,50	35,05	105,14
Демонтаж обладнання	4,00	2	1,10	25,70	102,81
Всього					799,09

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 1%.

$$Z_{\text{дод}} = (33071,90 + 799,09) \cdot 1 / 100\% = 338,71 \text{ грн.}$$

4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (4.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (33071,90 + 799,09 + 338,71) \cdot 22 / 100\% = 7526,13 \text{ грн.}$$

4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (4.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 2,00 \cdot 55,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 121,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір для записів	55,00	2,00	0,000	0,00	121,00
Папір офісний 80 (500) А4	111,00	3,00	0,000	0,00	366,30
Папка Office-iper K8-500	105,00	3,00	0,000	0,00	346,50
Органайзер офісний Skiper DATA	185,00	4,00	0,000	0,00	814,00
Канцелярські товари	200,00	4,00	0,000	0,00	880,00
Тонер А21-С420	4890,00	0,02	0,000	0,00	107,58
Всього					2635,38

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_e = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$$K_e = 1 \cdot 2860,00 \cdot 1,1 = 3146,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
SDR система радіозв'язку	1	2860,00	3146,00
Всього			3146,00

4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (4.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 240,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 266,40 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Антенa	1	240,00	266,40
Багатодіапазонний радіочастотний модуль	1	1375,00	1526,25
Широкосмуговий перетворювач	1	2650,00	2941,50
Всього			4734,15

4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{npz} = \sum_{i=1}^k C_{inpz} \cdot C_{npz.i} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

де C_{inpz} – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{npz.i}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{npz} = 7250,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 8047,50 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows	1	7250,00	8047,50
Прикладний пакет Microsoft Office	1	5720,00	6349,20
Програмний пакет Matlab-Simulink	1	8640,00	9590,40
Пакети підтримки радіостанцій Xilinx	1	5100,00	5661,00
Програмний пакет Zynq	1	1350,00	1498,50
Програмний пакет Matlab	1	1430,00	1587,30
Програмний пакет Lte Toolbox	1	2600,00	2886,00
Всього			35619,90

4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{е}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

де $Ц_{б}$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_{е}$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (18300,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 508,33 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	18300,00	3	1	508,33
Пристрій виводу інформації	5600,00	3	1	155,56
Передавач радіосигналу	650,00	5	1	10,83
Приймач сигналу	720,00	5	1	12,00
Приміщення	150000,00	25	1	500,00
Місце оператора	5100,00	5	1	85,00
Оргтехніка	7350,00	4	1	153,13
Всього				1424,85

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 4,10$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,32 \cdot 200,0 \cdot 4,10 \cdot 0,95 / 0,97 = 262,40 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,32	200,0	262,40
Пристрій виводу інформації	0,10	6,0	2,46
Передавач радіосигналу	0,04	80,0	13,12
Приймач сигналу	0,02	80,0	6,56
Всього			284,54

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо $H_{cv} = 20\%$.

$$B_{cv} = (33071,90 + 799,09) \cdot 20 / 100\% = 6774,20 \text{ грн.}$$

4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 32\%$.

$$B_{cn} = (33071,90 + 799,09) \cdot 32 / 100\% = 10838,72 \text{ грн.}$$

4.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_{\epsilon} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{iv}}{100\%}, \quad (4.15)$$

де H_{iv} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{iv} = 55\%$.

$$I_{\epsilon} = (33071,90 + 799,09) \cdot 55 / 100\% = 18629,05 \text{ грн.}$$

4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», приймемо $H_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (33071,90 + 799,09) \cdot 100 / 100\% = 33870,99 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{од} + Z_n + M + K_v + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сн} + I_e + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} B_{заг} = & 33071,90 + 799,09 + 338,71 + 7526,134838 + 2635,38 + 3146,00 + 4734,15 + \\ & 35619,90 + 1424,85 + 284,54 + 6774,20 + 10838,72 + 18629,05 + 33870,99 = \\ & 159693,61 \text{ грн.} \end{aligned}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, приймемо $\eta=0,9$.

$$3B = 159693,61 / 0,9 = 177437,35 \text{ грн.}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 4$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 2$;

T_c – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_c = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$. Прийmemo $R = 4$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 177437,35$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,17$ років, (2 міс.).

Визначення показників I , n , T_C , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [44].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_C \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 2 \cdot 4 / 177 \cdot 0,17 = 4,33.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу 4

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» складають 177437,35 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Аналіз та покращення умов праці є важливим аспектом створення безпечних умов праці у всіх видах людської діяльності. За останні роки виконано значну роботу з покращення умов праці робітників телекомунікаційних систем, надано велику увагу охороні праці під час проектування і будівництва об'єктів і споруд зв'язку, зниженню питомої ваги важких робіт.

Дослідження когнітивної системи передавання даних з прямим корегуванням помилок відбуватиметься в приміщенні, яке обладнане робочими місцями з ПК. На розробника можуть мати вплив такі небезпечні та шкідливі виробничі фактори (згідно ГОСТ 12.0.003-74 [46]):

1. Фізичні:

- підвищена запиленість та загазованість повітря робочої зони;
- підвищена чи понижена температура повітря робочої зони;
- підвищений рівень шуму на робочому місці;
- підвищений рівень електромагнітного випромінювання;
- підвищена чи понижена іонізація повітря;
- недостатня освітленість робочої зони.

2. Психофізіологічні:

- статичне перевантаження;
- розумове перевантаження;
- емоційні перевантаження.

Відповідно до визначених факторів здійснюємо планування щодо безпечного виконання роботи.

5.1 Технічні рішення з безпечного виконання робіт

5.1.1 Технічні рішення з організації робочого місця під час проектування

Від того, яким чином організоване робоче місце, багато в чому залежить ефективність праці робітника, незалежно від тієї посади, яку вони займають. Завдання раціональної організації робочих місць включає в себе не тільки устаткування його усім необхідним відповідно до змісту та характеру роботи, яка ним виконується, але й раціональне його розміщення, створення комфортних умов праці.

Робоче місце – це просторова зона, яка устаткована необхідними матеріальними засобами і технікою і певним чином організована, у якій здійснюється трудова діяльність (тобто, це місце, де виконується робота).

Організація робочого місця – це сукупність заходів щодо устаткування робочого місця засобами і знаряддями праці та їх розміщення у визначеному порядку

Організація робочого місця передбачає:

- правильне розміщення робочого місця у виробничому приміщенні;
- вибір ергономічно обґрунтованого робочого положення, виробничих меблів з урахуванням антропометричних характеристик людини;
- раціональне компонування обладнання на робочих місцях;
- урахування характеру та особливостей трудової діяльності.

Велике значення надається характеристикам робочого крісла. Воно виконується відповідно до НПАОП 0.00-7.15-18 [50]. При проектуванні крісла виходять з того, що при будь-якому робочому положенні дослідника його поза повинна бути фізіологічно правильно обґрунтованою, тобто положення частин тіла повинно бути оптимальним. Для задоволення вимог фізіології, що впливають з аналізу положення тіла людини в положенні сидячи, конструкція робочого сидіння повинна відповідати таким основним вимогам:

- допускати можливість зміни положення тіла, тобто забезпечити вільне

переміщення корпусу і кінцівок тіла один щодо одного;

– допускати регулювання висоти в залежності від росту працюючої людини (в межах від 400 до 550 мм);

мати злегка увігнуту поверхню, мати невеликий нахил, тому поверхню сидіння рекомендується робити м'якою, передній край закругленим, а кут нахилу спинки робочого крісла - регульованим.

5.1.2 Електробезпека приміщення

Приміщення, де здійснювалася робота за небезпекою ураження електричним струмом можна віднести до 1 класу, тобто це приміщення без підвищеної небезпеки (сухе, мало заповишене, з нормальною температурою повітря, ізолюваними підлогами і малим числом заземлених приладів) [51].

На робочому місці з усього обладнання металевим є лише корпус системного блоку комп'ютера, в якого крім робочої ізоляції передбачений елемент для заземлення та провід з заземлюючий жилою для приєднання до джерела живлення.

Електротехнічне устаткування: апаратури, кабелі й керівництва, розподільні пристрої всіх видів і напруг по своїх номінальних параметрах задовольняє умовам роботи як при нормальних режимах, так і при коротких замиканнях, перенапругах, перевантаженнях.

