

**ІВАНО-ФРАНКІВСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
НАФТИ І ГАЗУ**

На правах рукопису

Яцків Василь Васильович

УДК 681.3.053+681.324

**МЕТОДИ КОДУВАННЯ ТА ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ
ПОВІДОМЛЕНЬ В РОЗПОДІЛЕНИХ СИСТЕМАХ З
ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ**

05.13.13 – обчислювальні машини, системи та мережі

**Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата
технічних наук**

Науковий керівник

Николайчук Ярослав Миколайович

доктор технічних наук, професор

Івано-Франківськ – 2001

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	5
ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1	
МЕТОДИ КОДУВАННЯ ТА ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ В РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ	
1.1. Дослідження архітектури комп'ютерних систем контролю та управління розподіленими об'єктами	14
1.2. Коди фреймів в одноканальних та багатоканальних цифрових системах	20
1.3 Коди протоколів стільникових та пейдженгових систем	26
1.4. Аналіз методів кодування даних при використанні різних базисів	31
1.4.1. Теоретичні основи та кодові матриці дискретних базисів	31
1.4.2. Формувачі та цифрові перетворювачі кодових базисів	37
1.5. Аналіз систем передавання даних з відкритим оптичним каналом зв'язку	39
ВИСНОВКИ	44
 РОЗДІЛ 2	
ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВОГО КОДУВАННЯ ДАНИХ НА ЛОГІЧНОМУ ТА ФІЗИЧНОМУ РІВНЯХ	
2.1. Теоретико-аналітичне дослідження одновимірних методів кодування та фізичного представлення сигналів	45
2.2. Теоретичний аналіз та оцінка ефективності модифікованих сигнальних просторів	50
2.3. Розробка нових методів кодування даних на основі розширення	

ансамблів сигналів	62
2.4. Інтегрально-імпульсний метод кодування даних в базисі Галуа	68
2.5. Кодування інформаційних кадрів в багатоканальних системах на основі базису Галуа	75
ВИСНОВКИ	78

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РКС З ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ

3.1. Розробка архітектури РКС з оптичним каналом зв'язку	79
3.2. Обґрунтування системних параметрів передавача і приймача оптичних сигналів	85
3.3. Розробка структури кодера та декодера оптичної лінії зв'язку	89
3.4. Фізична модель оптичної лінії зв'язку	93
3.5. Розробка дослідної установки формування та цифрової обробки сигналів	96
3.5.1. Цифровий генератор тестових сигналів	96
3.5.2. Інтерфейсний модуль і програмне забезпечення комп'ютерної системи	101
3.6. Дослідження системних параметрів та завадостійкості оптичного каналу зв'язку	102
ВИСНОВКИ	109

РОЗДІЛ 4

МЕТОДИ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ ПОВІДОМЛЕНЬ В РОЗПОДІЛЕНИХ СИСТЕМАХ З ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ

4.1. Кореляційна обробка та розпізнавання сигналів	111
4.2. Асинхронно-згортковий метод кореляційної цифрової	

обробки сигналів	116
4.3. Цифрова обробка та структура декодера фазових портретів гармонічних сигналів	123
ВИСНОВКИ	130

РОЗДІЛ 5

ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РОЗПОДІЛЕНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ З ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ

5.1. Розробка схемотехнічних рішень передавача та приймача оптичних сигналів	131
5.2. Структурна схема та реалізація активного оптичного ретранслятора	136
5.3. Електронні модулі кодування та передавання даних РКС контролю товарно-сировинних резервуарів	138
5.4. Система формування, цифрової обробки та передавання даних від верстатів-гойдалок нафтовидобувної промисловості	142
ВИСНОВКИ	145
ОСНОВНІ ВИСНОВКИ	146
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	148
ДОДАТКИ	
Додаток А	156
Додаток Б	158
Додаток В	164

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

РКС –	розподілена комп'ютерна система
АС –	автоматизована система
НКМ –	низова комп'ютерна мережа
ЛКМ –	локальна комп'ютерна мережа
ВОЛЗ –	волоконно-оптична лінія зв'язку
ШПС –	шумоподібні сигнали
ОУ –	об'єкт управління
ДІ –	джерело інформації
СПД –	система передавання даних
ЗМ –	змінно якісна маніпуляція
КТФМ –	квазітрийкова фазова маніпуляція.
ІМ –	інтегрально-імпульсний метод
КТФІМ –	квазітрийковий фазо-імпульсний метод
ПЛМ –	програмовані логічні матриці
ОЛЗ –	оптична лінія зв'язку
АЗМ –	асинхронно-згортковий метод
СЗК –	система залишкових класів
ОП –	оптичний передавач
ОАР –	оптичний активний ретранслятор
ЛКО –	логічний контролер об'єкта
ОПР –	оптичний приймач

ВСТУП

Сучасний розвиток комп'ютерної техніки та методології побудови автоматизованих систем управління вимагає інтенсивного розвитку теорії та методологічних основ інформаційної технології.

Водночас із високими темпами розвитку засобів обчислювальної техніки та їх програмно-математичного забезпечення найбільш гостро відчувається відставання розвитку і впровадження низових комп'ютерних мереж, що сформовані на межі вимірювальної, інформаційної та обчислювальної техніки.

Особливе значення має розроблення і впровадження НКМ для розподілених об'єктів, наприклад стратегічно важливої для країни нафтовидобувної промисловості, яка визначає ряд специфічних вимог до технічних засобів контролю та управління. Об'єкти нафтовидобувної промисловості характеризуються вибухонебезпечністю, екстремальними умовами експлуатації устаткування, високою вартістю матеріальних втрат і рівнем забруднення навколишнього середовища при виникненні аварії. Це змушує переосмислювати й допрацьовувати типові рішення, а нерідко розвивати нові технічні і методичні підходи при створенні спеціальних комплексів вимірювального та обчислювального устаткування.

Розподіленість об'єктів нафтогазової промисловості, зокрема установок видобутку, транспортування та зберігання нафти і газу ставить завдання ефективної реалізації каналів зв'язку, передавання повідомлень і організації роботи НКМ в умовах інтенсивних промислових завод.

Широке використання і добре відпрацьовані рішення для організації зв'язку на основі мідних та волоконно-оптичних ліній не завжди зручні, головним чином із-за великих затрат засобів і часу на прокладання нових комунікацій. Старі комунікації вже не справляються з об'ємами інформації, яку необхідно передавати. В даний час для безпроводного обміну інформацією використовуються радіо модеми, радіорелейні лінії,

мікрохвильові цифрові передавачі. Однак ефір перенасичений і одержати дозвіл на використання радіообладнання не просто, а інколи і неможливо.

Перспективним напрямом розв'язання даної проблеми є орієнтація на безпроводний комп'ютерний зв'язок на основі радіосистем з шумоподібними сигналами та лазерних активних ретрансляторів. Важливу роль при цьому відіграє вибір ефективної інформаційної технології.

Вдосконалення сучасної інформаційної технології і формування великих баз даних стимулюють розвиток засобів зв'язку, які забезпечують високу швидкість і надійність передавання інформації.

Методологічні основи теорії цифрової обробки даних розроблені відомими вченими: Т. Харисоном, Максом Ж., Фритчем В., Маліновським Б.Н, Боюном В.П., Палагіним А.В.

Основи теорії інформації та статистичної теорії зв'язку були розроблені відомими вченими, зокрема: Шенноном К., Мартінім Дж., Колмогоровим А.Н., Зюко А.Г., Лучуком А.М., Харкевичем А.А., Фінком Л.М., Буніним С.Г., Жураковським Ю.П.

Значний внесок в розвиток теорії, методології вертикальної інформаційної технології, включаючи теоретичні основи базису Галуа, зробили Николайчук Я.М., Петришин Л.Б.

Фундаментальні фізичні відкриття в області генерування індукційного висококогерентного електромагнітного випромінювання привели до появи квантової електроніки, і стали основою для дослідження високоінформативних оптичних каналів зв'язку.

Вже на даному етапі розвитку лазерної техніки, системи зв'язку оптичного діапазону можуть замінити або ефективно доповнювати звичайні радіосистеми.

Розробка АС контролю та управління розподіленими об'єктами на основі вертикальної інформаційної технології та лазерних ліній зв'язку відкриває широкі можливості успішної інформатизації різних галузей промисловості, зокрема нафтогазового комплексу.

Актуальність теми. Освоєння масового виробництва мікропроцесорної техніки та значне зниження вартості і габаритів промислових контролерів та телекомунікаційного обладнання створили необхідні передумови для розробки на їх основі систем контролю та керування розподіленими об'єктами.

Правильний вибір ефективних систем кодування є основою для підвищення техніко-економічних показників елементів і пристроїв розподілених комп'ютерних систем (РКС). Важливим фактором є науково обгрунтоване встановлення ефективних областей застосування різних типів кодів, їх взаємозв'язків, способів перетворень повідомлень в різних системах кодування. Застосування однотипної кодової системи при вирішенні задач формування, передавання, цифрової обробки і збереження інформації не завжди доцільне.

Аналіз областей ефективного застосування різних кодів дозволяє їх систематизувати, а також здійснити оцінку їх використання в обчислювальних пристроях на рівнях формування, перетворення та цифрової обробки повідомлень. Важливою проблемою в цьому напрямі є розробка теорії та техніки інформаційних технологій в інших теоретико-числових базисах (в тому числі в базисі Уолша, Хаара, Крестенсона, Крейга та Галуа).

Існує ряд важливих практичних застосувань РКС наприклад в нафтогазовій та енергетичній промисловості побудованих на основі безпроводних комп'ютерних мереж.

В той же час насичення радіоканалів в усіх частотних діапазонах ускладнює реалізацію безпроводних ліній зв'язку, які потребують виділення несучих частот і характеризуються високим рівнем промислових завад.

Сучасні успіхи у розробці напівпровідникових лазерних генераторів і приймачів оптичних сигналів та цифрових процесорів при використанні нових методів кодування цифрових даних забезпечує можливість ефективного використання відкритих оптичних каналів зв'язку, та їх широке

застосування в комп'ютерних мережах систем контролю розподіленими об'єктами.

Тому дослідження методів кодування на фізичному рівні, які забезпечують підвищення завадозахищеності, швидкодії, віддалі передавання даних та розробка спеціалізованих обчислювальних пристроїв РКС з відкритим оптичним каналом зв'язку (ОКЗ) є актуальною науково-технічною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Дисертація виконана в рамках плану наукових досліджень, які проводяться кафедрою автоматизованого управління Івано-Франківського державного технічного університету нафти і газу (ІФДТУНГ) та Карпатським державним центром інформаційних засобів і технологій Національної Академії Наук України (КД ЦІЗІТ), за держбюджетними темами ІФДТУНГ:

– Д-60 НДР “Розробка теоретичних основ вертикальної інформаційної технології та вдосконалення методів автоматизованого контролю розподілених об'єктів нафтогазовидобувних підприємств”, № 01940001278, ТЗ ИГАЦ-537-98;

– НДР “Розробка методологічних основ (теорії, моделей, алгоритмів, процедур і технічних засобів) діагностування і автоматизованого управління об'єктами нафтогазового комплексу України” (ТЗ ИГАУ-573/99).

Науково-технічна програма КД ЦІЗІТ та Інституту мікропроцесорних систем керування об'єктами електроенергетики НАН України (ІМСКОЕ) “Створення концепції інформаційно-керуючих систем контролю та обліку енергоносіїв, систем керування технологічними процесами електроенергетичних об'єктів та захисту їх обладнання” Львів, 1997р.

Мета і задачі дослідження.

Метою дослідження є підвищення завадостійкості, віддалі передавання даних при заданій ймовірності помилки, швидкодії, інформативності

розподілених комп'ютерних систем з оптичним каналом зв'язку на основі нових ефективних методів кодування та цифрової обробки повідомлень. Для досягнення мети роботи необхідно вирішити такі задачі:

- проаналізувати системні параметри та обґрунтувати архітектури безпроводних РКС реального часу;
- виконати теоретичний аналіз та оцінку ефективності модифікованих сигнальних просторів;
- розробити методи кодування сигналів з самосинхронізацією для РКС відкритим з оптичним каналом зв'язку;
- обґрунтувати параметри та розробити схемотехнічні рішення передавача і приймача оптичних сигналів;
- створити оптичні активні ретранслятори (ОАР) комп'ютерних мереж з відкритим ОКЗ.

Об'єкт дослідження: розподілені комп'ютерні системи з відкритим оптичним каналом зв'язку.

Предмет дослідження: цифрові пристрої приймання та обробки сигналів в комп'ютерних мережах з оптичним каналом .

Методи дослідження: основні наукові результати і висновки одержані на основі теорії інформації, методів кореляційного приймання сигналів, теорії цифрових автоматів та експериментальних досліджень.

Наукова новизна одержаних результатів:

- проведено теоретичне дослідження модифікованих сигнальних просторів, на основі якого розроблені нові методи кодування та передавання даних з самосинхронізацією, які дозволяють зменшити об'єм службових даних та максимально використати параметри оптичних випромінювачів;
- вперше запропоновано квазітрійковий інтегрально-імпульсний метод кодування даних в базисі Галуа, який дозволяє виправляти однократні помилки та виявляти пакети помилок;

– розроблено асинхронно-згортковий метод кореляційної цифрової обробки повідомлень, який дозволяє зменшити об'єм пам'яті процесорів кореляційних приймачів та виключає необхідність додаткового каналу синхронізації;

– запропоновано новий метод нелінійного перетворення гармонійного сигналу в фазовий портрет в хемінговому просторі залишкових класів, який базується на процедурах обчислення залишків і забезпечує суттєве спрощення цифрового процесора;

– вперше досліджено системні параметри та завадостійкість оптичних комп'ютерних систем зв'язку в умовах Прикарпаття при впливі різних кліматичних факторів (туману, дощу, снігу) та характеристику діаграми направленості приймача і передавача оптичних сигналів на базі розробленої і виготовленої експериментальної установки.

Практичне значення одержаних результатів:

– розроблені ретрансляційна та кільцева структура автоматизованих систем контролю розподіленими об'єктами на основі активних оптичних ретрансляторів;

– розроблені, виготовлені і випробувані в промислових умовах цифрові пристрої приймача і передавача оптичних сигналів;

– розроблені і впроваджені на об'єктах нафтовидобувної промисловості електронні модулі передавання даних для зірково-магістральної архітектури;

– створені цифрові пристрої для реалізації РКС на основі активних оптичних ретрансляторів, які забезпечують суттєве зменшення вартості комунікаційного обладнання, та необхідний рівень завадостійкості передавання даних;

– Реалізована дослідна партія ОАР.

Теоретичні і практичні результати дисертаційної роботи використані та впроваджені:

- в науково-дослідних роботах, що проводились в науково-дослідному інституті нафтогазових технологій ІФДТУНГ;

- в науково-дослідних роботах лабораторії проблем інформаційних технологій ІФДТУНГ, “Розробка теоретичних основ вертикальної інформаційної технології та вдосконалення методів контролю розподілених об’єктів нафтогазовидобувних підприємств” (ТЗ ИГАУ-573/98);

– в дослідно-конструкторських роботах, що проводились Карпатським державним центром інформаційних засобів і технологій НАН України:

АТ “Нафтохімік Прикарпаття” “Розробка та поставка обладнання системи СВР-2”, договір № 01-3М- 0029-00-08; “Виготовлення, поставка, випробування і пусканаладка системи вимірювання рівня в нафтових резервуарах СВР-2” по реконструкції об’єктів ДППН НПЗ “Кінцевий”, договір № 4/98/253;

– на ВАТ “Івано-Франківськцемент” при розробці розподіленої комп’ютерної системи обліку витрати енергоносіїв з використанням відкритого оптичного каналу зв’язку;

– в навчальному процесі кафедри спеціалізованих комп’ютерних систем Тернопільської академії народного господарства при проведенні лекційних, практичних та лабораторних занять з курсів “Системи передавання даних” та “Низові комп’ютерні мережі”.

Особистий внесок здобувача. Основний зміст роботи, всі теоретичні та практичні розробки, висновки і рекомендації виконані автором особисто. З 9 наукових робіт 8 праць написані без співавторів. У публікації, яка написана у співавторстві, здобувачу належить: [6] – дослідження граничних умов завадостійкості цифрового приймача відносно фазо-маніпульованих сигналів на основі обчислювача структурної функції.

Апробація результатів дисертації. Основні наукові результати дисертаційної роботи доповідались та отримали схвалення на 2-ій Міжнародній науково-практичній конференції “Управління

енерговикористанням” (Львів, 1997); науково-технічних конференціях професорсько-викладацького складу ІФДТУНГ (Івано-Франківськ, 1997, 1998, 1999); Міжнародній науково-практичній конференції “Друкотех 2000” (Львів, 2000); науково-практичній конференції “Вчені Прикарпаття про проблеми краю” (Івано-Франківськ, 2000).

Публікації. По результатах виконаних досліджень опубліковано 9 робіт, 6 статей, з них 4 в фахових наукових журналах та збірниках, 3 тезисів доповідей в матеріалах українських та міжнародній конференцій.

Обсяг і структура дисертації. Дисертаційна робота складається із вступу, п’ятьох розділів, висновків, списку використаних джерел і додатків. Загальний об’єм роботи 170 сторінок. Основний зміст викладений на 135 сторінках друкованого тексту, містить 87 рисунків, 8 таблиць. Список використаних джерел 82 найменування. Додатки на 15 сторінках.

РОЗДІЛ 1

МЕТОДИ КОДУВАННЯ ТА ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ ДАНИХ В РОЗПОДІЛЕНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМАХ (РКС)

1.1. Дослідження архітектури комп'ютерних систем контролю та управління розподіленими об'єктами

Одною із основних проблем, які виникають при створенні та застосуванні комп'ютерних технологічних мереж, являється проблема оптимізації їх структури. Для РКС характерно використання багатьох класів і підкласів структур, а також різної кількості вузлів і ліній зв'язку, які з'єднують між собою об'єкти і пункти контролю [1]. Контрольовані об'єкти, об'єкти управління і лінії зв'язку при цьому в багатьох випадках неоднорідні і мають велике число різних параметрів. Тому аналіз і синтез структур проводиться на спрощених моделях, які відображають достатньо достовірно, тільки параметри системи, що розглядається [2].

Структура мережі описується графом $G(A, L)$, який представляє сукупність двох множин: $A = \{a_i\}$, $i = \overline{1, n}$ – кількість вершин системи; $L = \{l_{ij}\}$, $i = \overline{1, n}$; $j = \overline{1, n}$ – матриця ребер, які з'єднують вершини графа. Структура характеризується взаємозв'язком підсистем, які її утворюють.

Складну структуру можна розділити на більш прості структури, кожна з яких в свою чергу може ділитись на більш прості і т.д. до утворення простіших структур.

Відомі чотири типові мережеві структури автоматизованих систем (АС) [3]:

- зіркова (рис.1.1.а);
- магістральна (рис.1.1.б);

- кільцева (рис.1.1.в);
- систолічна (рис.1.1.г).

При зіркоподібній структурі кількість ліній зв'язку дорівнює $(n-1)$, де n – кількість вузлів локальної мережі. Переваги даної структури полягають в розподіленій обробці даних, користування колективною пам'яттю і програмним забезпеченням.

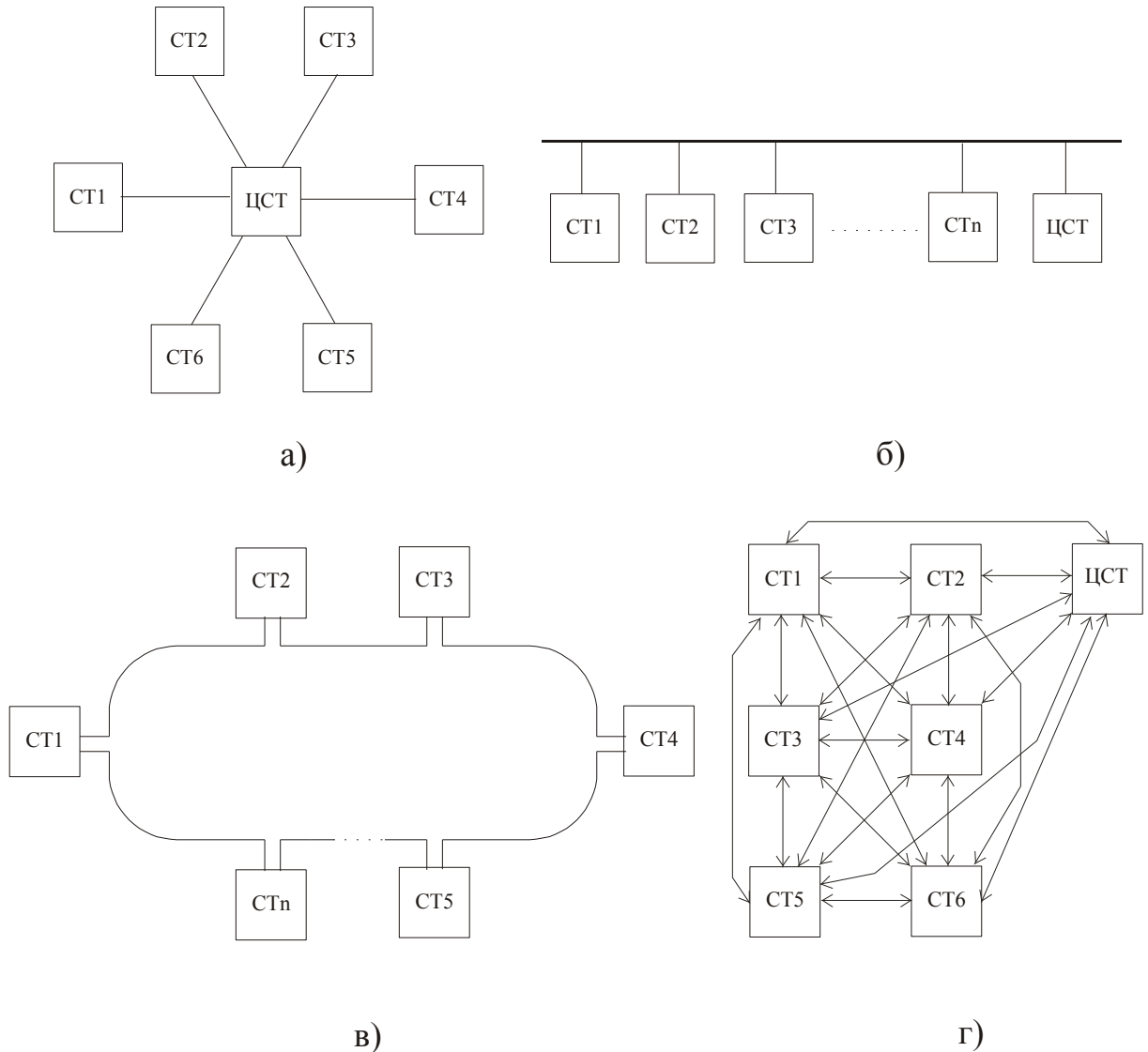


Рис.1.1. Структури НКМ:

- а)–зіркова;
- б)–магістральна;
- в)–кільцева;
- г)–систолічна.

Надійність мережі в основному визначається надійністю центрального вузла.

Зіркоподібну структуру має мережа Arcnet [4, 5]. Це мережа з естафетною передачею повноважень, пакети можуть включати до 516 байт, швидкість 2,5 Мбіт/с. Максимальна кількість вузлів 255.

При магістральній структурі всі станції підключаються паралельно до загальної широкосмужової лінії передавання даних.

Недоліки даної структури полягають в низькій надійності, що обумовлена наявністю однієї магістралі, наявністю конфліктів в процесі доступу до моноканалу [6,7].

Однією із перших серед ЛКМ магістральної структури була створена мережа Ethernet розроблена фірмою Xerox. Технологія Ethernet найбільш поширена в ЛКМ. Так по даних на 1999р. 90% всіх комп'ютерів в ЛКМ були в мережах Ethernet [8].

Третій тип мережі особливо чутливий до розривів лінії зв'язку. Кільцева структура може бути побудована на основі одно і двонаправлених ліній зв'язку. При однонаправленій лінії зв'язку при виході з ладу одного вузла мережа припиняє роботу. При двонаправленій лінії зв'язку вихід з ладу вузла приводить до заміни кільцевої структури лінійною. Кількість ліній зв'язку рівна n . Переваги кільцевої структури відсутність конфліктів, вища надійність за рахунок локалізації розриву лінії зв'язку. Недоліки: відсутність прямих зв'язків між станціями.

Серед ЛКМ із кільцевою структурою найбільш поширені мережі з передачею маркера по кільцю [9,10]:

- 1) ЛКМ типу Token Ring (мережа з такою назвою була розроблена фірмою ІВМ);
- 2) мережа FDDI (Fiber Distributed Data Interface) на основі ВОЛЗ.

Систолічна структура має найбільшу кількість каналів зв'язку і застосовується, як базова структура радіомереж [11]. Кількість ліній зв'язку при систолічній структурі рівна $n(n-1)/2$ де n -кількість станцій. Дана структура

має максимальну надійність, високу живучість. Недоліки даної структури: висока вартість в наслідок великої кількості ліній зв'язку між станціями, можливість самозбудження.

Важливою вимогою до промислових мереж є забезпечення роботи в реальному масштабі часу, тому для автоматизованих систем управління мережі типу Ethernet не підходять, оскільки в них не гарантується обмеження затримок зверху.

Загальним недоліком розглянутих структур є наявність провідної лінії зв'язку. Тому більш перспективним є розвиток і вдосконалення безпроводних мереж (рис.1.2): з активними та пасивними ретрансляторами (рис.1.2.б), стільникових інформаційних мереж (рис.1.3), мереж на основі шумоподібних сигналів, а також на основі оптичних ліній зв'язку.

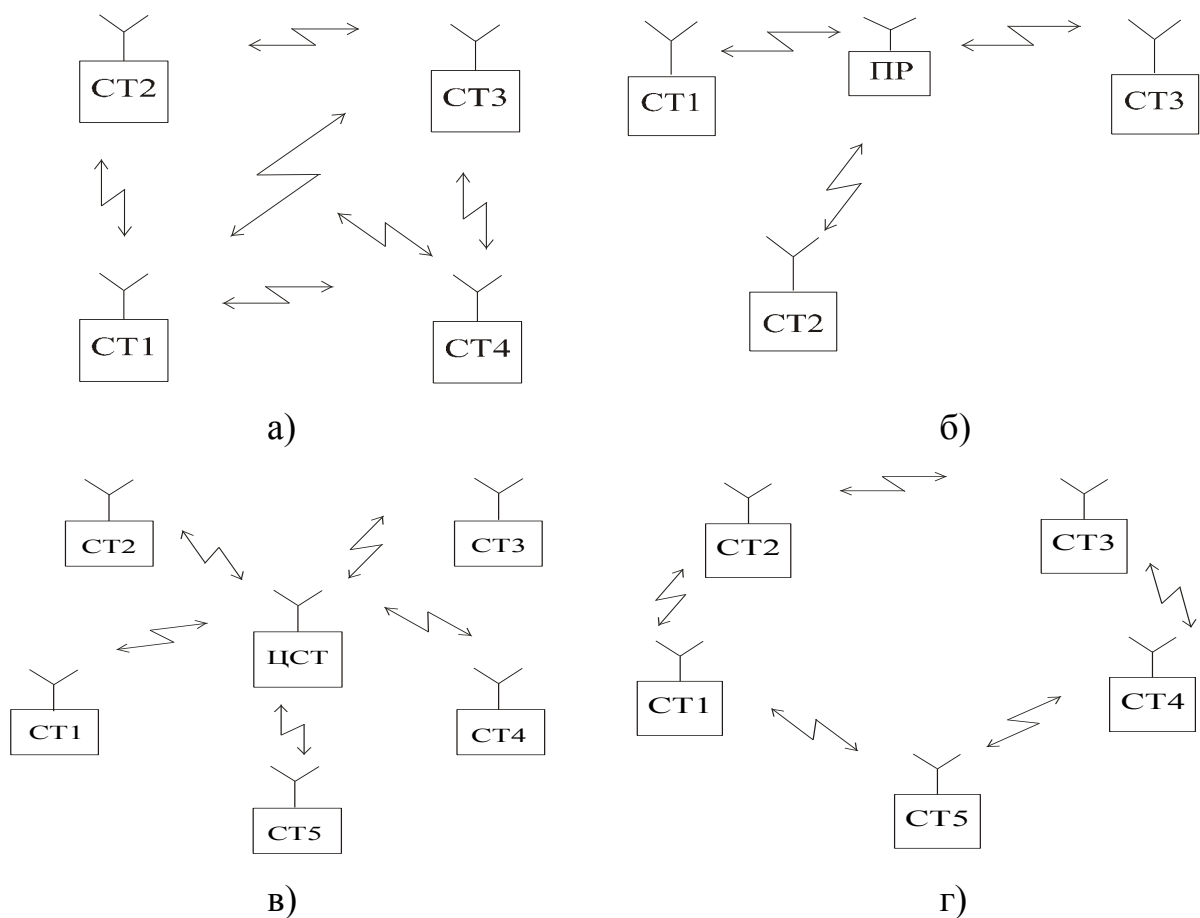


Рис.1.2. Структури локальної мережі на основі безпроводних ліній зв'язку:

- а)–систолічна;
 - б)–з пасивним ретранслятором;
 - в)–зіркова;
 - г)–кільцева;
- ПР– пасивний оптичний ретранслятор.

Безпроводні мережі з активними та пасивними ретрансляторами мають наступні переваги:

- зниження потужності приймальних та передавальних блоків;
- відсутність мертвих зон.

Між НКМ на нижніх рівнях ієрархії і комп'ютерними мережами на верхніх рівнях існує суттєва різниця [12-14]. На нижніх рівнях в основному використовується централізовані структури і вони менше інформаційно навантажені, в той час, як великі мережі в основному мають децентралізовану структуру, більш інформаційно завантажені і забезпечують зв'язок кожного з кожним.

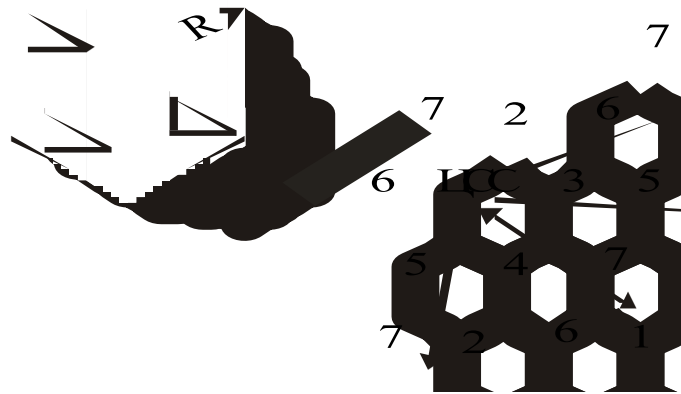


Рис.1.3. Структура стільникової інформаційної мережі:

R -радіус зв'язку;

R_0 -радіус дії стільникової СПД.

Розрахунок основних параметрів стільникової мережі проводиться за формулами

$$S = 2,6 \cdot R^2, S_0 = \pi \cdot R_0^2, \Delta F_c = \Delta F_k \cdot I \cdot C; L = \frac{\pi \cdot R_0^2}{2,6},$$

де I - число каналів; L -загальне число каналів.

$$R \approx 1,21 \cdot \left(\frac{R_0}{R}\right)^2;$$

$$A = L \cdot I = 1,21 \cdot \left(\frac{R_0}{R}\right)^2; \gamma = \frac{A}{F_c} = 3,63 \cdot F_k \cdot \left(\frac{R_0}{D}\right)^2; \text{Cot} = 0,5 \cdot \left(\frac{D}{R}\right)^2.$$

Перехід до більш складних структур дозволяє вибрати оптимальне рішення, наприклад забезпечити задану надійність і пропускну здатність при меншій вартості лінії зв'язку. В даний час оптичні лінії зв'язку широко використовуються в комп'ютерних мережах (рис.1.4) [16].

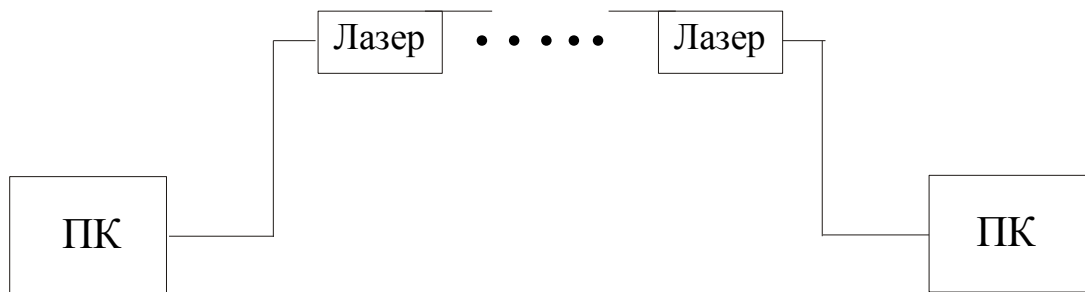


Рис.1.4. З'єднання типу “точка-точка” на основі оптичної лінії зв'язку

Запропонована структура кільцевої системи контролю рівня на основі оптичної лінії зв'язку приведена на рис.1.5.

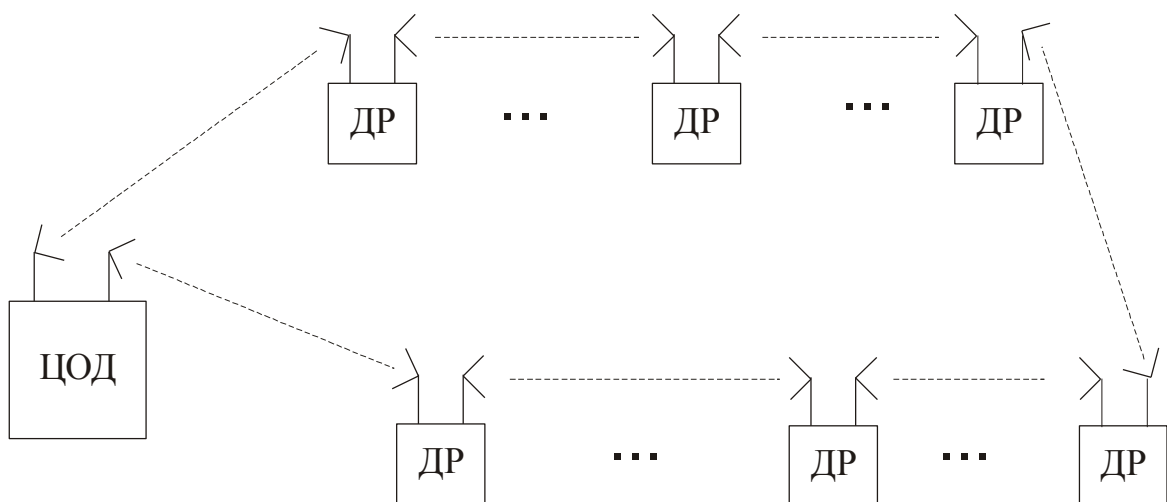


Рис.1.5. Кільцева структура системи вимірювання рівня СВР-2:

ЦОД- центр обробки даних;

ДР- давач рівня.

Із збільшенням інформаційної ємності систем контролю та управління ефективнішим є застосування ієрархічних структур з використанням провідних ліній зв'язку на рівні контрольно-вимірювальних приладів та безпроводних оптичних ліній на верхніх рівнях ієрархії.

1.2. Коди фреймів в одноканальних та багатоканальних цифрових системах

Значна територіальна розподіленість нафтогазового (НГ) обладнання потребує успішного вирішення безпроводного збору даних в реальному часі.

Досвід створення та впровадження безпроводних систем контролю об'єктів управління на основі безпроводних каналів показує, що такі системи можуть бути реалізовані на основі наступних методологічних принципів та процедур [17,18]:

- 1) симплексний зв'язок на одній несучій на основі адресної вибірки;
- 2) сесійний виклик та синхронізація об'єктів управління, які оснащені таймерами затримки відповіді;
- 3) на основі мережі активних ретрансляторів з адресною вибіркою;
- 4) на основі вертикальної інформаційної технології з інтегрально-імпульсними перетворювачами.

Кожна з названих процедур методологічно базується на такій формалізації:

$$S = \psi(A, \varphi, \omega, f_n),$$

де S – фізичний рівень сигналу, що передається в канал зв'язку; ψ – функціонал ознаки маніпуляції сигналу; A, φ, ω – відповідно амплітуда, фаза і частота маніпуляції; f_n – несуча частота передавача.

Як показано в роботі [19] в залежності від інтенсивності та типу завад в каналі зв'язку використовують різні типи маніпуляції, так в умовах інтенсивних промислових завад найбільш перспективним є використання фазової маніпуляції та шумоподібних сигналів (ШПС). Відомо, що найкраще наближення до границі Шеннона забезпечують двох і багатовимірні методи модуляції (A, φ, ω).

В той же час для організації комп'ютерних мереж найширше застосування отримали методи двох та трьохрівневої маніпуляції на основі імпульсних та потенціальних методів кодування FM, FT, PE, HP-IL та КТ-1 [20,21].

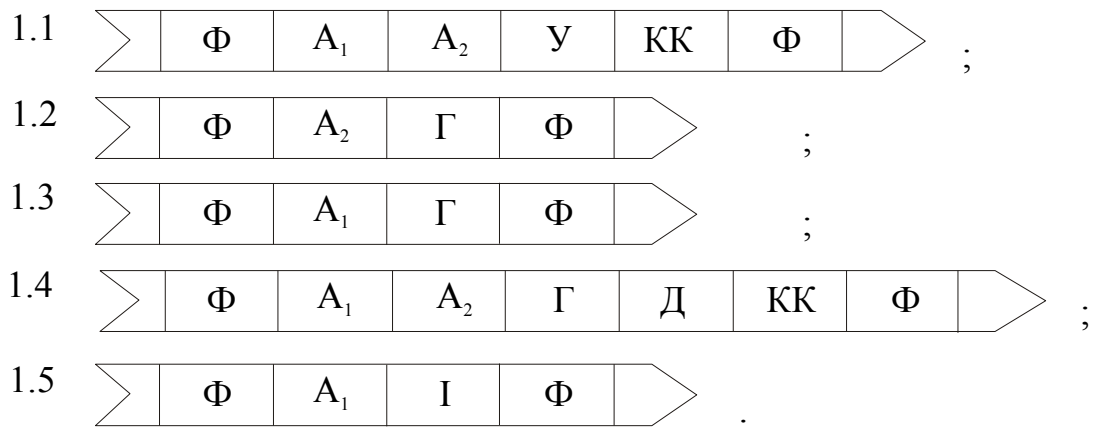
Проведений аналіз показав, що квазітрійкове кодування на основі методу КТ-1, який розроблено в ІФДТУНГУ [22] забезпечує найвищу швидкість передавання інформації в каналі (в три рази вищу швидкість по відношенню до методу HP-IL і в два рази по відношенню до методів FM і FT).

Слід зауважити, що найвищу швидкість передавання забезпечують методи кодування $NRZ-1, NRZ-M, MFM, M^2FM$, але в названих методах відсутня бітова самосинхронізація і тому їх неефективно використовувати в безпроводних системах [20].

Позитивною характеристикою методу КТ-1 є низький рівень позасмугових випромінювань, а також наявність 3-х старт-стопних сигналів, які утворюються повтореннями "CC", "11", "00". Виходячи з проведеного аналізу ефективності сучасних методів кодування та методів маніпуляції оцінюється ефективність класифікованих процедур контролю ОУ.

1. Симплексний зв'язок на одній несучій на основі адресної вибірки.

Перша процедура, яка відповідає стандарту HDLC [23], описується таким алгоритмом руху фреймів.



Φ – стартстопний сигнал або “флаг”;

A1, A2 – відповідно адрес передавача і приймача;

У – код управління;

КК – контрольний код захисту від помилок;

Г – код готовності;

Д– дані;

I – пакет прийнятий правильно.

Процедури 1.1–1.5 виконуються для кожного ОУ.

Для розрахунку об’єму даних, що передаються та необхідної швидкості і часу введемо параметри:

Φ– "01111110 " ; A1, A2 –" bbbbbbbb " ; $b \in \overline{0,1}$, КК=16 біт; $D = k \cdot 8$;

де $k = 1,2,3 \dots$; У, Г, I – 8 біт.

Швидкість передавання вибираємо стандартну: 2400, 4800, 9600 біт/с.

Отже, час контролю одного об’єкта можна розрахувати згідно виразу:

$$T_1 = \frac{\sum F_{xx}}{C}; \quad (1.1)$$

час контролю n об’єктів управління

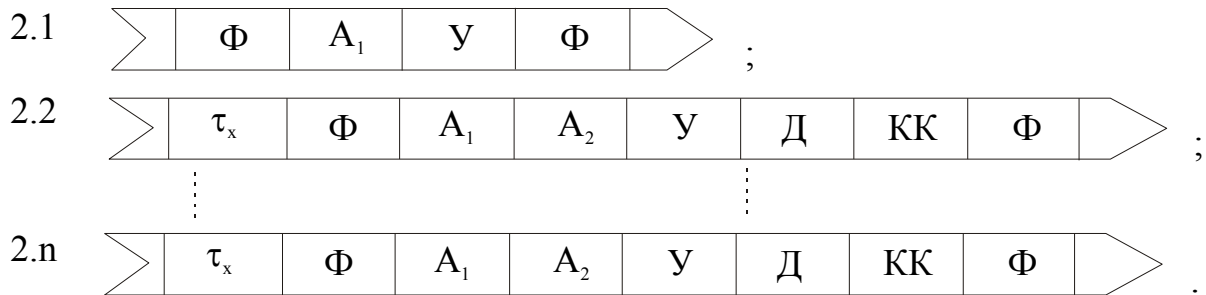
$$T_{1n} = \sum_1^n T_1, \quad (1.2)$$

де F_{xx} – кодова довжина фреймів даних, n – кількість об’єктів управління, C – швидкість передавання.