Для забезпечення безпеки установлюються наступні технічні рішення:

– Забезпечено недоступність струмопровідних частин (застосована схована проводка, кабель прокладений у спеціальних ринвах).

– Забезпечено ізолювання струмопровідних частин з використанням ізоляції, опір якої не нижче 1кОм/В, передбачені постійний контроль і профілактика ізоляції.

Напруга освітлювальної мережі приймається 220 В із заземленою нейтраллю.

5.2 Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Незважаючи на те, що параметри мікроклімату виробничих приміщень можуть змінюватися, іноді навіть в широкому діапазоні, температура тіла людини залишається постійною. Властивість організму людини підтримувати тепловий баланс із довкіллям називається терморегуляцією. Нормальні фізіологічні процеси можливі лише тоді, коли тепло, що виділяється організмом людини, постійно відводиться у довкілля.

Мікрокліматичні умови, за яких це можливо, вважаються найкращими. Кількість тепла, що утворюється в організмі працівника, залежить від фізичних навантажень, а рівень тепловіддачі – від мікрокліматичних умов.

Моделювання процесу перегляду тексту з використанням контекстно-вільних граматики голосових інтерфейсів згідно гігієнічної класифікацією праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу [45] за енерговитратами відноситься до категорії I б. Допустимі параметри мікроклімату для цієї категорії наведені в табл. 5.1 (відповідно ДСН 3.3.6.042-99 [50]).

Таблиця 5.1 – Параметри мікроклімату

Період року	Допустимі		
	t, °C	W, %	V, м/с
Теплий	22-28	40-60	0,1-0,3
Холодний	20-24	75	0,2

Для забезпечення необхідних за нормативами параметрів мікроклімату передбачено:

1. Система опалювання та теплоізолююча обробка приміщення.
2. Установка в приміщенні припливно-витяжної вентиляції.
3. Систематичне вологе прибирання.

5.2.2 Склад повітря робочої зони

Шкідлива речовина – це речовина, що контактуючи з організмом людини, може викликати захворювання чи відхилення у стані здоров'я як під час впливу речовини, так і в подальший період життя теперішнього і наступних поколінь

ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 5.2.

Таблиця 5.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Формальдегід	0,035	0,03	2
Фенол	0,01	0,01	3
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4
Озон	0,16	0,03	1

Для забезпечення складу повітря робочої зони передбачено: механічна вентиляція, регулярне прибирання та заборона заходити у приміщення в верхньому одязі.

5.2.3 Виробниче освітлення

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні, які необхідно забезпечити під час виконання роботи зазначені у таблиці 5.4 (відповідно ДБН В.2.5-28-2006 [48]):

Для забезпечення достатнього освітлення передбачені такі заходи:

- 1) Систематичне очищення скла від бруду – не рідше двох разів на рік.
- 2) Система природного освітлення доповнюється загальним штучним освітленням, що створюється за допомогою лед-ламп.

Таблиця 5.4 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роб роб	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, e_n , %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Дуже високої точності	Від 0,15 до 0,3	II	Г	великий	світлий	1000	300	7	2,5	4,2	1,5

5.2.4 Виробничий шум

Рівні шуму на робочому місці розробника встановлюються згідно ДСН 3.3.6.037-99 [49].

Під час аналізу мереж наступного покоління в умовах надзвичайної ситуації спостерігався шум непостійний тональний. Допустимі рівні звукового тиску під час виконання роботи повинні відповідати ГС, а рівні звуку L_A не повинні перевищувати 50 дБА (таблиця 5.5).

Таблиця 5.5 – Допустимі рівні звукового тиску і рівні звуку

Характер робіт	Допустимі рівні звукового тиску (дБ) в стандартизованих октавних смугах зі середньгеометричними частинами (Гц)									Допустимий рівень звуку, дБА
	32	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
Виробничі приміщення	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

Для забезпечення допустимих параметрів шуму доцільно використовувати комп'ютери з пасивним охолодженням та встановити пластикові вікна, які мають достатню звукоізоляцію.

5.2.5 Виробничі випромінювання

Джерелом електромагнітного випромінювання під час виконання роботи є ПК.

У результаті дії ЕМП на людину можливі гострі та хронічні форми порушення фізіологічних функцій організму. Ці порушення виникають в результаті дії електричної складової ЕМП на нервову систему, а також на структуру кори головного та спинного мозку, серцево-судинної системи.

Допустимі значення параметрів електромагнітних випромінювань від монітору комп'ютера згідно СанПіН 2.2.4.1191-03 [55] наведені в табл. 5.6.

Таблиця 5.6 – Допустимі значення параметрів неіонізуючих електромагнітних випромінювань

Найменування параметра	Допустимі значення
Напруженість електричної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	10 В/м
Напруженість магнітної складової електромагнітного поля на відстані 50 см від поверхні відеомонітору	0,3 А/м
Напруженість електростатичного поля не повинна перевищувати:	для дорослих користувачів 20кВ/м для дітей 15кВ/м

Для захисту людини від дії електромагнітних випромінювань передбачаються наступні способи і засоби: обмеження часу перебування персоналу в робочій зоні; встановлення раціональних режимів експлуатації установок і роботи працюючого персоналу.

5.2.6 Психофізіологічні фактори

Основними показниками важкості праці є: фізичне динамічне навантаження, стереотипні робочі рухи, статичне навантаження, переміщення у просторі. Основними показниками напруженості праці є: тривалість зосередження уваги або щільність сигналів, ступінь ризику для власного життя та життя інших осіб або ступінь відповідальності за життя інших осіб, змінність при роботі виключно в нічну зміну. [45]. Розглянемо деякі нормовані значення до яких потрібно прагнути при організації розпорядку робочого дня та режиму роботи відпочинку для досягнення оптимальних умов. Сенсорні навантаження:

Тривалість зосередження уваги до 50% від загального часу зміни.

Спостереження за екранами відеотерміналів, до 2 годин на зміну.

Монотонність виробничої обстановки, час пасивного спостереження за технологічним процесом менше 75 % від часу зміни.

Тривалість робочого дня 6-7 год.

Змінність роботи – однозмінна робота (без нічної зміни).

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

На когнітивну систему передавання даних можуть діяти загрозливі чинники НС техногенного характеру. Впливати на її роботу та навіть призвести до виходу з ладу. В свою чергу це може призвести до порушення оповіщення, багатьох жертв серед населення та до великих матеріальних збитків.

В умовах надзвичайних ситуацій, особливого періоду оператори телекомунікаційних мереж, організації в управлінні яких є засоби та мережі телекомунікацій, надають можливість використовувати ресурси своїх мереж зв'язку для попередження, локалізації та ліквідації наслідків надзвичайних ситуацій, оповіщення населення, проведення мобілізації, забезпечення

потреб національної безпеки, розвідки, охорони правопорядку та організації евакуацій. Також надзвичайні ситуації можуть призвести до загибелі людей або значних матеріальних втрат. Тому необхідно дослідити безпеку роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії загрозливих чинників НС.

В радіоелектронній апаратурі іонізуючі випромінювання, викликають зворотні і незворотні процеси, внаслідок яких можуть відбуватися порушення роботи електричних елементів схеми, що призводять до виходу з ладу апаратури. Так, проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінень створює в них вільні носії електричних зарядів, в результаті переміщення яких виникає помилковий імпульс, який призводить до спрацьовування пристрою. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки. В результаті опромінення нейтронним потоком у транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробую та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. У органічних ізоляційних і діелектричних матеріалах змінюються такі параметри, як: електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат. [24]

До впливу електромагнітного імпульсу (ЕМІ) система телеметрії теж досить вразлива. ЕМІ ушкоджують напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. ЕМІ представляє велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від впливу інших вражаючих факторів. Тому слід пам'ятати про те, що захист елементів когнітивної системи передавання даних від механічних ушкоджень не захищає від впливу ЕМІ і вона може втратити працездатність [25].

5.3.1 Дослідження безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії іонізуючого випромінювання

Аварія на системах передавання даних та системах зв'язку може виникнути внаслідок події виведення з ладу (наприклад, електричного пробоя ізоляторів, короткого замикання проводів, збою визначальних програм функціонування, «зараження вірусами» та інших «пошкоджень» інформаційних сигналів і ін.) будь-якої з визначальних «інформаційно небезпечних» систем, які одночасно є складовими конкретної системи зв'язку та телекомунікації або функціонують вкупі з нею.

Нормальна робота мережі буде залежати від таких елементів, як транзистори, мікросхеми, резистори, конденсатори, діоди.

За критерій безпеки роботи технологічного обладнання в цих умовах приймається таке значення дози опромінення елементної бази ($P_{зв}$, Р) або граничне значення рівня ($P_{зв}$, Р/год), при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але мережа буде працювати з потрібною якістю. Отримані значення занесемо до таблиці 5.7.

Таблиця 5.7 – Граничні рівні радіації системи передавання даних

№	Блоки системи	Елементи когнітивної системи передавання даних	$P_{гр\ i}, P$	$P_{гр}, P$
1	Блок живлення	Мікросхема 78L05	10^5	10^5
		Конденсатор	10^7	
		Резистор	10^6	
		Діод	10^{10}	
2	Блок підсилення	Мікросхема LM386N-3	10^5	
		Конденсатор керамічні	10^7	
		Резистор МЛТ	10^6	
3	Блок керування	Контролер	10^5	

З наведеної таблиці слідує, що мінімальні значення допустимої дози, при яких в елементній базі можливі необоротні зміни мають мікросхема 78L05 блоку

живлення, мікросхема LM386N-3 блоку підсилення та контролер блоку керування – $P_{гр}=10^5$, $t_k=60000$ год, $k_{посл}=2$.

Визначаємо максимальний рівень радіації:

$$P_{1 \max} = \frac{P_{гр} \cdot k_{посл}}{2 \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}. \quad (5.1)$$

Підставивши відповідні числові значення в формулу (5.1) отримаємо:

$$P_{1 \max} = \frac{10^5 \cdot 2}{2 \cdot (\sqrt{60000} - \sqrt{1})} = 410 \text{ (Р/год)}.$$

Визначаємо допустимий час роботи мережі:

$$t_{доп} = \left(\frac{P_{гр} \cdot k_{посл} + 2 \cdot P_{1.мак} \cdot \sqrt{t_n}}{2 \cdot P_{1.мак}} \right)^2 = \left(\frac{10^5 \cdot 2 + 2 \cdot 410 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 410} \right)^2 = 59977 \text{ (год)}.$$

Таким чином, допустимий час роботи системи передавання даних складатиме 59977 годин або 6 років 309 днів 1 годину при максимальному рівні радіації 410 Р/год.

5.3.2 Дослідження безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії електромагнітного імпульсу

Критерієм оцінки приймається коефіцієнт безпеки:

$$K_{бс(з)} = 20 \lg \frac{U_{д}}{U_{с(з)}}, \quad (5.2)$$

де $U_{д}$ – допустиме коливання напруги живлення;

$U_{B(\Gamma)}$ – напруги, наведені у вертикальних (горизонтальних) струмопровідних частинах елементної бази.

Система вважається стійкою коли $K_{B\Gamma i}$ і $K_{B\Gamma i} \geq 40$ (дБ).

Дослідження здійснюється за дією електричного поля, яке є складовою електромагнітного. Допустимі коливання напруги:

$$U_{\partial} = U_{ж} + \frac{U_{ж} N}{100} = 220 + \frac{220 * 5}{100} = 231 \text{ (В)}, \quad (5.3)$$

де $U_{ж}$ – напруга живлення від електричної мережі;

N – допустиме відхилення напруги в системі.

Зазвичай все обладнання знаходиться у металевому корпусі, і всі кабелі живлення будуть у вертикальному положенні, тому на напругу наведення у горизонтальній струмопровідній частині можна не зважати. Знаходиться напруга наведення у вертикальній струмопровідній частині обладнання, використовуючи формулу для знаходження коефіцієнта безпеки.

$$K_{\partial e} = 20 \lg \frac{U_{\partial}}{U_{e}} \Rightarrow U_{e} = \frac{U_{\partial}}{10^{\frac{K_{\partial e}}{20}}}; \quad (5.4)$$

$$U_{e} = \frac{231}{10^{\frac{40}{20}}} = 2,31 \text{ (В)}; \quad (5.5)$$

З цього можна зробити наступний висновок – для безпечної роботи когнітивної системи передавання даних необхідно, щоб напруги наведення не перевищували 2,31 (В).

За значенням напруги наведення складові напруженості електричного поля становитимуть:

$$E_{e} = \frac{U_{e}}{l_{e}}; \quad (5.6)$$

$$E_{\epsilon} = \frac{E_z}{10^{-3}}, \quad (5.7)$$

де l_{ϵ} – загальна довжина струмопровідних частин обладнання, кабелів живлення.

Середня за величиною когнітивної системи передавання даних містить в собі багато комунікаційного обладнання, тому загальна довжина струмопровідних частин складає в середньому 50м.

$$E_z = \frac{U_{\epsilon}}{l_{\epsilon}} = \frac{2,31}{50} = 0,0463 \text{ (В)}, \quad (5.8)$$

$$E_{\epsilon} = \frac{E_z}{10^{-3}} = \frac{0,0463}{10^{-3}} = 46,3 \text{ (В)}. \quad (5.9)$$

Для безпечної роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії електромагнітного імпульсу вертикальна складова частина напруженості електричного поля повинна бути меншою 46,3 (В).

5.3.3 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії загрозливих чинників НС

Для покращення безпеки роботи когнітивної системи передавання даних необхідно виконувати заходи, які допоможуть зберегти стійкість когнітивної системи передавання даних до відмов. Серед таких заходів для боротьби з впливом іонізуючого опромінення використовують алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатошарові матеріали. Також для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній вітчизняний метод, що полягає в захисному покритті радіоелектронної апаратури, що розміщується на поверхнях

даних елементів, які піддаються впливу іонізуючого випромінювання, відмінним тим, що захисне покриття виконане у вигляді наноструктури, яка включає сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці, або утворює її захисний шар.

Для безпечної роботи когнітивної системи передавання даних в умовах дії електромагнітного імпульсу вертикальна складова частина напруженості електричного поля повинна бути меншою 46,3 (В). При виконанні таких заходів безпеки, системи передавання даних буде працювати безвідмовно тривалий час, та не буде виникати непередбачуваних відмов.

5.4 Висновки до розділу 5

Отже в даному розділі нами було розглянуто такі питання охорони праці, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки.

Також у даному розділі нами було досліджено безпеку роботи системи бездротових мереж в умовах впливу загрозливих факторів НС. Запропоновано превентивні заходи із підвищення безпеки роботи системи бездротових мереж в умовах НС.

В результаті написання цього розділу було розглянуто такі питання охорони праці та безпеки в надзвичайних ситуаціях, як технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії, визначення допустимої довжини провідника (антени), при якій напруженість магнітного поля на робочому місці знаходиться в межах норми, технічні рішення з промислової та пожежної безпеки під час проведення дослідження методів забезпечення інформаційної безпеки в системі бездротових мереж.

ВИСНОВКИ

1. Перестановлюване декодування є різновидом м'якого декодування блокових кодів, що забезпечує додатковий енергетичний виграш в системах всереденіоб'єктових мереж, що будуються на базі різнотипних каналів зв'язку, в тому числі оптичних волокон. На основі асимптотичних характеристик доведено, що для отримання максимального енергетичного виграшу в системі зв'язку при реалізації ПД необхідно на довжині кодового вектора мати, принаймні, дворазове резервування інформаційних розрядів у вигляді відповідного набору надлишкових елементів. Доведено, що відносна швидкість коду в подібному випадку повинна бути близька до значення 0,5.

2. Показана універсальність модифікованої процедури формування МРС на основі лінійної функції і доведена доцільність її використання в оптичних каналу зв'язку для перспективних систем обміну даними. Доведено ефективність модифікації вирішального правила вироблення МРС, що дозволяє вдвічі зменшити число порогів в процедурі вироблення цілочисельних оцінок надійності, що сприяють зниженню складності побудови процесора наступника. Розроблено аналітичні моделі формування м'яких рішень в системі багатомодових оптичних каналів зв'язку об'єктових мереж.