Перевагою описаної процедури є можливість отримання достовірної інформації шляхом повторного передавання.

2. Алгоритм руху фреймів на основі сесійного виклику.

При реалізації сесійного виклику ОУ алгоритм руху фреймів має вигляд:



τ_x – коефіцієнт затримки;

$\tau_x \geq T_2$; T_2 – час передавання даних одного ОУ.

Час контролю одного об'єкта визначається за формулою (1.1). Час контролю n об'єктів знаходимо згідно формули:

$$T_{2n} = (\sum_1^n F_{2.1} + n \cdot F_{2.2}) / C. \quad (1.3)$$

3. На основі мережі активних ретрансляторів з адресною вибіркою.

Структура даної системи представлена в [24]. Реалізація контролю обміну даними на основі активних ретрансляторів передбачає наступний алгоритм руху фреймів.

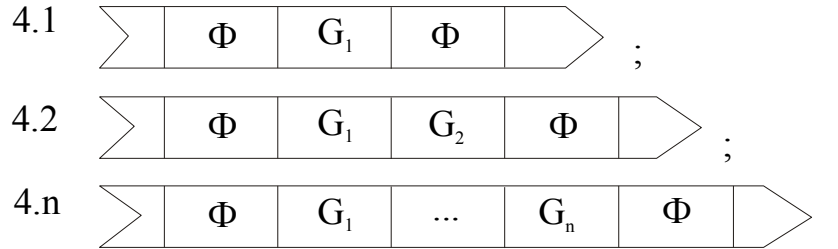


Час контролю одного об'єкта знаходимо за формулою (1.1). Час контролю n об'єктів знаходимо за формулою:

$$T_{3.n} = (\sum_{i=1}^n (F_{xx} + n \cdot F_{3.D})) / C, \quad (1.4)$$

де $F_{3.D}$ —кодова довжина фрейму даних.

4. Алгоритм руху фреймів на основі вертикальної інформаційної технології.



Час контролю одного об’єкту знаходимо за формулою (1.1).

Час контролю n об’єктів знаходимо за формулою:

$$T_{4.n} = (\Phi + n \cdot G) / C, \quad (1.5)$$

де G —біт Галуа, який передається ШПС.

Отже згідно формул (1.2–1.5) в залежності від значення k отримаємо графіки показані на рис.1.6.

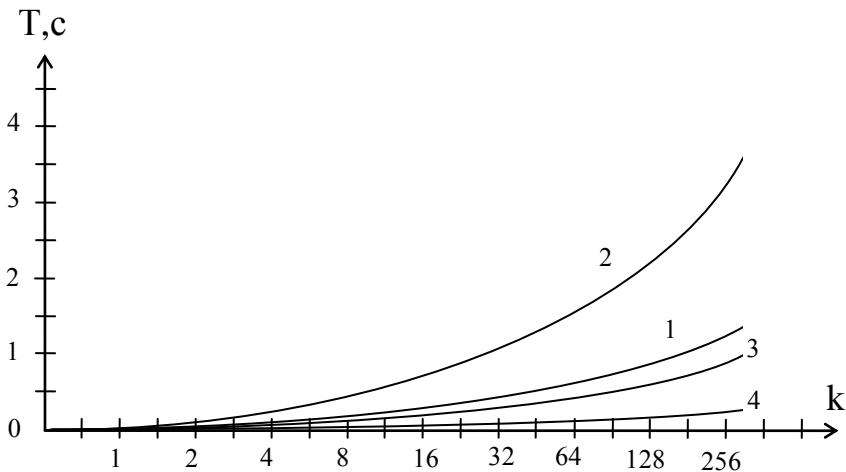


Рис. 1.6. Залежність часу контролю від кількості ОУ для різних процедур обміну даними

На рис.1.7 показано ефективність контролю об'єкту управління, яка визначається відношенням

$$k_{\text{эф}} = \frac{I_i}{I_c}, \quad (1.6)$$

де I_i – ентропія інформаційних даних, яка визначається на основі інформаційної міри Хартлі

$$I_i = \hat{E} \cdot (\log_2 A_i), \quad (1.7)$$

де \hat{E} – цілочисельна функція з заокругленням до більшого цілого; A_i – діапазон квантування технологічного параметру ОУ.

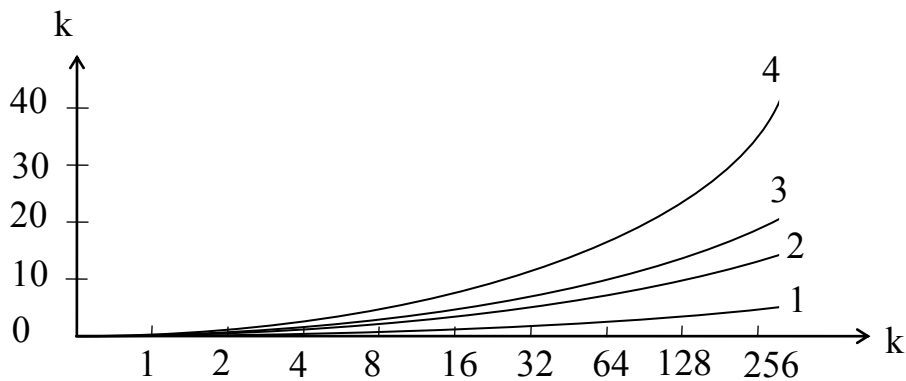


Рис.1.7. Ефективність контролю ОУ при різних процедурах обміну даними

Проведений аналіз та методичне обґрунтування руху фреймів даних при різних структурах контролю об'єктів управління показує, що процедура обміну даними на основі вертикальної інформаційної технології є найбільш ефективною і забезпечує підвищення швидкості контролю в 40–50 разів. Як видно з рис.1.7 використання даної технологія є доцільним при 100 і більше об'єктах контролю та управління.

1.3. Коди протоколів стільникових та пейдженгових систем

Передавання адресної інформації і повідомлень в цифрових системах здійснюється в визначеному протоколі кодування. Першим протоколом пейдженгового зв'язку був двохтоновий формат розроблений в 50-і роки фірмою MULTITON, який передбачав передавання на радіостанцію адресу - дві тонові послідовності різної частоти [15]. В середині 70 - х років були розроблені протоколи POCSAG, GOLEY, NEC, які передбачали модуляцію сигналу високої частоти двійковим кодом. Протокол POCSAG дозволяє передавати цифрові, літерно-цифрові і тонові повідомлення зі швидкістю 512, 1200, 2400 бод, що підтверджує унікальну адресацію до 2млн. номерів пейджерів і забезпечує ресурс однієї частоти по кількості абонентів в межах 10-20 тис.

Проведемо аналіз найбільш поширених протоколів пейдженгових систем.

Протокол ERMES був розроблений, як загально європейський протокол, його структура приведена на рис.1.8 [25]. Кожну годину передається 60 циклів по одній хвилині. Хвилинний цикл складається з 5 послідовностей по 12 с. Кожна із послідовностей включає в себе 16 типів груп, які позначаються літерами латинської абетки від А до Р. Група має довжину 0,75 с. І складається із чотирьох блоків: синхронізації, службової інформації, адресу, інформаційного повідомлення. Порядок розміщення груп всередині послідовності для кожного частотного каналу свій і дозволяє пейджеру в межах послідовності продивитись свою групу в режимі сканування на всіх 16 частотах.

Протокол ERMES використовує завадостійке кодування з прямою корекцією помилок (FEC) циклічний код (30, 18), кодова віддаль - 6.

Система персонального радіовиклику на базі протоколу ERMES має такі характеристики:

- передавання цифрових повідомлень довжиною до 1600 знаків;
- передавання літерно-цифрових повідомлень до 9000 символів.

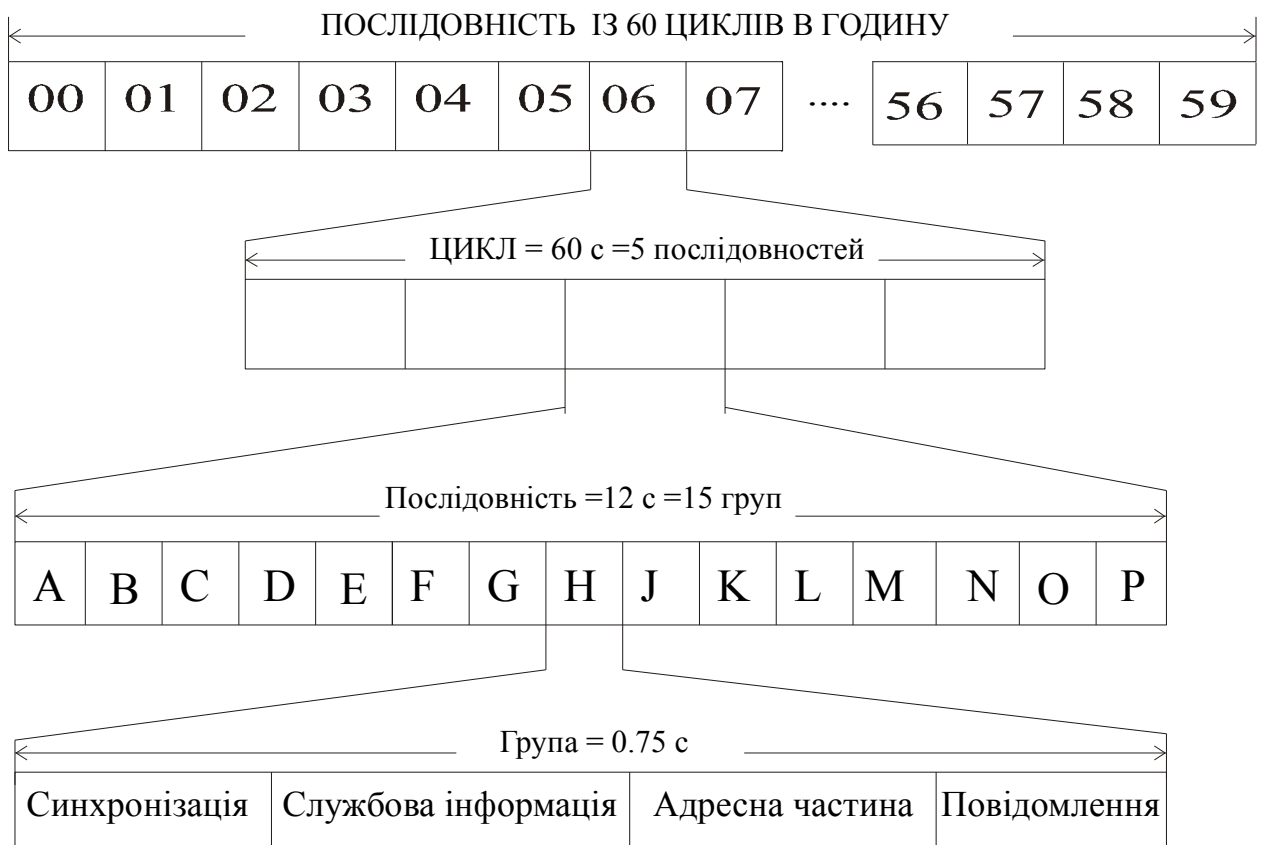


Рис.1.8. Структура протоколу ERMES

Необхідно відмітити наступні переваги протоколу ERMES:

- високу швидкість передавання даних 6,25 кбіт/с;
- передавання даних об'ємом до 64 кбіт.

Одним із найбільш поширених на даний час форматів пейдженгового зв'язку являється протокол POCSAG, розроблений Англійським поштовим відомством. Швидкість передавання інформації 512, 1200, 2400 біт/с. Повідомлення передаються в асинхронному режимі. Загальна структура кадру в форматі POCSAG, приведена на рис.1.9 [26]. Сигнали в форматі POCSAG починаються з преамбули, яка складається із 576 біт. Після преамбули розміщені блоки з фізичною адресою і тексти повідомлень. Довжина кодової послідовності в форматі POCSAG не визначена, блоки слідуєть один за одним кожний зі своїм кодовим словом синхронізації.

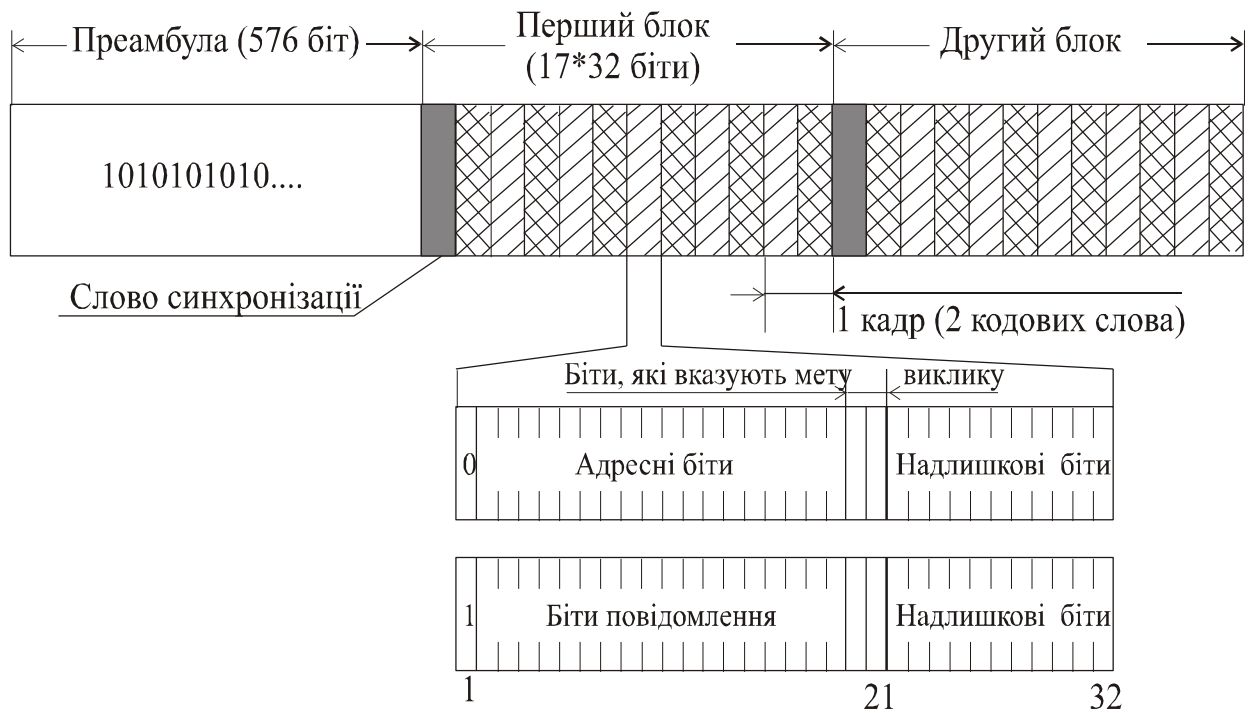


Рис.1.9. Структура протоколу POCSAG

Кожний блок складається із 17 - ти 32 - бітних слів. Перше з них, слово синхронізації (фіксована послідовність 32 біт). 32-розрядне слово містить 21 інформаційний і 11 контрольних біт. Протокол передбачає корекцію помилок за алгоритмом Бокгадза-Чоудхурі-Хоквінгема (БЧХ (32,12)), при якому в одному 32 - бітному кодовому слові коректується одна помилка або дві, якщо віддаль між ними не перевищує 6 біт). Всі можливі 2 млн. фізичних адрес розбиті на 8 груп, які відповідають 8 кадрам адресного блоку. Адресний блок складається із адресного кодового слова і “порожніх” слів (спеціальні фіксовані 32-бітні послідовності) і формується наступним чином: фізичний адрес ділиться на 8. Залишок від ділення дає номер фрейма, в перше слово якого записується результат від ділення. В попередні фрейми записуються “пусті” слова, а всі слова, які залишились до кінця адресного блоку пропускаються, тобто за адресним словом починається наступний блок. Фактично залишок від ділення є номером інтервалу часу в якому даний пейджер буде вести приймання і розпізнавання свого номера.

Протокол FLEX розроблений фірмою Motorola [26]. На відміну від протоколу POCSAG протокол FLEX використовує синхронне передавання

даних. Структура протоколу FLEX приведена на рис.1.10. Дані в протоколі формуються в кадри, які передаються послідовно зі швидкістю 32 кадри в хвилину (1,875с на кадр). Повний цикл протоколу FLEX складається із 128 кадрів і передається 4 хв. Цей проміжок часу ділиться на 15 циклів від 0 до 14. Так, як протокол FLEX синхронний то для його синхронізації використовуються сигнали точного часу, які передаються на початку кожної години в кадрі 0 циклу 0. Кожний кадр протоколу FLEX передається 1,875с і складається із блоку синхронізації (115мс) і 11 інформаційних блоків (160 мс. на блок). Блок синхронізації містить інформацію про номер циклу і кадру (фрагмент «Кадр інфо»).

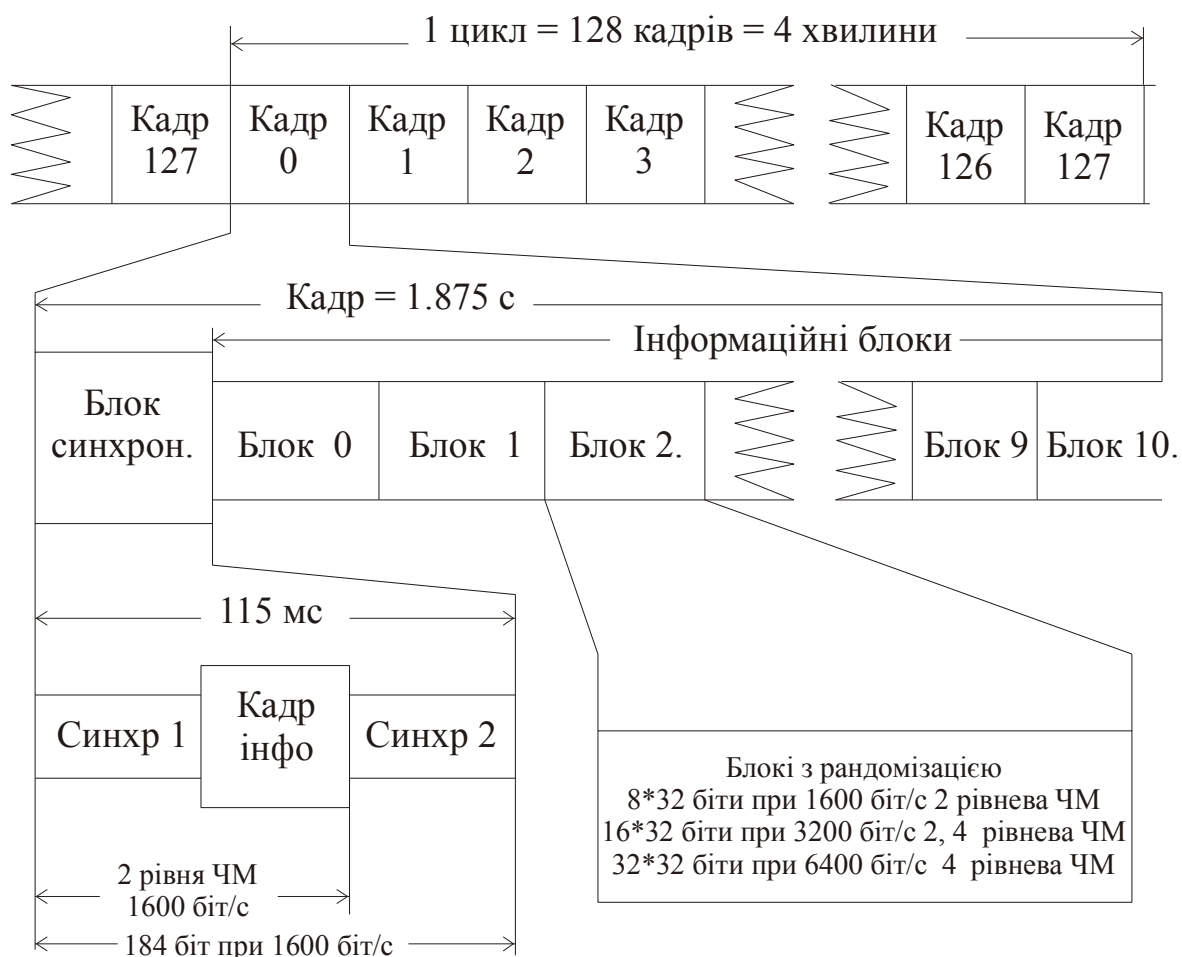


Рис.1.10. Структура протоколу FLEX

Інформаційні блоки містять службову інформацію, адресне поле, векторне поле і безпосередньо інформаційне поле. Векторне поле вказує де роз-

міщені повідомлення і їх довжину. При кодуванні інформації використовують БЧХ, який дозволяє виправляти одну помилку. Важливою особливістю протоколу FLEX є то, що він може працювати сумісно з іншими протоколами зв'язку. Для цього в циклі виділяються кадри для роботи по протоколу FLEX, а проміжки між ними віддаються для роботи на інших протоколах наприклад POCSAG [26].

Переваги протоколу FLEX:

- швидкість передавання даних 1600, 3200, 6400 біт/с;
- велика кількість адресів (до 5млрд.);
- сумісна робота з іншими протоколами.

Проведений аналіз протоколів систем радіовиклику показав наступні їх недоліки:

- значна надлишковість службової інформації;
- незахищеність від несанкціонованого доступу;
- велике число несучих ($n=6$);
- постійне генерування несучих сигналів незалежно від активності абонентів.

Перераховані недоліки обмежують широкомасштабне використання даних протоколів в РКС. Тому перспективним є розробка і дослідження нових ефективних методів кодування та цифрової обробки даних, вибір сигнальних просторів, застосування нових кодових базисів.

1.4. Аналіз методів кодування даних при використанні різних базисів

1.4.1. Теоретичні основи та кодові матриці дискретних базисів

Теоретичною основою кодів, що знайшли широке застосування в обчислювальній техніці є базиси ортогональних функцій [27].

Однією з найбільш важливих особливостей синусоїдальних і косинусоїдальних коливань є те, що майже всі сигнали можуть бути представлені адитивною сумою таких коливань, для цього використовується апарат аналізу Фур'є. В результаті одержуємо перехід від часових до частотних функцій.

Гармонічні коливання зберігають свою форму при проходженні через будь-яку лінійну систему. Вихідні коливання можуть відрізнятися від вхідних тільки по амплітуді і по фазі. На цьому ґрунтується частотний метод дослідження. Є класи об'єктів, для яких найбільш доцільно застосовувати перетворення Фур'є [28].

Але перетворення Фур'є має недолік, якого позбавлені названі вище базисні функції. Цей недолік полягає в наступному. В області керування і зв'язку, а також в галузях цифрової та комп'ютерної техніки часто буває важливим зведення до мінімуму часу машинного виконання необхідних операцій. Застосування теоретико-числових перетворень для цифрової обробки даних показує, що використання базисних кусково-постійних функцій приводить до значного спрощення і прискорення обробки інформації [29].

Клас несинусоїдальних дискретних ортогональних функцій представляють функції: унітарні, Радемахера, Хаара, Уолша, Крестенсона, Крейга і Галуа [30].

Базис унітарних функцій можна представити

$$\text{Uni}(n, \theta, i) = \text{sign}[\sin((2^{n-1} - i) \cdot \pi, \theta)], \quad (1.8)$$

де $i = 0, 1, 2, \dots, n$ - порядковий номер функції; θ - параметр часу, час нормований до інтервалу значення T .

При цьому

$$\theta = \frac{t}{T},$$

де t – біжуче значення часу.

Функції Радемахера є неповною системою ортонормованих функцій

$$\text{rad}(n, \theta) = \text{sign}[2^n \pi \cdot \theta]. \quad (1.9)$$

За формулою (1.9) визначаються функції Радемахера для $n = 1, 2, 3, \dots$

Для $n = 0$ функції Радемахера $\text{rad}(0, t) = 1$ має вигляд одиничного імпульсу.

Формула (1.8) дозволяє порівняти функції Радемахера з синусоїдальними і дає наглядне представлення про процедуру їх одержання. Для практичних цілей корисний рекурентний спосіб формування функцій Радемахера [28]

$$\text{rad}(n, t) = \text{rad}(1, 2^{n-1} \cdot t),$$

при вихідних значеннях $\text{rad}(1, t) = 1$ для $t \in [0, 1/2]$, $\text{rad}(1, t) = -1$ для $t \in [1/2, 1]$.

На відміну від повного набору синусоїд і косинусоїд, всі функції Радемахера непарні. Це перешкоджає апроксимації їх з допомогою парних функцій, вони утворюють неповний набір функцій, тому їх застосування обмежене.

Повними ортогонольними системами базисних кусково-постійних функцій є система Уолша і Хаара. Функції Уолша утворюються шляхом перемноження функцій Радемахера [30]

$$\text{Wal}(j, \theta) = \prod_{v=0}^{n-1} [\text{rad}(n, \theta)]^{j_v}, \quad (1.10)$$

де $j = \sum_{v=0}^{n-1} j_v \cdot 2^v = \langle j_{n-1} \dots j_1 j_0 \rangle, j_v \in \{0, 1\}$.

При цьому одержується синусна і косинусна складові. По функціях Уолша можна здійснювати розклад довільних сигналів в ряд Уолша-Фур'є, і вони приймають всього два значення (+1, -1), тому зручні для обчислення на ЕОМ. Функції Уолша є періодичні з двійково-раціональним періодом, тому їх задають на інтервалі $N = 2^n$, $n = 1, 2, \dots$

Функції Хаара $Har(n, \theta, i)$ є набором вибірових значень функцій Фур'є (Радемахера) на i -тому періоді, i є теоретичною основою розрядно-позиційних кодів

$$Har(n, \theta, i) = \text{sign}[\sin(2^n \cdot i \cdot \pi, \theta)]. \quad (1.11)$$

Базис Крейга описується формулою [30]:

$$Crg(n, \theta) = \text{sign}[\sin((2^n - 1) \cdot \pi \cdot \theta)]. \quad (1.12)$$

Базис Крейга породжує коди Лібова-Крейга.

Базис Крестенсона можна представити [31]:

$$N_i = \text{res} \sum_{i=1}^n (B_i \cdot b_i) \text{mod } P, \quad (1.13)$$

де $P = \prod_{i=1}^n P_i$, $P_1, P_2, \dots, P_i, \dots, P_n$ - взаємопрості модулі, b_i - найменший не-

від'ємний залишок, $b_i = \text{res } N_i (\text{mod } P_i)$; B_i - перетворення системи залишкових

класів (СЗК), які відповідають умові $\frac{P}{P_i} \cdot m_i \equiv 1 (\text{mod } P_i)$, де $B_i = \frac{P}{P_i} \cdot m_i$,

$$0 \leq m \leq P_{i-1}.$$

Базис Крестенсона породжує коди залишкових класів. Особливістю кодів системи залишкових класів є наявність в кожному розряді числа іншого взаємно простого модуля.

Функції Галуа є кусково-постійними функціями з інтервалом задання $[0, 2^n]$. Вони застосовуються при апроксимації неперервних функцій, при цьому інтервал визначення функцій Галуа звичайно нормується до $(0, 1)$ і в якості базисної системи вибирають множину функцій Галуа при $n = 1, 2, \dots$

$$N_j = f(C_{j-n-1}, \dots, C_{j-1}, C_j), C_j = \sum_{j=0}^{n-1} C_{j-1} \cdot a (\text{mod } 2), \quad (1.14)$$

де C_j - найменші додатні залишки рекурсивної послідовності GR (2^n) по модулю $\text{mod } 2$; a - логічний вектор кодового ключа кільця GR (2^n) .

Головною особливістю представлення даних в базисі Галуа – рекурсивність. Суть рекурсивності полягає в максимальній упаковці кодових слів, які представляють числа згідно кодового ключа [29]

$$x_{i+1} = \sum_{i=1}^n (x_i \oplus x_{i-j})$$

де \oplus - символ додавання по mod 2; n – число пар елементів кодового ключа.

На рис.1.11. представлені матриці кодових комбінацій дискретних базисів, які описані аналітичними виразами (1.8-1.14).

$$\begin{array}{c}
 M_{Uni} = \begin{array}{|l} 000...00 \\ 100...00 \\ 110...00 \\ 111...00 \\ \\ 111...10 \\ 111...11 \end{array} \\
 \text{a)}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 M_{har} = \begin{array}{|l} 000...00 \\ 100...00 \\ 010...00 \\ 001...00 \\ \\ 000...10 \\ 000...01 \end{array} \\
 \text{б)}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 M_{Gr} = \begin{array}{|l} 000...000 \\ 000...001 \\ 000...011 \\ \\ 111...111 \\ 111...110 \\ 111...011 \\ \\ 100...000 \end{array} \\
 \text{в)}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 M_{Rad} = \begin{array}{|l} 000...00 \\ 000...01 \\ 000...10 \\ 000...11 \\ \\ 100...00 \\ 100...01 \\ 100...10 \\ \\ 111...10 \\ 111...11 \end{array} \\
 \text{г)}
 \end{array}$$

$$\begin{array}{c}
 M_{LibCr} = \begin{array}{|l} 000...00 \\ 100...00 \\ 110...00 \\ \\ 111...10 \\ 111...11 \\ 011...11 \\ 001...11 \\ \\ 000...11 \\ 000...01 \end{array} \\
 \text{д)}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 M_{Cres} = \begin{array}{|l} P_1 P_2 \dots P_n \\ 0 0 \dots 0 \\ 1 1 \dots 1 \\ 2 2 \dots 2 \\ 0 3 \dots 3 \\ 1 4 \dots 4 \\ 2 0 \dots 5 \\ 0 1 \dots 6 \\ \\ a_1 a_2 \dots a_n \end{array} \\
 \text{е)}
 \end{array}
 \quad
 \begin{array}{c}
 M_G = \begin{array}{|l} 111...0...0100 \\ 110...0...1001 \\ \\ 001...0...0111 \end{array} \\
 \text{и)}
 \end{array}$$

Рис.1.11. Кодові матриці дискретних базисів:

а) –унітарного; б) –Хаара; в)– Грея; г)– Радемахера; д) –Крейга; е) – Крестенсона; и)–Галуа.

Важливою характеристикою кожного базису є кількість кодових комбінацій N і об'єм V кодової матриці, що визначає надлишковість представлення інформації

$$V_i = n_i \cdot N_i,$$

де n_i – розрядність числа; N_i – число незалежних кодових значень.

Швидкість передавання кодової матриці визначаємо за формулою:

$$C = \frac{1}{T \cdot n},$$

де T – час передавання одного біту.

Найбільш поширені базиси і коди які вони утворюють представлені в табл.1.1.

Таблиця 1.1

Характеристики кодових базисів

Базис	Коди	N	V
Унітарний	унітарні	$N = n$	$V = N^2$
Хаара	Розрядно-позиційні	$N = n$	$V = N^2$
Крейга	Лібова-Крейга	$N = 2 \cdot n$	$V = \frac{N^2}{2}$
Радемахера	двійкові	$N = 2^n$	$V = N \cdot \log_2 N$
Радемахера	Грея	$N = 2^n$	$V = N \cdot \log_2 N$
Крестенсона	СЗК	$N = \prod_{i=1}^m P_i,$	$V = m \cdot N$
Галуа	Галуа	$N = 2^n$	$V = (N - 1) + \log_2 N$

З табл.1.1 видно, що об'єм кодової матриці в базисі Галуа є найменший, а отже і надлишковість даного базису є мінімальна. На рис.1.12 і рис. 1.13 показані графічні залежності ефективності кодування в різних базисах.

Аналіз областей ефективного застосування різних кодів дозволяє їх систематизувати, а також здійснити оцінку їх використання в обчислювальних пристроях на рівнях формування, перетворення та цифрової обробки повідомлень.

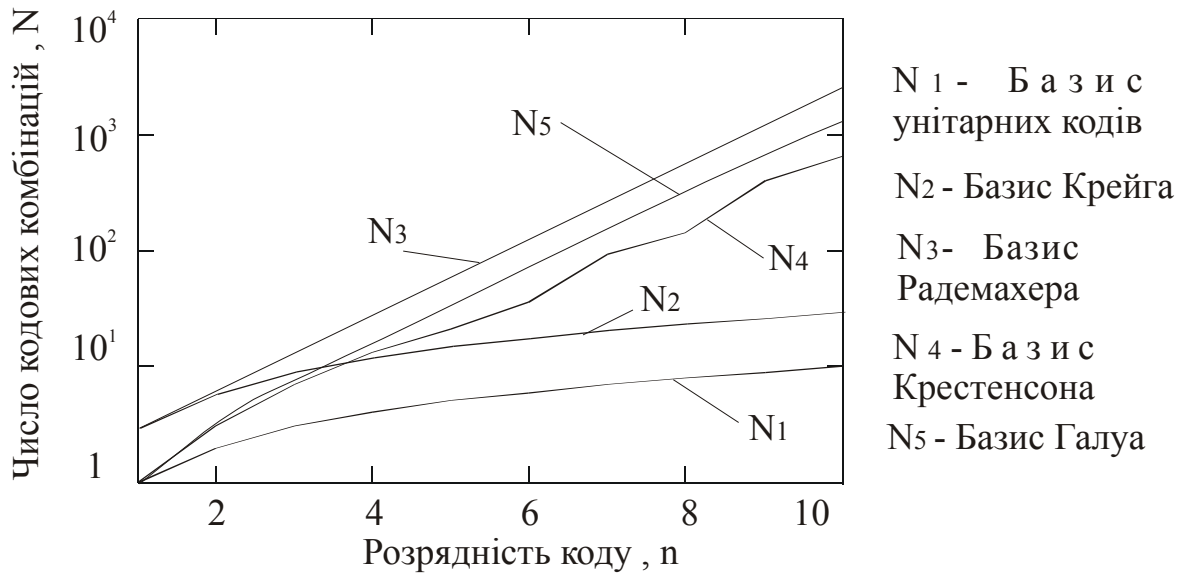


Рис.1.12. Кількість кодів комбінацій в різних базисах

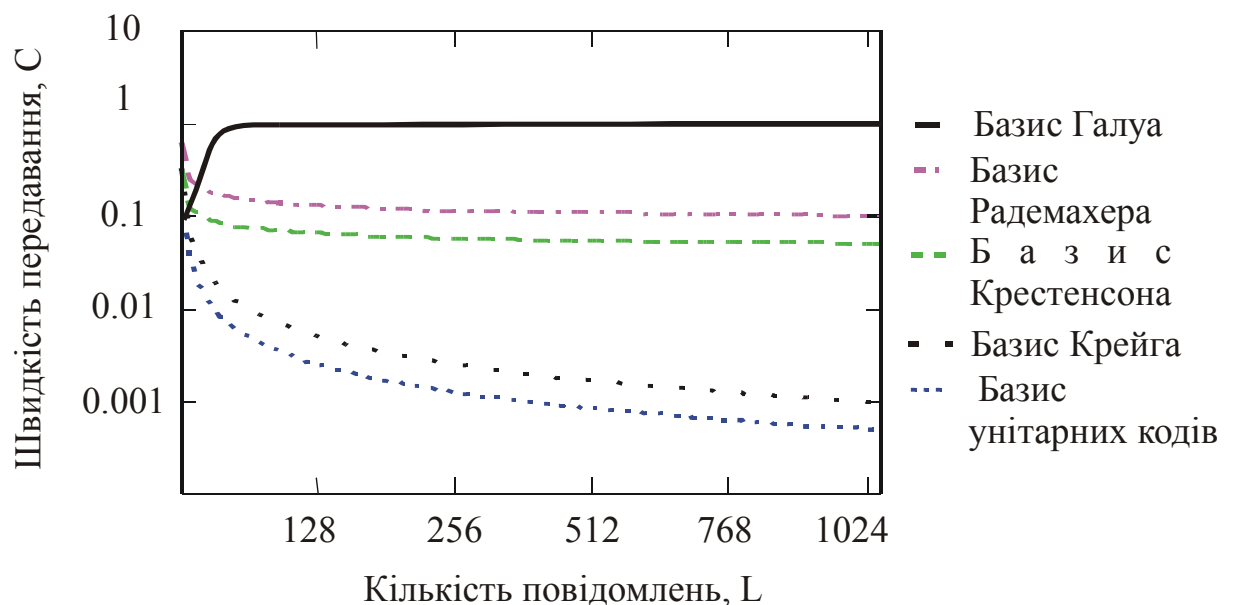


Рис.1.13. Швидкість передавання при застосуванні різних кодів базисів

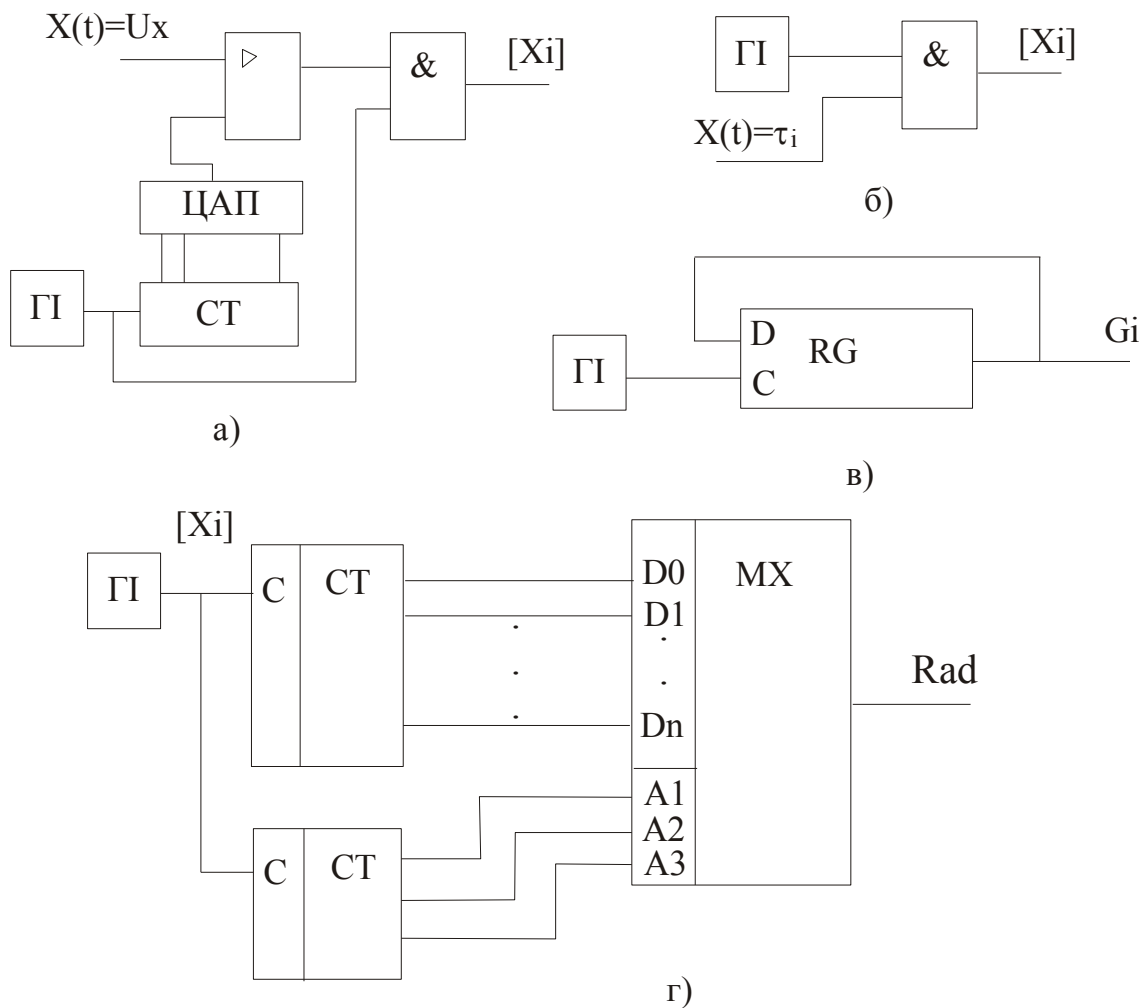
В цифровій комп'ютерній техніці найбільш масове застосування мають

двійкові вагові коди базису Радемахера. Розрядно-позиційні, число-імпульсні, унітарні, коди Лібова-Крейга і Грея використовуються для формування і перетворення первинної вимірjuвальної інформації.

1.4.2. Формувачі та цифрові перетворювачі кодових базисів

Важливою оцінкою ефективності кодування даних в різних базисах є аналіз структурної складності формувачів та спецпроцесорів взаємних перетворень (рис.1.14, рис.1.15).

Із рис.1.14, рис.1.15 видно, що найбільш просту структурну реалізацію мають формувачі унітарних кодів та кодів Галуа. Унітарні коди мають малу кількість кодових комбінацій (рис.1.12), тому вони мають обмежене використання.