3. Використання методу розбиття простору кодових векторів на кластери і використання циклічних орбіт перестановок дозволило, по крайній мере, на один - два порядки знизити трудомісткість процедури регулярного пошуку вироджених матриць перестановок щодо методу прямого перебору комбінацій нумераторів символів кодових векторів, що в перспективі при реалізації алгоритму ПД на ПЛІС здатне забезпечити підвищення продуктивності декодера до 20%.

4. Доведено принципову можливість зниження обсягу когнітивної карти декодера за рахунок використання властивостей утворюють комбінацій орбіт циклічних зрушень і розробленим алгоритмом швидкого пошуку утворює перестановки з виходом на еталонну матрицю еквівалентного коду.

5. Наявність у пристрої блоку зворотного зв'язку дозволяє збільшити оперативність роботи декодера при поганих умовах прийому в радіоканалах об'єктових мереж і робити вибірку найкращих MPC з двох однакових кодових векторів після запиту і повторного отримання кодового вектора через канал зворотного зв'язку.

6. Запропоновано алгоритми реалізації методу перестановочного декодування, що володіють новизною технічного рішення, які сприяють підвищенню надійності функціонування кодеків.

Напрямок подальших досліджень У перспективі з метою підвищення надійності об'єктових мереж пропонується досліджувати поєднання перестановочного декодування і кластерного розбиття простору кодових векторів для оцінки можливостей застосування в розроблюваних кодеках на основі нейромережових технологій з глибоким навчанням.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Аджемов А. С., Санников В. Г. Общая теория связи. Учебник для вузов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 624 с.
2. Бабанов Н. Ю., Гладких А. А., Наместников С. М., Шахтанов С. В. Свойства циклических структур в системе перестановочного декодирования избыточных кодов / Автоматизация процессов управления. – 2020. – №2(60). – С. 101 – 108.
3. Бабанов Н.Ю., Шахтанов С. В. Циклические свойства орбит перестановок когнитивной карты перестановочного декодера систем реального времени // Проектирование и технология электронных средств. – 2020. – № 4. – С. 37-43.
4. Борисов В. В., Круглов В. В., Федулов А. С. Нечеткие модели и сети. – М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 284 с.
5. Бурдин А .В. Моделирование маломодовых оптических волокон с уменьшенной дифференциальной модовой задержкой в «С»-диапазоне длин волн // Труды учебных заведений связи № 1, 2016 СПбГУТ 2016 С. 32-37
6. Бурдин А. В., Бурдин В. А., Андреев В. А. Моделирование кварцевых многомодовых оптических волокон транспортных сетей связи нового поколения // Прикладная фотоника. - 2014 № 2. – С. 24 – 47
7. Васильев А. Б., Воронин В. Г., Камынин В. А., Лукиных С. Н., Наний О. Е. Механизмы потерь в одномодовых волоконно-оптических линиях связи. Методическое и учебное пособие. / Москва, МГУ. 2016 - 43с.
8. Ганин Д. В., Тамразян Г. М., Шахтанов С. В., Саид Б., Бакурова А.Д. Процедура поиска множества вырожденных матриц в системе перестановок двоичного блочного кода. // Автоматизация процессов управления. – 2019. – № 4 (58). – С.82-89.
9. Ганин Д. В., Шахтанов С. В. Перестановочное декодирование в системе произведения избыточных кодов. // Сборник научных трудов III Научного форума «Телекоммуникации: теория и технологии» ТТТ-2019. Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2019. XXI международная

научнотехническая конференция. – Казань: КНИТУ-КАИ, 2019. – Т.1 – С.145-147.

10. Гладких А. А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными // Электросвязь. – 2017. – № 8. – С. 52–56.

11. Гладких А. А., Бакурова А.Д., Меновщиков А.В., Саид Б.А.С., Шахтанов С.В. Фрактальная кластеризация групповых кодов в системе вложенных полей Галуа. // Автоматизация процессов управления. – 2020. – № 4 (62). – С.85-92.

12. Гладких А. А., Овинников А.А., Тамразян Г. М. Математическая модель когнитивного перестановочного декодера / Цифровая обработка сигналов. – 2019. – № 1. – С.14-19.

13. Гладких А. А., Климов Р. В., Чилихин Н. Ю. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения. – Ульяновск : УлГТУ, 2016. – 258 с.

14. Гладких А. А., Пчелин Н. А., Шахтанов С. В. Минимизация объёма памяти когнитивной карты декодера в системе поиска эквивалентных кодов // Радиотехника. – 2018. – № 6. – С. 38–41.

15. Гладких А. А., Шагарова А. А., Шахтанов С. В. Перестановочное декодирование недвоичного избыточного кода на базе когнитивного подхода. // Сборник докладов XXIV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь». – Воронеж, 2018. – Т.1. – С.230-240.

16. Давыдов А.В., Мальцев А. А. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования. - Нижний Новгород: ННГУ, 2014. - 123 с.

17. Давыдов И. Ю., Козлов Д.А., Шахтанов С. В., Шибаета М.Ю. Перестановочное декодирование в системе комбинаций кодовых конструкций при оценке биометрических данных. // Автоматизация процессов управления. – 2019. – № 2 (56). – С.85-92.

18. Драко А. М., Романенко Д. М. Особенности нейросетевого декодирования линейных блочных кодов // Труды БГТУ. – 2015. – № 6.– Физико-математические науки и информатика. – С. 166-170 .

19. Ибрагимов Р.З., Фокин В.Г. Исследование устойчивости оптических систем на линиях с одномодовыми волокнами без компенсации хроматической дисперсии // Телекоммуникации, №8, 2015. – С. 40 – 43.

20. Камино Дж. Стандарты внутриобъектового многомодового волокна // Первая миля. – 2019. – №3. – С. 42 – 47.

21. Когновицкий О. С., Охорзин В. М. Теория помехоустойчивого кодирования. Ч 1. Циклические коды. - СПб.: СПбГУТ, 2015. - 84 с.

22. Когновицкий О. С., Охорзин В. М., Небаев И. А. Теория помехоустойчивого кодирования. Ч 2. Сверточные коды. Турбокоды. - СПб.: СПбГУТ, 2015. - 64 с.

23. Комашинский В. И., Комашинский Д. В. Когнитивная метафора в развитии телекоммуникационных и промышленных сетевых инфраструктур, или первые шаги к постинформационной эпохе // Технологии и средства связи. – 2015.– № 1. С. 62–66.

24. Николаев Д.Б., Мартынов А.П., Фомченко В.Н. Технические средства и методы обеспечения безопасности информации : Учебное пособие. Саров ФГУП «РФЯЦ – ВНИИЭФ», 2015. – 394 с.

25. Осокин А.Н., Мальчуков А.Н. Теория информации: учебное пособие. - Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. - 208 с.

26. Рекомендация МСЭ-Т G.651.1 Характеристики многомодового волоконно-оптического кабеля. ITU: Международный союз электросвязи // Швейцария, Женева, 2017 - 28 с.

27. Рекомендация МСЭ-Т G.652 Характеристики одномодового волоконнооптического кабеля. ITU: Международный союз электросвязи // Швейцария, Женева, 2017 - 28 с.

28. Тезадов Я., Отрадных С., Голубятников Е., Мандрик А., Коротков Н. Оборудование 200G в региональных и магистральных ВОЛС: компромисс цены и дальности передачи // Первая миля. – 2019. – №3. – С. 66 – 68.

29. Флах П. Машинное обучение. Наука и искусство построения алгоритмов, которые извлекают знание из данных / пер. с англ. А.А. Слинкина. – М. : ДКМ Пресс, 2015. – 400 с.

30. Шахтанов С.В. Метод зашумления каналов передачи данных на основе недвоичных эквивалентных кодов. // Сборник докладов XXV Международной научно - технической конференции «Информационные системы и технологии» ИСТ-2019 Н. Новгород, НГТУ 2019 С.65-70.

31. Шахтанов С.В. Недвоичные избыточные коды в процедуре перестановочного декодирования // Сборник докладов 2-й Всероссийской конференции «Современные технологии обработки сигналов» СТЭС-2019. – Москва, 2019. – С.169-173.