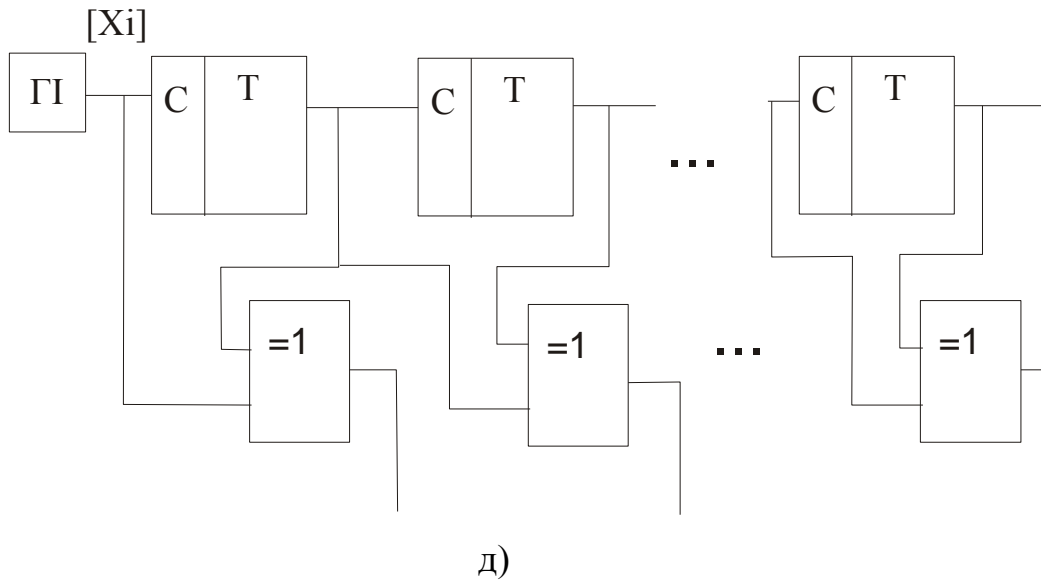


Рис.1.14. Формувачі кодів:

а), б) – унітарних; в) – Галуа; г) – послідовного двійкового; д) – Грея.

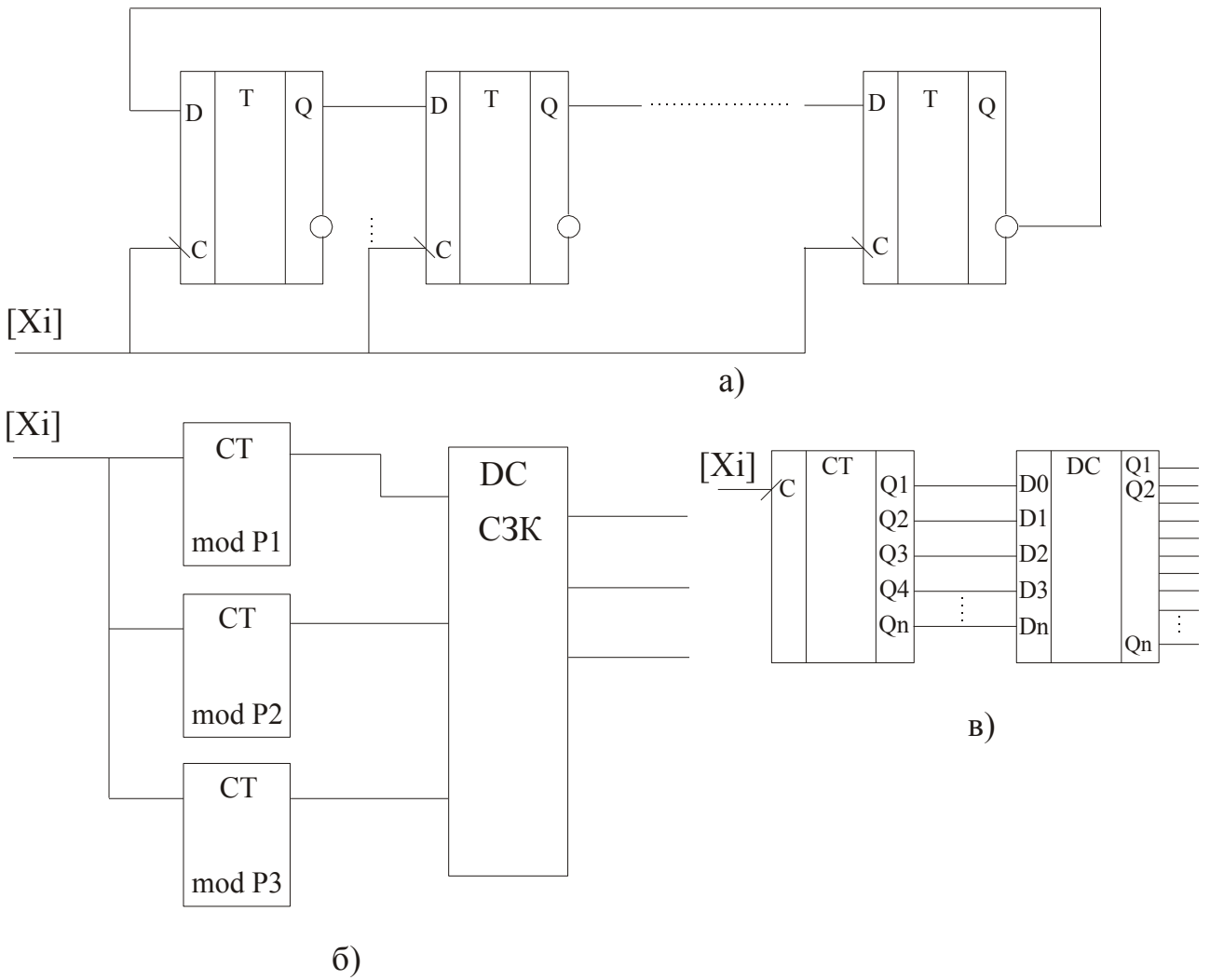


Рис.1.15. Перетворювачі кодів:

а)–унітарний–Лібова-Крейга; б)–унітарний–СЗК; в)–унітарний–розрядно-позиційний.

Перспективним є дослідження кодів Галуа, які знаходять широке застосування на різних етапах перетворення інформації від пристроїв генерування до цифрової обробки даних.

Проведені дослідження ефективності дискретних базисів та кодів які вони утворюють є основою для обґрунтування вибору методів кодування даних на фізичному рівні в РКС.

Перспектива використання оптичних ліній зв'язку для побудови комп'ютерних мереж в яких, як правило використовуються імпульсні методи представлення та передавання даних, які описуються ортогональними кусково-постійними функціями потребує глибокого дослідження при реалізації оптичних ліній зв'язку. При цьому використання ефективних кодових базисів забезпечить зниження вимог до ліній зв'язку, підвищить завадостійкість.

1.5. Аналіз комп'ютерних мереж з відкритим оптичним каналом зв'язку

Фундаментальні фізичні відкриття в області генерування індукційного високо когерентного електромагнітного випромінювання привели до появи квантової електроніки, і стали основою для дослідження високо інформативних оптичних каналів зв'язку.

В 1954 р. А.М. Прохоров і Н.Г. Басов в СРСР і Ч. Гаунс в США створили перший молекулярний генератор (мазер) на аміаку, який працював в радіодіапазоні на довжині хвилі 1.25 см [32]. В 1960р. були створені оптичні генератори монохроматичних коливань, які поклали початок лазерній оптоелектроніці. Серед лазерів необхідно виділити напівпровідникові лазери, їх

суттєві переваги заключаються в можливості модуляції випроміненої потужності, яка здійснюється зміною струму.

Подвійні гетеро переходи для створення напівпровідникових лазерів були запропоновані Ж.І. Алферовим і Р.Ф. Казариновим в 1963 р., а в 1967 р. під керівництвом Ж.І. Алферова були створені такі лазери [33].

Найбільш поширені напівпровідникові лазери з гетеро структурою на основі з'єднання GaAlAs, так як вони мають малі порогові струми накачування і працюють в неперервному режимі при кімнатних температурах.

Відкриті оптичні системи зв'язку були предметом широких досліджень і розробок в 60-ті роки [32].

Після 1970 р. основні зусилля були направлені на вивчення оптичних волокон і тільки декілька виключно спеціальних досліджень стосувались відкритих оптичних систем зв'язку.

Передавання даних за допомогою відкритої оптичної лінії зв'язку відбувається за таким алгоритмом. Передавач перетворює електричні сигнали в модульоване випромінювання лазера в інфрачервоному діапазоні з довжиною хвилі 820 нм.

На приймальній стороні оптичної лінії зв'язку приймач, який має максимальну чутливість в діапазоні довжини хвилі випромінювання перетворює оптичні промені в електричний сигнал, демодулює електричний сигнал і формує комунікаційний протокол.

Оптична система зв'язку підтримує наступні інтерфейси:

RS-232C (до 19,2 Кбіт/с);

RS-422A (до 2,048 Мбіт/с);

RS-423 (до 2,048 Мбіт/с);

Ethernet (10 Мбіт/с);

Token Ring (4, 16 Мбіт/с);

E3 (34 Мбіт/с);

SONET1, OC1, ATM 52 – (51 Мбіт/с);

FAST Ethernet (100 Мбіт/с);

FDDI (25 Мбіт/с);

Необхідно виділити переваги передавання сигналів на оптичних частотах в порівнянні з радіо системами:

- більше відношення потужності сигналу, що приймається до потужності випромінювання при менших апертурах антен передавача і приймача;
- краще просторове розширення при менших апертурах антен передавача і приймача;
- малі габарити передавального і приймального модулів, які використовуються для зв'язку на відстань до 3 км;
- висока скритність зв'язку;
- освоєння невикористовуваної ділянки спектра електромагнітних випромінювань;
- непотрібно дозволу та оплати на експлуатацію оптичної системи зв'язку;
- висока пропускна здатність каналу зв'язку;
- захищеність від електромагнітних завад.

До недоліків слід віднести:

- мала придатність для радіомовлення через високу направленість лазерного променя;
- необхідна висока точність наведення антен передавача та приймача;
- низький ККД оптичних випромінювачів;
- порівняно високий рівень шумів в приймачі, частково обумовлений квантовою природою процесу детектування оптичного сигналу;
- вплив характеристик атмосфери на надійність зв'язку.

Об'єм інформації, який необхідно передавати по супутникових системах зв'язку безперервно зростає і відповідно необхідні лінії зв'язку із швидкістю передавання від 500 Мбіт/с до 1Гбіт/с. Створення таких ліній радіотех-

нічними засобами є складною проблемою, але може бути вирішена з використанням лазерних ліній зв'язку.

Лазерні лінії зв'язку мають хороші перспективи використання і можуть ефективно доповнювати або замінити провідні і безпроводні лінії зв'язку.

Оптичний зв'язок забезпечує економічне вирішення проблеми надійного і швидкісного ближнього зв'язку (до 3 км).

Технологія оптичного зв'язку найбільш поширена в США. Лідером серед виробників таких систем є Laser Communications з системою OmniBeam 2000; OmniBeam 4000.

Основні виробники і їх продукція представлена в додатку А в табл. А.1, в табл. А.2 приведені основні характеристики оптичних ліній зв'язку [34-36].

Як видно із табл. А.2 оптичні системи зв'язку є перспективними, вони підтримують всі існуючі інтерфейси – від RS 232 до АТМ і працюють в різних кліматичних умовах.

Щоб визначити місце оптичної системи зв'язку серед провідних і безпроводних ліній, оцінимо їх основні технічні характеристики табл. 1.2 [35].

Таблиця 1.2

Порівняння основних параметрів різних каналів зв'язку

	Мідний кабель	Оптоволокно	Радіоканал	Лазерний канал
Вартість обладнання	від 3 до 7 тис.у.о. за 1км	до 10 тис. у.о.за 1 км	від 7 до 100 тис. у.о. за комплект	12-22 тис. у.о.
Максимальна пропускна здатність	До 2 Мбіт/с при використанні HDSL	До 1 Гбіт/с	До 155 Мбіт/с	До 155 Мбіт/с
Максимальна дальність зв'язку без ретрансляторів	До 20 км при використанні технології HDSL	Не менше 50-70 км	До 80 км (залежить від потужності сигналу)	До 3 км

Основним недоліком представлених на ринку оптичних ліній зв'язку є мала відстань передавання до 1200 м, даний фактор визначається застосуванням малоефективних методів кодування та маніпуляції сигналів.

Застосування ефективних кодових базисів та розробка нових методів представлення цифрових сигналів на фізичному рівні створює можливості суттєвого збільшення дальності передавання до 3-5 км, при заданій потужності та підвищення достовірності передавання даних в комп'ютерних мережах на основі оптичних ліній зв'язку.

ВИСНОВКИ

1. Проведено дослідження архітектури комп'ютерних систем контролю та управління розподіленими ОУ на основі провідних та безпроводних ліній зв'язку. Обґрунтовано доцільність та перспективи використання в НКМ багаторівневих та ретрансляційних структур на основі активних та пасивних оптичних ретрансляторів.

2. Проведений аналіз та методичне обґрунтування руху фреймів даних при різних структурах контролю ОУ показав, що процедура обміну даними на основі вертикальної інформаційної технології є найбільш ефективною і забезпечує зменшення часу контролю в 40–50 разів. Використання даної технології є доцільним при 100 і більше ОУ.

3. Досліджено технічні характеристики протоколів пейдженгових систем, які характеризуються великою надлишковістю 82-96%, що обмежує їх широкомасштабне використання в РКС. Покращити характеристики пейдженгових систем можна шляхом застосування нових дискретних базисів.

4. Обґрунтовано ефективність використання базисів, які забезпечують максимальну кількість кодових комбінацій, та швидкість створення повідомлень. Доведено ефективність застосування на рівні формувачів РКС кодів базису Галуа. За рахунок зменшення об'єму кодової матриці та підвищення завадостійкості.

5. Проведено аналіз існуючих ліній зв'язку оптичного діапазону та обґрунтована доцільність їх використання в РКС. Вказано, що основними перевагами оптичних ліній зв'язку в порівнянні з радіосистемами є: освоєння невикористовуваної ділянки спектра електромагнітного випромінювання; висока пропускна здатність; захищеність від електромагнітних завад; непотрібно дозволу та оплати за експлуатацію оптичної лінії зв'язку. Отже глибоке дослідження оптичних ліній зв'язку є актуальним і перспективним.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВОГО КОДУВАННЯ ДАНИХ НА ЛОГІЧНОМУ ТА ФІЗИЧНОМУ РІВНЯХ

2.1. Теоретико-аналітичне дослідження одновимірних методів кодування та фізичного представлення сигналів

Методи фізичного представлення сигналів базуються на зміні системних характеристик джерела інформації (ДІ). В загальному випадку стан ДІ можна представити у вигляді функції

$$S(t) = A \cdot \psi \cdot (\omega \cdot t + \varphi), \quad (2.1)$$

де A – амплітуда; ψ - базисна функція; ω - частота в базисі ω ; t – час; φ - фаза.

Ці 5 параметрів є основою реалізації методів фізичного представлення сигналів.

Базисна функція ψ може бути вибрана в наступних базисах:

$$\psi = \cos \text{ (базис Фур'є)};$$

$$\psi = \text{var} \text{ (базис Уолша)};$$

$$\psi = \text{rad} \text{ (базис Радемахера)};$$

$$\psi = \text{car} \text{ (базис Крейга)};$$

$$\psi = \text{gal} \text{ (базис Галуа)}.$$

Вибір базисної функції проводиться в залежності від вибраного критерію ефективності системи передавання даних. Базис Фур'є відображає власні функції механічних, електричних та інших систем. Власна функція – така функція, яка має мінімальний коефіцієнт затухання.

Енергію сигналу знаходимо за формулою [37]:

$$E(t) = \int_{t_1}^{t_2} [S(t)]^2 dt .$$

В базисі Фур'є енергія сигнального вікна використовується тільки на 50%, отже даний базис є енергетично неефективним (рис. 2.1).

Змінюючи параметри (A , ω , φ , t) в рівнянні (2.1) одержимо методи фізичного представлення приведені на рис.2.2.

Передавати дані низької частоти можна безпосередньо без використання носія високої частоти, тобто без маніпуляції. Однак методи маніпуляції розширюють можливості систем передавання даних:

а) збільшується кількість даних, які можуть бути передані по одній лінії зв'язку, шляхом використання частотного розділення сигналів і піднесучих частот;

б) підвищується достовірність даних, що передаються при використанні завадостійких методів маніпуляції;

в) збільшується ефективність випромінювання сигналу при передаванні даних (це пояснюється тим, що розмір антени повинен становити не менше $1/10$ довжини хвилі сигналу випромінювання).

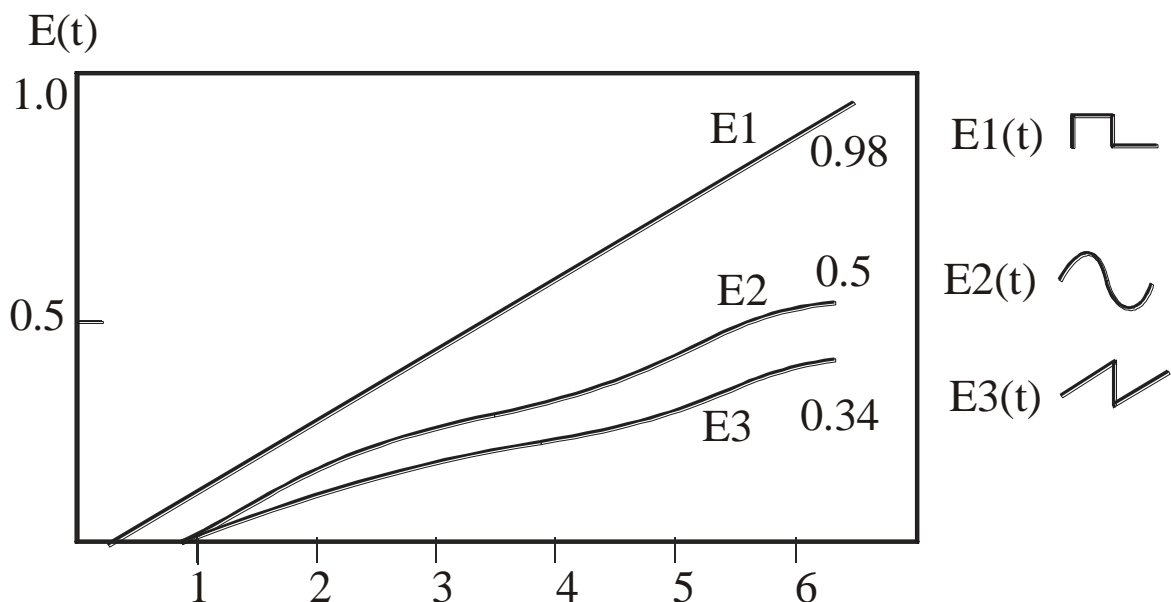


Рис.2.1. Енергія сигнального вікна в різних базисах:

Е1 – Радемахера;

Е2 – Фур'є;

Е3 – базис Крестенсона

Методи фізичного представлення розглянуті в роботах Ю.П. Жураковського [38], В.Н. Тутевича [39], В.П. Шувалова [19], в яких подано їх математичний опис і графічне представлення.

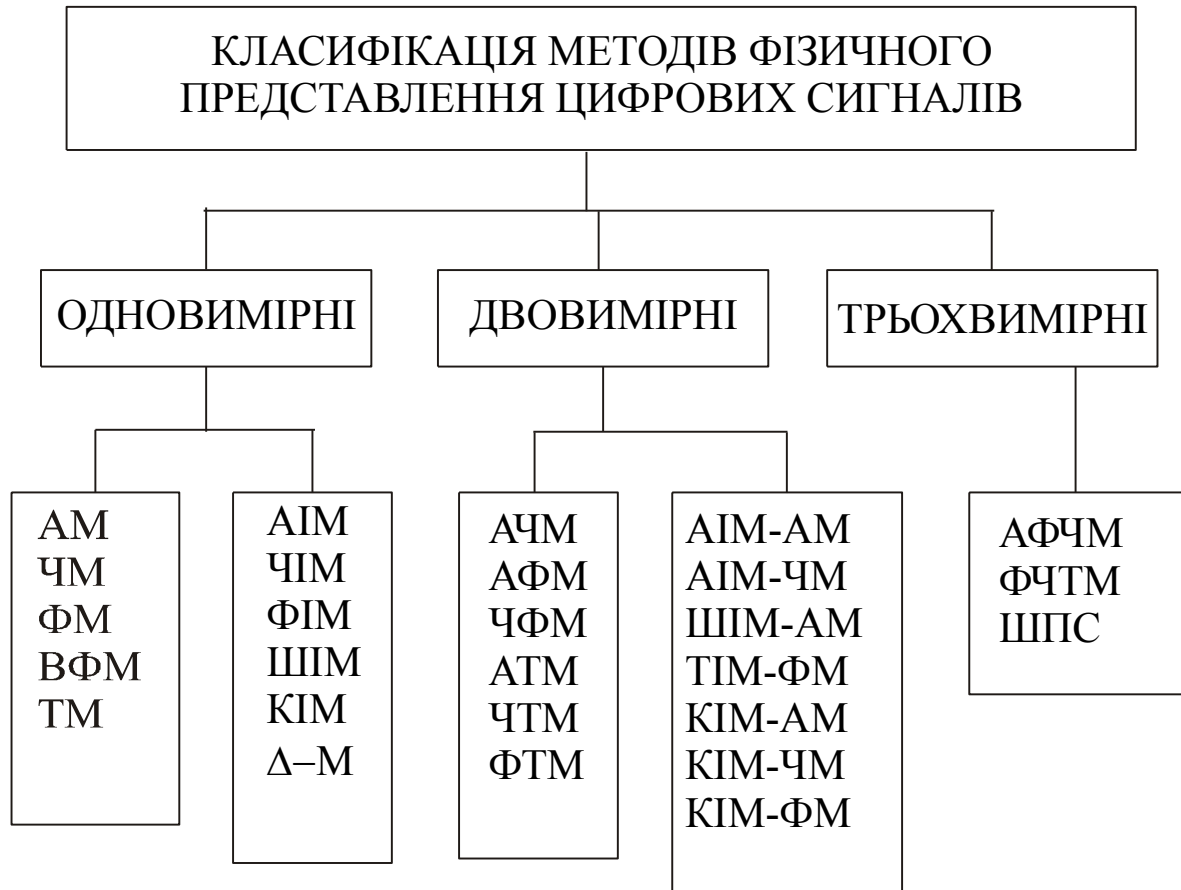


Рис.2.2. Класифікація методів фізичного представлення сигналів

В сучасних цифрових системах передавання даних (комп'ютерні мережі, волоконно-оптичні та оптичні лінії зв'язку) ефективно використовуються імпульсні і потенціальні методи кодування приведені в табл. 2.1 [40-43], методи КТ-1, RZ-P, DRZ-P, PE, NRZI, «Мілер», BIPHASE-M забезпечують символну синхронізацію. Для порівняння методів кодування (табл.2.1) введемо коефіцієнт ефективності

$$k_{\text{еф}} = \frac{L_1 \cdot E + L_3 \cdot Z + L_4 \cdot C}{L_2 \cdot \Delta F},$$

де E , Z , C , ΔF - параметри методів кодування енергія, самосинхронізація, швидкість передавання, ширина спектру відповідно; L_1 , L_2 , L_3 , L_4 - коефіцієнти важливості вказаних параметрів: $L_1=0.3$, $L_2=0.2$, $L_3=0.35$, $L_4=0.15$.

Результати розрахунків приведені в табл.2.1.

Виходячи з формули “Границі Шеннона” і швидкості передавання даних по каналу зв’язку, отримаємо рівняння теоретичних можливостей методів маніпуляції сигналів [44]

$$\frac{C}{F_k} = \log_2 \left(1 + \frac{P_0}{N_0} \right), \quad (2.2)$$

де C - швидкість передавання; F_k - смуга пропускання каналу зв’язку; P_0 - потужність сигналу; N_0 - рівень шумів в смузі частот сигналу.

На основі рівняння (2.2) побудуємо характеристику ефективності методів маніпуляції по відношенню до “Границі Шеннона” (рис.2.3).

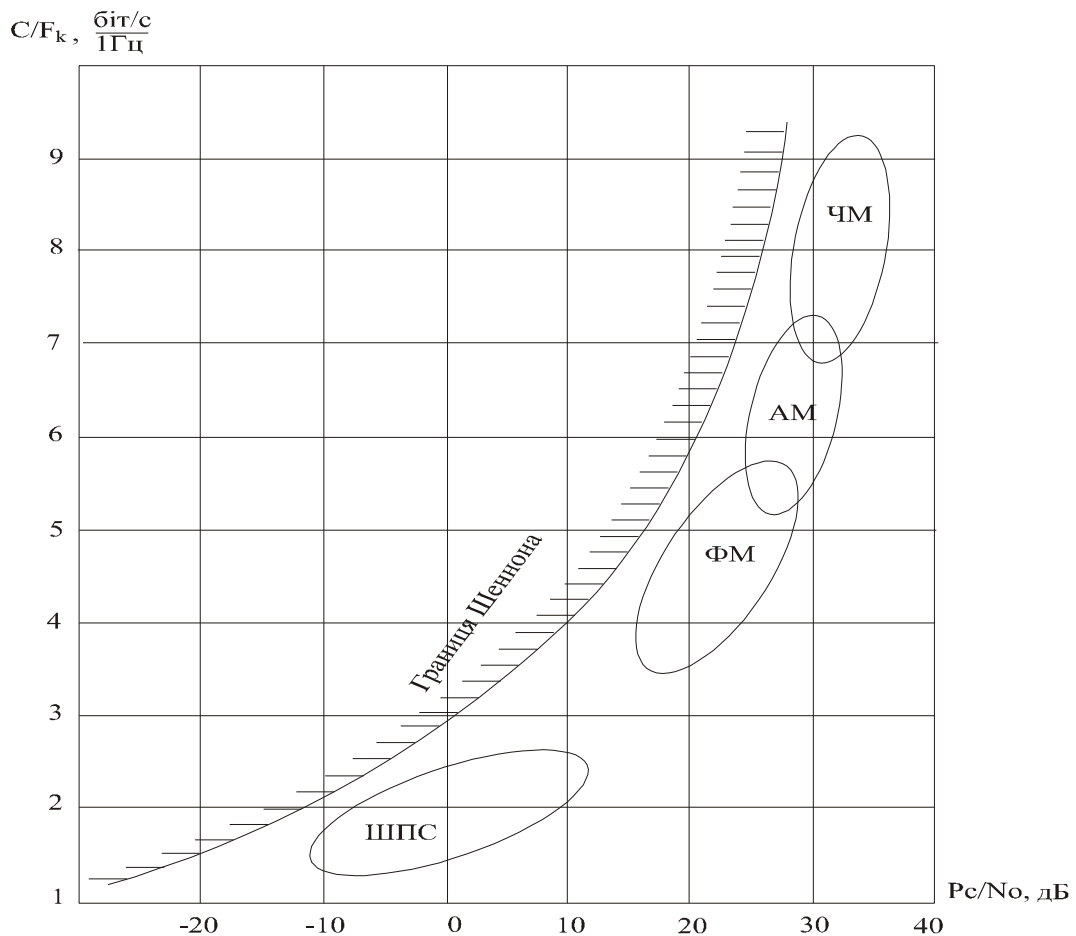


Рис.2.3. Ефективність методів маніпуляції

Методи кодування сигналів

Дані МК	0	0	0	1	0	0	1	1	0	1	1	1	к _{эф}
1.1 NRZ +1 0				↑			↑	↑		↑	↑	↑	0,4
1.2 DNRZ				↑	↑	↑	↑	↑		↑	↑	↑	0,57
1.3 RZ				↑			↑	↑		↑	↑	↑	0,18
1.4 NRZI	↑		↑			↑							0,57
1.5 AMI +1 0 -1				↑			↓	↓		↓	↓	↓	0,45
1.6 МЛТ-3				↑	↓	↓	↑	↑		↓	↓	↑	0,45
1.7 КТ-1	↑	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓		↑	↓	↑	0,62
1.8 RZ-P	↑	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓		↑	↓	↑	0,24
1.9 DRZ-P	↑	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓		↑	↓	↑	0,24
1.10 PE	↑	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓		↑	↓	↑	0,28
1.11 Мілер		↑		↑			↑			↑		↑	0,28
1.12 Biphase-M	↑	↓	↑	↓	↓	↑	↓	↓		↑	↓	↑	0,28

З рис.2.3 видно, що в низових комп'ютерних мережах, де рівень завад перевищує рівень сигналу найбільш ефективним є використання ФМ і ШПС.

Методи кодування представлені в табл.2.1 базуються на використанні сигнальних просторів розмірністю 2^n та $2^n + 1$ для КТ-1.

Застосування сигнальних просторів 2^n приводить до значної надлишковості при формуванні флагів синхронізації. Тому перспективним є дослідження сигнальних просторів $2^n + 1$.

З табл. 2.1 видно, що якісна оцінка ефективності (2.2) однозначно визначає переваги методу кодування з розширеним ансамблем сигналів $2^n + 1$.

Теоретичний аналіз та оцінка ефективності модифікованих сигнальних просторів з врахуванням числа сигналів M , кодової віддалі d_{ij} , та енергії сигналів E_c приведено в наступному розділі.

2.2. Теоретичний аналіз та оцінка ефективності модифікованих сигнальних просторів

Завадостійкість системи передавання даних залежить, як від форми сигналів які передаються так і від методу приймання. При оптимальному прийманні реалізується потенціальна завадостійкість. Тому оптимізацію СПД проводимо вибором найкращого ансамблю сигналів.

При однаковому методі приймання, різні ансамблі забезпечують різну завадостійкість. Це можна пояснити особливостями розміщення границь областей, які оточують кожний сигнал. Ймовірність правильного відтворення будь-якого сигналу можна збільшити, якщо збільшити область цього

сигналу. При цьому зменшуються об'єми областей сусідніх сигналів, що збільшує ймовірність помилкового відтворення цих сигналів [45].

Задача знаходження оптимального ансамблю сигналів зводиться до відомої в багатовимірній геометрії задачі найгустішої укладки однакових шарів в заданому об'ємі. Таке розміщення забезпечує однакову ймовірність помилки приймання будь-якого сигналу (області сигналів однакові) і мінімальну середню енергію сигналів (області найбільш густо укладені). Найгустіші укладки здійснюються при розміщенні сигнальних точок в вузлах так званої просторової сітки (або решітки), яка має регулярну структуру. В одновимірному просторі найгустішою укладкою являється рівномірне розміщення сигнальних точок на прямій, як показано на рис. 2.4.а. Показником густини укладки є коефіцієнт заповнення простору однаковими шарами, рівний відношенню об'єму цих шарів $V_N = M \cdot V_0$ до об'єму простору V , який вони займають [45]

$$v_N = \frac{V_N}{V} = \frac{M \cdot V_0}{V},$$

де V_0 - об'єм одного N - мірного шару. На рис.2.4.б радіус густо укладених сфер (в одновимірному просторі відрізків прямих) рівний $d/2$, де d – відстань між найближчими сигналами. Межі областей сигналів відзначені вертикальними лініями які лежать на поверхні сфер, тому коефіцієнт заповнення $v = 1$. При $N > 1$ коефіцієнт $v_N < 1$. Для $N \leq 10$ і деяких інших значень точні величини максимального коефіцієнта заповнення v_N наведені в [46].

Якщо число сигналів в ансамблі побудованому на основі сітки найгустішої укладки, достатньо велике, то таке розміщення сигнальних точок може бути достатньо близьким до оптимального. Області сигналів в цьому випадку однакові за виключенням крайніх областей.

Для побудови ансамблів з кінцевим числом сигналів використовують трикутні, кільцеві і квадратні сітки [45].

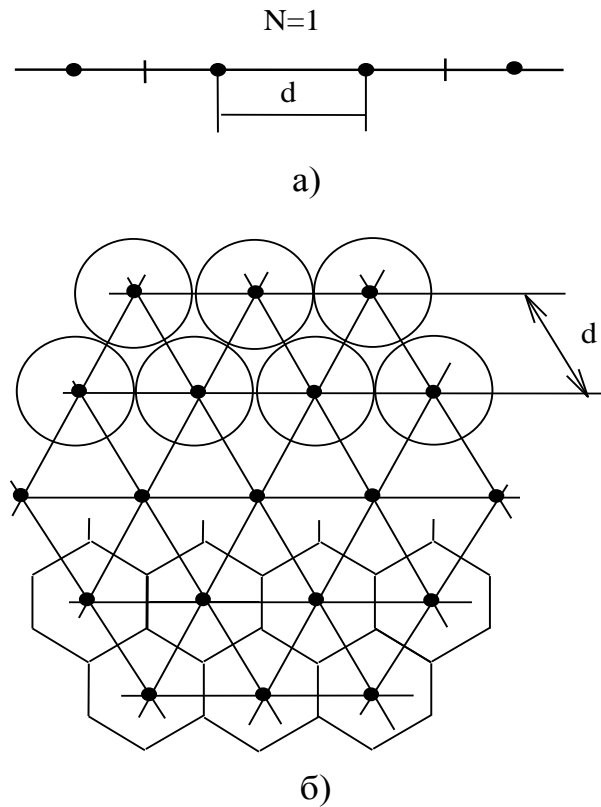


Рис.2.4. Схематичне зображення сигнальних сфер в одновимірному і двовимірному просторі

При дослідженні таких сигналів використаємо геометричне представлення в виді векторів в N -мірному просторі, в якому границями M -сигналів служать відповідні гіпер площини рівновіддалені від кінців векторів. Рівняння границь між областями сигналів має вигляд [19]

$$\int_0^T [\mathbf{X}(t) - \mathbf{S}_i(t)]^2 dt = \int_0^T [\mathbf{X}(t) - \mathbf{S}_j(t)]^2 dt,$$

де $\mathbf{S}_i(t), \mathbf{S}_j(t)$ – різні сигнали ; $j = 1, 2, \dots, M; i \neq j$.

При великій кількості сигналів в ансамблі M ймовірність помилки в основному залежить від відстані між ближніми сигнальними точками. Тому порівняння ансамблів проводиться по коефіцієнту завадостійкості [47]:

$$L = \frac{d_{ij}}{2 \cdot \sqrt{E_{\sigma}}}, \quad (2.3)$$

де $d_{ij} = \int_0^T [S_i(t) - S_j(t)]^2 dt = 2E_c [1 - P_{ij}]$; d_{ij} – відстань між сигналами в N -мірному просторі.

Енергетичні затрати на передавання одного двійкового символу

$$E_{\sigma} = \frac{E_c}{\log_2 M}. \quad (2.4)$$

Коефіцієнт взаємкореляції між сигналами

$$p_{ij} = \frac{1}{E_c} \cdot \int_0^T S_i(t) \cdot S_j(t) dt.$$

При рівно ймовірному передаванні сигналів їх середні і максимальні енергії відповідно рівні:

$$E_{\text{ср}} = \frac{d^2}{2 \cdot M} \cdot \sum_{i=1}^{M/2} (2 \cdot i - 1)^2, \quad (2.5)$$

$$E_{\text{max}} = \frac{[d \cdot (M - 1)]^2}{4}, \quad (2.6)$$

де $M = 2^k$, $k = 2, 3, \dots$

При цьому коефіцієнти завадостійкості дорівнює:

$$L_c = \frac{d_{\text{min}}}{2 \cdot \sqrt{E_{\sigma \text{ср}}}}, \quad (2.7)$$

$$L_m = \frac{d_{\text{min}}}{2 \cdot \sqrt{E_{\sigma \text{max}}}}, \quad (2.8)$$

де $E_{\sigma \text{ср}}$ і $E_{\sigma \text{max}}$ – відповідно, середня енергія сигналу, яка розрахована в системах з обмеженими енергоресурсами передавача і максимальна енергія сигналу, розрахована в системах з обмеженою піковою потужністю. При передаванні двійкових сигналів $E_{\sigma \text{ср}} = E_{\sigma \text{max}}$; $L_c = L_m = 1$. Із збільшенням кількості сигналів M значення L_c і L_c зменшуються.

Основною характеристикою ансамблю сигналів являється питома швидкість, виражена в бітах на один відлік.

$$V_c = \log_2 \cdot \frac{M}{N}. \quad (2.9)$$

Завадостійкість приймання таких сигналів розраховується за формулою [45]:

$$P_0 \leq \frac{1}{2 \cdot M} \cdot \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M \left[1 - \Phi \left(L_{ij} \cdot \sqrt{\frac{2 \cdot E_{\delta}}{N_0}} \right) \right], \quad (2.10)$$

$$\text{де } L_{ij}^2 = \frac{d_{ij}^2}{4 \cdot E_{\delta}}.$$

При побудові систем сигналів традиційно об'єм ансамблю вибирається рівним $M = 2^n$. Це забезпечує за час передавання одного сигналу $S_i(t)$ передавання 1,2,3 і т.д. біт інформації. В цьому плані симетричні ансамблі на основі трикутної сітки погано пристосовані для реалізації, так як містять число сигналів M не рівне цілій степені 2. Кращі ансамблі таких сигналів розглянуто в роботах [45, 46]. В [47] розраховано коефіцієнти L_c, L_m завадостійкості приймання двовимірних сигналів.

Суть принципу змінно якісної маніпуляції (ЗМ) полягає в тому, що в процесі кодування даних виключаються однократні повторення сигналів в інформаційних блоках. Досягнення такого ефекту забезпечується розширенням ансамблю сигналу що найменше на одиницю $M = 2^n + 1$ і заміною кожного символу, що повторюється, службовим сигналом.

Вперше ідея ЗМ частотних сигналів запропонована А.М. Лучуком в роботі [48]. Прикладом ЗМ є метод квазітрійкової маніпуляції [22], а також метод маніпуляції НР-ІІ, який базується на розширенні ансамблю сигналів

$$M = 2^n + k,$$

де $n = 1$, $k = 2$, причому обидва службові сигнали використовуються для блокової синхронізації, а стан «0» – для символної синхронізації. Приведені приклади показують, що вимоги ефективного реалізації блокової і символної синхронізації визначають перспективу використання ЗМ на основі розширених ансамблів сигналів.

Розрахунок параметрів завадостійкості досліджуваних ансамблів сигналів здійснимо на основі описаних вище оцінок: відстані d_{ij} (2.3), енергетичних затрат на передавання одного двійкового символу E_{σ} (2.4), середньої і максимальної енергії E_c (2.5), E_m (2.6), коефіцієнтів завадостійкості L_c (2.7), L_m (2.8) і ймовірність помилки при заданому відношенні сигнал-шум P_o (2.10).

При розширенні ансамблю сигналів в N -мірному просторі на k службових сигналів і ЗМ швидкість передавання інформації на один символ змінюється пропорційно M/N . Тому розрахунок оцінки E_{σ} необхідно проводити за формулою:

$$E_{\sigma} = \frac{E_c}{\log(M/N)},$$

з врахуванням (2.10)

$$L_c^* = \frac{d_{\min} \cdot \sqrt{\log_2 M/N}}{2 \cdot \sqrt{E_c}}.$$

Розраховані значення параметрів $d_{\min}, d_{\max}, d_c, E_i, E_c, E_m, L_c, L_m, v_c$ для різних досліджуваних ансамблів приведені в табл.2.2. На рис.2.5 показано сімейство значень коефіцієнтів для різних одновимірних і двовимірних сигналів. В одновимірному просторі ($N=1$) завадостійкість сигналів монотонно зменшується при збільшенні їх числа M в ансамблі. В двовимірному просторі ($N=2$) максимальну завадостійкість забезпечує ансамбль ЗМ із п'яти символів (табл.2.2). ЗМ сигнали характеризуються властивістю самосинхронізації за рахунок виключення повторення одного із них. Це відповідає тому, що в повному наборі n – розрядних послідовностей відсутні комбінації, які містять повторення одного із сигналів, тобто

$$M^n \cdot n \cdot \log_2 M > n \cdot M_*^n \cdot \log_2 M, \quad (2.11)$$

де $M_*^n = M^n - m$; m – число виключених комбінацій сигналів.

Таким чином, використання ЗМ сигналів приводить до зменшення об'єму алфавіту, зменшення ентропії сигналів і відповідно підвищення завадостійкості передавання даних. Ця властивість на діаграмах станів декодерів ЗМ сигналів зображається відсутністю багатократних переходів в вершинах графу.

Кількість переходів на діаграмах станів аналітично зв'язана з кількістю сигналів ансамблю

$$m_{\max} = M^2,$$

що відповідає граничному випадку в (2.11), при $n=2$.

При цьому ентропія ансамблю ЗМ сигналів і його питома швидкість визначається:

$$I = \log_2 M = \frac{M^2}{M_*} \cdot \log_2 M;$$

$$I_* = \frac{M^2}{M^2 - 1} \cdot \log_2 M; \quad (2.12)$$

$$M_* = M^2 - M, \quad V_c^* = \frac{M^2}{M_*} \cdot \log_2 (M/N),$$

де M_* – число переходів на діаграмі станів, I – питома ентропія одного із M сигналів з повним набором переходів.