32. Шахтанов С.В. Перестановочное декодирование двоичных избыточных кодов как решение задачи повышения энергетического выигрыша кода при мягких методах обработки данных в системах управления с амплитудной и фазовой модуляцией. // Сборник научных трудов II Научного форума Телекоммуникации: теория и технологии ТТТ-2017. Проблемы техники и технологий телекоммуникаций ПТиТТ-2017 XVIII международной наудотехнической конференции. – Казань: КНИТУ-КАИ, 2017. – Т.1 – С.217-219.

33. Шахтанов С.В. Перестановочное декодирование на базе упорядоченной когнитивной карты // Сборник докладов 1-й Всероссийской конференции «Современные технологии обработки сигналов» СТЭС-2018.Москва, 2018 г. С.190-194.

34. Шахтанов С.В. Перестановочное декодирование недвоичных избыточных кодов // Вестник НГИЭИ. – 2017. – № 8 (75). – С.7 -14.

35. Шахтанов С.В. Повышение энергоэффективности беспроводных сенсорных сетей на основе метода перестановочного декодирования при минимизации объёма памяти когнитивной карты декодера. // Сборник докладов Международной научно-практической конференции «Современная наука:

актуальные проблемы и перспективы развития» Княгинино, НГИЭУ 2018 С. 305-310.

36. Шахтанов С.В. Повышение эффективности беспроводных сенсорных сетей на основе энергетического выигрыша кода с применением мягких решений символа // Труды 20-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» DSPA-2018. – Москва, 2018. – С.376-381.

37. Шахтанов С.В. Применение алгоритмических и кодовых методов повышения достоверности в сенсорных сетях. // Сборник докладов XXIV конференции «Информационные системы и технологии» ИСТ-2018, посвящённой 100-летию Нижегородской радиолоборатории Н. Новгород, НГТУ 2018 С.642-547.

38. Шахтанов С.В. Применение перестановочного декодирования недвоичных эквивалентных кодов для зашумления каналов передачи данных. // Сборник трудов XXV Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь», RLNC*2019, посвящённой 160-летию со дня рождения А.С. Попова Воронеж, ВГУ, 2019. Том 1, С. 398-406.

39. Gladkikh A. A., Andriyanov N.A., Volkov Al. K., Volkov An. K., Shakhtanov S.V. Development of Network Training Complexes Using Fuzzy Models and Noise-Resistant Coding // International Conference on Aviaemechanical Engineering and Transport (AviaENT 2019), 2019. pp 373-379.

40. Gladkikh A. A., Ganin d. V., Menovshchikov A. K., Shakhtanov S.V., Shibaeva M.J. Permutational Cognitive Decoding of Nonbinary Redundant Codes and Their Statistical Characteristics // Journal of Mechatronics, Automation and Identification Technology Vol. 4, No.1, (2019). pp. 28 -33.

41. Glfdkikh A.A., Mishin D.V., Chilikhin N.Y., Ibragimov R. Z. Methods of coherent networks matching with codecs computational capabilities // Proc. SPIE 11146, Optical Technologies for Telecommunications 2018, 1114605 (24 June 2019); <https://doi.org/10.1117/12.2526538>.

42. Gladkikh A. A., Ganin D. V., Pchelin N. A., Shakhtanov S. V., Ochepovsky A. V. Coding Methods and Permutation Decoding in the Systems for Network

Processing of Data // International Journal of Control and Automation Vol. 13, No.1, (2020), pp. 93-110.

43. Варгатюк Г.Л., Нікітович Д.В., Заєць В.І. Вдосконалення корпоративних телекомунікаційних мереж // Сучасні проблеми інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем (СПРН-2021): матеріали VIII міжнародної науково-практичної конференції, м. Вінниця, 03-05 листопада 2021 р. – Вінниця, ВНТУ, 2021. – 1-4 с.

44. Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.

45. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html

46. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация. ГОСТ 12.2.032-78 Система стандартов безопасности труда. Рабочее место при выполнении работ сидя. Общие эргономические требования [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://vsegost.com/Catalog/31/31970.shtml>

47. ДБН В.2.5-28-2006. Природне і штучне освітлення. – Мінбуд України. – К.: 2006

48. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

49. ДСН 3.3.6.042-99 Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://mozdocs.kiev.ua/view.php?id=1972>

50. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_npaop_0_00-7_15-18_01_ua.php

51. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>

52. СанПіН 2.2.4.1294-03 «Фізичні фактори виробничого середовища. Гігієнічні вимоги до аероіонного складу повітря виробничих і громадських приміщень» - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.ionization.ru/issue/iss5.htm>

53. ДСанПіН 3.3.2.007-98 Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин ЕОМ - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/derz-nor4881.html>

54. СанПіН 2.2.4.1191-03 «Електромагнітні поля у виробничих умовах» - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.vrednost.ru/2241191-03.php>

ФІРЕН

ТІКСТЪ

ВНТУ

ДОДАТКИ

Додаток А
(Технічне завдання)

ФІРЕН
ТКСТБ
ВНТУ

Додаток Б
(обов'язковий)

Узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю

Додаток В
(обов'язковий)

Структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю

Додаток Г
(обов'язковий)

Алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

Додаток Д
(обов'язковий)

Узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком

Додаток Е
(обов'язковий)

Структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком

Додаток Є
(обов'язковий)

Алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри ТКСТБ ВНТУ,
докт. техн. наук, професор
В.М. Кичак
“ _ ” _____ 2021 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
КОГНІТИВНА СИСТЕМА ПЕРЕДАВАННЯ ДАНИХ З ПРЯМИМ
КОРИГУВАННЯМ ПОМИЛОК
08-34.МКР.003.00.000 ТЗ

Керівник роботи
к.т.н., доц. кафедри ТКСТБ ВНТУ
Васильківський М.В.

Виконавець: ст. гр. ТКС-20м
Заєць В.І.

Вінниця-2021

1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету від “24” 09 2021 року № 277 та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 01.09.2021 р.

Дата закінчення: 20.12.2021 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є наукове обґрунтування та розробка алгоритмів, що забезпечують високу надійність обміну даними в об'єктових мережах на базі когнітивних методів реалізації перестановочного декодування.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- розробка технічного завдання;
- виходячи з теоретичних оцінок енергетичної ефективності системи зв'язку, оцінити раціональну порцію введеної в код надмірності для реалізації перестановочного декодування блокових систематичних кодів;
- здійснити модифікацію правила формування МРС у двійковому гаусовому каналі зв'язку для різних видів модуляції з метою зменшення числа порогів вирішальної схеми без погіршення відомих імовірнісних показників;
- оцінити можливості раціональної побудови пам'яті КФР, в сенсі мінімізації її обсягу, і введення регулярної процедури точного обчислення породжувальної матриці ЕК по будь-якій довільній перестановці нумераторів символів комбінації вихідного коду;
- довести ефективність процедури пошуку негативних перестановок символів кодових комбінацій двійкових кодів на базі спільного використання вагової структури коду і кластерного розбиття простору кодових векторів;

- обґрунтувати і запропонувати методи формування МРС для оптичних систем зв'язку.

Об'єктом дослідження є когнітивна система перестановлюваного декодування, яка використовується для захисту інформації від впливу чинників, що заважають при її передачі в ОВ.

Предметом дослідження є алгоритми когнітивної м'якої обробки надлишкових кодів в системі прямої корекції помилок.

Основними завданнями роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;
- загальне представлення складної системи та особливості побудови телекомунікаційних мереж;
- розвиток математичних моделей обробки даних в системі корпоративних мереж;
- ефективні алгоритми обміну даними на базі декодерів з пам'яттю і зворотним зв'язком;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Розвинений метод формування цілочисельних МРС, на базі поєднання лінійних функцій, які не потребують знання імовірнісних характеристик каналу зв'язку. Отримано нові відомості для подальшого розвитку досліджень, пов'язаних з реалізацією когнітивних методів обробки даних в системі об'єктових мереж. Внесений внесок в теорію кластерного розбиття простору кодових векторів, що відкриває шлях до обчислення непродуктивних перестановок на регулярній основі.

Практична значимість роботи полягає в строгому, теоретично обґрунтованому виборі параметрів двійкових надлишкових кодів, пропонувані для використання у об'єктових мережах для вирішення питань випереджаючого захисту від помилок на базі ПД, істотному спрощенні реалізації вирішальної схеми формування цілочисельних МРС, застосування

якої стає можливим в перспективних оптичних лініях зв'язку. Особливого значення набуває запропонована схема регулярного обчислення вироджених матриць ЕК на базі кластеризації простору кодових векторів і використання циклічних властивостей підстановок. Запропоновано нові алгоритми обробки даних з використанням ПД.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Робота базується на результатах звіту із переддипломної практики “Когнітивна система передавання даних з прямим коригуванням помилок”, який виконувався у ВНТУ у 2021/2022 н.р. Під час підготовки магістерської кваліфікаційної роботи будуть використані матеріали цього звіту.

Список використаних джерел розробки:

3.1 Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и применение / Бернард Скляр ; [пер. с англ]. – М.: Изд. Дом “Вильямс”, 2003. – 1104с.

3.2 Аджемов А.С., Санников В.Г., Общая теория связи. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 624 с.

3.3 Борисов В. В., Круглов В. В., Федулов А. С. Нечеткие модели и сети. – М. : Горячая линия – Телеком, 2017. – 284 с.

3.4 Васильев А. Б., Воронин В. Г., Камынин В. А., Лукиных С. Н., Наний О. Е. Механизмы потерь в одномодовых волоконно-оптических линиях связи. Методическое и учебное пособие. / Москва, МГУ. 2016 - 43с.

3.5 Гладких А. А., Климов Р. В., Чилихин Н. Ю. Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения. – Ульяновск : УлГТУ, 2016. – 258 с.

3.6 Давыдов А.В., Мальцев А. А. Введение в теорию помехоустойчивого кодирования. - Нижний Новгород: ННГУ, 2014. - 123 с.

3.7 Когновицкий О. С., Охорзин В. М. Теория помехоустойчивого кодирования. Ч 1. Циклические коды. - СПб.: СПбГУТ, 2015. - 84 с.

3.8 Когновицкий О. С., Охорзин В. М., Небаев И. А. Теория помехоустойчивого кодирования. Ч 2. Сверточные коды. Турбокоды. - СПб.: СПбГУТ, 2015. - 64 с.

3.9 Комашинский В. И., Комашинский Д. В. Когнитивная метафора в развитии телекоммуникационных и промышленных сетевых инфраструктур, или первые шаги к постинформационной эпохе // Технологии и средства связи. – 2015.– № 1. С. 62–66.

3.10 Николаев Д.Б., Мартынов А.П., Фомченко В.Н. Технические средства и методы обеспечения безопасности информации : Учебное пособие. Саров ФГУП «РФЯЦ – ВНИИЭФ», 2015. – 394 с.

3.11 Осокин А.Н., Мальчуков А.Н. Теория информации: учебное пособие. -Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2014. - 208 с.

3.12 Флах П. Машинное обучение. Наука и искусство построения алгоритмов, которые извлекают знание из данных / пер. с англ. А.А. Слинкина. – М. : ДКМ Пресс, 2015. – 400 с.

3.13 Положення про кваліфікаційні роботи на другому (магістерському) рівні вищої освіти у Вінницькому національному технічному університеті / Уклад. А. О. Семенов, Л. П. Громова, Т.В. Макарова, Сердюк О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2021 – 60 с.

3.14 Кухарчук В.В., Ігнатенко О.Г., Обертюх Р.Р. Методичні вказівки до оформлення дипломних проєктів (робіт) для студентів всіх спеціальностей.- В.: ВДТУ, 2002.

3.15 Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проєктах та роботах. Навчальний посібник. – В.: ВДТУ, 2003.

3.16 ДСТУ 3008-2015. Інформація та документація, звіти у сфері науки і техніки.- К.: ДП «УкрНДНЦ», 2016.

3.17 Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Э.Т.Романьчевой.- М: Радио и связь, 1989.

3.18 Бортник Г.Г., Васильківський М.В. Методичні вказівки до підготовки магістерських кваліфікаційних робіт для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» усіх форм навчання.- Вінниця:ВНТУ, 2018.- 50 с.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи ТКС-20 м Заєць В.І.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати наукове обґрунтування та розробку алгоритмів, що забезпечують високу надійність обміну даними в об'єктових мережах на базі когнітивних методів реалізації перестановочного декодування.

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

- діапазон значень ймовірності помилкових МРС при двійковій амплітудній модуляції – $1,7 \times 10^{-2}$ - $1,0 \times 10^{-3}$;
- діапазон значень ймовірності помилкових МРС при двійковій фазовій модуляції – $1,4 \times 10^{-2}$ - $1,3 \times 10^{-3}$;
- діапазон зміни значень Q-фактору ТКС – 6-17;
- діапазон зміни значення ймовірності помилки на біт - $2,73 \times 10^{-2}$ - $7,38 \times 10^{-13}$;
- швидкість передавання потоків даних – 25 Гбіт/с;
- тип кодування – коди Хемінга;
- порогове значення коефіцієнта помилок для декодера АМ із зворотнім зв'язком при повторному прийманні даних - $5,2 \times 10^{-4}$;

- порогове значення коефіцієнта помилок для декодера АМ без зворотнього зв'язку при однократному прийманні даних - $4,0 \times 10^{-5}$;

- порогове значення коефіцієнта помилок для декодера ФМ - $5,0 \times 10^{-4}$;

- виграш у відношенні сигнал/шум для АМ при малих МРС – 2,5 дБ.

При розробці телекомунікаційних систем слід максимально використовувати стандартні та уніфіковані деталі.

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	01.09.2021р.	10.09.2021р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	11.09.2021р.	17.09.2021р.	Проведений аналіз	Вступ. Розділ 1.
3.	Загальне представлення складної системи та особливості побудови телекомунікаційних мереж	18.09.2021р.	01.10.2021р.	Проведений аналіз	Розділ 2
4.	Розвиток математичних моделей обробки даних в системі корпоративних мереж	02.10.2021р.	29.10.2021р.	Розроблений метод	Розділ 3
5.	Ефективні алгоритми обміну даними на базі декодерів з пам'яттю і зворотним зв'язком	30.10.2021р.	19.11.2021р.	Розроблений алгоритм	Розділ 4
6.	Аналіз економічної ефективності	20.11.2021р.	30.11.2021р.	Економічна частина МКР	Розділ 5

7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	01.12.2021р.	06.12.2021р.	Частина ОП та БНС	Розділ 6
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	07.12.2021р.	13.12.2021р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Нормоконтроль, попередній захист, опонування МКР	14.12. 2021р.	17.12.2021р.	Позитивні відзиви	Відгуки
10.	Захист МКР ЕК		20.12.2021р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю;
- структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю;
- алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю;
- узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком;
- структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком;
- алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком;
- економічна частина МКР;
- розділ ОП та БНС;
- рекомендації щодо подальшого використання розробленого алгоритму.

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі телекомунікацій:

- Регіональний Центр експлуатації телекомунікаційної мережі України шляхом теоретично обгрунтованому виборі параметрів двійкових надлишкових кодів, пропонованих для використання у об'єктових мережах для вирішення питань випереджаючого захисту від помилок на базі ПД, істотному спрощенні реалізації вирішальної схеми формування

цілочисельних МРС, застосування якої стає можливим в перспективних оптичних лініях зв'язку;

- ПАТ “Укртелеком” шляхом впровадження схеми регулярного обчислення вироджених матриць ЕК на базі кластеризації простору кодових векторів і використання циклічних властивостей підстановок в ТКС.

Очікуваний техніко-економічний ефект. Розвинений метод формування цілочисельних МРС, на базі поєднання лінійних функцій, які не потребують знання імовірнісних характеристик каналу зв'язку. Отримано нові відомості для подальшого розвитку досліджень, пов'язаних з реалізацією когнітивних методів обробки даних в системі об'єктових мереж. Внесений внесок в теорію кластерного розбиття простору кодових векторів, що відкриває шлях до обчислення непродуктивних перестановок на регулярній основі.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- техніко-економічне обґрунтування розробки;

- узагальнену структурну схему перестановочного декодера з пам'яттю;
- структурну схему перестановочного декодера з пам'яттю;
- алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю;
- узагальнену структурну схему перестановочного декодера зі зворотним зв'язком;
- структурну схему перестановочного декодера зі зворотним зв'язком;
- алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;
- рекомендації щодо подальшого використання алгоритму.