Кількість допоміжних бітів, які можна використати для блокової синхронізації знаходимо за формулою

$$\mu = 2 \cdot M \cdot \overset{\vee}{E}[\log M],$$

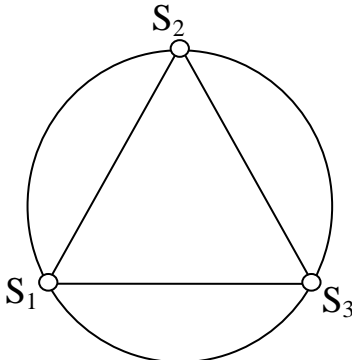
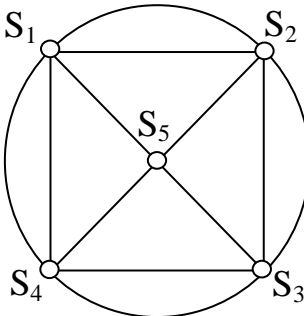
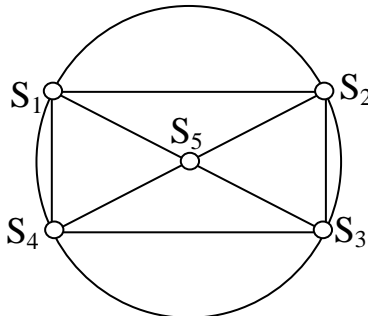
де $\overset{\vee}{E}[\]$ – цілочисельна функція з заокругленням до меншого цілого.

Враховуючи (2.12) отримаємо оцінку завадостійкості ЗМ сигналів в вигляді

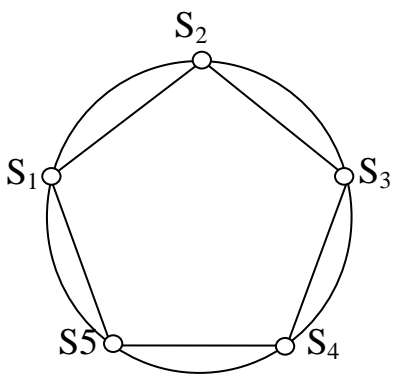
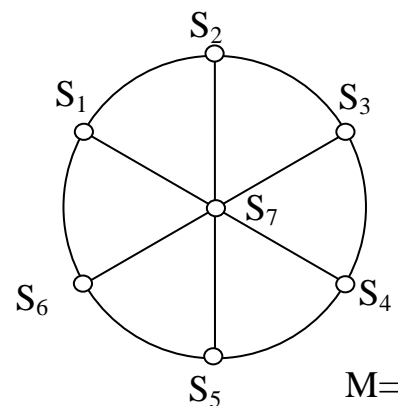
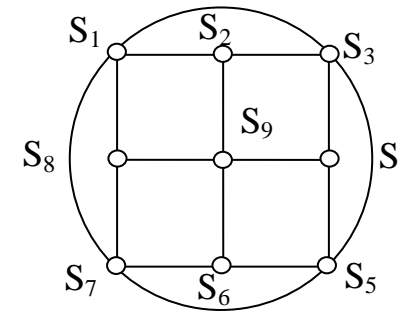
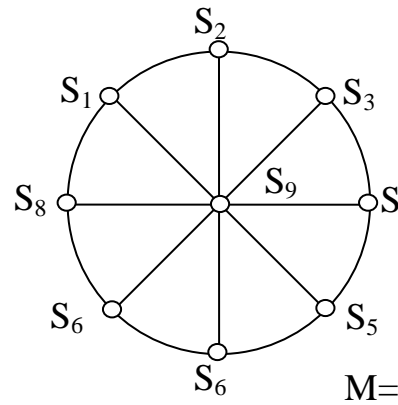
$$L_c^* = \frac{k_f \cdot d_{\min} \cdot \sqrt{k \cdot \log_2 (M/N)}}{2 \cdot \sqrt{E_c}} \quad (2.13)$$

де k_f – коефіцієнт форми сигналу; $k = \frac{M^2}{(M^2 - 1)} = \frac{M}{M - 1}$.

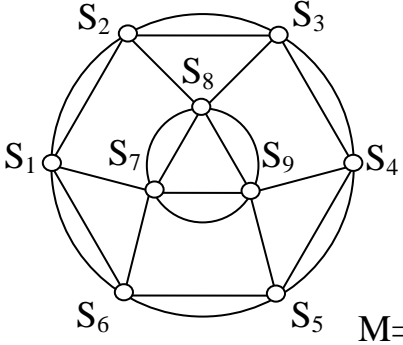
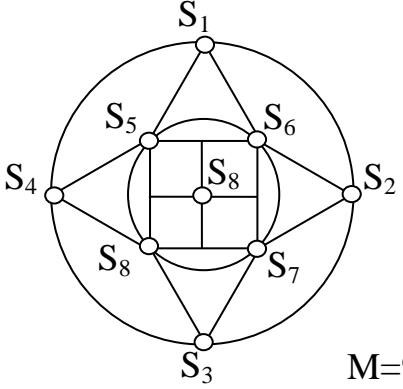
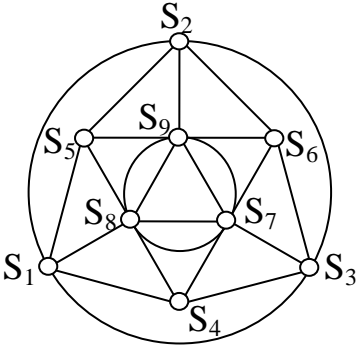
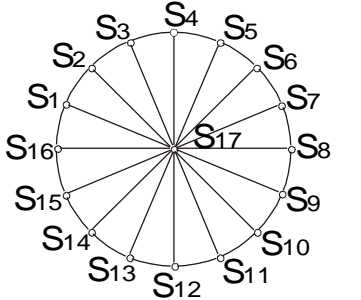
Результати розрахунку сигнальних просторів

№	Схема сигнального простору	$d_{\min}, d_{\max},$ d_c, μ	$E_{1,2,\dots}, E_{\max},$ E_c	$L_c, L_{\max},$ V_c
1	2	3	4	5
1	 <p style="text-align: center;">M=3</p>	1.732 1.732 1.732 6	$E_{1,2,3}=1.0$ $E_c=1.0$ $E_m=1.0$	0.662 0.662 0.585
2	 <p style="text-align: center;">M=5</p>	1.0 2.0 1.365 20	$E_{1-4}=1.0$ $E_5=0$ $E_c=0.8$ $E_m=1.0$	0.642 0.574 1.332
3	 <p style="text-align: center;">M=5</p>	1.0 2.0 1.346 20	$E_{1-4}=1.0$ $E_5=0$ $E_c=0.8$ $E_m=1.0$	0.642 0.574 1.332

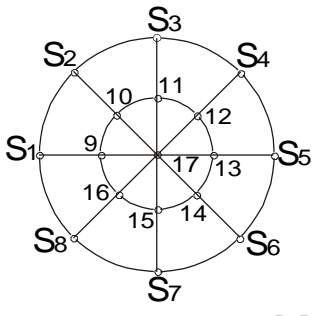
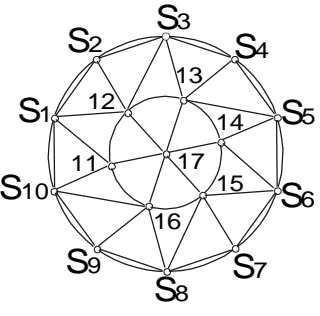
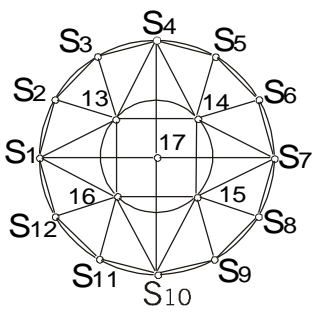
Продовження табл.2.2.

1	2	3	4	5
4	 <p style="text-align: right;">M=5</p>	1.17 1.95 1.535 20	$E_{1-5}=1.0$ $E_c=1.0$ $E_m=1.0$	0.672 0.672 1.322
5	 <p style="text-align: right;">M=7</p>	1.0 2.0 1.248 28	$E_{1-6}=1.0$ $E_7=0.0$ $E_c=0.857$ $E_m=1.0$	0.675 0.625 1.79
6	 <p style="text-align: right;">M=9</p>	0.707 2.0 1.16 54	$E_{1,3,5,7}=$ 0.707 $E_{2,4,6,8}=1.0$ $E_9=0.0$ $E_c=0.758$ $E_m=1.0$	0.591 0.515 2.127
7	 <p style="text-align: right;">M=9</p>	0.75 2.0 1.164 54	$E_{1-8}=1.0$ $E_9=0.0$ $E_c=0.889$ $E_m=1.0$	0.580 0.546 2.127

Продовження таблиці 2.2.

1	2	3	4	5
8	 <p style="text-align: right;">M=9</p>	0.7 2.0 1.20 54	$E_{1-6}=1.0$ $E_{7-9}=0.7$ $E_c=0.8$ $E_m=1.0$	0.57 0.51 2.127
9	 <p style="text-align: right;">M=9</p>	0.53 2.0 0.996 54	$E_{1-4}=1.0$ $E_{5-8}=0.53$ $E_9=0.0$ $E_c=0.680$ $E_m=1.0$	0.465 0.386 2.127
10	 <p style="text-align: right;">M=9</p>	0.63 1.7 1.04 54	$E_{1-3}=1.0$ $E_{4-6}=0.73$ $E_{7-9}=0.36$ $E_c=0.7$ $E_m=1.0$	0.548 0.459 2.127
11	 <p style="text-align: right;">M=17</p>	0.6 2.0 0,87 136	$E_{1-16}=1.0$ $E_{17}=0.0$ $E_c=0.94$ $E_m=1.0$	0,863 0,786 3.078

Продовження таблиці 2.2.

12	 <p style="text-align: center;">M=17</p>	0.42 2.0 0,78 136	$E_{1-8} = 1.0$ $E_{9-16} = 0.5$ $E_{17} = 0.0$ $E_c = 0.71$ $E_m = 1.0$	0,726 0,612 3,087
13	 <p style="text-align: center;">M=17</p>	0.48 2.0 0,82 136	$E_{1-10} = 1.0$ $E_{11-16} = 0.5$ $E_{17} = 0.0$ $E_c = 0.76$ $E_m = 1.0$	0,804 0,74 3,087
14	 <p style="text-align: center;">M=17</p>	0.5 2.0 0,84 136	$E_{1-12} = 1.0$ $E_{13-16} = 0.5$ $E_{17} = 0.0$ $E_c = 0.94$ $E_m = 1.0$	0,841 0,723 3,087

В загальному випадку $0 \leq m \leq M^2 - 1$.

Кількість зв'язків одної вершини діаграми станів з іншими вершинами дорівнює $M - 1$. Отже, при $0 \leq m < M - 1$ розрахунок L_c^* проводиться за формулою (2.13).

Отже ансамблі 3М сигналів при $M=3, N=1$; $M=3, N=2$ і $M=7, N=2$ характеризуються кращими показниками завадостійкості.

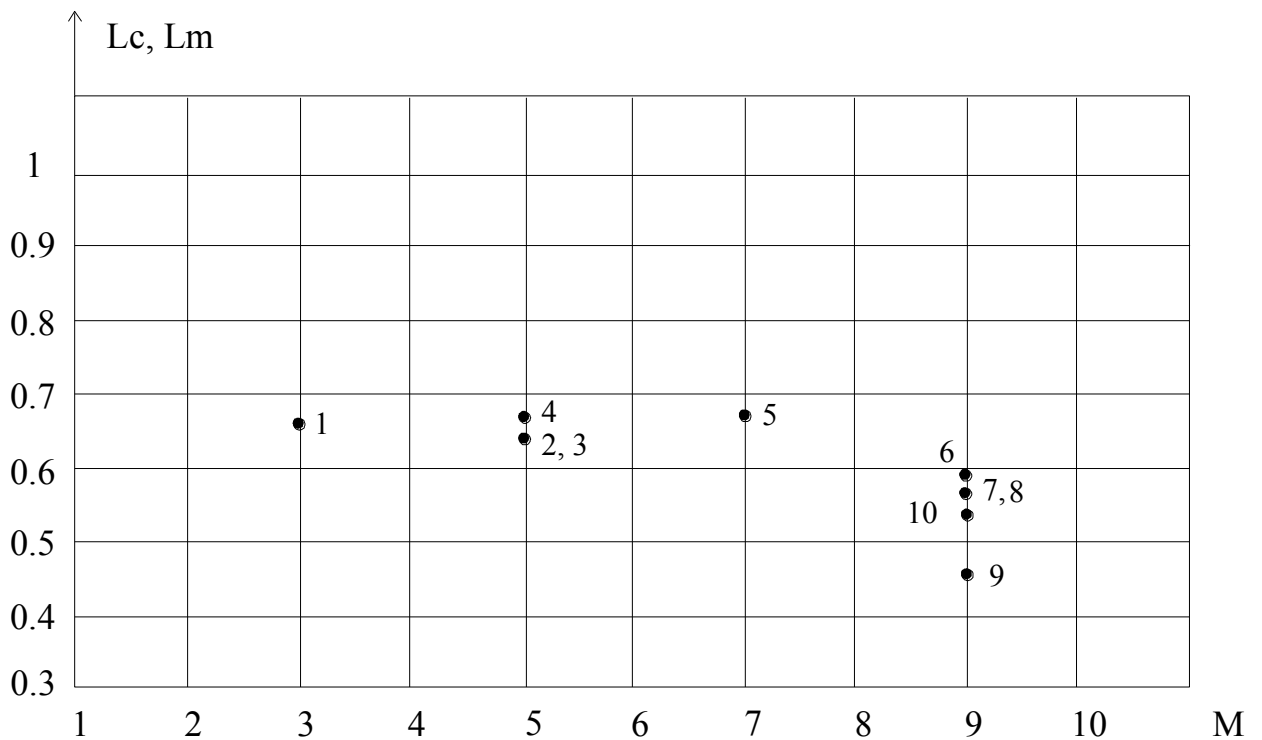


Рис.2.5. Коефіцієнти ефективності різних ансамблів сигналів

Сигнали ЗМ $M=7$ (6,1), $N=2$ з яких перші чотири забезпечують передавання 2-х бітів даних а 5-й і 6-й сигнали можуть бути використані для передавання сигналів “Старт” і “Стоп” блокової синхронізації, а 7-й сигнал в якості службового для виключення повторення інформаційних бітів і бітової синхронізації.

Проведені теоретичні дослідження показують, що ансамблі ЗМ сигналів є перспективними для розробки на їх основі ефективних технічних засобів кодування та передавання даних в НКМ, особливо їх реалізацію на основі оптичних ліній зв'язку.

2.3 Розробка нових методів кодування даних на основі розширення ансамблів сигналів

Квазітрійковий метод кодування (КТ-1) двійкових послідовностей на основі полярних ознак (табл.2.1) запропонований Николайчуком Я.М. [22], для частотної і полярної модуляції забезпечує бітову і блокову синхронізацію. Бітова синхронізація в методі КТ-1 забезпечується використанням трьох ознак сигналу, дві з яких використовуються для передавання “0” і “1” а третя для передавання повторення 0 або 1. Даний метод достатньо повно досліджений на основі полярного та частотного представлення [49].

Найбільш ефективною серед одновимірних методів є фазова маніпуляція [50], яка для даного методу не досліджувалась. При фазовій маніпуляції тривалість, амплітуда і частота сигналів є постійною величиною ($A=\text{const}$, $F=\text{const}$, $T=\text{const}$, $\varphi=\text{var}$), для ФМ сигнал описується рівнянням

$$S(t) = A(t) \cdot \cos[\omega_0 \cdot t + \Delta\varphi \cdot f(t)], \quad (2.14)$$

де $\Delta\varphi$ – індекс фазової модуляції, $f(t)$ – модулююча функція.

Використовуючи в якості змінного параметру в рівнянні 2.14 зсув фази сигналу в КТ-1 отримаємо

1	1	1	0	0	0	0	0	1	0	1	1	0	0	1
φ_1	φ_c	φ_1	φ_0	φ_c	φ_0	φ_c	φ_0	φ_1	φ_0	φ_1	φ_c	φ_0	φ_c	φ_1

де $\varphi_0 = 0^\circ$; $\varphi_1 = 120^\circ$; $\varphi_c = 240^\circ$.

Сигнальний простір і граф можливих переходів представлений на рис.2.6.

Так як граф можливих переходів не містить повторень сигналів то даний метод маніпуляції забезпечує бітову синхронізацію. На рис.2.7 представлені сигнали квазітрійкової ФМ і ВФМ.

Оцінку ефективності квазітрийкового фазового методу маніпуляції (КТФМ) проведемо на основі порівняння середньо-квадратичної відстані між сигналами (рис.2.8) для АМ, ЧМ, ФМ і КТФМ.

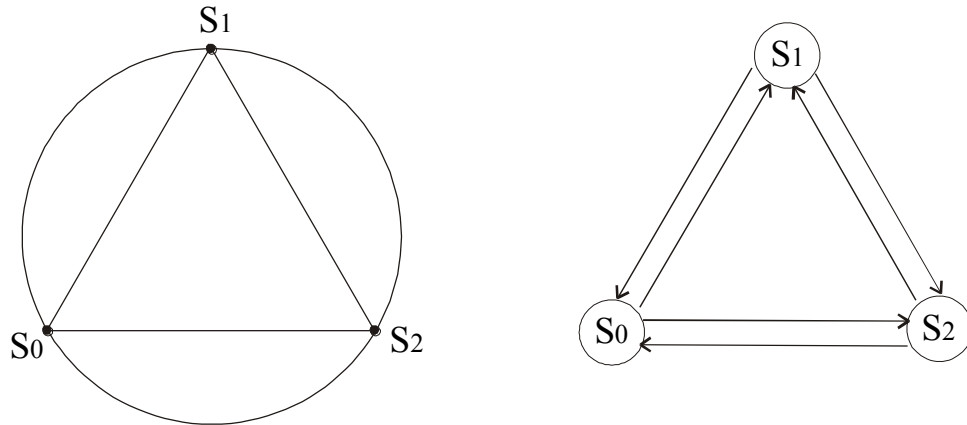


Рис.2.6. Сигнальний простір і граф можливих переходів КТФМ:

$$S_0=\varphi_0=0^\circ; S_1=\varphi_1=120^\circ; S_2=\varphi_2=240^\circ$$

ФМ	+1	0	1	1	0	1
	0	[Waveform plots for FM with bit 0]				
	-1	[Waveform plots for FM with bit 1]				
ВФМ	+1	0	1	1	0	1
	0	[Waveform plots for VFM with bit 0]				
	-1	[Waveform plots for VFM with bit 1]				
		$\varphi_0=0$	$\varphi_1=120$	$\varphi_c=240$	$\varphi_0=0$	$\varphi_1=120$

Рис.2.7. Сигнали квазітрийкової ФМ і ВФМ

Згідно теорії потенційної завадозахищеності найменша ймовірність помилкового приймання сигналу P_0 при рівномірних сигналах забезпечується оптимальним приймачем, алгоритм роботи якого має вигляд [45]

$$\int_0^T [x(t) - S_i(t)]^2 dt < \int_0^T [x(t) - S_j(t)]^2 dt \quad i, j = 1..M; \quad i \neq j.$$

Форма сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ залежить від методу передавання сигналів (рис.2.8), при передаванні імпульсами постійного струму $S_1(t) = 1$, а $S_2(t) = 0$ або 1; при передаванні модульованими сигналами змінного струму тривалості τ_0 з різними амплітудами (при АМ), частотами (при ЧМ) або фазами (при ФМ).

Помилки виникають під впливом завад $\zeta(t)$. Ймовірність помилки при дії флуктуаційної гаусовської завади з рівномірним спектром визначається за формулою [43]

$$P_{\Pi} = \frac{1}{2} - \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_0^Z e^{-x^2/2} dt = \frac{1}{2} \cdot [1 - \Phi(Z)], \quad (2.15)$$

$$\text{де } \Phi(Z) = \frac{2}{\sqrt{2 \cdot \pi}} \int_0^Z e^{-x^2/2} dt.$$

Параметр Z залежить від відношення середньоквадратичної відстані між сигналами $S_1(t)$ і $S_2(t)$ і спектральною густиною шуму N_0 , потужності завади P_3 на одиницю смуги пропускання приймача: $Z = \sqrt{d/2 \cdot N_0}$, $N_0 = \frac{P_3}{\Delta F_k}$.

Середньоквадратична відстань між сигналами визначається за формулою [19]

$$d(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi_0} \int_0^{\tau} [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt,$$

характеризує ступінь розпізнавання сигналів $S_1(t)$ і $S_2(t)$ і визначає при заданому N_0 завадостійкість методів маніпуляції.

Як видно із рис.2.8 найбільша площа між сигналами при ФМ, а найменша при АМ.

Параметр Z в формулі (2.15) при АМ дорівнює $\sqrt{\frac{E_c}{2 \cdot N_0}}$,

при ЧМ $-\sqrt{\frac{E_c}{N_0}}$, при ФМ $\sqrt{\frac{E_c}{N_0}}$,

де E_c - енергія сигналу.

Середньоквадратичну віддаль між сигналами для КТФМ знаходимо за формулами:

$$d1(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi_0} \int_0^\tau [S_0(t) - S_1(t)]^2 dt;$$

$$d2(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi_0} \int_0^\tau [S_0(t) - S_2(t)]^2 dt;$$

$$d3(t) = \frac{1}{2 \cdot \pi_0} \int_0^\tau [S_1(t) - S_2(t)]^2 dt,$$

де $S_0(t) = \sin \omega \cdot t$; $S_1(t) = \sin \omega \cdot t + \frac{2 \cdot \pi}{3}$; $S_2(t) = \sin \omega \cdot t + \frac{4 \cdot \pi}{3}$.

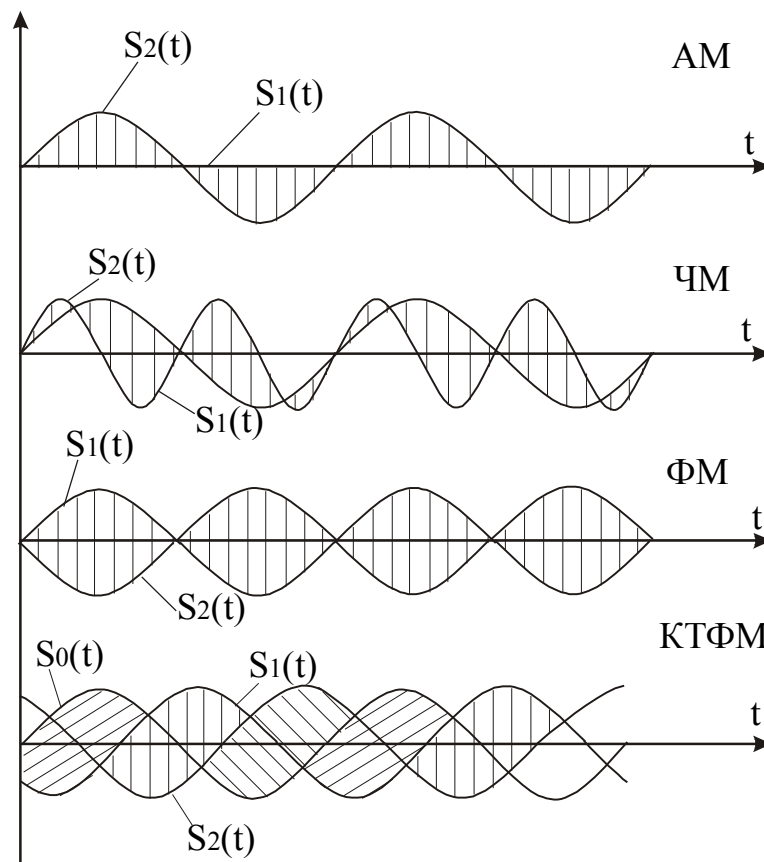


Рис.2.8. Віддаль між сигналами при різних методах маніпуляції

Результати розрахунків за формулою 2.15 приведені на рис.2.9.

Отже, найбільш завадозахищеними є фазоманіпульовані сигнали. Вони забезпечують вигреш в енергії сигналу в два рази в порівнянні з ЧМ сигналами і в чотири рази в порівнянні з АМ сигналами. ЧМ сигнали забезпечують вигреш в енергії сигналу в порівнянні з АМ в два рази. Однак на відміну від фазової і частотної маніпуляції, при АМ передається тільки один сигнал. Тому, якщо виходити з середньоквадратичних затрат то системи з АМ і ЧМ сигналами мають однакову завадостійкість [50].

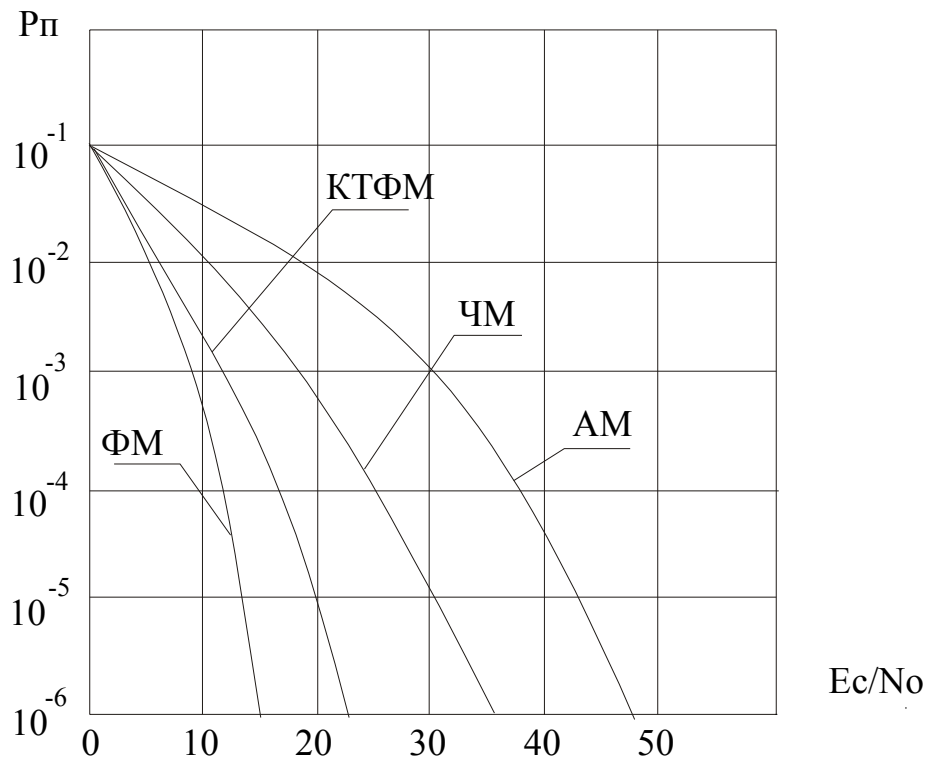


Рис.2.9. Залежність ймовірності правильного приймання від відношення E_s/N_0 при АМ, ЧМ, ФМ, КТФМ

Графік показує, що метод КТФМ забезпечує кращу завадостійкість ніж ЧМ, але гіршу за ФМ.

Із методів маніпуляції, які можна використати в оптичному каналі зв'язку, найбільш перспективними є імпульсні методи. Так, як потужність випромінювання лазера в імпульсному режимі значно більша за потужність випромінювання в неперервному режимі.

Запропонований квазітрійковий фазо-імпульсний метод кодування (КТФІ) (рис.2.10) при якому інформація передається шляхом зміни положення одиничного імпульсу оптичного сигналу на заданому часовому періоді. Цей часовий період ділиться на n дискретних інтервалів і передній фронт оптичного імпульсу повинен співпадати з одним із дискретних інтервалів.

Лазер випромінює тільки в одному інтервалі. Фотоприймач підраховує кількість фотонів в кожному часовому інтервалі і в залежності від номера активного інтервалу визначає передавався символ “0”, “1”, або “с” .

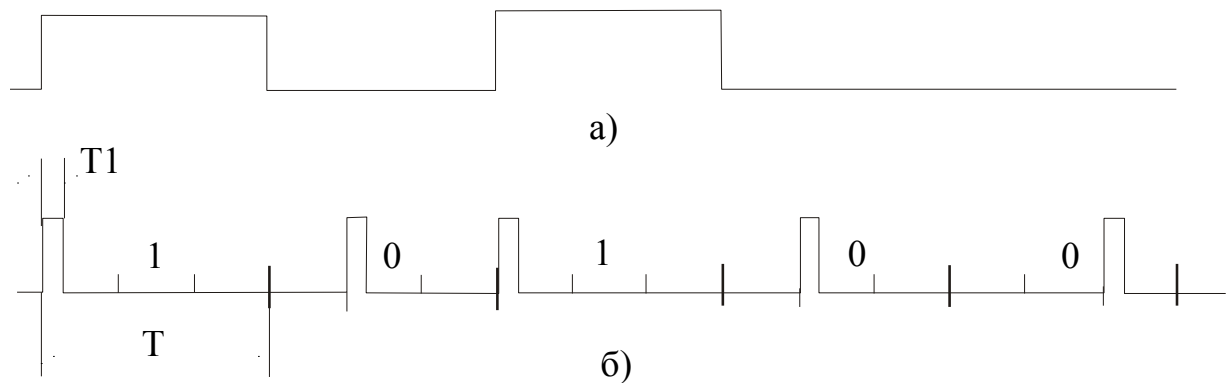


Рис. 2.10. Квазітрійковий фазо-імпульсний метод кодування:

а)–сигнальна модель потоку інформаційних даних;

б)–приклад КТФІ методу кодування;

T–період інформаційного сигналу;

$T1=3T/16$ – тривалість оптичного сигналу

Особливістю оптичних цифрових систем є те, що передавання даних відбувається тільки однополярними імпульсами електричного сигналу, які модулюють оптичну несучу. Це пояснюється тим, що модулюється не амплітуда, а потужність оптичного випромінювання.

2.4. Інтегрально-імпульсний метод кодування даних в базисі Галуа

Використання властивостей рекурентності аргументу базису Галуа є основою для вирішення багатьох задач в області цифрового формування, передавання і обробки повідомлень зокрема [51-56]:

- передавання повідомлень в умовах інтенсивних завад;
- блокової синхронізації пакетів даних на базі протоколів Галуа.

Генератори псевдовипадкових послідовностей найбільш широко використовуються в системах зв'язку із складними сигналами [51].

Псевдовипадкові послідовності – лінійні рекурентні послідовності максимальної довжини, які формуються за допомогою примітивних непривідних поліномів $f_n(x)$ пам'яті n над полем чисел $GF(g)$ [52].

Формуються вказані послідовності за допомогою генераторів, які містять реєстри зсуву із зворотнім зв'язком. Загальна схема такого генератора приведена на рис.2.11.

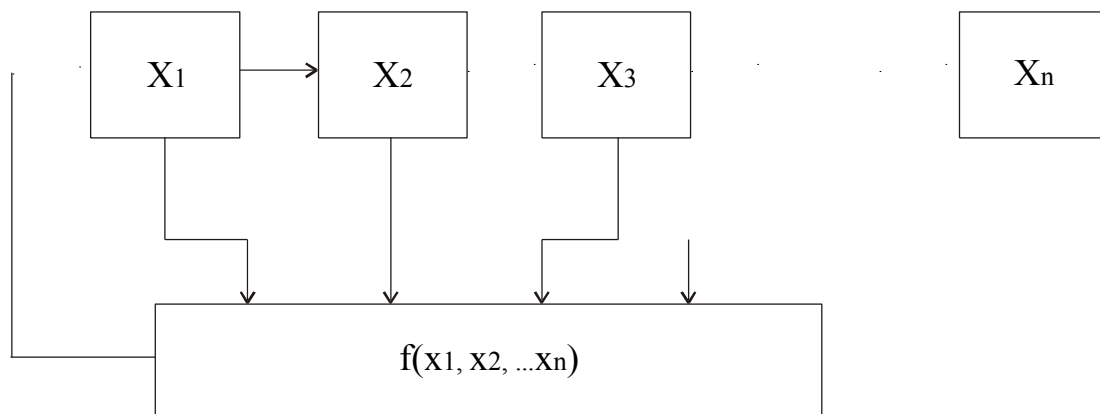


Рис.2.11. Структура універсального генератора псевдовипадкової послідовності

Символи псевдовипадкової послідовності розраховуються за рекурентним рівнянням [53]

$$x_i = (a_1 \cdot x_{i-1} + a_2 \cdot x_{i-2} + \dots + a_n \cdot x_{i-n}) \cdot \text{mod} 2, \quad i > n,$$

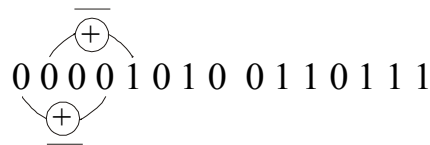
де $\{a_k\}_n$ – коефіцієнти породжуючого поліному $f_n(x)$.

Регістр зсуву з n комірками пам'яті здатний генерувати послідовність з періодом $N = 2^n - 1$ на основі рекурентних кодових ключів

$$x_{i+1} = \sum_{i=1}^n x_i \cdot a_i,$$

де $a_i = \{a_1, a_2, \dots, a_n\}$, $a \in \overline{0,1}$, і сумування здійснюється по модулю 2.

Якщо початковий стан регістра 0000 то на виході одержимо послідовність з періодом $N = 2^4 - 1 = 15$



Періодична автокореляційна функція послідовності максимальної довжини приведена на рис.2.12.

Щоб одержати M - послідовність з періодом $2^n - 1$, необхідно вибрати примітивний поліном степені n і використати його в якості рекурентної формули. Коефіцієнти поліному, які не дорівнюють нулю визначають зворотні зв'язки в генераторі M - послідовності. В [54] приведені незвідні поліноми степені $n=3-31$.

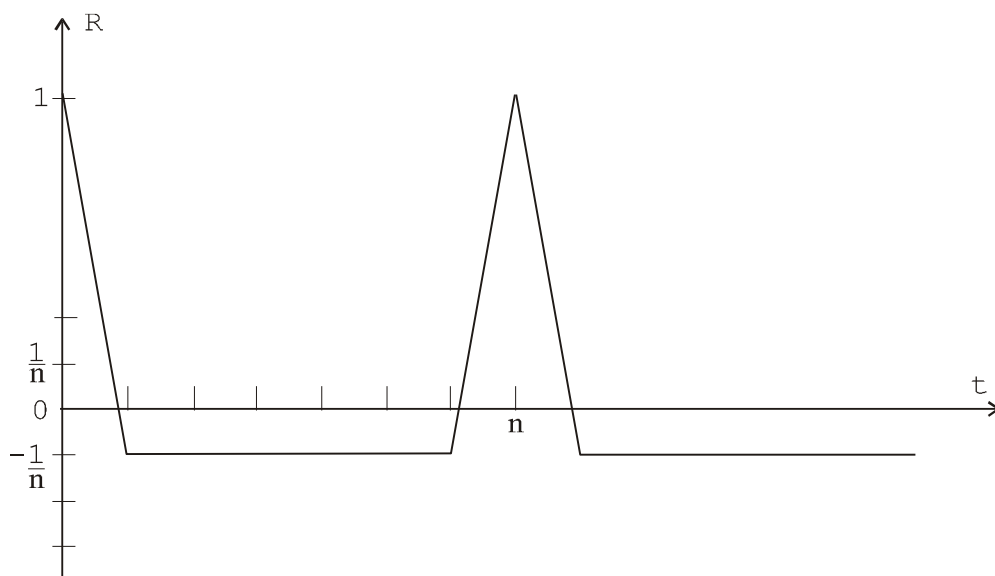


Рис.2.12. Автокореляційна функція послідовності максимальної довжини

Кількість послідовностей максимальної довжини, які можна одержати за допомогою n -розрядного регістру визначається за формулою [52]

$$k = \frac{[\phi(2^n - 1)]}{n},$$

де $\phi(2^n - 1)$ – функція Ейлера, кількість простих додатних чисел включаючи 1, які менші за $2^n - 1$.

Перевагою генераторів на регістрах зсуву є простота схемної реалізації.

Для практичного використання представляють інтерес M -послідовності, які формуються на основі незвідних поліномів з найменшою кількістю ненульових коефіцієнтів, так як генератор при цьому має більш просту схему. Для більшості n існують поліноми, які мають тільки два ненульових коефіцієнти табл.2.3, відповідно M -послідовність буде формуватись за допомогою кодового ключа

$$x_{i+1} = x_i \oplus x_{i-j},$$

або на основі інверсного кодового ключа

$$x_{i+1} = x_i \bar{\oplus} x_{i-j},$$

де j - ненульовий коефіцієнт поліному.

Структура генератора кодів поля Галуа (КПГ) на основі адресного лічильника і ПЗП представлена на рис.2.13. Схема генерує псевдовипадкову послідовність або їх набір з періодом $N = 2^n$, де n - розрядність лічильника.

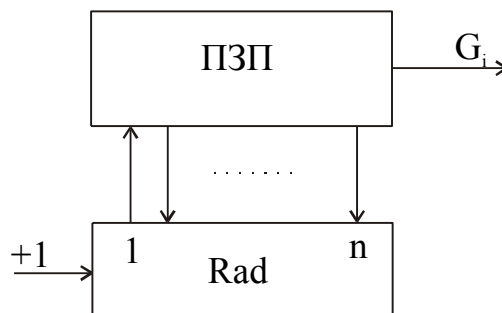


Рис.2.13. Генератор кодів Галуа

Таблиця 2.3.

Кодові ключі спрощених генераторів М- сигналів

Кодові ключі			
n=2	11	n=6	100001 110000
n=3	101 110	n=7	1000001 1000100 1001000 1100000
n=4	1001 1100	n=9	100001000 100010000 100100000
n=5	10010 10100	n=10	1000000100 1001000000

Наприклад, для кодів поля Галуа $G\left(\frac{20}{2}\right)$, що відповідає об'єму адресації 1 Мбайт маємо

$$x_{i+1} = x_i \oplus \overline{x_{i-18}}.$$

При цьому коди Галуа, що відповідають числам в діапазоні $0 \div 2^{20} - 1$ рекурсивно упаковані у вигляді

00000000000000000000000011100011 ... 000
 └──────────────────────────────────┘ 0
 └──────────────────────────────────┘ 1
 └──────────────────────────────────┘ 2
 └──────────────────────────────────┘ 3
 └──────────────────────────────────┘ 4
 .
 .
 └──────────────────────────────────┘ $2^{20} - 1$

Рекурентність кодів Галуа може бути ефективно використана для інтегрально імпульсного кодування (ІІМ) та передавання даних.

алгоритмом. Дані в кодї RZN надходять на логічний елемент I-HE, який виконує роль ключа. На інший вхід даного елемента надходять тактові імпульси з генератора. При одиничному інформаційному сигналу ключ відкривається, тактові імпульси надходять на регістр зсуву RG на виході якого отримуємо біти Галуа, що відповідають закодованим інформаційним даним.

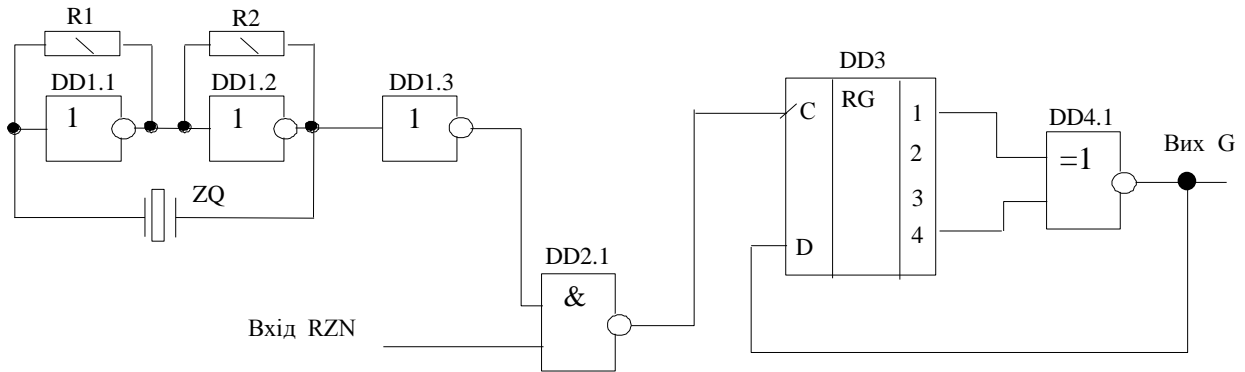


Рис.2.15. Структурна схема кодера ПМ-1

В каналах зв'язку з високим рівнем імпульсних завад при передаванні інформаційних нулів паузою виникають помилки.

Тому розроблений метод кодування ПМ-2 (рис.2.16) в якому одиничний інформаційний біт передається двома бітами коду Галуа, а нульовий інформаційний біт – одним бітом Галуа. Передавання даних відбувається пакетами визначеної довжини. Розрядність коду Галуа вибирається в два рази більшою за блок даних.

Кодер ПМ-2 (рис.2.17) складається з генератора тактових імпульсів, генератора кодів Галуа G, подільвача частоти DD2.1 і ключів DD3.1, DD3.2.

Перевагою запропонованих методів кодування є висока завадозахищеність передавання даних, які закодовані бітами Галуа, так, як приймач знаючи кодовий ключ за допомогою якого формуються коди Галуа може однозначно виправити однократні помилки типу вставок і витирань та виявляти пакети помилок.

Другою важливою перевагою даного методу кодування є те, що коди Галуа одночасно містять інформацію про контрольну суму даних, що передаються.

2.5. Кодування інформаційних кадрів в багатоканальних системах на основі базису Галуа

Однією із складних практичних задач на рівні РКС є впровадження стандартних протоколів зв'язку між давачами технологічних параметрів, контролерами і ПК. Високий рівень промислових завод, а також вимоги підвищеної надійності і живучості РКС ставлять високі вимоги до протоколів фізичного рівня.

Основним недоліком стандартних протоколів є необхідність здійснення процедури бітстафінгу за рахунок незалежності кожного біту службових даних при реалізації флагів. Другим недоліком існуючих протоколів є відсутність методів виключення неактивних джерел інформації в полі даних.

Використання методів квазітрійкової маніпуляції дозволяє формувати фрейми стандартних протоколів зв'язку з малою надлишковістю і в два рази збільшити швидкість передавання даних при заданій смузі каналу зв'язку, включаючи маніпуляцію трьохрівневим біполярним, фазовим, частотним і широкосмуговими сигналами. Це в значній мірі розширює діапазон адаптації швидкості передавання даних, а також можливість надійної роботи мережі в умовах інтенсивних промислових завод.

Унікальні властивості кодів Галуа, які визначають логічний зв'язок між різними елементами рекурентної послідовності, відкривають нові

можливості організації блокової і символної синхронізації в послідовних біт і байт орієнтованих потоках даних.

Для формування послідовного біт орієнтованого протоколу проводимо сканування паралельних каналів. В результаті сканування формується кадр протоколу (рис.2.18).

Структуру повідомлень багатоканальної системи можна представити матрицею

$$\begin{array}{c}
 \begin{array}{c}
 N \\
 1 \\
 2 \\
 \vdots \\
 j \\
 \vdots \\
 n
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 X_{i1} \\
 X_{i2} \\
 \vdots \\
 X_{ij} \\
 \vdots \\
 X_{in}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 X_{i+1,1} \\
 X_{i+1,2} \\
 \vdots \\
 X_{i+1,j} \\
 \vdots \\
 X_{i+1,n}
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot
 \end{array}
 \begin{array}{c}
 \cdot X_{m1} \\
 \cdot X_{m2} \\
 \vdots \\
 \cdot X_{mj} \\
 \vdots \\
 \cdot X_{mn}
 \end{array}
 \end{array}
 \left| \right.
 \begin{array}{c}
 X_{i1} \rightarrow G_{i1} \\
 X_{i2} \rightarrow G_{i2} \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 \cdot \\
 X_{i1} \rightarrow G_{i1}
 \end{array}
 \Rightarrow
 \left(\begin{array}{cccccccc|cc}
 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\
 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
 & & \cdot & & \cdot & & & & \cdot & \cdot \\
 & & \cdot & & \cdot & & & & \cdot & \cdot \\
 & & \cdot & & \cdot & & & & \cdot & \cdot \\
 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1
 \end{array} \right)
 \end{array}$$

де N-номер каналу; X_i – вимірне значення технологічного параметру; G_i – коди Галуа.

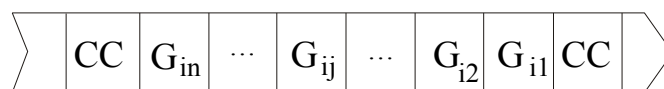


Рис.2.18. Кадр протоколу багатоканальної системи:
 CC- символи блокової синхронізації.

На приймальній стороні відбувається перетворення послідовного коду в паралельний і декодування прийнятих повідомлень.

Описаний метод формування інформаційних кадрів на основі базису Галуа забезпечує постійну швидкість передавання даних і зменшує надлишковість службової інформації.

ВИСНОВКИ

1. Проведено аналіз одновимірних методів маніпуляції та фізичного представлення сигналів в різних базисах, досліджено та обґрунтовано ефективність квазітрійкового методу кодування сигналів, який забезпечує ефективну бітову та блокову синхронізацію.

2. Проведений теоретичний аналіз модифікованих сигнальних просторів, з розширеними ансамблями сигналів $M = 2^n + 1$, на основі яких розроблені нові ефективні методи кодування сигналів із самосинхронізацією.

3. Запропоновано і досліджено квазітрійковий фазовий та фазо-імпульсний метод кодування, що дозволяє максимально використати фізичні параметри імпульсних сигналів оптичних генераторів при створенні безпроводних оптичних ліній зв'язку. Отримані характеристики ймовірності правильного приймання для фазових та фазо-імпульсних методів, які підтверджують їх переваги порівняно з амплітудними та частотними методами.

4. Розроблений метод інтегрально-імпульсного кодування в базисі Галуа, який виправляє однократні помилки та виявляє пакети помилок. Іншою важливою перевагою є те, що коди Галуа одночасно містять інформацію про контрольну суму даних.

5. Запропоновано метод кодування інформаційних кадрів в багатоканальних системах на основі кодів базису Галуа, який забезпечує постійну швидкість передавання даних і зменшує надлишковість службової інформації.

РОЗДІЛ 3

РОЗРОБКА ТА ДОСЛІДЖЕННЯ РКС З ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ

3.1. Розробка архітектури РКС з оптичним каналом зв'язку

Аналіз існуючих архітектур РКС на основі провідних та безпроводних ліній зв'язку проведений в розд.1 показав, що основними параметрами, які необхідно враховувати при розробці архітектури РКС на основі оптичного каналу зв'язку є:

- 1) відстань між об'єктами контролю;
- 2) швидкість створення повідомлень;
- 3) наявність прямої видимості між передавачем та приймачем оптичних сигналів.

Використання оптичних ліній зв'язку (ОЛЗ) пропонується для вирішення двох типів задач [16, 24, 58, 59]:

- 1) комп'ютерні мережі;
- 2) комп'ютерні системи контролю та управління розподіленими об'єктами.

В комп'ютерних мережах ефективним є використання ОЛЗ для:

- 1) з'єднання двох ПК, які знаходяться в віддалених корпусах, при відстані між корпусами 400м і більше, і до 400м, якщо є фізичні труднощі із прокладанням кабелю;
- 2) з'єднання двох і більше сегментів локальної комп'ютерної мережі (рис.3.1).

Дана технологія дозволяє організувати електричну розв'язку двох сегментів локальної мережі, що виключає можливість пошкодження великої кількості комп'ютерів при попаданні блискавки.

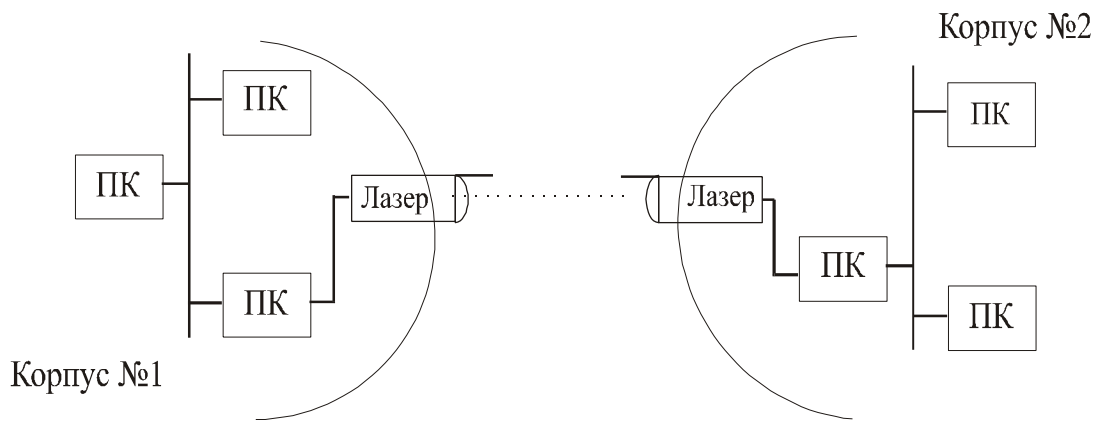


Рис.3.1. З'єднання двох сегментів локальної мережі:

ПК- персональний комп'ютер.

При вирішенні другого типу задач запропоновані зірково-магістральна і ретрансляційна архітектури РКС [60].

Для контролю рівнів нафтопродуктів в товарно-сировинних парках розроблена зірково-магістральна архітектура РКС (рис.3.2), яка реалізована при участі автора в системі СВР-2.

На низовому рівні ДР-К доцільним є використання провідних ліній зв'язку, так як відстань між давачем рівня і концентратором дорівнює до 200м. На рівні К-МК і цеховий рівень – адміністративний (ПК-ПК) запропоновано використання оптичного каналу зв'язку, так як відстань між вказаними об'єктами знаходиться в межах 3000м.

В даній структурі ПК, на цеховому рівні шляхом адресного опитування виконує обмін даними через концентратор К з кожним ДР на основі інтерфейсу IRPS на рівні К-ДР і на основі інтерфейсу RS-232C на рівнях цеховому К-МК та адміністративному ПК-ПК.

Інформація з кожного давача рівня поступає в концентратор в протоколі RS-232C. Загальна довжина інформаційного кадру складає 24 біти.

Для контролю роботи верстатів гойдалок розроблена ретрансляційна архітектура (рис.3.3) [24].

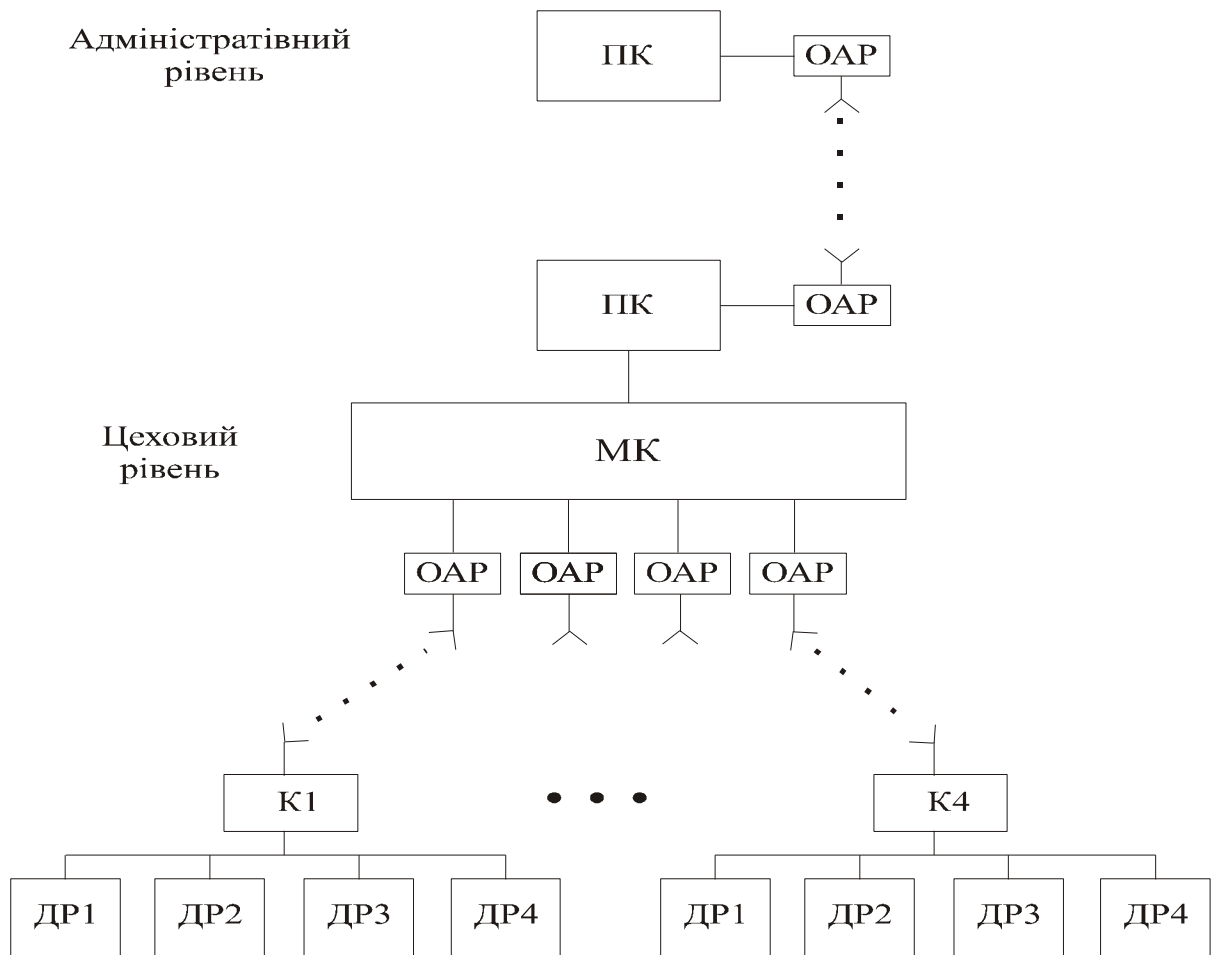


Рис.3.2. Система контролю рівня нафтопродуктів в товарно-сировинних парках:

МК- мережевий контролер;

К- концентратор;

ДР- давач рівня.

Система базується на лазерних ретрансляторах двох типів: активного, який приймає інформацію від об'єкта і пасивного, який виконує роль ретранслятора.

Структура ЛАР описана в роботі [46]. Концентратор, виконує функції концентратора інформації, яка поступає від лазерних трактів в комп'ютер. Один лазерний тракт забезпечує передачу даних 8, 16, 32 і при можливості більшого числа об'єктів.

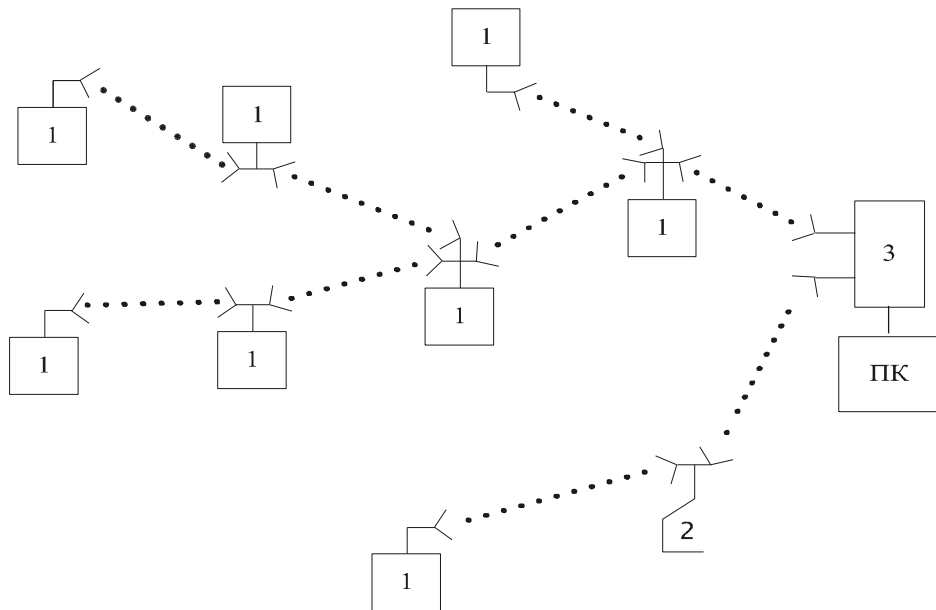


Рис.3.3. Архітектура системи ГОРГОНА:

- 1–активний оптичний ретранслятор;
- 2–пасивний оптичний ретранслятор;
- 3–концентратор.

Оцінимо необхідну швидкість передавання даних в оптичній лінії зв'язку, яка забезпечує з'єднання двох сегментів локальної мережі (рис.3.1).

Швидкість передавання даних визначається за формулою

$$C_k = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m C_{ij},$$

де $k = 2$ – число рівнів об'єднання інформаційних потоків ПК; $i = 1, 2, \dots, n$ – число ПК; $j = 1, 2, \dots, m$ – число ДІ, що обслуговуються одним ПК; C_{ij} – максимальна швидкість створення повідомлень одним джерелом інформації.

Необхідна швидкість передавання в типовій архітектурі системи контролю рівня нафтопродуктів в товарно-сировинних парках (рис.3,2) описується формулою (3.1), де $k = 2$; $n = 4$; $m = 4$. Причому на рівні кожного давача рівня системи СВР-2 формуються чотири інформаційні потоки (код рівня і коди трьох давачів температури).

В системі Горгона ієрархічна бінарно-розгалужена архітектура. Тому необхідну швидкість обміну даними на кожному рівні можна оцінити наступними аналітичними виразами

$$C_1 = 2^0 \cdot C_{ij};$$

$$C_2 = 2^1 \cdot C_{ij};$$

$$C_3 = 2^2 \cdot C_{ij} + C_{ij} = (2^2 + 1) \cdot C_{ij};$$

$$C_k = (2^{k-1} + 1) \cdot C_{ij}.$$

Для кільцевої архітектури описаної в розділі 1 (рис.1.5) оцінка швидкості обміну даними описується рівнянням

$$C_k = \sum_{j=1}^m C_j,$$

де $k=1$.

Швидкість обміну даними в мережі з дворівневою кільцевою архітектурою представленою на рис.3.4 визначається за формулою

$$C_1 = C_{ij};$$

$$C_2 = \sum_{i=1}^n C_{ij},$$

де n - кількість ДІ.

Максимальна швидкість передавання даних між локальними контролерами залежить від кількості ДІ приєднаних до одного ЛК і визначається за формулою

$$C_k = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^m C_{ij},$$

де $i = 1, 2, \dots, n$ – число ЛК.

На рис.3.5 представлені графіки оцінки максимальної швидкості обміну даними в РКС з оптичним каналом зв'язку.

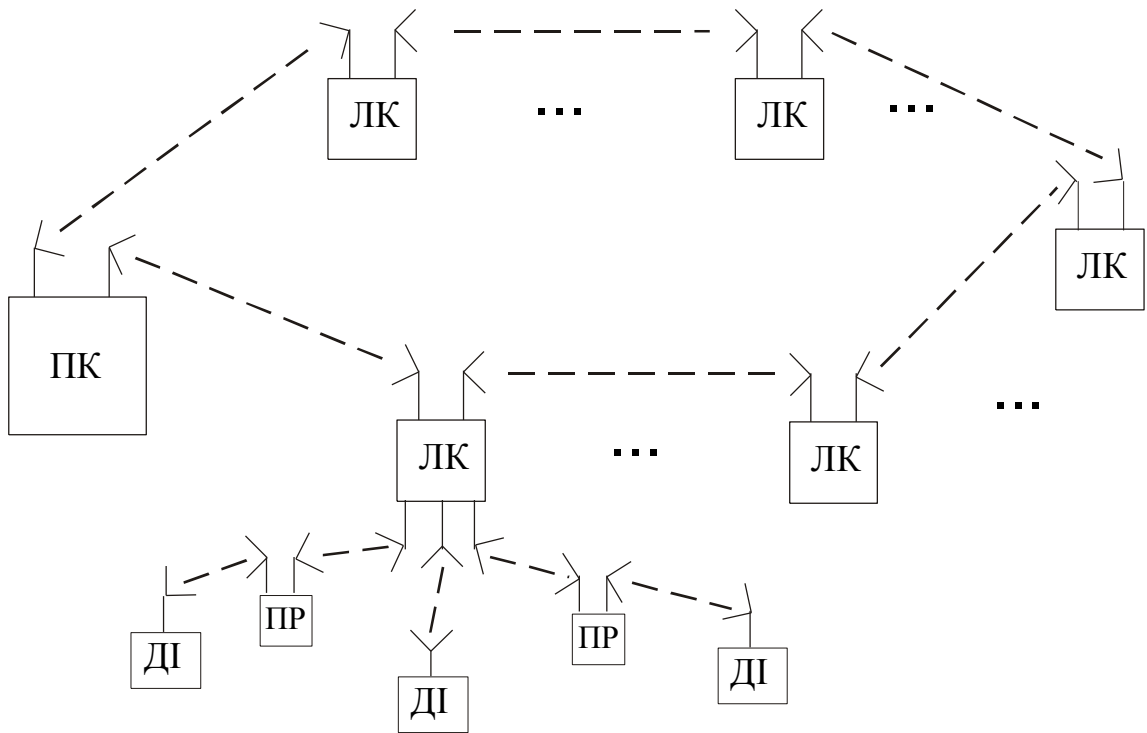


Рис.3.4. Дворівнева кільцева архітектура:

ЛК- локальний контролер;

ПР- пасивний ретранслятор;

ДІ- джерело інформації.

Таким чином аналіз архітектур та оцінка швидкості обміну даними (рис.3.5) показує, що перша архітектура (рис.3.1) потребує оптичної лінії зв'язку з максимальною швидкістю передавання даних C_1 .

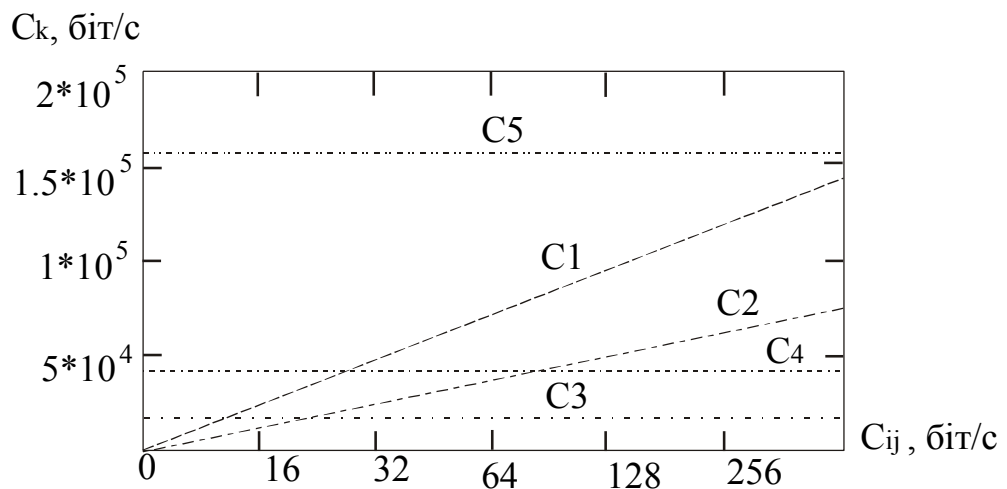


Рис.3.5. Оцінка максимальної швидкості обміну даними в РКС:

- C1–з'єднання двох сегментів локальної мережі (рис.3.1);
- C2–ретрансляційна (3.3);
- C3–кільцева (рис.1.5);
- C4–їєрархічна (рис.3.2);
- C5–кільцева дворівнева (рис.3.4).

Перевагою багаторівневої архітектури (рис.3.2) є те, що на цеховому рівні використовуються низько

швидкісні оптичні лінії зв'язку, а на верхньому швидкісні C2.

Для кільцевої архітектури необхідно використання однотипних ліній зв'язку з максимальною швидкістю передавання даних C3. Перевагою кільцевої архітектури є можливість використання пасивних ретрансляторів, що дозволяє зменшити віддаль передавання та забезпечити необхідний рівень завадостійкості при різних кліматичних умовах.

Дворівнева кільцева архітектура об'єднує переваги кільцевої і багаторівневої архітектури і дозволяє використання оптичних ліній зв'язку з різними швидкостями передавання даних а відповідно і вартістю обладнання.

3.2. Обґрунтування системних параметрів передавача і приймача оптичних сигналів

В якості випромінювача при розробці оптичної лінії зв'язку можна використати світлодіод інфрачервоного діапазону, або напівпровідниковий лазерний діод

Для обґрунтування вибору оптичного випромінювача необхідно провести порівняльний аналіз основних технічних характеристик

випромінювачів таких як: вихідної потужності, вихідної діаграми направленості, спектральної ширини, швидкості переключення.

Світлодіод випромінює більшу потужність (рис.3.6) в порівнянні з лазером, який працює нижче порогу регенерації. Вище порогу регенерації потужність лазера різко зростає і неперервно збільшується разом із керуючим струмом [61].

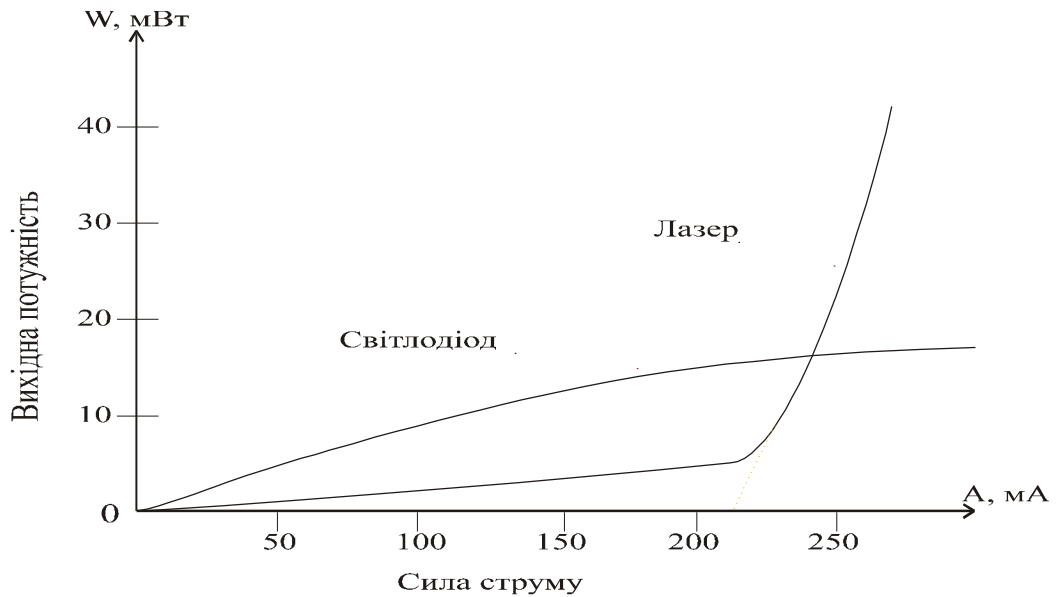


Рис.3.6. Залежність вихідної потужності від сили струму

Вихідна діаграма випромінювача являється важливою характеристикою для оптичної лінії зв'язку. Після виходу світла із джерела починається розширення світлового пучка (рис.3.7), і для лазерів дорівнює $\alpha = 1^\circ$, для світлодіодів $\alpha \geq 8^\circ$ [61].

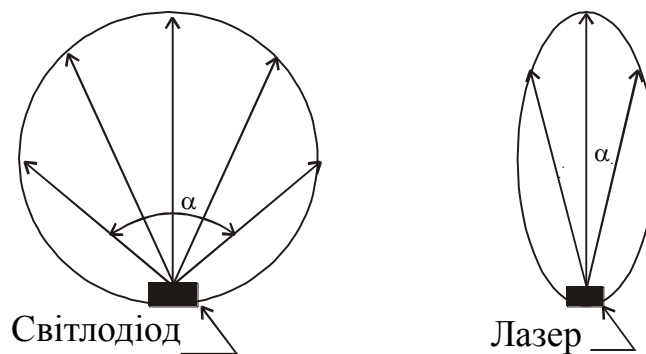


Рис.3.7. Вихідна діаграма направленості

Спектральна ширина. Лазери і діоди не являються ідеально монохромними, вони випромінюють в кінцевому діапазоні довжини хвилі.

Цей діапазон відомий, як спектральна ширина джерела. Він визначається 50% рівня потужності відносно максимуму, який відповідає центральній довжині хвилі. Наприклад, якщо випромінювач має центральну довжину хвилі 820нм і спектральну ширину 30нм, то його вихідне випромінювання займає діапазон від 805 до 835нм. Із рис.3.8 видно, що спектральна ширина лазера складає від 2 до 5нм, в той час, як аналогічна характеристика СД складає від 30 до 60нм.

Швидкість переключення джерела повинна бути достатньо високою, щоб відповідати вимогам ширини робочої смуги пропускання оптичного каналу зв'язку. Швидкість переключення джерела визначається часом наростання і спаду сигналу. Час наростання лазерів становить до 1 нс, СД – від 35нс.

Залежність ширини робочої смуги від часу наростання визначається за наближеною формулою [62]

$$BW = \frac{0.35}{t_r},$$

де t_r -час наростання в наносекундах.

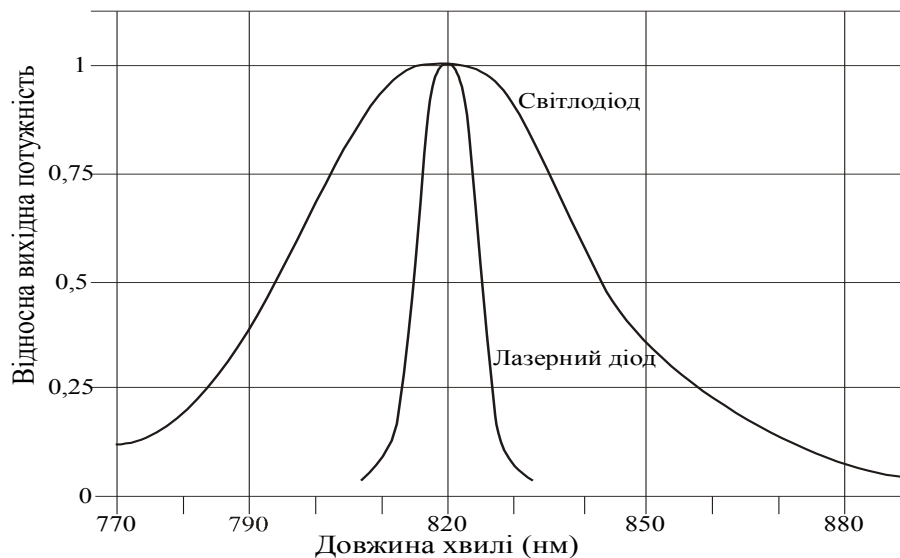


Рис.3.8. Спектральні характеристики випромінювачів

На рис.3.9 приведена залежність смуги пропускання оптичної лінії зв'язку від часу наростання імпульсу збудження оптичного генератора.

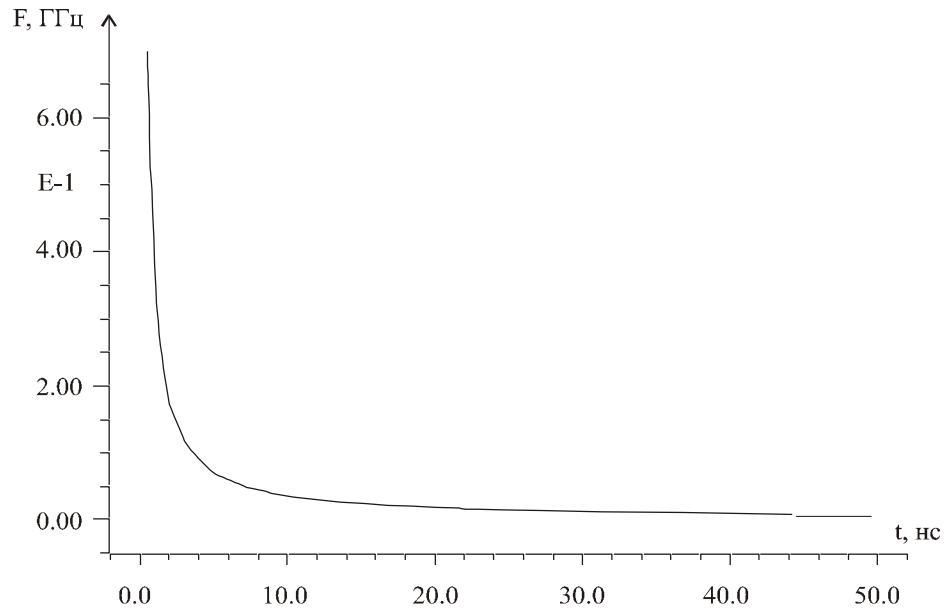


Рис.3.9. Залежність швидкості переключення випромінювачів від часу наростання імпульсів збудження

На рис.3.10 показано відношення ціна / потужність для НЛД і СД [61].

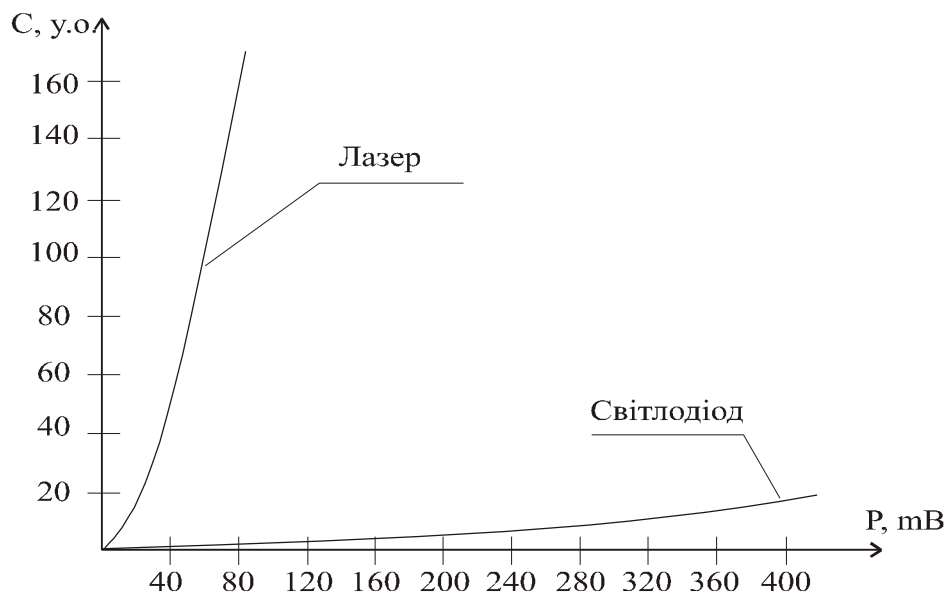


Рис.3.10. Вартість оптичних випромінювачів в залежності від потужності

З проведеного дослідження основних технічних характеристик двох типів оптичних випромінювачів по опублікованих даних, які можна використати при розробці оптичної лінії зв'язку впливає:

- 1) спектральна ширина випромінювання НЛД в 10 раз вужча за відповідну характеристику СД;
- 2) частота переключення НЛД –до 1ГГц, СД –до 10 МГц;
- 3) вартість НЛД в 100 раз більша за вартість СД;
- 4) СД прості в експлуатації.

При використанні НЛД необхідне спеціальне обладнання для наведення а також системи кріплення; які б зводили до мінімуму вплив вібрації на роботу передавача і приймача оптичних сигналів. Враховуючи сказане вибираємо в якості оптичного випромінювача СД.

3.3. Розробка структури кодера та декодера оптичної лінії зв'язку

Структурна схема цифрового кодера запропонованого методу кодування сигналів КТФІ (рис.2.10) приведена на рис.3.11.

Генератор ГІ формує тактові імпульси частотою $F = 3 \cdot C_D$, де C_D – швидкість передавання даних.

Робота кодера тактується вхідними даними. Для початкової синхронізації генератора імпульсів ГІ використовується стартовий біт протоколу передавання RS-232.

Імпульси генератора ГІ поступають на формувач трифазних сигналів (ФТС) на виході якого формуються сигнали із зсувом фаз 0° , 120° , 240° , які поступають на входи мультиплексора МХ.

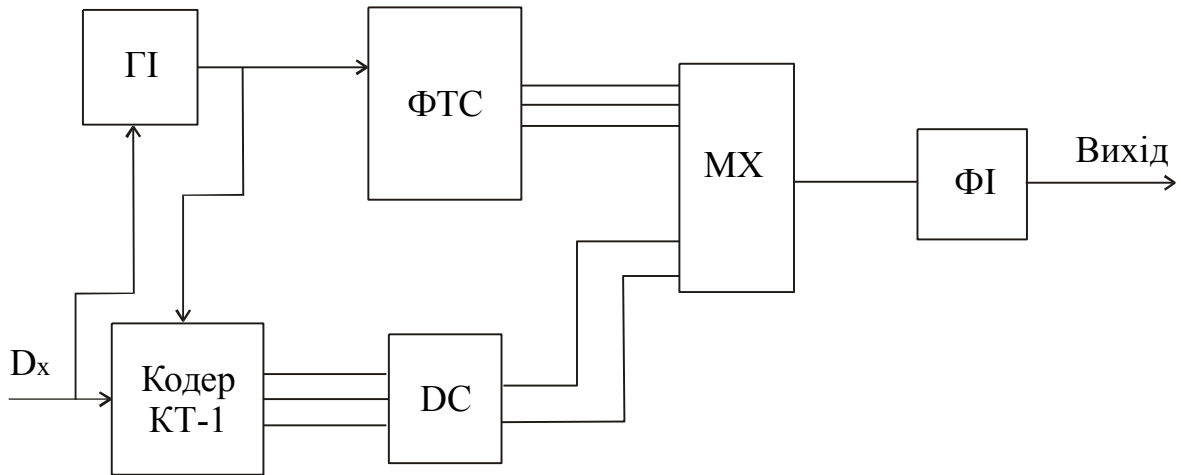


Рис.3.11. Структурна схема кодера КТФІ сигналів

Дані D_x , які підлягають передаванню по оптичному каналі зв'язку у вигляді біт орієнтованого потоку даних у коді NRZ поступають на вхід кодера КТ-1. На виході якого формується трьох позиційний код, пропорційний потоку даних D_x .

Дешифратор DC перетворює вихідні сигнали кодера КТ-1 в паралельний двійковий код, який поступає на адресні входи MX. Формувач імпульсів ФІ по фронту наростання вихідного сигналу MX формує імпульси тривалістю $3T/16$.

Важливим структурним елементом кодера КТФІ методу є кодер КТ-1, який реалізує запропонований квазітрійковий фазо-імпульсний метод кодування даних.

Реалізація кодера КТ-1 представлена на рис.3.12, де тригери Т1, Т2– виконують функції аналізатора двох послідовних бітів даних, Т3–ділить вхідну тактову частоту на 2. Принцип роботи даного кодера представлений часовою діаграмою рис.3.13.

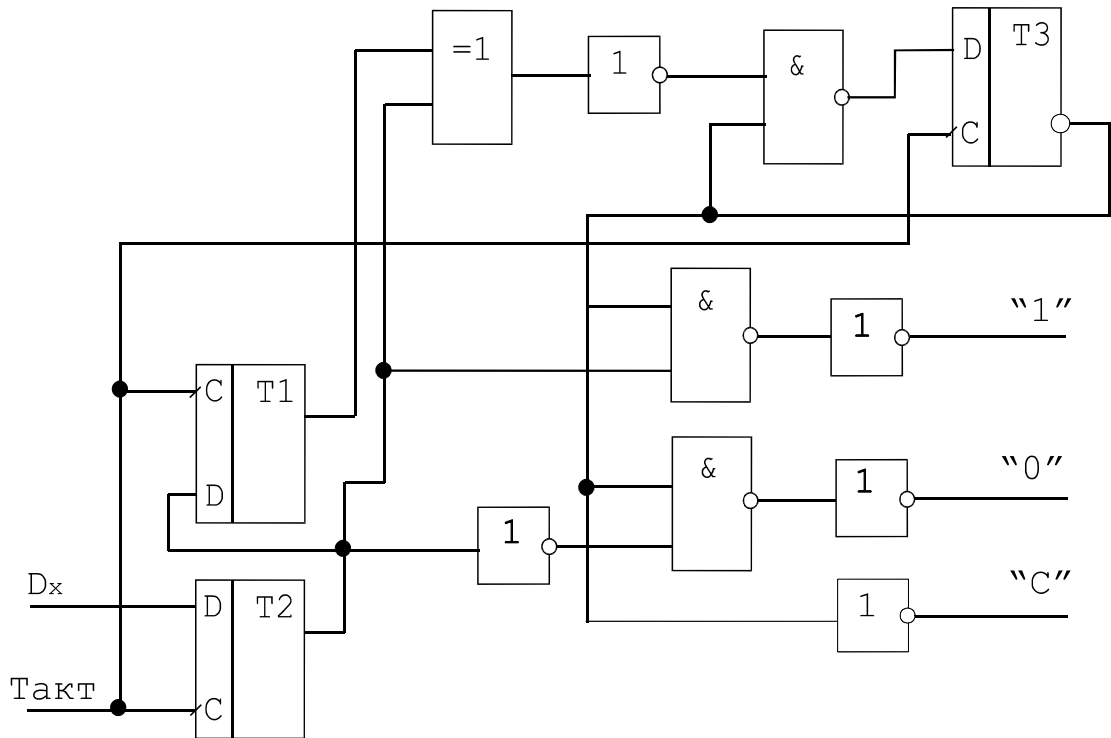


Рис.3.12. Структурна схема кодера КТ-1

Процес декодування полягає у визначенні номера часового інтервалу в якому відбулось передавання інформаційного сигналу (рис.3.14).

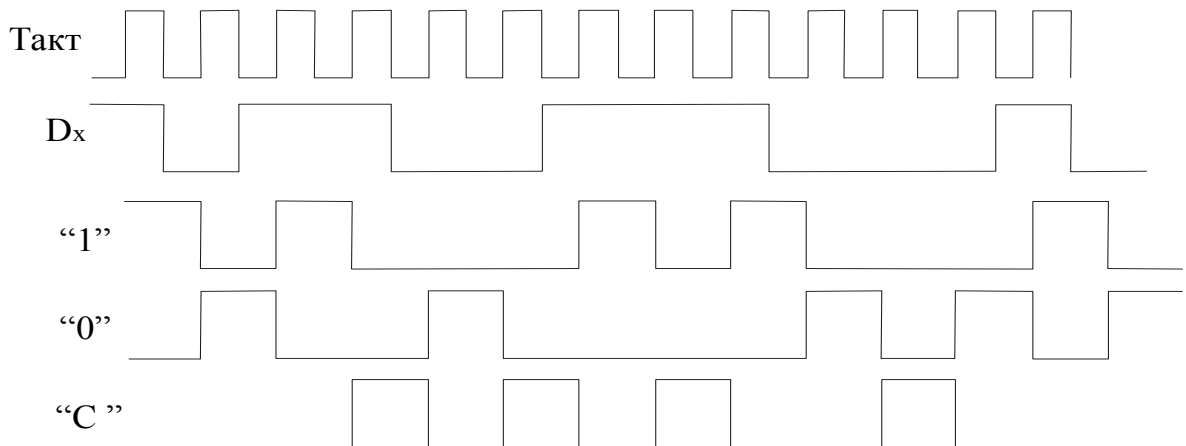


Рис.3. 13. Часові діаграми роботи кодера КТ-1

Сигнал з приймача оптичної лінії передавання даних поступає на RS-тригер, який відкриває ключ К, що дозволяє проходженню, імпульсів на лічильник СТ.