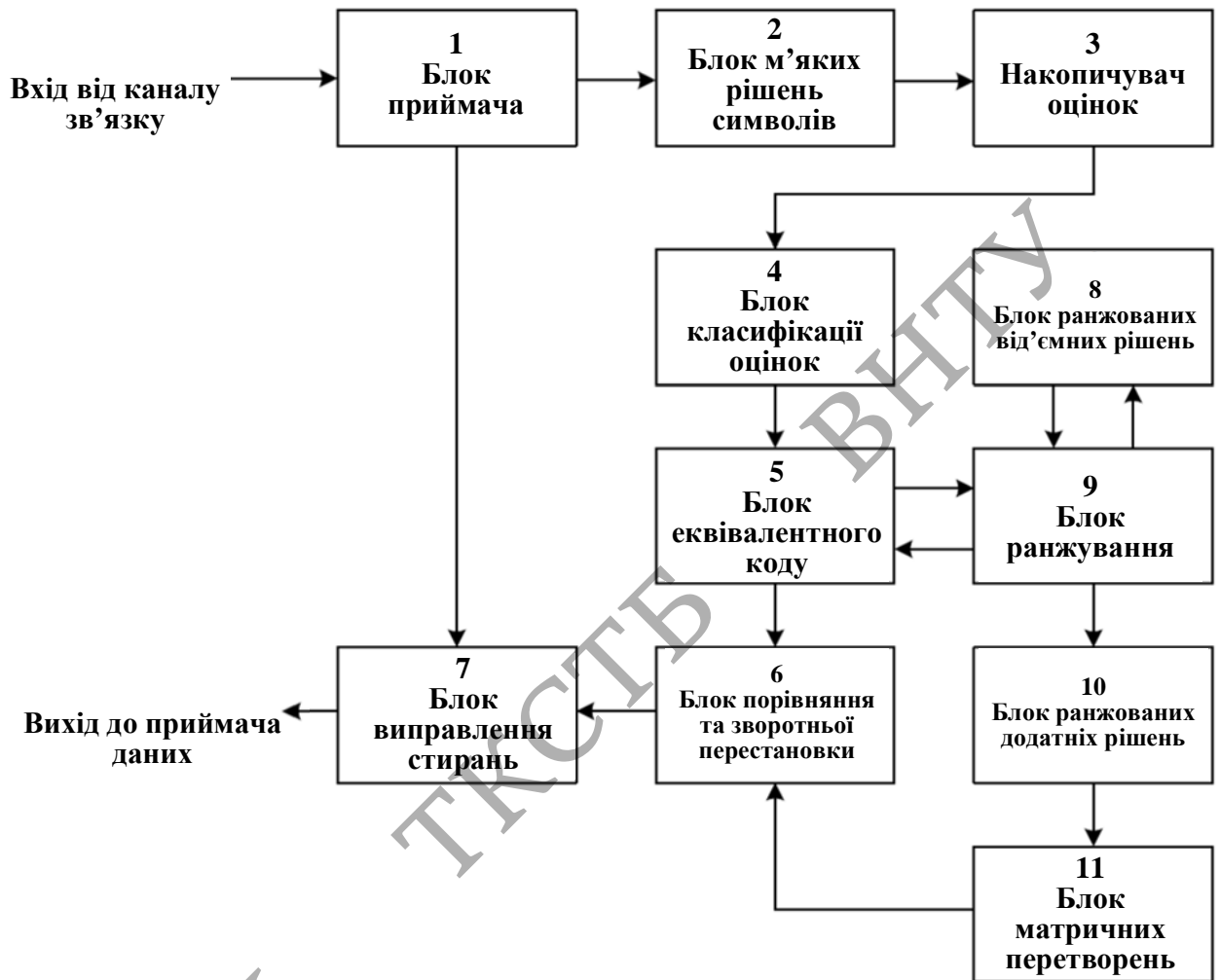
11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.



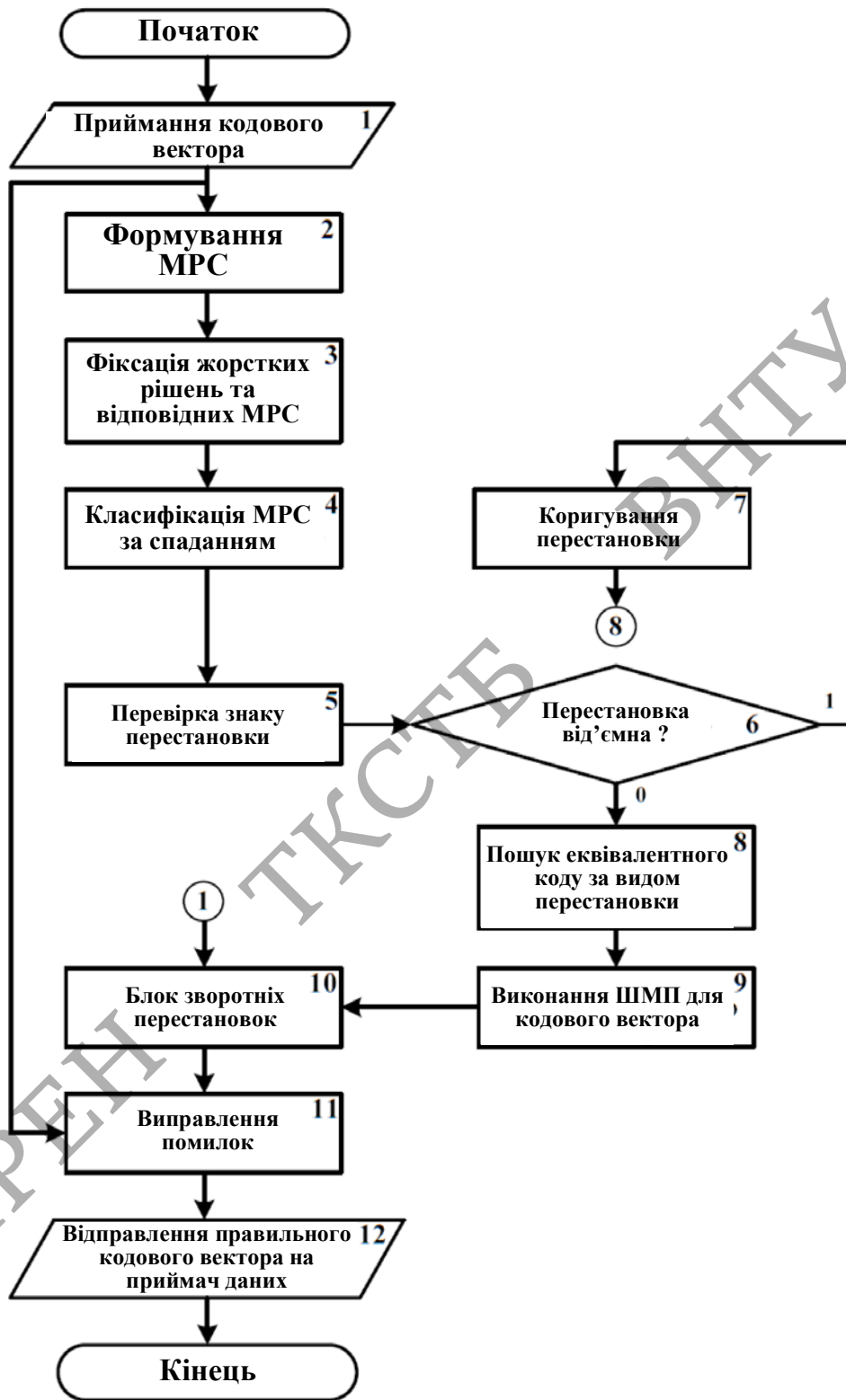
ФІРЕН

					08-34. МКР.003.00.000 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Заєць В.І.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Васильківський М.В.				1	1
Реценз.					ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Васильківський М.В.					
Затверд.		Кичак В.М.					
Узагальнена структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю							



ФІРЕН

					08-34. МКР.003.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Заєць В.І.			Структурна схема перестановочного декодера з пам'яттю	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Васильківський М.В.					1	1
Реценз.						ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Васильківський М.В.						
Затверд.		Кичак В.М.						