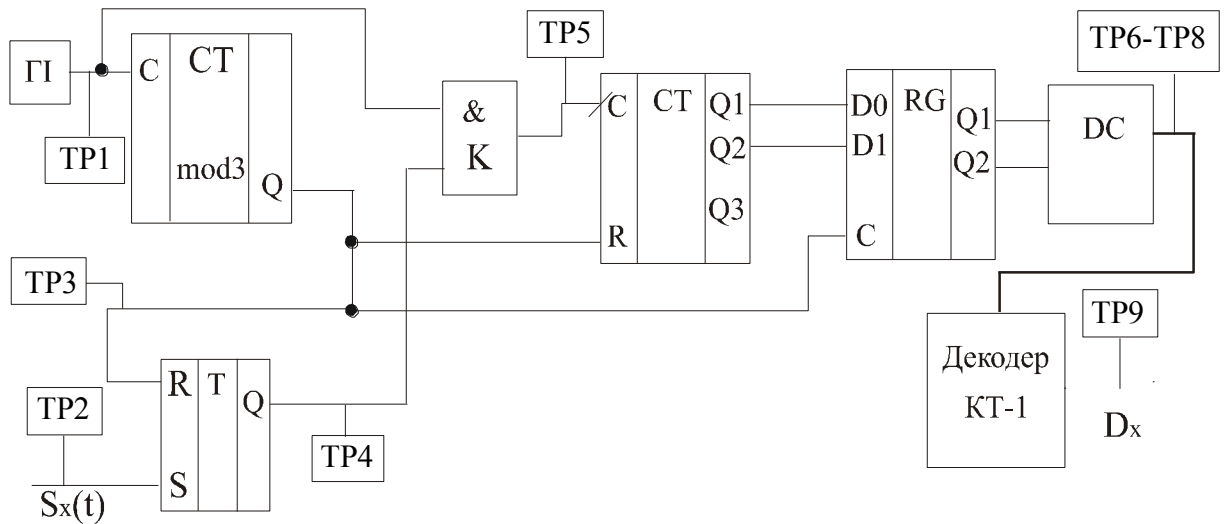


Рис. 3.14. Структурна схема декодера КТФІ

Код з виходів лічильника перезаписується в регістр RG сигналом S_x . Дешифратор DC перетворює паралельний двійковий код в розрядно-позиційний, який поступає на декодер КТ-1. Часова діаграма роботи якого представлена на рис.3.15.

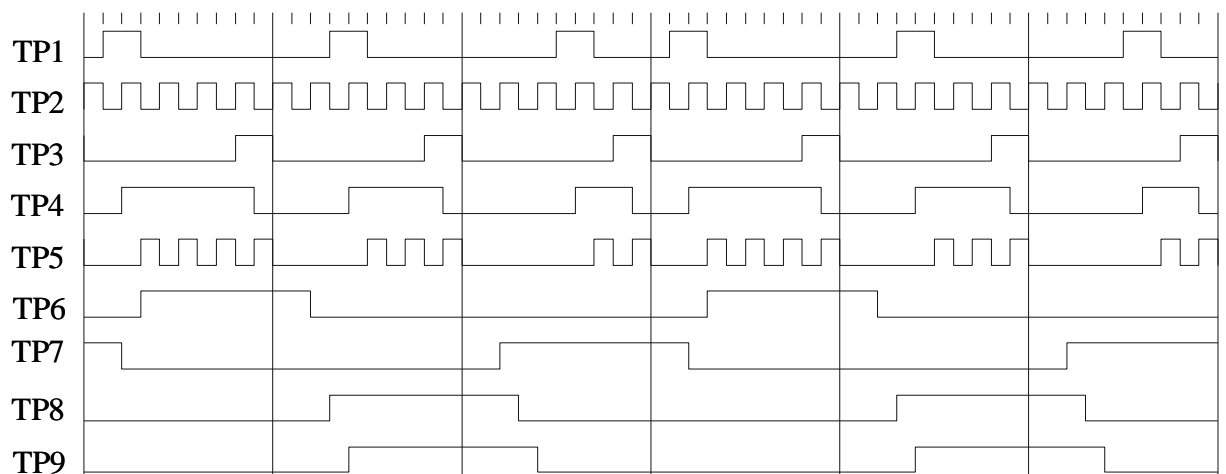


Рис. 3.15. Часові діаграми роботи декодера КТФІ методу

Розроблені структури кодерів передавача і приймача оптичних сигналів характеризуються незначною складністю і можуть бути реалізовані на базі типових мікроелектронних компонентах. При зростанні об'ємів випуску оптичних ліній зв'язку є можливість їх реалізації на програмованих логічних матрицях (ПЛМ) і спецпроцесорах.

Дані принципи організації цифрових кодерів використані в якості базових при побудові та дослідженні оптичної лінії зв'язку.

3.4. Фізична модель оптичної лінії зв'язку

На рис.3.16 приведена фізична модель оптичної системи зв'язку з КТФІМ по інтенсивності. Інформаційний сигнал в коді RZN поступає в кодер КТ-1, який перетворює його в квазітрійковий сигнал. Оптичне випромінювання модулюється по інтенсивності імпульсами напруги, які виробляє кодер КТФІМ. Модульований оптичний промінь колімірується антеною передавача.

За допомогою приймальної антени сигнал фокусується на фотодетектор. Вихідний сигнал детектора використовується для визначення положення прийнятого імпульсу по відношенню до початку часового інтервалу.

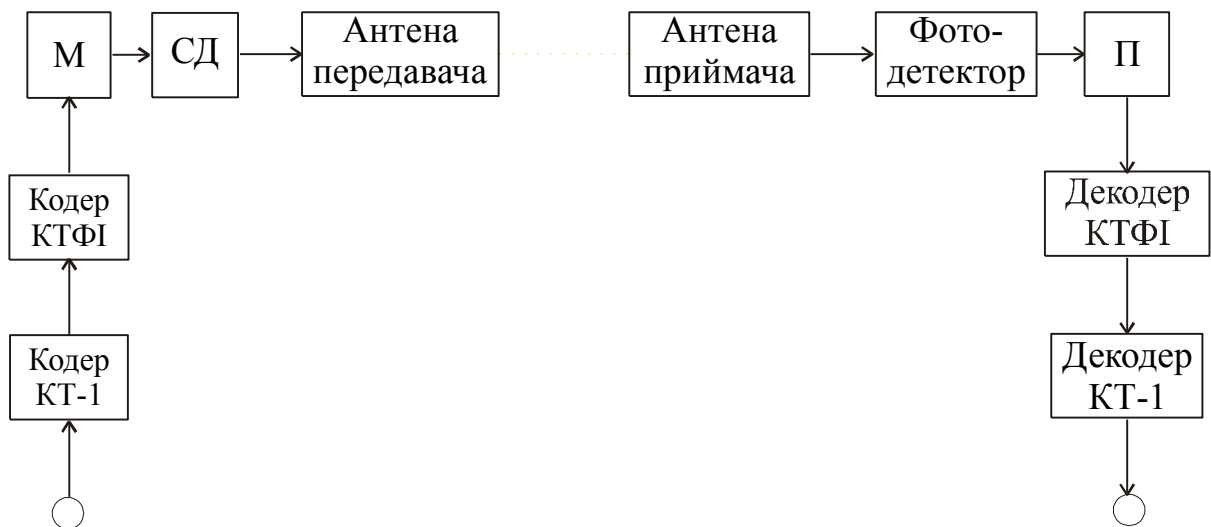


Рис.3.16. Фізична модель оптичної лінії зв'язку:

М-модулятор;

СД- інфрачервоний світлодіод;

П- підсилювач

Зв'язок між енергією сигналу на виході передавача і енергією на вході приймача оптичних сигналів описується рівнянням [63]:

$$(P_R)_{\max} = \left(\frac{S_1 \cdot S_2}{r^2 \cdot \lambda^2} \right) \cdot \tau \cdot P_A,$$

або

$$(P_R)_{\max} = \left(\frac{\pi^2 \cdot d_A^2 \cdot d_R^2}{16 \cdot R^2 \cdot \lambda^2} \right) \cdot \tau \cdot P_A \quad (3.1)$$

де S_1, S_2 площа передавальної і приймальної антени відповідно; λ - довжина хвилі випромінювання; τ - коефіцієнт, який враховує поглинання світла в атмосфері, в оптичній системі, в приймальному пристрої; R - відстань між передавачем та приймачем; P_A - потужність випромінювача; d_A, d_R - діаметр апертури передавача та приймача відповідно.

Рівняння (3.1) визначає дальність системи зв'язку при різних значеннях коефіцієнта поглинання світла τ .

На рис.3.17 представлені графіки розрахункової дальності передавання даних при параметрах, які відповідають реалізованій конструкції оптичної лінії зв'язку, де $d_A=50$ мм, $d_R=50$ мм, $P_A=0.4$ Вт, $\tau=0...1$.

З графіка видно, що при заданих конструктивних параметрах надійне приймання даних може бути забезпечений на віддаль до 8 км, а при максимальному впливі метеорологічних факторів на віддаль до 3 км.

Неточність наведення передавальної і приймальної антени приводить до відхилення від центра дифракційної картини (рис.3.18). Приймач приймає випромінювання в деякій точці, розміщеній між центром дифракційної картини і колом, що задається кутом Θ . Середня потужність корисного сигналу в приймачі дорівнює

$$(P_R)_{\text{сер}} = \left(\frac{S_2}{S_3} \right) \cdot \tau \cdot P_A,$$

де $S_2 = \frac{\pi \cdot d_R^2}{4}$ - площа апертури приймача; $S_3 = \left(\frac{\pi \cdot (\Theta \cdot R)^2}{4} \right)$ - площа січення

променя в площині приймача; $\Theta = \frac{\lambda}{d_A}$.

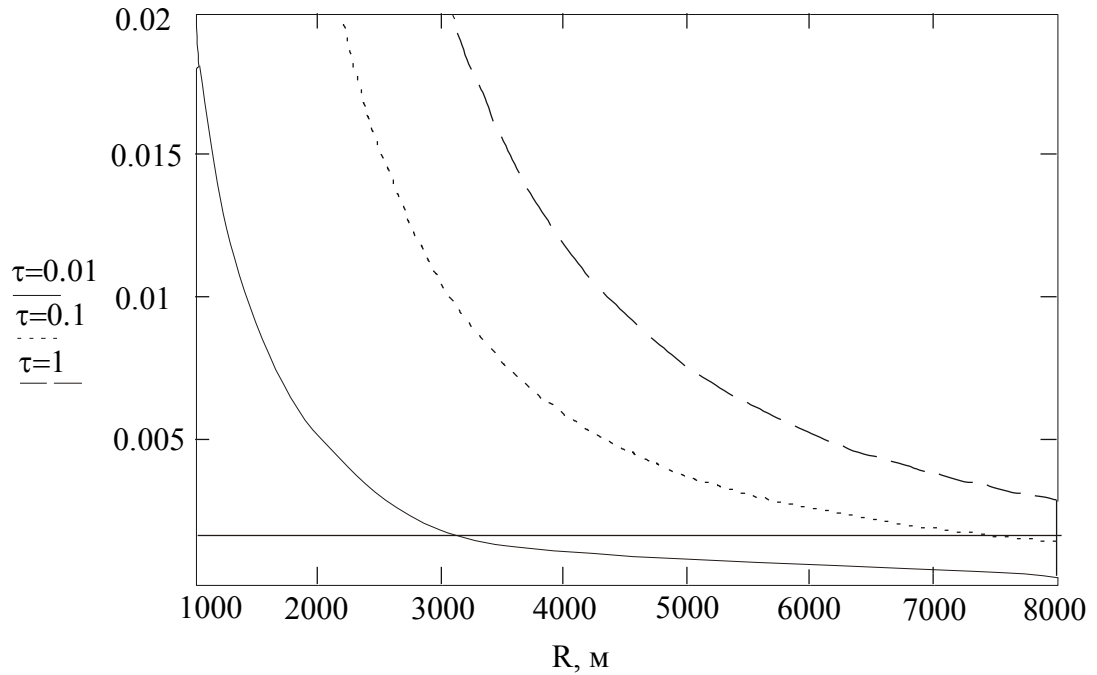


Рис.3.17. Дальність дії оптичної лінії зв'язку

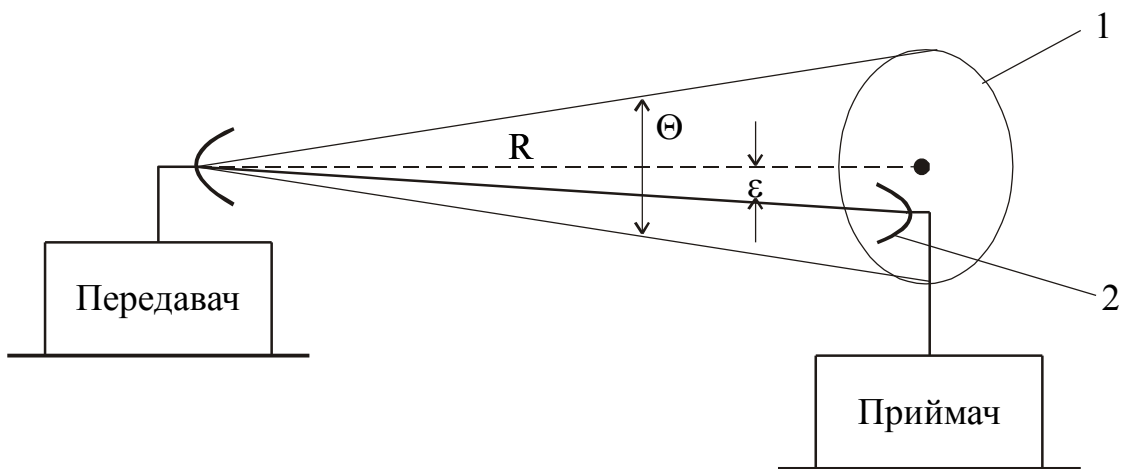


Рис.3.18. Геометричні відношення в оптичному каналі зв'язку:

1-площа січення променя в площині приймача;

2- площа антени приймача

Отже

$$(P_R)_{\text{сер}} = 0.455 \cdot \tau \cdot P \left(\frac{\pi \cdot d_R^2 / 4}{\pi \cdot \Theta_T^2 \cdot R^2 / 4} \right) = 0.455 \cdot \left(\frac{\tau \cdot P_A \cdot d_A^2 \cdot d_R^2}{R^2 \cdot \lambda^2} \right).$$

При проектуванні оптичних систем зв'язку мінімальна потужність в точці приймання визначається за формулою [64]

$$(P_R)_{\text{min}} = \frac{1}{2} (P_R)_{\text{max}} = \left(\frac{\tau \cdot P_A \cdot \pi^2 \cdot d_A^2 \cdot d_R^2}{32 \cdot R^2 \cdot \lambda^2} \right),$$

що дає запас по потужності.

При чутливості приймача $P_r = 1 \text{ мкВт}$ розрахункову дальність дії оптичної лінії зв'язку становить 9 км.

Проведені дослідження фізичної моделі оптичної лінії зв'язку підтверджують перспективу використання ОЛЗ в РКС на віддаль між ретрансляторами в діапазоні 2-4 км.

3.5. Розробка дослідної установки формування та цифрової обробки сигналів

3.5.1. Цифровий генератор тестових сигналів

Для дослідження системних характеристик оптичного каналу зв'язку розроблена експериментальна установка структурна схема якої приведена на рис.3.19.

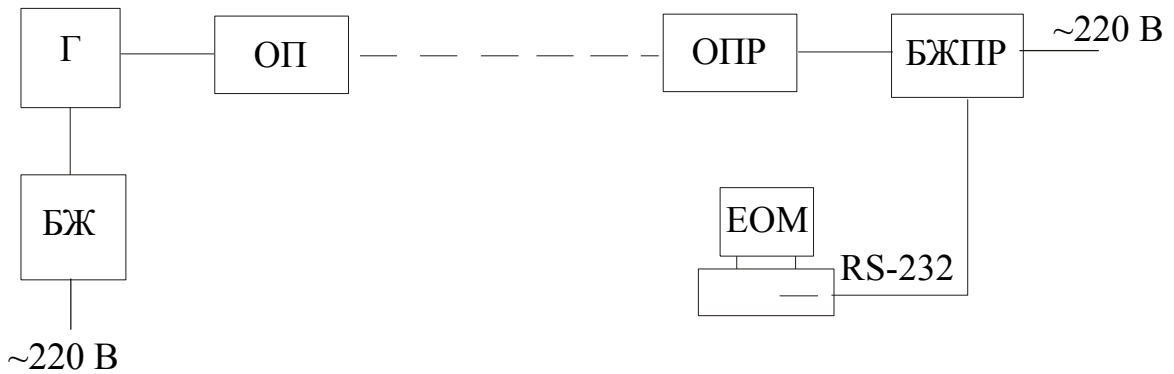


Рис.3.19. Структурна схема експериментальної установки:

ОП – оптичний передавач;

ОПР – оптичний приймач;

Г – генератор тестових сигналів в протоколі RS-232;

БЖПР – блок живлення і перетворення рівнів;

БЖ – блок живлення.

Для визначення діаграми направленості приймача та передавача оптичних сигналів на основі високоточного кругового лімба промислового теодоліта розроблена експериментальна установка рис.3.20.

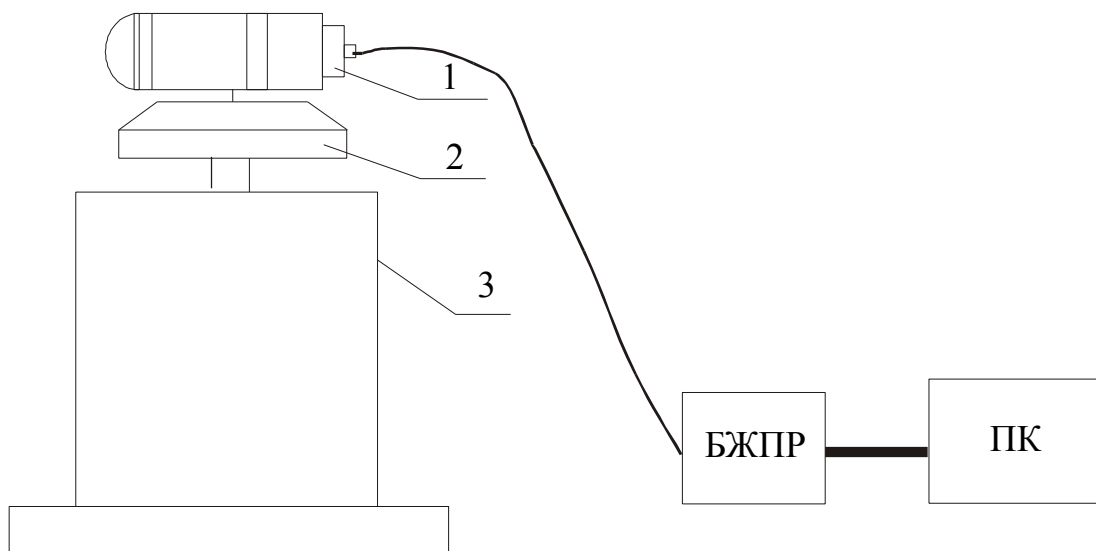


Рис.3.20. Структура експериментальної установки для визначення діаграми направленості приймача та передавача оптичних сигналів:

1-оптичний приймач;

2- високоточний круговий лімба промислового теодоліта;

3- штатив;

БЖПР- блок живлення та узгодження рівнів напруги.

В якості інтерфейсу експериментальної установки для дослідження системних характеристик оптичного каналу зв'язку використано послідовний інтерфейс RS–232, так як даний інтерфейс є найбільш поширеним стандартом послідовного зв'язку між комп'ютером і периферійними пристроями [65, 66]. Передавання даних здійснюється в асинхронному режимі.

Зовнішній вигляд експериментальної установки приведений на рис.3.21.

фотографія

Рис.3.21. Експериментальна установка

Структура інформаційного кадру протоколу RS–232 представлена на рис.3.22.



Рис.3.22. Структура інформаційного кадру протоколу RS–232:

С– стартовий біт;

D1-D8 – інформаційні біти;

P – біт парності;

S – стоповий біт.

Принципова схема генератора тестових сигналів представлена на рис. 3.23.

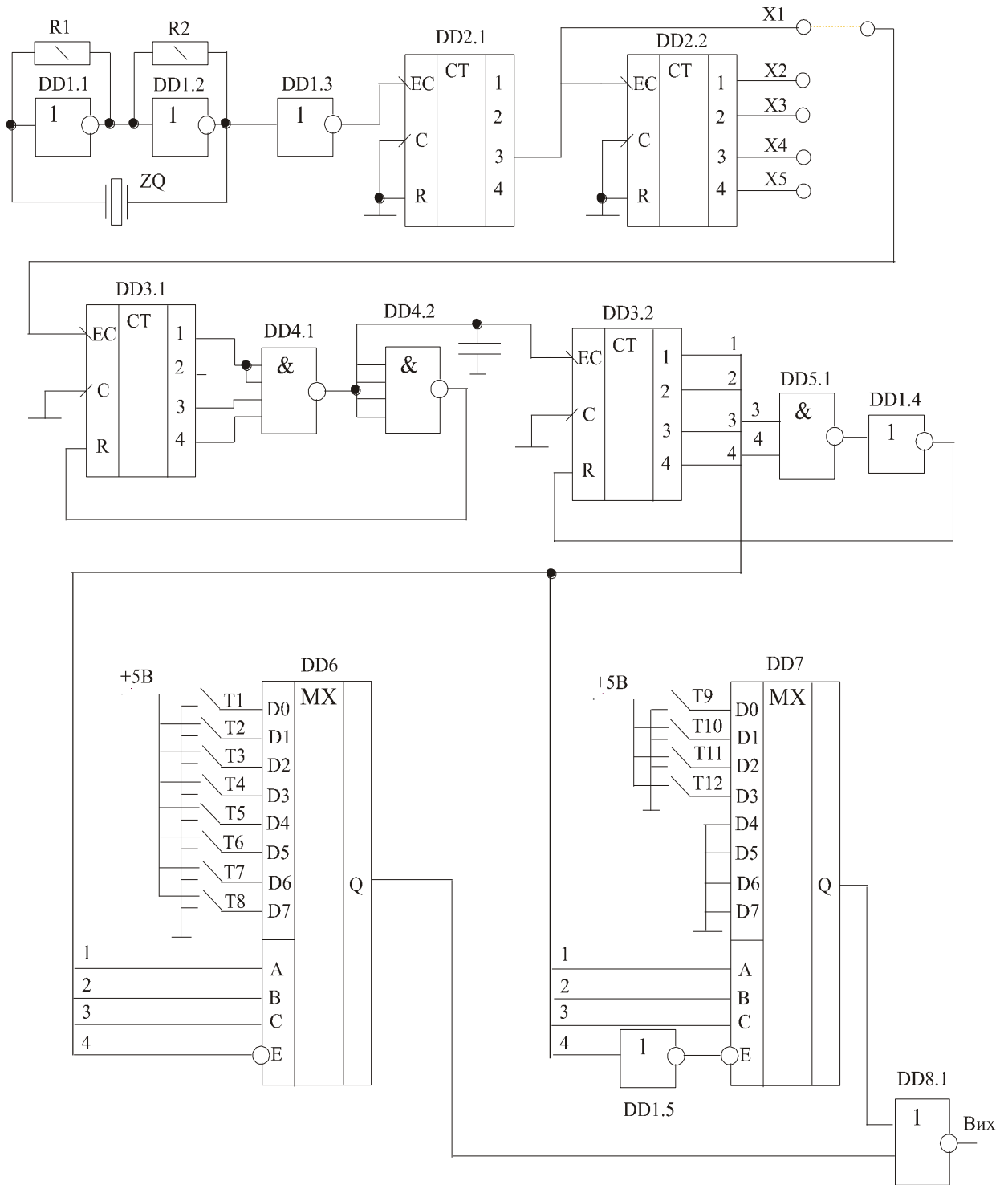


Рис.3.23. Принципова схема генератора тестових кодів в протоколі RS-232

Генератор кодів в протоколі RS-232 складається із високочастотного генератора зібраного на елементах DD1.1, DD1.2, лічильників-дільників DD2.1, DD2.2, DD3.1, адресного лічильника DD3.2, мультиплексорів DD5, DD6 [68, 69].

Структура інформаційного кадру формується перемикачами T1-T12: де $T1 = 0$ – стартовий біт; $T2 - T9 \in 0, 1$ – інформаційні біти; $T10 \in 0, 1$ – біт парності; $T11, T12 = 1$ – стопові біти.

Перемичкою X1 вибирається необхідна швидкість передавання із ряду: 2400, 4800, 9600, 19200, 38400 біт/с.

Код з виходу тестового генератора поступає на оптичний передавач (рис.3.24).

фотографія

Рис.3.24. Генератор тестових сигналів

3.5.2. Інтерфейсний модуль і програмне забезпечення комп'ютерної системи

Інтерфейсний модуль експериментальної установки виконує наступні функції: гальванічну розв'язку електричних кіл приймача оптичних сигналів і ПК, перетворення КМОН рівнів сигналів в сигнали інтерфейсу RS-232 (рис.3.25) [65].

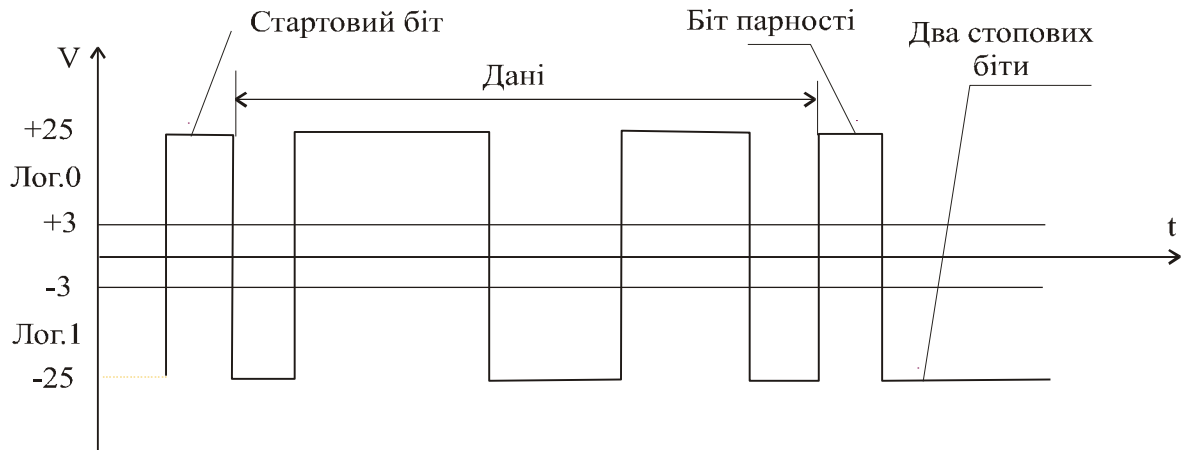


Рис.3.25. Представлення даних на сигнальних лініях TXD і RXD

Принципова схема інтерфейсного модуля приведена на рис.3.26.

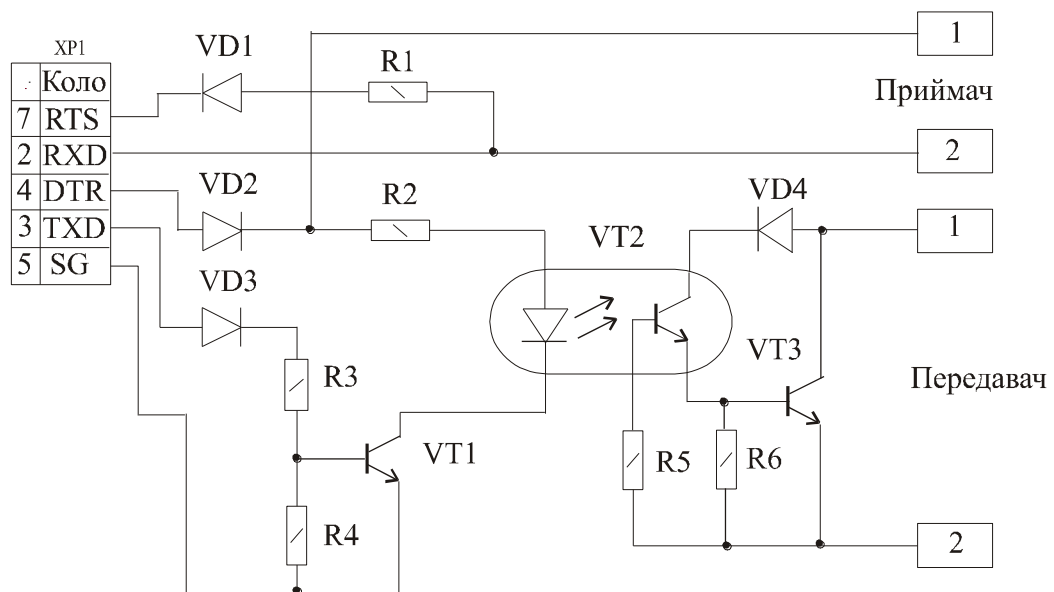


Рис.3.26. Принципова схема інтерфейсного модуля

Для живлення оптопарі інтерфейсного модуля використано сигнальні лінії RTS і DTR на яких попередньо програмно встановлені відповідні рівні напруги (RTS -12 В; DTR $+12$ В) [65].

Розроблене програмне забезпечення зчитує дані з порта COM 1 або COM 2 і зберігає прийняті дані в файлі [70, 71]. Текст програми приведено в додатку Б.

3.6. Дослідження системних параметрів та завадозахищеності оптичного каналу зв'язку

Лазерний промінь поширюється в атмосфері, тому в процесі передавання проходить зменшення потужності сигналу. В наслідок того, що коефіцієнт заломлення атмосфери не дорівнює одиниці відбувається розсіювання енергії лазерного променя.

Поглинання світла викликане головним чином водяними парами та вуглекислим газом, розсіювання – частинами пилу і краплями води. Існують і два інших ефекти, які ускладнюють передавання оптичних сигналів в атмосфері: дифракція і миготіння.

Поглинання світла атмосферою залежить від вмісту в ній водяних парів і вуглекислого газу вздовж шляху поширення світлової хвилі, концентрація яких в свою чергу залежить від вологості повітря і висоти розміщення.

Класичне вимірювання інфрачервоного поглинання на рівні моря було зроблено Геббі в [72]. Результати цих вимірювань приведені на (рис. 3.28), із якого видно, що “вікна” прозорості мають місце в видимій області і в областях 1,5; 1,8; 2; 2,5; 3; 4; 8мкм.

В межах цих вікон найбільш доцільно реалізувати передавання оптичних сигналів.

Розсіювання має ще більшу нестабільність ніж поглинання.

Необхідно розрізнити терміни: димка і туман. В умовах димки основною причиною розсіювання є наявність в атмосфері частинок пилу, в основному субмікронних розмірів і відповідно невеликих розмірів в порівнянні з довжиною хвилі випромінювання. В результаті переважає релеевське розсіювання, рівень якого швидко зменшується із збільшенням довжини хвилі.

За допомогою експериментальної установки проведено дослідження діаграми направленості приймача оптичних сигналів (рис.3.27), яка дорівнює $\pm 0.3^\circ$.

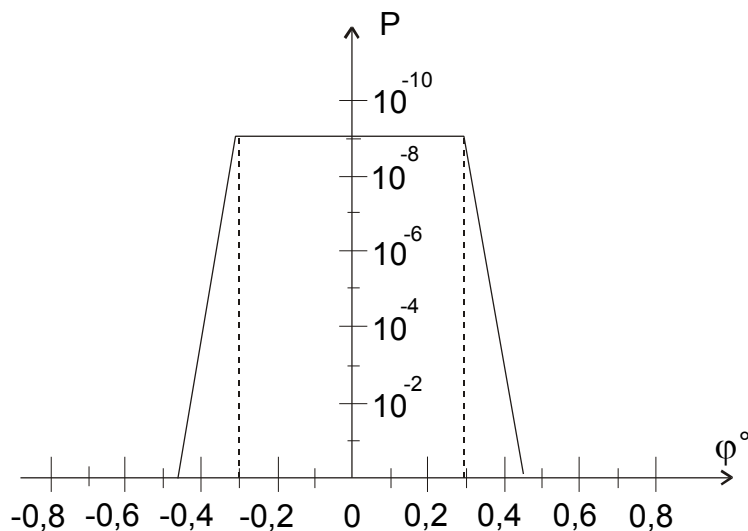


Рис.3.27. Залежність ймовірності неправильного приймання даних P від кута відхилення від центру

В тумані розсіювання в основному викликане краплями води, діаметр яких 1...100мкм. Водяні краплі, розміри яких досягають 1...3 мм випадають в вигляді дощу. Це викликає, як розсіювання, так і поглинання енергії світлових променів.

Коефіцієнт затухання залежить від швидкості опадів а також від розміру водяних крапель. Це ускладнює систематизацію, але можна зробити висновок, що затухання збільшується на $1 \dots 10$ дБ/км [34].

Пропускання атмосфери, визване явищем розсіюванням розраховуємо на основі розгляду шару атмосфери dL . Зменшення сили випромінювання в результаті проходження через шар середовища dL визначається [64]:

$$dI = -\gamma \cdot I \cdot dL, \quad (3.2)$$

де γ – коефіцієнт розсіювання, I - сила випромінювання.

Рівняння (3.2) можна записати у вигляді:

$$\frac{dI}{I} = -\gamma \cdot dL,$$

яке дає при інтегруванні закон зміни сили випромінювання при проходженні середовища довжиною L

$$\ln I = -\gamma \cdot L + C,$$

звідки $I = C \cdot e^{-\gamma \cdot L}$.

Постійна C розраховується із умови $I = I_0$ при $D = 0$,

звідки

$$I = I_0 \cdot e^{-\gamma \cdot L}.$$

Отже, коефіцієнт пропускання атмосфери визначається за формулою

$$\tau_a = \frac{I}{I_0} = e^{-\gamma \cdot L},$$

де L – довжина середовища в якому поширюється випромінювання.

Атмосферне розсіювання, яке відбувається на частинках, розміри яких великі порівняно з довжиною хвилі називається Мі-розсіювання [32]. Цей вид розсіювання спостерігається в тумані і димці.

Мі-розсіювання описується за допомогою емпіричного співвідношення [72]:

$$a_v = \frac{3,91}{D_v} \cdot \left[\frac{\lambda_c}{0,55} \right]^{-0,585 \cdot D_v^{1/3}},$$

де a_v - коефіцієнт Мі-розсіювання; D_v - метеорологічна дальність видимості в кілометрах (довжина хвилі виражається в мікронах).

В результаті розсіювання оптичного променя, яке відбувається в тумані потужність випромінювання падає. Середнє значення границі замирання дорівнює 17 дБ. Якщо видимість (відстань, на якій людське око може розрізнити чорний об'єкт площею 1м^2 , на білому фоні), на шляху проходження променя буде менша 80 %, тобто, якщо дальність зв'язку складає 1000 м, а видимість – 800 м, то ймовірність появи помилки зростає.

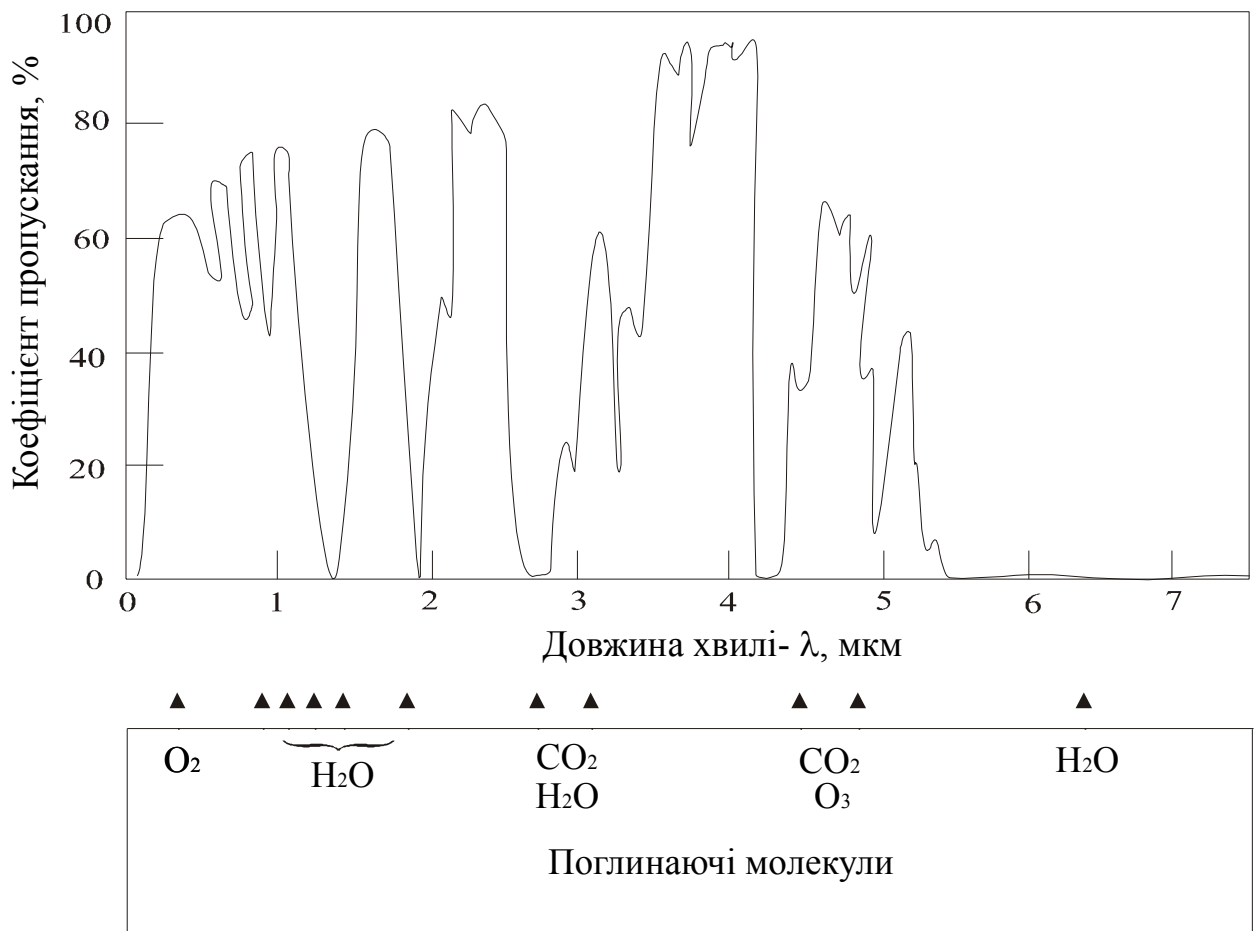


Рис.3.28. Діаграма пропускання атмосфери

Залежність між видимістю і дальністю передавання нелінійна, тобто чим менша відстань передавання, тим менша може бути видимість (рис.3.29).

Для того, щоб охарактеризувати дощ, використовують поняття щільності. Для зливи щільність складає 1000 мг/м^3 , що в 10 раз більше, ніж для густого туману. Розмір дощових крапель в 1000 раз більший за розмір крапель води туману, що приводить до неселективного розсіювання.

Коефіцієнт розсіювання для дощу розраховується за формулою Мідлтона [72]

$$\gamma = 1,25 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{Z}{r^3},$$

де r -радіус крапель дощу в сантиметрах; Z -товщина шару води, яка випадає за одиницю часу.

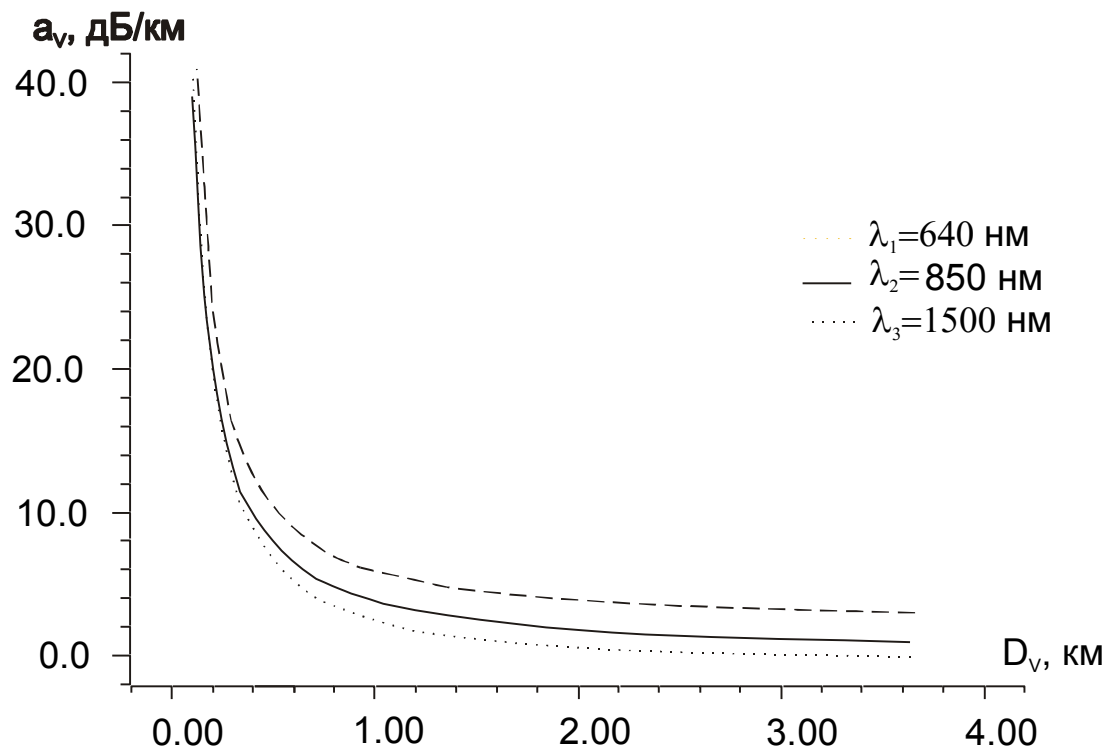


Рис.3.29. Затухання оптичного сигналу при зміні метеорологічної видимості

Тому визване дощем затухання сигналу в 1000 раз менше ніж при тумані. Затухання сигналу в умовах сильних і затяжних дощів складає 6 дБ/км на хвилі випромінювання. Для оптичного зв'язку ймовірність появи

помилки зростає тільки при швидкості випадання опадів 75-85мм/год (рис. 3.30).

Сніг приводить до розсіювання сигналу, але його вплив визначається вмістом води в ньому. Вплив мокрого снігу аналогічний дощу. Якщо сніг сухий, то його вплив на поширення оптичних сигналів аналогічний впливу туману. Реальне згасання сигналу викликане снігом, знаходиться всередині діапазону згасання для дощу і туману і складає величину від 6 до 40 дБ/км.

Ймовірність появи помилок передавання в залежності від метеорологічної видимості і швидкості передавання (рис.3.31.) визначено на основі результатів проведених експериментів.

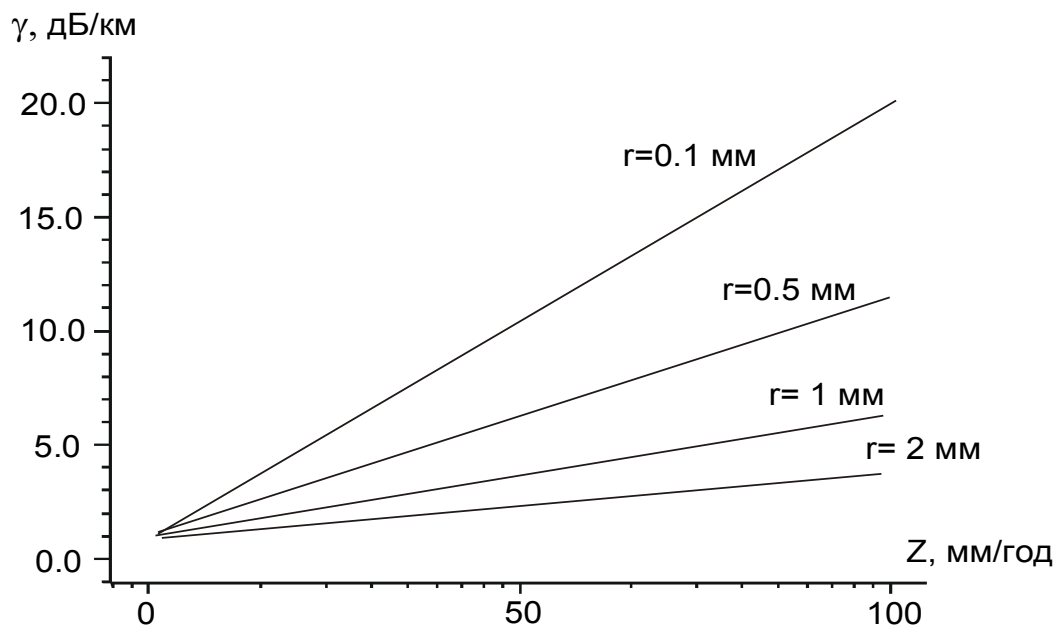


Рис.3.30. Залежність згасання оптичного сигналу від інтенсивності опадів

Проведені експериментальні дослідження оптичної лінії зв'язку в умовах Прикарпаття на віддалі $L=2600$ м; потужності випромінювача $W=0.4$ Вт; в умовах впливу туману, дощу та снігу підтвердили можливість стабільного передавання даних при швидкості $C=9600$ біт/с, з ймовірністю появи помилки менше $P=10^{-6}$ біт (рис.3.31) при метеорологічній видимості більше 100м.

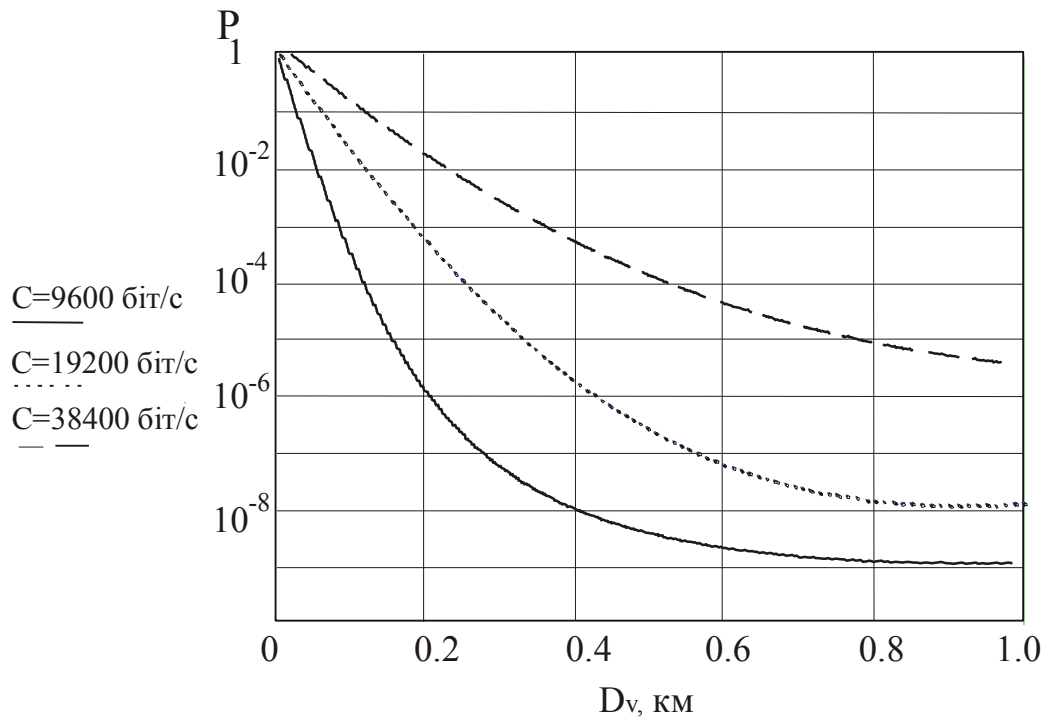


Рис.3.31. Залежність ймовірності помилки від метеорологічної видимості

Проведені дослідження лягли в основу розробки конструкцій передавача і приймача активного оптичного ретранслятора для використання в РКС.

Отже, незважаючи на те, що характеристики оптичної лінії зв'язку значно погіршуються при зміні метеорологічних умов (туман, сильний дощ, сніг) використання запропонованих методів дозволяє забезпечити надійну роботу відкритої оптичної лінії зв'язку.

ВИСНОВКИ

1. Розроблено архітектури РКС з оптичним каналом зв'язку, які відрізняються числом рівнів та організаційною структурою. Показано, що найбільш ефективною є дворівнева кільцева архітектура для РКС, перевагою якої є використання різних за потужністю та швидкістю передавання ОЛЗ.

2. Проведений аналіз системних параметрів двох типів оптичних випромінювачів показав переваги використання світлодіодів інфрачервоного діапазону в низькошвидкісних оптичних каналах зв'язку $C=9600-115200$ біт/с та напівпровідникових лазерних діодів в швидкісних каналах зв'язку $C=10-100$ Мбіт/с.

3. Запропонований КТФІ метод кодування даних в оптичному каналі зв'язку, який відрізняється від існуючих наявністю бітової самосинхронізації, а також забезпечує зменшення об'єму службових даних при організації блокової синхронізації.

4. Розроблені структури та схемотехнічні рішення цифрових кодера і декодера для формування та цифрового виділення інформаційних сигналів на основі модифікованих сигнальних просторів ($M = 2^l + 1$) та побудовані часові діаграми їх роботи у складі передавача та приймача оптичних сигналів.

5. Побудована фізична модель ОЛЗ, яка реалізує запропоновані методи кодування сигналів. Теоретично обґрунтовано та розраховано затухання сигналу в ОЛЗ в залежності від потужності передавача, конструктивних параметрів приймальної та передавальної антени та віддалі між передавачем та приймачем оптичних сигналів. В результаті теоретично доведена можливість стабільного обміну даними в РКС на віддалі 3-8 км за допомогою оптичної лінії зв'язку.

6. Розроблена та експериментально випробувана дослідна установка формування та цифрової обробки оптичних сигналів. Створені цифрові засоби формування тестових сигналів та інтерфейсного спряження апаратури оптичних ретрансляторів з мікропроцесорними контролерами та

персональними комп'ютерами. Створені засоби характеризуються високою надійністю та пониженим споживанням енергії.

7. Проведено дослідження впливу основних метеорологічних факторів (дощу, снігу, туману) на надійність роботи оптичної лінії зв'язку. Теоретичні розрахунки та проведені експериментальні дослідження показали: що затухання сигналу в умовах сильних і затяжних дощів складає 6 дБ/км на хвилі випромінювання. Затухання сигналу викликане снігом, знаходиться всередині діапазону затухання для дощу і туману і складає величину від 6 до 40 дБ/км. Для оптичного зв'язку ймовірність появи помилок зростає при швидкості випадання опадів 75-85 мм/год.

РОЗДІЛ 4

МЕТОДИ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ ПОВІДОМЛЕНЬ В РОЗПОДІЛЕНИХ СИСТЕМАХ З ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ

4.1. Кореляційна обробка та розпізнавання сигналів

При відносно фазовій маніпуляції (ВФМ) найчастіше використовуються бінарні сигнали типу відрізків синусоїди $z(t) = \sin(\omega \cdot t)$.

Вперше задача розпізнавання бінарних сигналів незалежно від виду модуляції була розв'язана В.А.Котельниковим в 1946 р. [73]. При цьому використовується розпізнавання дискретних сигналів методом перевірки статистичних гіпотез, зокрема використовується модифікація формули Байєса для умовної ймовірності приймання сигналу конкретного типу

$$P(S_i / S_x) = P(S_i) \cdot \frac{W(S_x / S_i)}{W(S_x)},$$

де $P(S_i / S_x)$ -умовна ймовірність приймання сигналу S_i ; $S_x = S_i + S_3$, S_3 -завада; $W(S_x / S_i)$ -умовна функція розподілу сигналу, що приймається S_x ; $W(S_x)$ – безумовна функція розподілу сигналу S_x .

Для розпізнавання бінарних сигналів обчислюється функція правдоподібності

$$P_{ij} = \frac{P(S_i / S_x)}{P(S_j / S_x)} = \frac{P(S_i)}{P(S_j)} \cdot \frac{W(S_x / S_i)}{W(S_x / S_j)},$$

де $P(S_i), P(S_j)$ – ймовірності формування сигналів S_i і S_j .

В [45] показано, що відношення правдоподібності для передавання сигналів при дії завад типу гаусовського білого шуму має вигляд:

$$P_{ij} = \frac{P(S_i)}{P(S_j)} \cdot \exp \left\{ \frac{1}{N} \cdot \int_0^\tau [S_x(t) - S_i(t)]^2 dt - \frac{1}{N} \cdot \int_0^\tau [S_x(t) - S_j(t)]^2 dt \right\}, \quad (4.1)$$

де $N = \frac{\sigma_{ш}^2}{\Delta f}$; $\sigma_{ш}^2$ – потужність завади в смузі частот Δf ; $0 \leq t \leq \tau$.

На практиці сигнали S_i , S_j вибирається у одному базисі і мають однакову форму.

Для розпізнавання двох сигналів зручно користуватися натуральним логарифмом відношення правдоподібності (4.1) [45]. В результаті задача розпізнавання двох сигналів у визначеному базисі з рівною ймовірністю передавання, зводиться до порівняння структурних функцій Колмогорова

$$\ln P_{ij} = \int_0^\tau [S_x(t) - S_1(t)]^2 dt - \int_0^\tau [S_x(t) - S_0(t)]^2 dt. \quad (4.2)$$

Із (4.2) видно, що результат розпізнавання двох рівноймовірних сигналів не залежить від середнього значення квадрату завади.

На рис.4.1 представлена структура оптимального приймача бінарних сигналів.

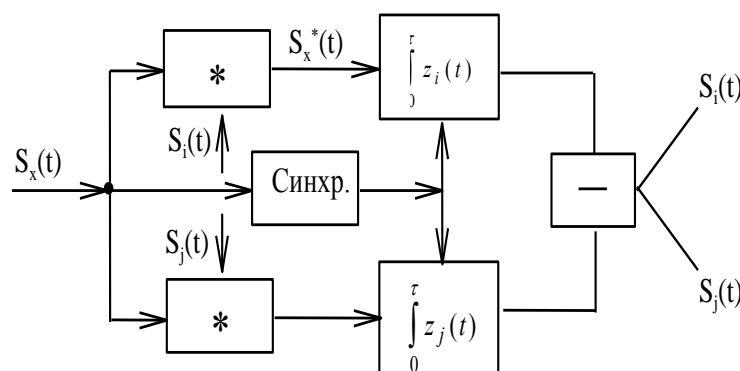


Рис.4.1. Структура оптимального приймача:

* – операція кореляційної згортки вхідного сигналу з еталонним,

$$S_m(t) = S_x(t) * S_i(t)$$

Кореляційна згортка вхідного сигналу з еталонним може проводитись на основі наступних функцій [3]:

структурної функції

$$C_{xi} = \int_0^{\tau} [S_x(t) - S_i(t)]^2 dt;$$

модульної функції

$$C_{xx} = \int_0^{\tau} |S_x(t) - S_i(t)| dt;$$

функції еквівалентності

$$C_{xx} = \int_0^{\tau} z[S_x(t), S_i(t)] dt;$$

де $z = \begin{cases} S_x(t), & \text{при } S_x(t) \leq S_i(t) \\ S_i(t), & \text{при } S_x(t) > S_i(t) \end{cases}$; z - функція “менше з двох”.

Найбільш ефективною кореляційною функцією, яка використовується для розпізнавання сигналів є структурна функція Колмогорова. Тому доцільним є дослідження та знаходження кореляційної згортки вхідного сигналу з еталонним за допомогою структурної функції.

Введемо позначення: $C_{xi} = \int_0^{\tau} [S_x(t) - S_i(t)]^2 dt;$

$$C_{xj} = \int_0^{\tau} [S_x(t) - S_j(t)]^2 dt;$$

$$C_{xi} \langle \rangle C_{xj},$$

де C_{xi}, C_{xj} - значення структурних функцій сигналів $S_i(t), S_j(t)$ в точці τ .

Так, як значення C_{xi} – в випадку приймання сигналу S_i , без зміни фази рівне нулю, а в випадку приймання сигналу із інверсною фазою дорівнює $C_{xi} = 2 \cdot A^2$ при $\tau = 2 \cdot \pi$, де A – амплітуда синусоїди. При впливі завад, потужність яких не перевищує потужність сигналу значення структурної функції наближається до A^2 [74].

Проведемо оцінку граничних випадків приймання сигналів ВФМ на інтервалі $\tau = 2 \cdot \pi$ при різних значеннях відношення потужності сигнал/завада (табл.4.1).

На рис.4.2 приведений загальний граф переходів оптимального приймача ВФМ сигналів.

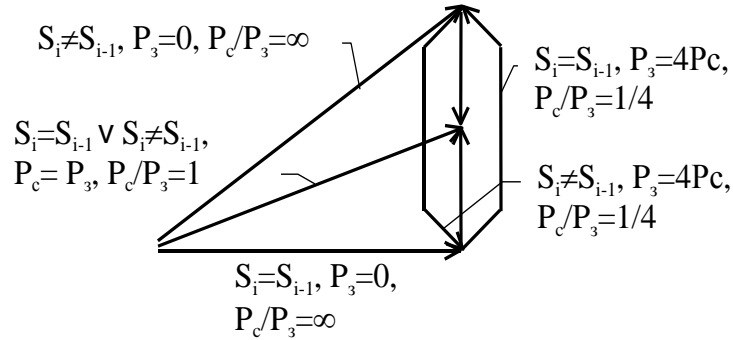


Рис.4.2. Граф переходів приймача ВФМ сигналів

Таблиця 4.1

Параметри ВФМ сигналів при різних значеннях відношення сигнал/завада

Види сигналів	Потужність сигналу P_c	Потужність завади P_3	P_c/P_3	$C\tau$	Графи переходів
$S_0 = A \cdot \sin \omega \cdot t$ $S_1 = A \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi)$	$P_0 = A^2 / 2$ $P_1 = A^2 / 2$	$P_3 = 0$	∞	$2 \cdot A^2$	
S_0 S_0	r_0 P_0	$r_3 = 0$	∞		
S_0 $S_0 - S_3$	P_0 ,	$P_3 = A^2 / 2$		$A^2 / 2$	
S_0 $S_1 - S_3$	P_0 ,	$P_3 = A^2 / 2$		$A^2 / 2$	
S_0 $S_0 - S_3$	P_0 ,	$r_3 = 4 \cdot r_0$		$2 \cdot A^2$	
S_0 $S_1 - S_3$	r_0 r_1	$r_3 = 4 \cdot r_1$			

Аналіз рис.4.2 показує, що оптимальний приймач ВФМ сигналів на основі обчислювача структурної функції між еталонним сигналом (сформованим на основі раніше розпізнаного) і прийнятим має мінімальну ймовірність помилки при інтервалі інтегрування $2 \cdot \pi$. Одержаний граф відтворює ймовірність появи помилки в оптимальному приймачі ВФМ сигналів при дії завади, енергія якої зосереджена на несучій частоті.

Геометрія графу ілюструє фундаментальність обмеження одномірних методів кодування сигналів при якому надійне розпізнавання сигналу можливе при виконанні співвідношення

$$\frac{P_c}{P_z} \geq 2. \quad (4.3)$$

Таблиця 4.1 ілюструє граничні умови розпізнавання сигналів при впливі завад різної потужності.

Обмеження (4.3) є суттєвим недоліком одновимірних методів кодування сигналів, які значно зменшують віддаль передавання даних та їх завадозахищеність. Суть даного недоліку полягає в тому, що на рівні приймача не аналізується форма інформаційного сигналу і відповідна функція наростання інтегралу C_τ (табл.4.1). При цьому подальше значне підвищення ефективності розпізнавання сигналів може бути забезпечене шляхом використання багатовимірних методів кодування сигналів (шумоподібних сигналів) та використання їх взаємкореляційної обробки на рівні приймача. Внаслідок чого досягається кореляційне підсилення інтегральної функції і значне зростання відношення сигнал/завада на виході цифрового приймача а отже, можливість приймання сигналів в умовах затухання сигналу та інтенсивних промислових завад.

На основі описаних принципів приймання в розділі 4.2 запропонований новий метод формування та кореляційної цифрової обробки даних.

4.2. Асинхронно-згортковий метод кореляційної цифрової обробки сигналів

Особливе значення в техніці передавання дискретних повідомлень займають широкосмугові системи на основі шумоподібних сигналів (ШПС) [75-80]. Вперше такі системи були використані в космічному зв'язку [76], а в останні роки знаходять широке застосування в радіомережах, в системах сотового зв'язку та інших [15].

До шумоподібних сигналів відносяться сигнали, база яких дорівнює [75]

$$B = F \cdot T \gg 1.$$

Тривалість ШПС зв'язана з швидкістю передавання повідомлення $T = \frac{1}{C}$, тому $B = \frac{F}{C}$, що характеризує розширення спектру ШПС відносно спектру повідомлень:

$$B = \frac{F}{2 \cdot W},$$

де W -частота дискретизації повідомлень.

Якщо $B \gg 1$, то $F \gg 2 \cdot W$, тому такі сигнали дозволяють створювати широкосмугові системи зв'язку, які характеризуються наступними перевагами:

- забезпечують високу завадостійкість в умовах інтенсивних завад;
- дозволяють організувати одночасну роботу багатьох абонентів в загальній смузі частот;
- реалізувати асинхронно-адресні принципи системи зв'язку і кодове розділення абонентів;
- забезпечують ефективніше використання спектру частот на обмеженій території по відношенню до вузькосмугових систем зв'язку.

Властивості ШПС мають: М-последовності, последовності Голда, последовності Касамі [51].

Серед методів побудови кореляційних систем зв'язку на основі широкосмугових сигналів необхідно виділити два основних види. В системах першого виду використовуються групи ШПС. Кожному сигналу, що передається ставиться у відповідність свій ШПС. Системи другого виду використовують один ШПС. Для передавання інформації ШПС модулюється за допомогою одновимірних методів модуляції (АМ, ЧМ, ФМ,ТМ).

Приймання ШПС кореляційними методами можна здійснити при виконанні наступних умов:

- 1) незалежного відтворення кодових послідовностей на приймальній стороні;
- 2) синхронізація кодових генераторів приймача та передавача.

В РКС організація каналів синхронізації паралельно інформаційним каналам вимагає значних додаткових апаратних затрат і відповідно коштів.

Тому перспективною є розробка методів кодування даних, які б забезпечували самосинхронізацію приймання та передавання даних.

Автором запропоновано метод асинхронно-згорткової модуляції та цифрової кореляційної обробки сигналів на основі використання М- послідовностей та кодових послідовностей Галуа.

Суть асинхронно-згорткового методу кодування полягає в тому, що один біт даних кодується М- послідовністю довжиною $M = 2^k - 1$ і передається дана М-послідовність 2^k разів.

Передавання інформаційних символів "1" і "0" здійснюється псевдовипадковими послідовностями, які формуються на основі кодових ключів:

$$X_{i+1} = X_i \oplus X_{i-j}; (X_1, X_2, \dots, X_n) = 1;$$

$$X_{i+1} = X_i \oplus \overline{X_{i-j}}; (X_1, X_2, \dots, X_n) = 0,$$

де j – номер елемента зворотного зв'язку; $i \in \overline{1, n}$.

Часові діаграми роботи кодера для M - послідовності розрядністю $M=7$ приведені на рис.4.3, сигнал на виході кодера показаний на рис.4.3.в.

В приймачі АЗ сигналів (рис.4.4) відбувається цифрова згортка прийнятого сигналу M - послідовності з опорним, кодом Галуа.

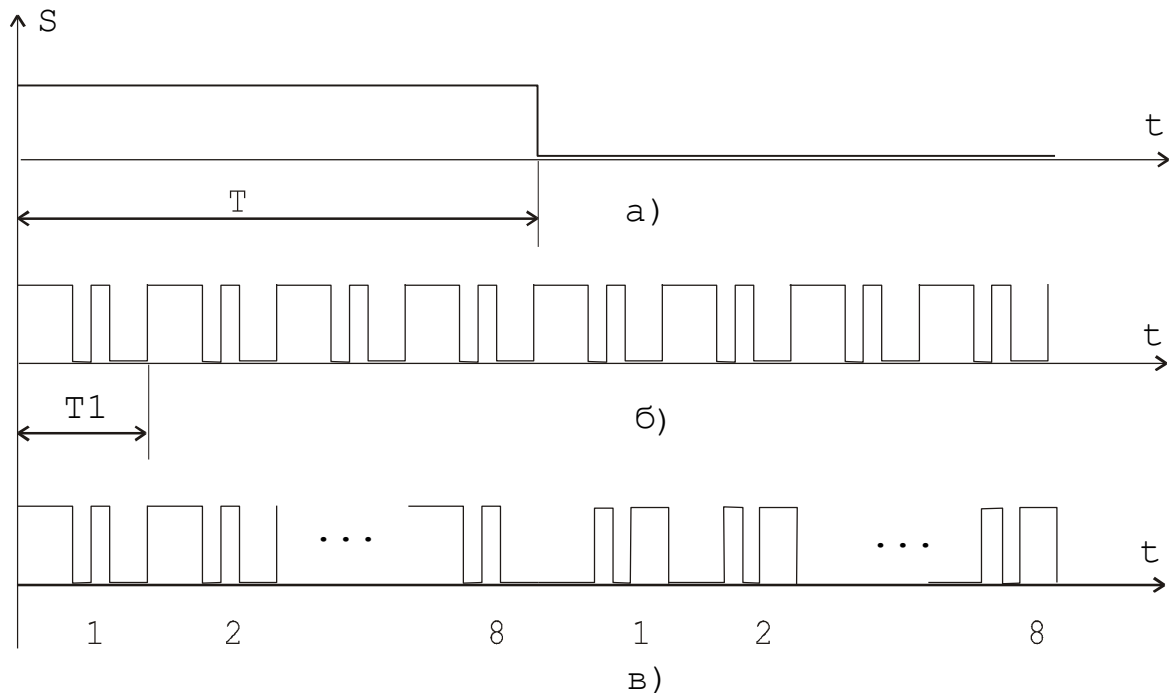


Рис.4.3. Часові діаграми роботи кодера:

T -період інформаційного сигналу;

T_1 -період M -послідовності

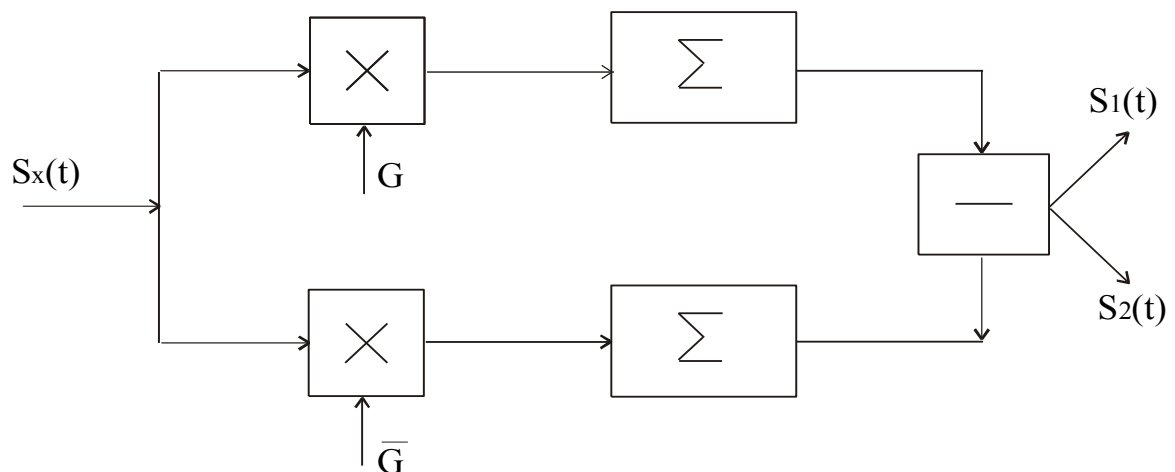


Рис.4.4. Структурна схема кореляційного приймача

Залежність відношення сигнал/завада на виході оптимального приймача ШПС від вхідного відношення сигнал/завада визначається [76]

$$\frac{P_c^{BX}}{P_3^{BX}} = \frac{P_c^{BX} \cdot T1}{P_3^{BX} \cdot T1} = \frac{1}{2 \cdot \Delta f} \cdot \frac{2 \cdot E}{S},$$

де Δf – ефективна ширина спектру; $T1$ – тривалість ШПС; S – спектральна густина потужності завади.

Величина $\frac{2 \cdot E}{S}$ – пікове відношення потужності сигналу до потужності завади на виході оптимального приймача.

Тому

$$\frac{P_c^{BX}}{P_3^{BX}} = \frac{1}{2 \cdot \Delta f \cdot T1} \cdot \frac{P_c^{ВИХ}}{P_3^{ВИХ}}.$$

Отже при достатньо великій базі ШПС можна приймати сигнали потужність яких значно менша за потужність завади.

Встановлення синхронізації відбувається за рахунок різної довжини прийнятого і опорного сигналів (рис.4.5).

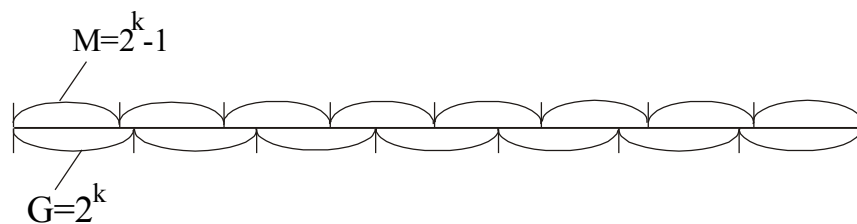


Рис.4.5. Встановлення синхронізації між прийнятим і опорним сигналом

Взаємкореляційну функцію (рис.4.8) обчислюємо за формулою:

$$R_{xy}(j) = \frac{1}{n} \cdot \left(\sum_{i=1}^n (x_i \bar{\oplus} y_{i+j}) - \sum_{i=1}^n (x_i \oplus y_{i+j}) \right),$$

де x_i – відлік M -послідовності, y_i – відлік коду Галуа.

Структурна схема декодера АЗМ приведена на рис.4.6.

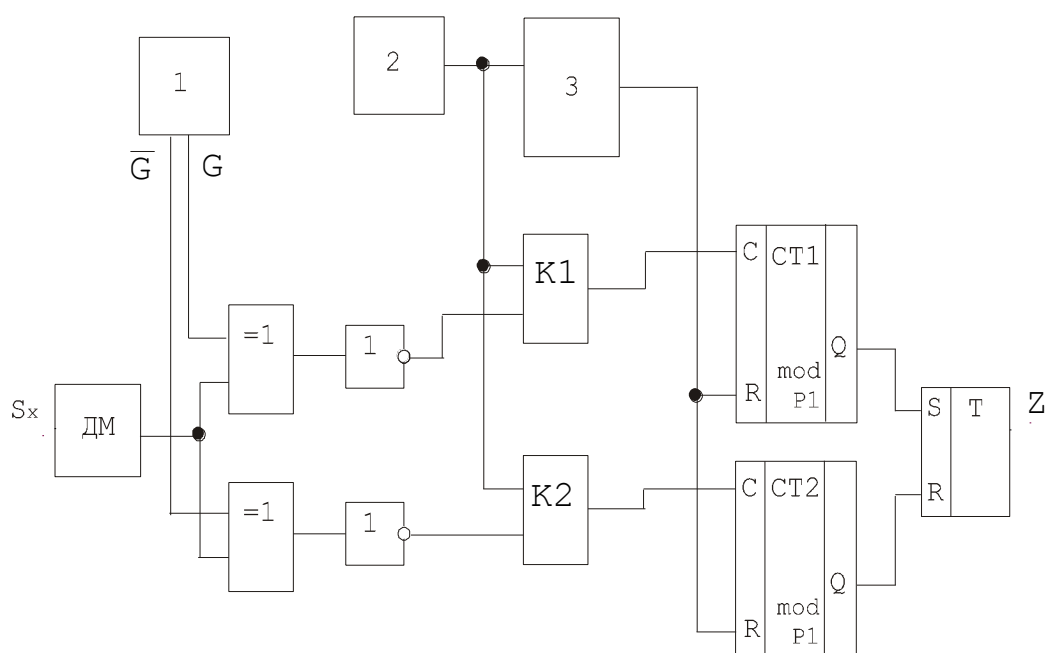


Рис.4.6. Структурна схема декодера АЗ сигналів:

ДМ-демодулятор;

1 – генератор опорної послідовності;

2 – генератор тактових імпульсів;

3 – поділювач частоти;

$Z = S_1, T = 1; Z = S_0, T = 0.$

Інформаційний сигнал S_x після підсилення до ТТЛ рівнів і демодуляції в ДМ надходить на елементи “Виключне АБО”, де відбувається цифрова згортка з прямим та інвертованим кодом Галуа. Приклад кореляційної цифрової згортки М-послідовності з кодом Галуа для $M=7$ приведено в табл.4.2. Тривалість нульового рівня сигналу на виході “Виключне АБО” залежить від фази М-послідовності та опорного сигналу і буде дорівнювати періоду T_1 – тільки при співпаданні фаз вказаних сигналів. Сигнали з виходів “Виключне АБО” відкривають ключі К1 або К2. Якщо ключі К1 або К2 відкриті з генератора 2

надходять імпульси на лічильники СТ1 або СТ2 з частотою $F = \frac{1}{M \cdot T_1}$,

де M – кількість розрядів M -послідовності. Дільник частоти 3 скидає в

нульовий стан лічильники СТ з частотою $F_1 = \frac{1}{T_1}$. Сигнали з виходів

лічильників встановлюють тригер T в “0” або “1” в залежності від того на вхід якого лічильника надійшло більше імпульсів.

Опорну послідовність код Галуа формує дешифратор, який перетворює паралельний двійковий код в біт-орієнтовану послідовність Галуа.

В якості прикладу формування коду Галуа (G_2^3) задамо таблицю логічних станів у вигляді:

X3	X2	X1	G
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	0

Запишемо диз’юнктивно–нормальну форму G - виходу дешифратора

$$G = \overline{X1} \cdot \overline{X2} \cdot \overline{X3} + \overline{X1} \cdot \overline{X2} \cdot X3 + \overline{X1} \cdot X2 \cdot \overline{X3} + X1 \cdot \overline{X2} \cdot \overline{X3},$$

після мінімізації отримаємо

$$G = \overline{X2} \cdot \overline{X3} + \overline{X1} \cdot \overline{X3} + \overline{X1} \cdot \overline{X2} = \overline{\overline{\overline{\overline{X3} \cdot \overline{X1} \cdot \overline{X2} \cdot \overline{X1} \cdot \overline{X2}}}}$$

Структура дешифратора в базисі І-НЕ представлена на рис.4.7.

В загальному випадку даний дешифратор може бути реалізований на базі ПЗП з адресним вибором, як це показано на рис.2.14.

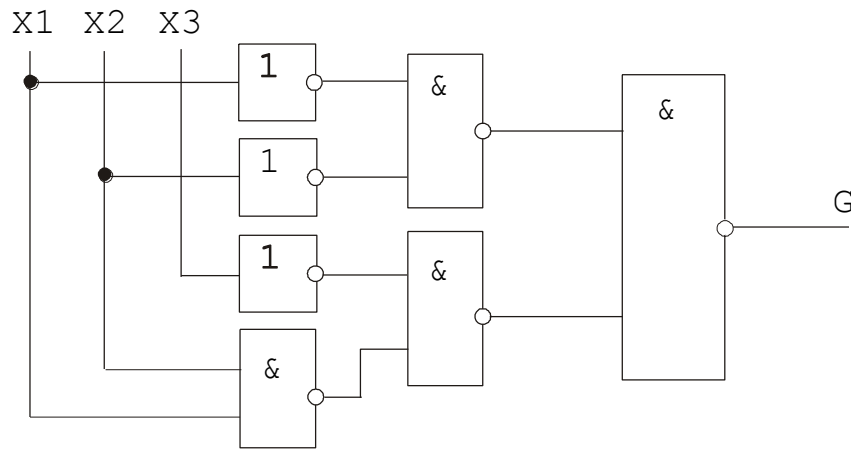


Рис.4.7. Структурна схема дешифратора кодів Галуа

При АЗМ на приймач поступають М-послідовності і тому щоб схема приймала наступну послідовність сигналів, необхідно, щоб після кожного циклу і прийняття рішення з мінімальною затримкою в часі відбувалось обнулення лічильників. Після цього корелятор зможе приймати наступний сигнал.

Таблиця 4.2.

Приклад кореляційної цифрової згортки

$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0 \\ \hline -\ +\ +\ -\ -\ -\ + \\ \Delta\varphi=7\ R=-1 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1 \\ \hline -\ -\ +\ -\ +\ +\ - \\ \Delta\varphi=6\ R=-1 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1\ 0 \\ \hline -\ -\ -\ -\ +\ -\ + \\ \Delta\varphi=5\ R=-3 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1\ 1 \\ \hline +\ -\ -\ +\ +\ -\ - \\ \Delta\varphi=4\ R=-1 \end{array}$
$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1\ 1 \\ \hline -\ +\ -\ +\ -\ -\ - \\ \Delta\varphi=3\ R=-3 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0\ 1 \\ \hline +\ -\ +\ +\ -\ +\ - \\ \Delta\varphi=2\ R=+1 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0\ 0 \\ \hline +\ +\ -\ -\ -\ +\ + \\ \Delta\varphi=1\ R=+1 \end{array}$	$\begin{array}{r} 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ 1\ 1\ 1\ 0\ 1\ 0\ 0 \\ \hline +\ +\ +\ +\ +\ +\ + \\ \Delta\varphi=0\ R=7 \end{array}$

Швидкість передавання при АЗМ визначається за формулою:

$$C = \frac{1}{T_2 \cdot (2^k - 1) \cdot 2^k},$$

де T_2 —тривалість одного біту М-послідовності; k — розрядність кодону.

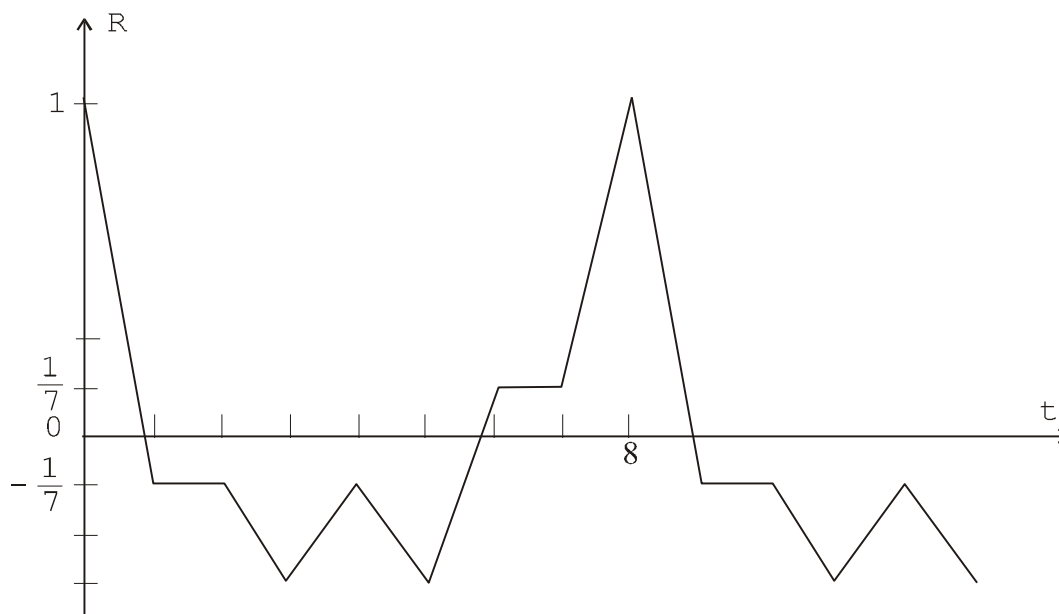


Рис.4.8. Взаємкореляційна функція М-послідовності і коду Галуа

АЗМ забезпечує суттєве спрощення кореляційного приймача за рахунок відсутності елементів пам'яті (непотрібно запам'ятовувати всі розряди М- послідовності), цифрових фільтрів а відповідно зменшуються габарити і вартість даних приймачів.

Недоліком методу є зниження швидкості передавання даних при заданій смузі пропускання каналу зв'язку. Тому даний метод може ефективно бути використаний в системах контролю станів об'єктів управління, в системах пейдженгового зв'язку.

4.3. Цифрова обробка та структура декодера фазових портретів гармонічних сигналів

Розробка і дослідження нових високоефективних методів передавання і приймання даних залишається на протязі багатьох років відкритою науковою

задачею. Одна із найважливіших підзадач – розробка приймачів на основі кореляційних функцій.

Нехай задано набір із k взаємнопростих натуральних чисел $p_i \in N$, $i = \overline{1, k}$, тоді система залишкових класів – система, в якій ціле число представляється у вигляді невід’ємних залишків по вибраних модулях p_i [31]:

$$b_i = N - \left[\frac{N}{p_i} \right] \cdot p_i \text{ або } b_i = \text{res} N(\text{mod } p_i);$$

$$N = a_i \cdot p_i + b_i, i = \overline{1, k},$$

де N – вихідна величина, p_i – набір модулів, b_i – найменший невід’ємний залишок по відповідному модулю, a_i – ранг числа N по модулю p (число переходів через модуль p).

В теорії чисел доведено, якщо числа p_i взаємнопрості між собою, то представлення числа N за допомогою b_1, b_2, \dots, b_k являється єдиним. Діапазон чисел, що можна представити за допомогою модулів

(p_1, p_2, \dots, p_k) становить $[0, Q]$, де $Q = \prod_{i=1}^k p_i$.

Розглянемо перетворення степеневі функції

$$w = e^z, \tag{4.4}$$

$$z = x + j \cdot y, w = r \cdot e^{j \cdot \varphi},$$

де r – модуль комплексного числа; φ – аргумент.

Згідно формули Ейлера

$$e^{j \cdot z} = \cos z + j \cdot \sin z,$$

де $z = r \cdot (\cos \varphi + j \cdot \sin \varphi)$.