					08-34. МКР.003.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Заєць В.І.			Алгоритм роботи перестановочного декодера з пам'яттю	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Васильківський М.В.					1	1
Реценз.						ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Васильківський М.В.						
Затверд.		Кичак В.М.						

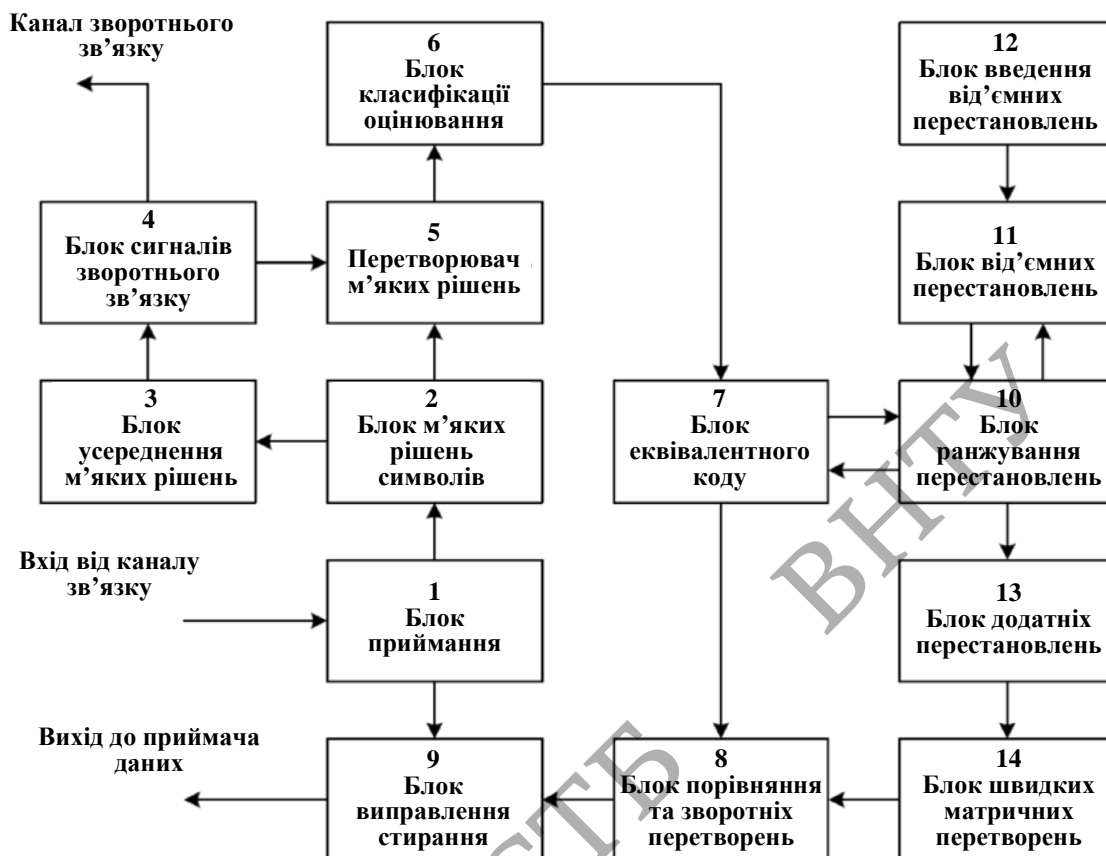


ФІРЕН

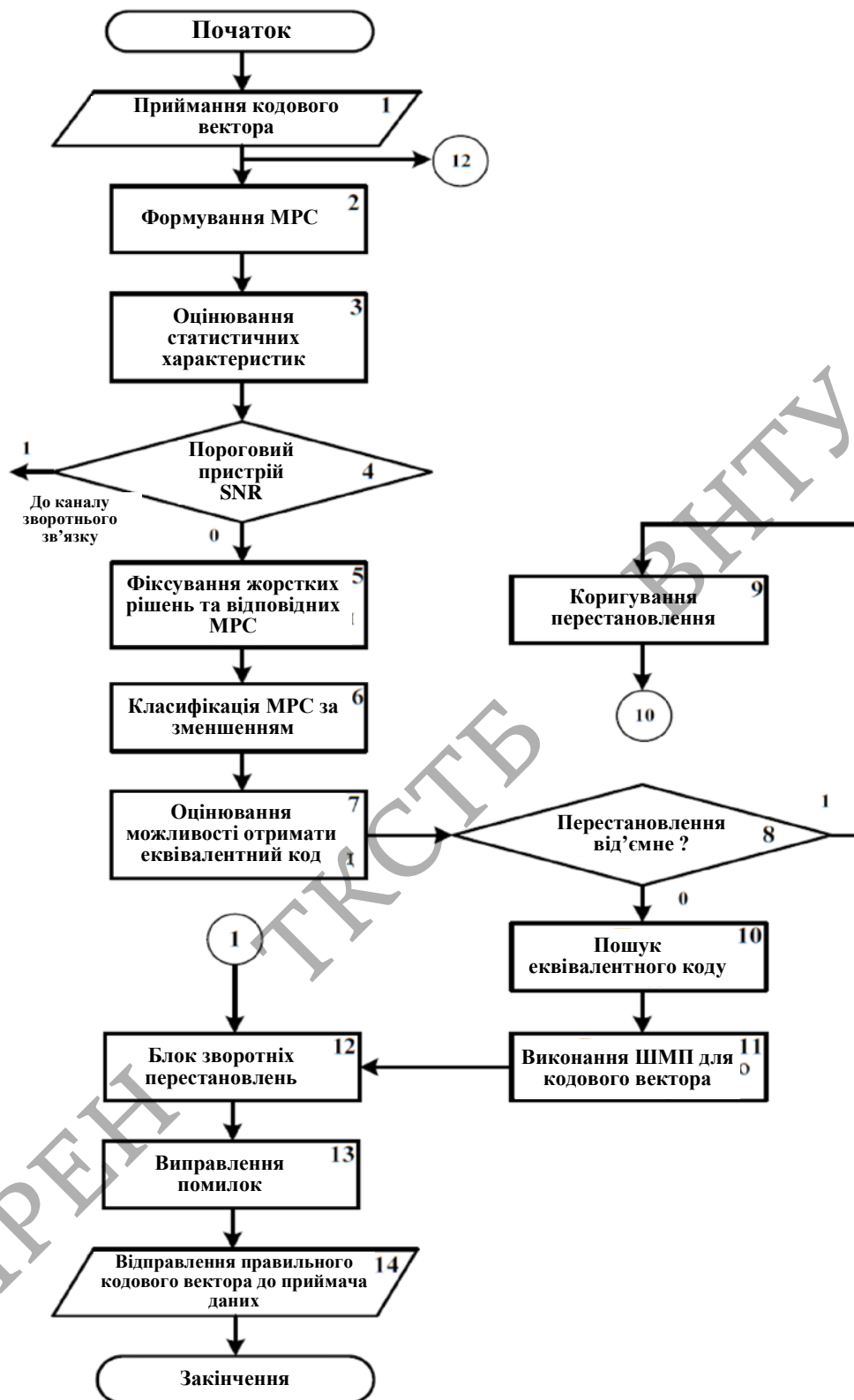
ТКСТБ

ВНТУ

					08-34. МКР.003.00.000 Е8		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Заєць В.І.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Васильківський М.В.				1	1
Реценз.					ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Васильківський М.В.					
Затверд.		Кичак В.М.					
Узагальнена структурна схема перестановочного декодера зі зворотним зв'язком							



					08-34. МКР.003.00.000 Е8					
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата	Структурна схема перетановочного декодера зі зворотним зв'язком					
Розроб.	Заєць В.І.							Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.	Васильківський М.В.								1	1
Реценз.								ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.	Васильківський М.В.									
Затверд.	Кичак В.М.									



					08-34. МКР.003.00.000 Е8			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Заєць В.І.			Алгоритм роботи перестановочного декодера зі зворотним зв'язком	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Васильківський М.В.					1	1
Реценз.						ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Васильківський М.В.						
Затверд.		Кичак В.М.						