При повороті вектора рис.4.9 $r = \text{const}$ в комплексній області на величину $0 \leq \varphi \leq 2 \cdot \pi$, в декартових координатах проходить лінійна зміна величини φ в межах від 0 до $2 \cdot \pi$.

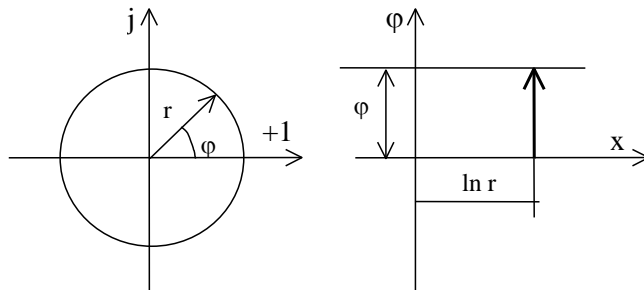


Рис. 4.9. Відображення функції комплексної змінної у декартових координатах

Функція $j \cdot \sin \varphi$ в декартових координатах, одержана шляхом логарифмування функції (4.4) тобто

$$\ln w = z = x + j \cdot y.$$

Для ВФМ сигналу, представленого відрізком синусоїди $x=0$, що приводить до зображення її в декартових координатах в вигляді функції пилоподібної форми рис.4.10.

Відрізок синусоїди, якщо перейти до її фазового портрету, можна представити в вигляді прямолінійної функції пилоподібної форми, яка в порівнянні з синусоїдою на повному періоді 2π немає переходу через 0.

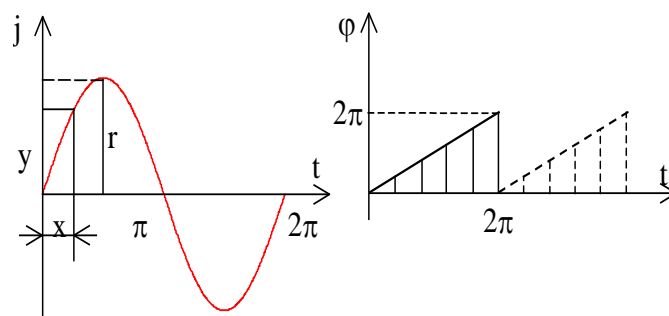


Рис.4.10. Представлення періоду синусоїди фазовим портретом

Оскільки існує однозначна відповідність між відрізком синусоїди і її фазовим портретом, то для ВФМ сигналів замість синусоїдальних сигналів можна використовувати сигнали пилоподібної форми, які представляють фазові портрети синусоїдальних функцій. Так як генерувати ці функції в цифровій формі набагато простіше ніж синусоїдальні сигнали.

Тригонометричні функції і їх фазові портрети являються періодичними, отже однозначний перехід від синусоїди до фазового портрету шляхом натурального логарифмування залишків синусоїди, являється складним, що зумовлено операцією логарифмування і являється неоднозначним.

Відрізок синусоїди ВФМ сигналу в комплексній області можна представити функцією [81]:

$$w = r \cdot e^{j \cdot \varphi} \quad \text{або} \quad w = r \cdot e^{(0 + j \cdot \varphi)}, \quad (4.5)$$

звідки $r = e^{\ln r}$ і підставивши в функцію (4.5) одержимо

$$w = e^{\ln r} \cdot e^{0 + j \cdot \varphi} = e^{\ln r + j \cdot \varphi}$$

або після логарифмування

$$x = \ln w = \ln r + j \cdot \varphi. \quad (4.6)$$

Позначимо $\ln r$ як

$$\ln r = a \cdot p, \quad (4.7)$$

де p – просте число; $a=0,1,2, \dots$ – ціле число.

На рис.4.11 показано приклад перетворення гармонічного сигналу в фазовий портрет в хемінговому просторі залишкових класів по модулю $P=3$.

Підставимо (4.7) в (4.6) одержимо:

$$x = a \cdot p + j \cdot \varphi.$$

Нехай $y_i = A \cdot \sin wt$,

$$y_i = a_i \cdot p + b_i,$$

АЦП формує цифровий код прийнятого гармонічного сигналу, який поступає на нелінійний перетворювач на виході якого одержуємо фазовий портрет у вигляді паралельного коду. Фазовий портрет $\Phi(t)$ надходить на входи схеми додавання кодів на інші входи даної схеми поступають опорні прямий та зворотний коди фазового портрету 0 і 1 відповідно $\Phi_0(t)$ та $\Phi_1(t)$.

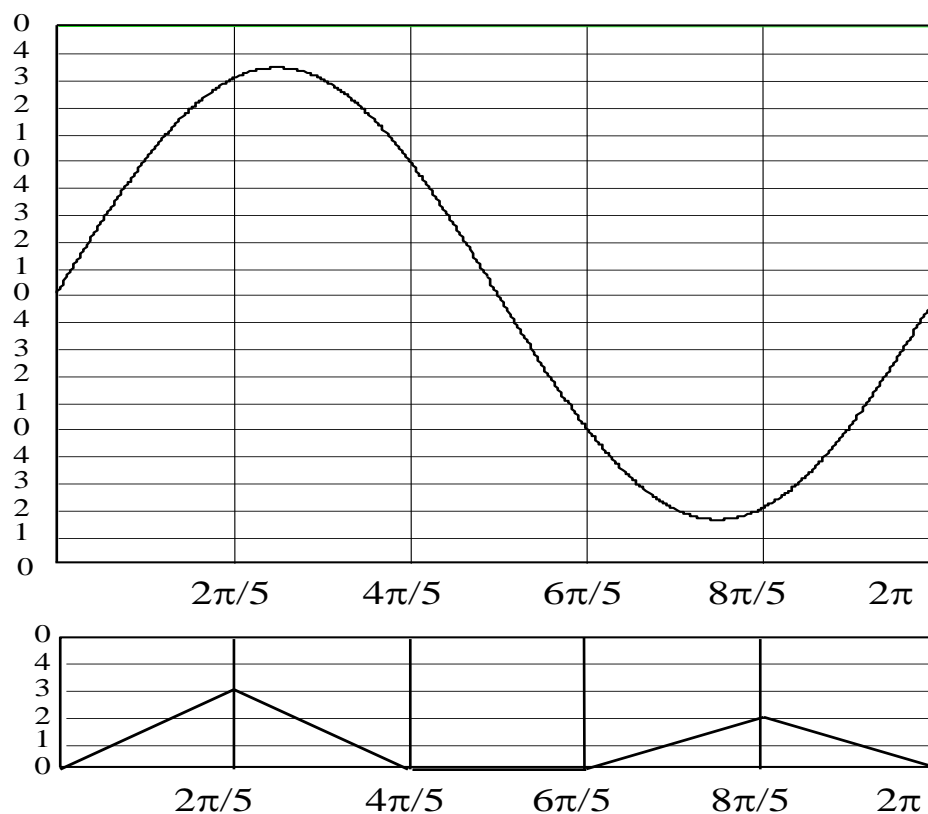


Рис.4.12. Перетворення гармонійного сигналу в фазовий портрет по модулю $P=5$

Порівняння кодів здійснюється за формулою:

$$Z_1(t) = \sum_{i=1}^n (\Phi_{ix} \oplus \Phi_{i0});$$

$$Z_2(t) = \sum_{i=1}^n (\Phi_{ix} \oplus \Phi_{i1}).$$

Результат порівняння надходить на вирішувачий пристрій, який працює за правилом

якщо $Z_1(t) < Z_2(t)$, то S_0
 якщо $Z_1(t) > Z_2(t)$, то S_1 .

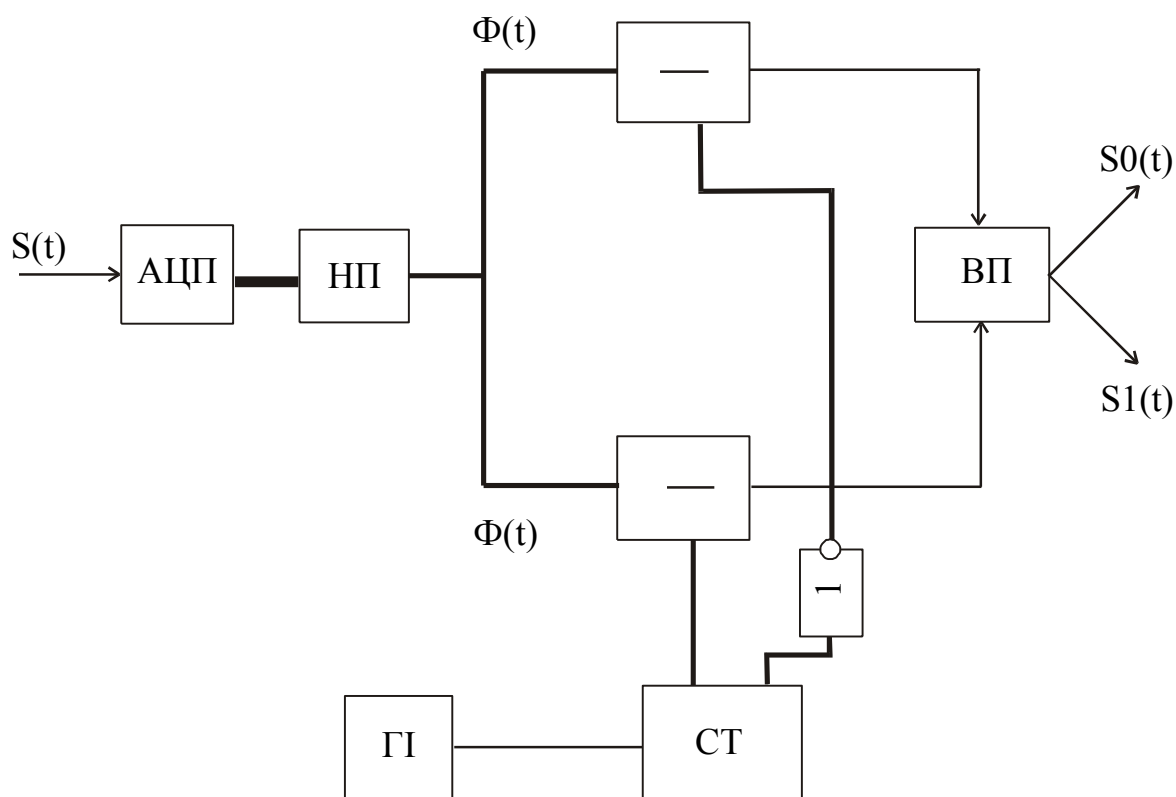


Рис.4.13. Структурна схема цифрового приймача:

НП-нелінійний перетворювач;

ГІ-генератор імпульсів;

СТ- двійковий лічильник;

ВП-вирішуючий пристрій

Використання даного методу дає можливість значно спростити схемну реалізацію приймачів ВФМ сигналів.

Даний метод ефективно може використовуватись в оптичних каналах зв'язку в яких практично відсутні високочастотні завади, а найбільш впливовим є затухання середньої потужності сигналу.

ВИСНОВКИ

1. Проведено дослідження цифрового приймача ВФМ на основі обчислювача структурної функції та визначено параметри ВФМ сигналів при різних значеннях відношення сигнал/завада, отриманий граф переходів, який визначає потенціальні можливості цифрового приймача.

2. Запропоновано асинхронно-згортковий метод кодування та кореляційної цифрової обробки повідомлень, який відрізняється від існуючих властивістю самосинхронізації між прийнятим і опорним сигналом в результаті чого забезпечується суттєве спрощення кореляційних приймачів, зменшується об'єм необхідної пам'яті на 2-3 порядки, а відповідно зростає їх надійність та знижується вартість. Розроблені схеми кодера та декодера АЗМ кодування.

3. Запропоновано метод нелінійного перетворення гармонійного сигналу в фазовий портрет в хеммінговому просторі залишкових класів, який базується на нелінійних процедурах обчислення залишків. Даний метод приводить до значного спрощення цифрових формувачів фазових портретів за рахунок заміни обчислення функції $\arctg x$ нелінійною функцією $y = \text{res } x(\text{mod } p)$. Розроблено структуру цифрового приймача гармонічних сигналів.

РОЗДІЛ 5

ТЕХНІЧНА РЕАЛІЗАЦІЯ РОЗПОДІЛЕНИХ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ З ОПТИЧНИМ КАНАЛОМ ЗВ'ЯЗКУ

5.1. Розробка схемотехнічних рішень передавача та приймача оптичних сигналів

Передавач та приймач оптичних сигналів розроблений на базі структури (див. рис.3.13) призначений для роботи в якості засобу зв'язку в системі збору і обробки інформації та комп'ютерних мережах.

Оптичний передавач (ОП) (рис.5.1) перетворює електричний сигнал в модульований світловий сигнал інфрачервоного діапазону і в вигляді колімованого пучка з відхиленням $\sim 1^\circ$ передає інформацію по відкритому оптичному каналі на приймач оптичних сигналів (рис.5.2), який в свою чергу перетворює світловий сигнал в електричний, проводить фільтрацію від завад і обробку сигналу. Фотодіод VD1 (рис.5.2) перетворює оптичний сигнал в електричний еквівалент, на транзисторах VT1-VT4 реалізовано чотири каскади підсилення. Функції автоматичного регулятора підсилення виконує мікросхема DA1. З виходу мікросхеми DA1 сигнал поступає на декодер КТФІ.

Вихідний промінь передавача оптичних сигналів колімірується за допомогою антени. Колімірування дозволяє зменшити розходимість променя. Згідно теорії дифракції розходимість променя обернено пропорційна діаметру апертури антени. Відповідно, чим більша антена, тим менша ширина променя передавача. Антену передавача проектуємо так, щоб розходимість променя досягала дифракційної межі. Ця умова мінімізує розміри антени. Однак мінімальна ширина променя обмежується точними вимогами націлювання.

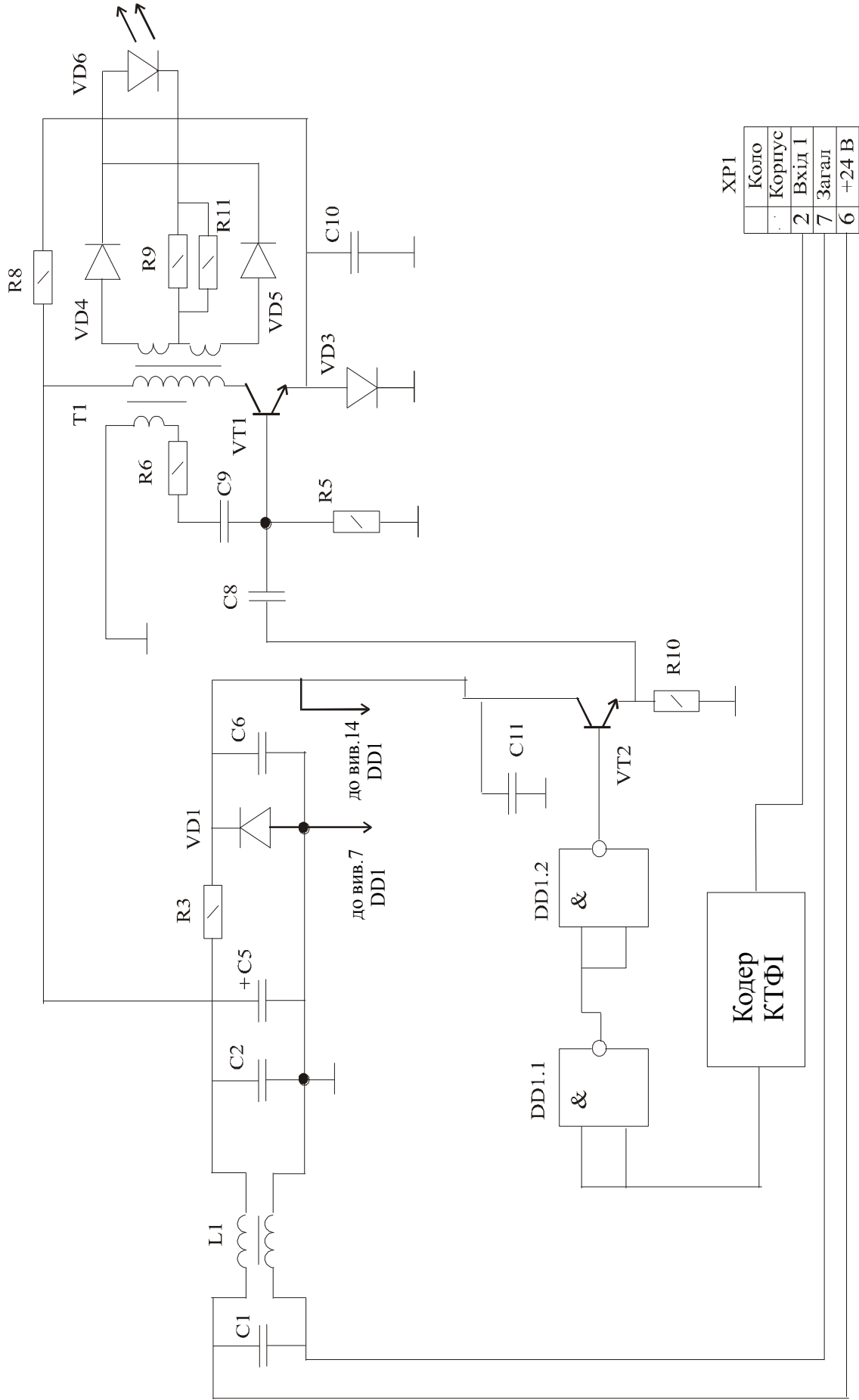


Рис.5.1. Структурна схема передавача оптичних сигналів

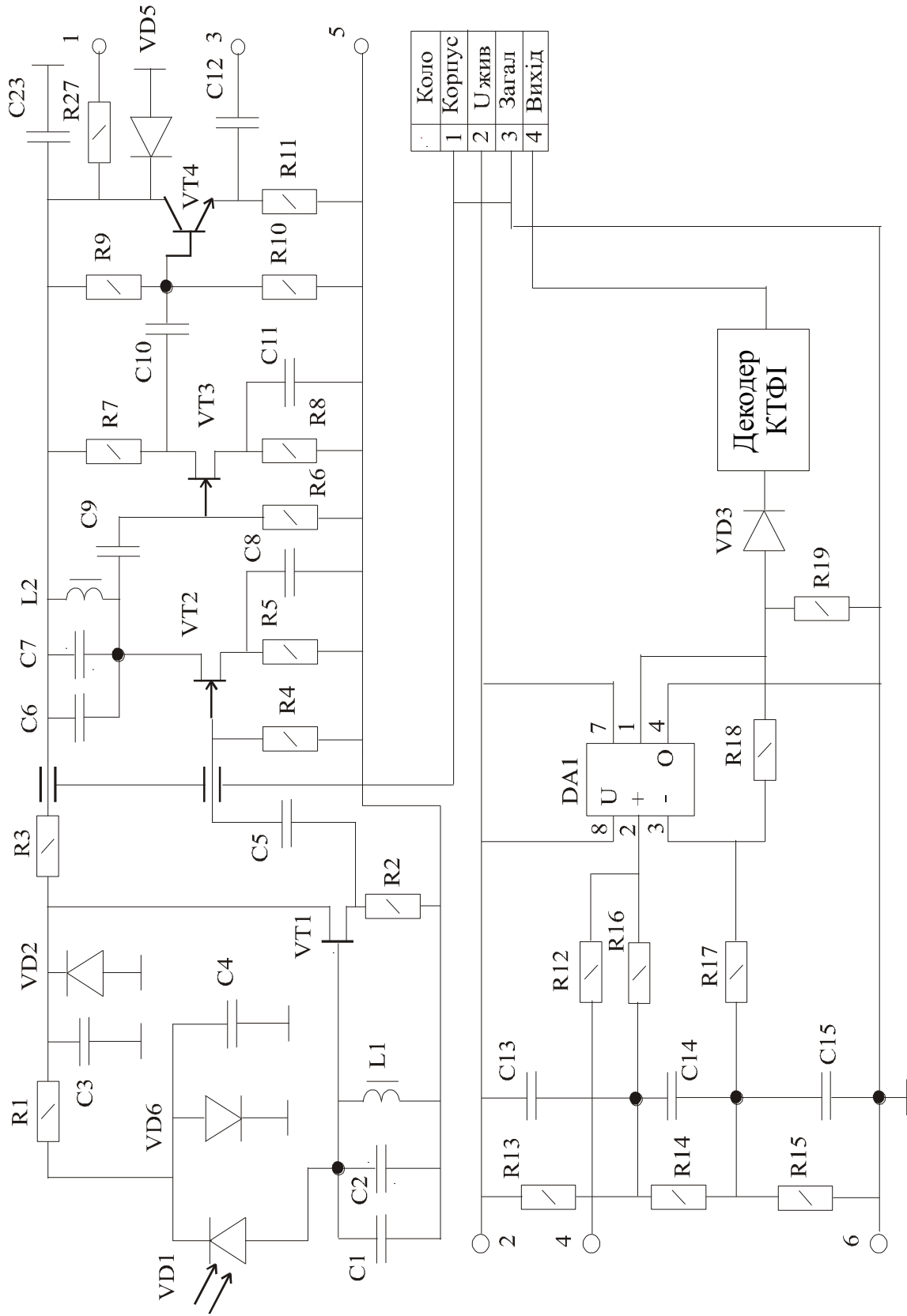


Рис.5.2. Схема електрична принципова приймача оптичних сигналів

Ці вимоги приводять до того, що мінімальна ширина променя складає 1 мікрорадіан. Для довгохвильового проміжку оптичного спектру така ширина променя вимагає граничного діаметру апертури передавача близько 10 м, для короткохвильового проміжку спектру максимальний діаметр апертури складає приблизно 50 см. При малих розмірах апертур для конструювання антен передавача доцільно використовувати випуклі лінзи (рис.5.3).

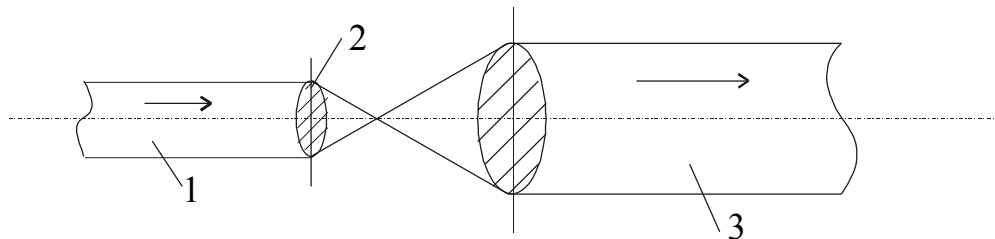


Рис.5.3 Структура оптичної антени:

1-пучок оптичного випромінювання;

2-випукла лінза; 3-випромінювання передавача.

Зовнішній вигляд розробленої оптичної лінії зв'язку приведена на рис 5.4.

Фотографія

Рис.5.4. Оптична лінія зв'язку

Основні технічні характеристики оптичної лінії зв'язку приведені в табл.5.1.

Таблиця 5.1.

Технічні характеристики ОЛЗ

Швидкість передавання інформації	9600 біт/с.
Дальність дії	до 3000 м
Режим роботи	неперервний
Ймовірність помилки біту	10^{-9}
Час напрацювання не менше	100 000 год
Джерело випромінювання	інфрачервоний діод
Приймач – детектор	фотодіод
Робоча довжина хвилі випромінювання	0,85 мкм
Діаграма направленості приймача	$\pm 0,3^\circ$
Діаграма направленості передавача	$\pm 0,6^\circ$
Розходимість променя	$\sim 1^\circ$
Напруга живлення	24 В \pm 10%
Потужність споживання	не більше 4 Вт
Робочий діапазон температур	-40; +40 °С.
Відносна вологість	100%
Габаритні розміри без елементів кріплення	190×100 мм
Маса приймача	не більше 1,2 кг
Маса передавача	не більше 1,2 кг
Довжина інтерфейсного кабеля	15 м

В приймачах немає необхідності колімірувати промінь на вході детектора, тому фотодетектор розміщуємо в фокальній точці відбитої лінзи. Для оптичних приймальних систем з прямим детектуванням діаметр приймальної антени вибираємо як можна більшим. Це дозволяє забезпечити максимум сигнальної енергії на вході детектора.

5.2. Структурна схема та реалізація активного оптичного ретранслятора

Оптичний активний ретранслятор (ОАР) призначений для ретрансляції оптичних сигналів в РКС збору та обробки інформації. Використання ОАР дає можливість в 2 рази збільшити максимальну відстань передавання даних (рис.5.5).

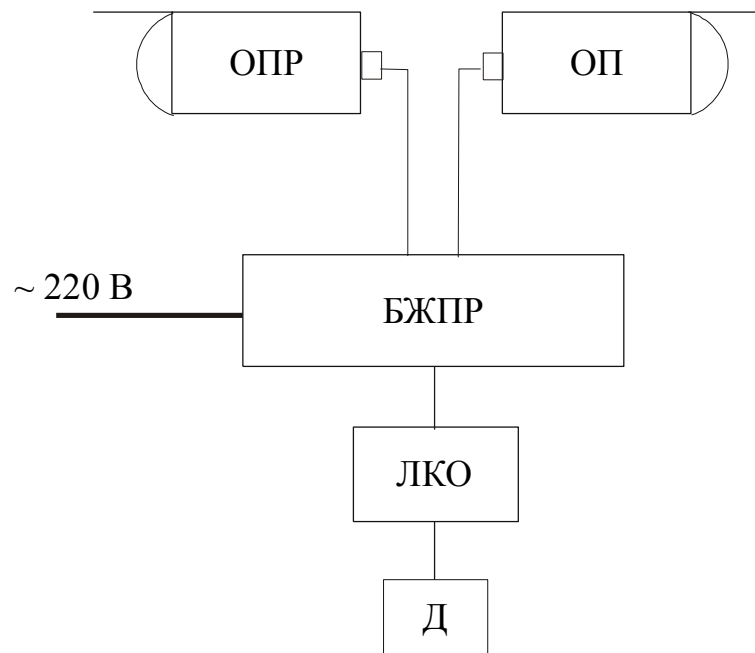


Рис.5.5. Структурна схема оптичного активного ретранслятора:

ОПР- приймач оптичних сигналів;

ОП- оптичний передавач;

ЛКО- логічний контролер об'єкта;

Д- давач технологічного параметру

Конструктивно ретранслятор складається з двох окремих блоків приймального та передавального (рис.5.6).

Структурна схема пасивного оптичного ретранслятора приведена на рис.5.7.

БЖПР здійснює гальванічну розв'язку та перетворення сигналів інтерфейсу IRPS (токова петля) в сигнали RS-232.

Рис.5.6. Конструкція оптичного ретранслятора

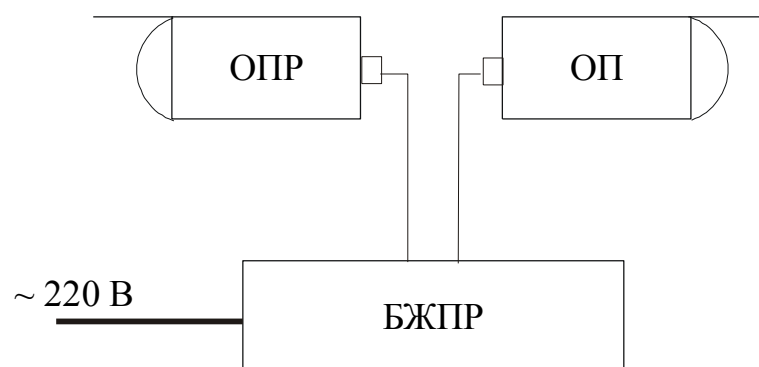


Рис.5.7. Структурна схема пасивного оптичного ретранслятора

Основні технічні характеристики блоків ОАР аналогічні характеристикам приймального та передавального блоків оптичного каналу зв'язку (табл. 5.1).

5.3. Електронні модулі кодування та передавання даних РКС контролю товарно-сировинних резервуарів

Інтерфейсний модуль призначений для почергової ретрансляції в комп'ютер відповідей 4-х каналів системи вимірювання рівня СВР-2 (див.рис.3.2).

Технічні характеристики модуля:

1. Параметри струмових сигналів інтерфейсу IRPS:

–сигнал “0”-наявність струму в петлі (20 ± 5)мА;

–сигнал “1”-відсутність струму в петлі;

–загальний опір струмових петель не більше 600 Ом.

2. Кількість жил лінії зв'язку з каналом вимірювання –2.

3. Кількість жил лінії зв'язку з оптичним передавачем –2.

4. Швидкість передавання задається БПІ.

5. Протокол передавання формується БПІ.

6. Структура сигналу, що приймається блоком від окремих каналів і ретранслюється в комп'ютер відповідає табл.5.2.

7. Живлення блока здійснюється постійним струмом з напругою – ($24\text{В}\pm 10\%$).

Конструктивно ІМ виконано у вигляді окремого блоку, принципова схема якого приведена на рис.5.8.

Сигнали відповіді 4-х каналів з затримкою в часі (рис.5.9.) поступають на приймачі функції яких виконують оптопари VT1-VT4, які здійснюють перетворення струмових сигналів інтерфейсу IRPS в сигнали КМОН рівнів, гальванічну розв'язку електричних кіл блоків БПІ з колами ІМ. Сигнали з виходу приймачів поступають на ключ роль якого виконує мікросхема DD1.1. З виходу ключа сигнал надходить на блок гальванічної розв'язки VT6, і стабілізатор струму виконаний на елементах VT7, VD5.

Таблиця 5.2

Структура вихідного сигналу ІМ

Призначення біту що пере-	Номер позиції біту в протоколі, що переда-			
стартовий біт (1)	1	25	49	73
1мм, 2^0	2	26	50	74
1мм, 2^1	3	27	51	75
1мм, 2^2	4	28	52	76
1мм, 2^3	5	29	53	77
10мм, 2^0	6	30	54	78
10мм, 2^1	7	31	55	79
10мм, 2^2	8	32	56	80
10мм, 2^3	9	33	57	81
біт контролю парності 0,1	10	34	58	82
стоповий біт (0)	11	35	59	83
стоповий біт (0)	12	36	60	84
стартовий біт (1)	13	37	61	85
0,1мм, 2^0	14	38	62	86
0,1мм, 2^1	15	39	63	87
0,1мм, 2^2	16	40	64	88
0,1мм, 2^3	17	41	65	89
0,1мм, 2^0	18	42	66	90
0,1мм, 2^1	19	43	67	91
0,1мм, 2^2	20	44	68	92
0,1мм, 2^3	21	45	69	93
біт контролю парності 0,1	22	46	70	94
стоповий біт (0)	23	47	71	95
стоповий біт (0)	24	48	72	96

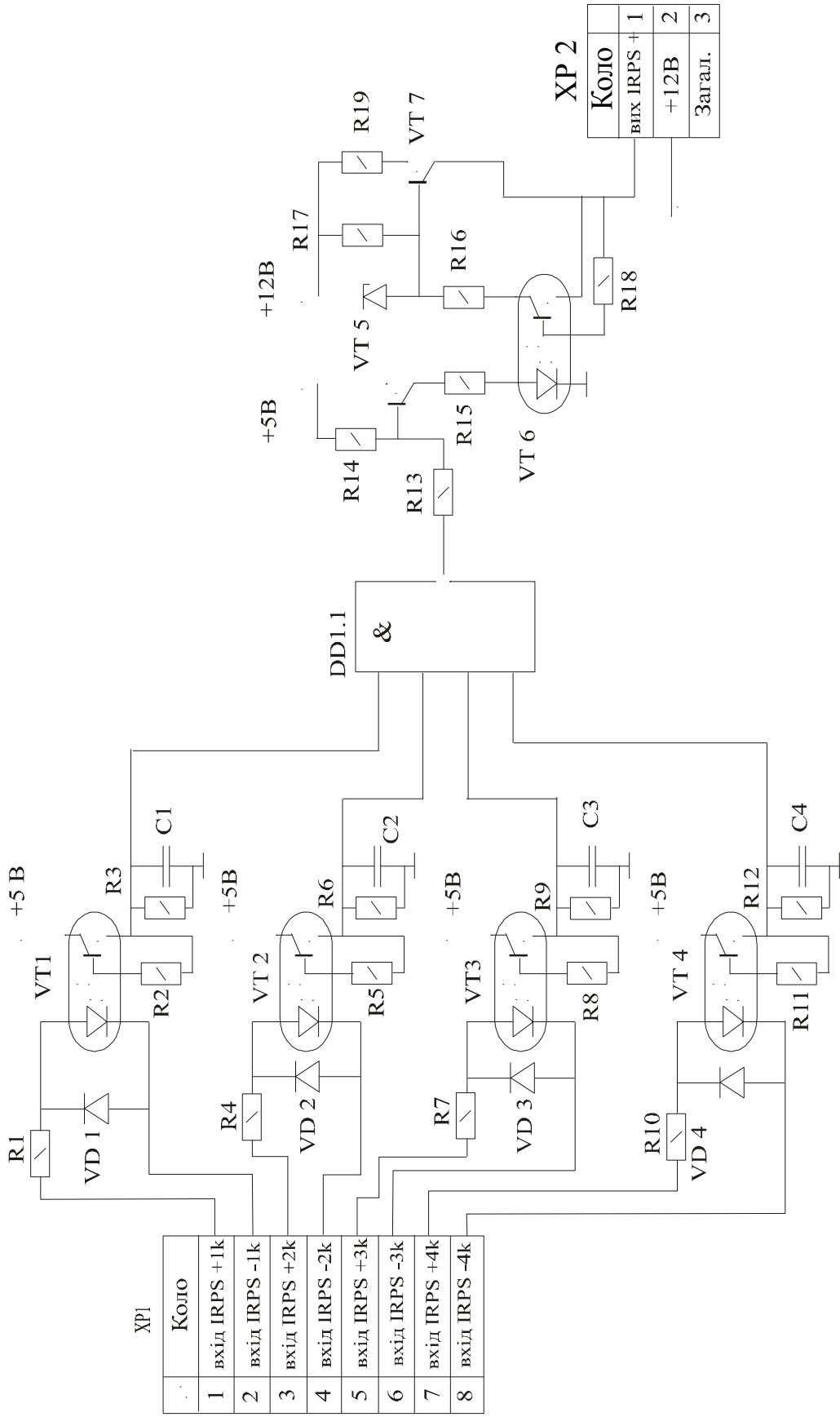


Рис.5.8. Принципова електрична схема інтерфейсного модуля.

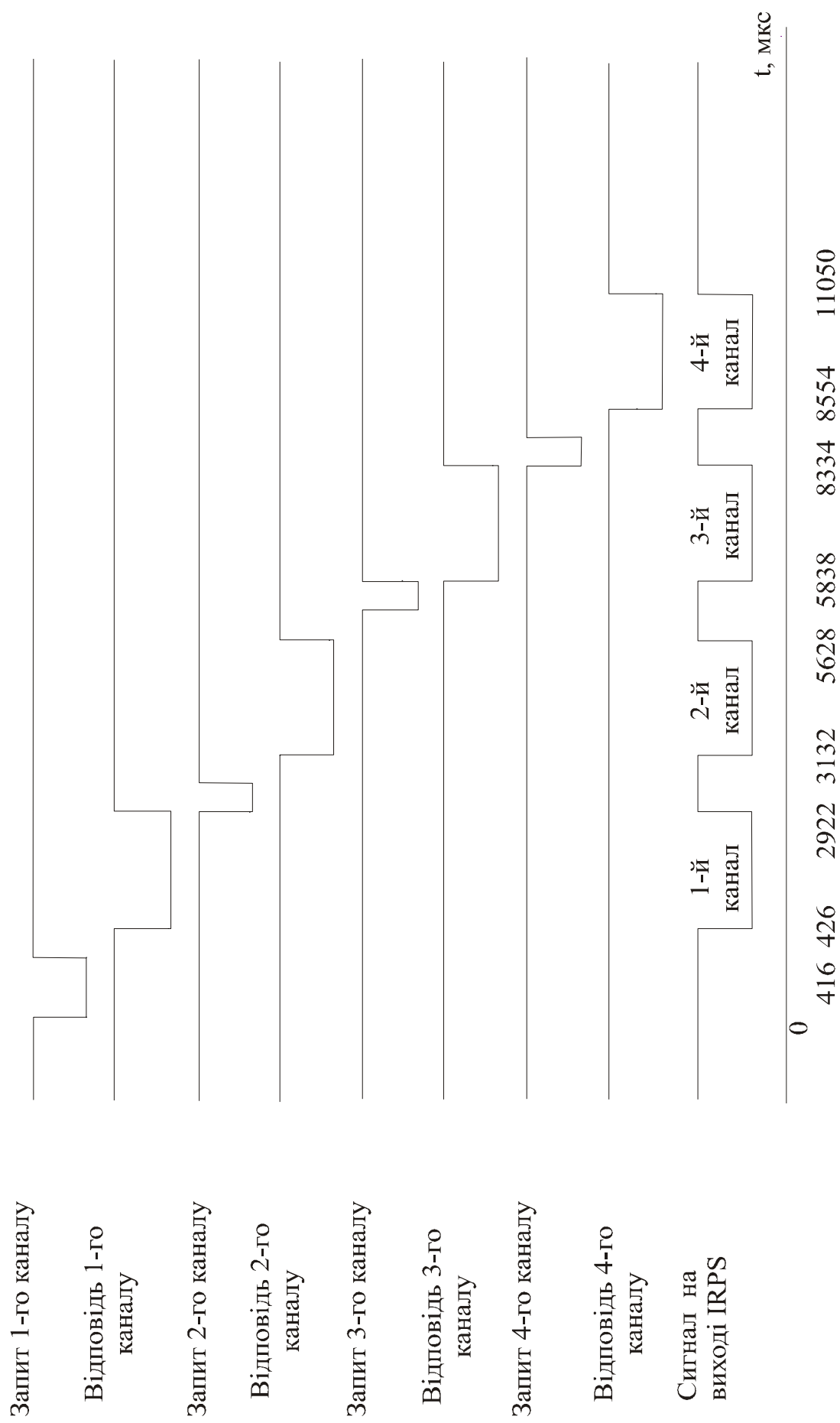


Рис.5.9. Часові діаграми роботи інтерфейсного модуля.

5.4 Система формування, цифрової обробки та передавання даних від верстатів-гойдалок нафтовидобувної промисловості

Система контролю та управління роботою верстатів-гойдалок розроблена на базі ретрансляційної структури (див. рис.3.3).

Структура ОАР описана в роботі [16, 24]. На рис. 5.8. показано схему прив'язки ОАР до об'єкта контролю.

Особливістю представленої архітектури є використання логічного контролера об'єкта ЛКО, який виконує функції логічної обробки та формування ретрансляційних даних, які приймаються оптичним приймачем ОПР і поступають на оптичний передавач ОП. В ЛКО відсутні АЦП і комутатори сигналів, які значно його спрощують і підвищують надійність.

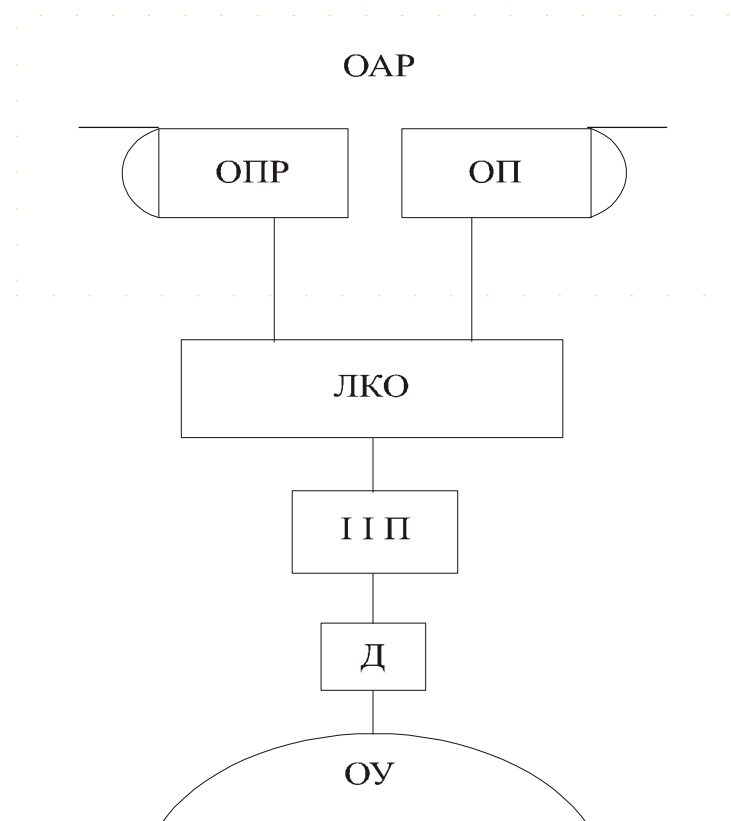


Рис.5.10. Структура стартового складу прив'язки ОАР до об'єкта

Інтегрально-імпульсний перетворювач ІІП, який включає АЦП схему узгодження з давачем конкретного типу, виконує функції формування ПК

про миттєве та інтегральне значення ОУ. Наявність енергонезалежної пам'яті в ІІІ гарантує високу надійність відновлення інформації

при відмовах оптичних трактів, ЛКО та при відключеннях елементів системи для ремонту і профілактики, модернізації чи розширення. Крім того, ІІІ виконує роль гальванічної розв'язки давача і ЛКО.

В якості давача енергетичного параметру Д найбільш раціонально використати пристрій захисту електродвигунів типу ЗЕД-0.4, що випускається в ВАТ “Західенергоавтоматика”.

Пристрій захисту електродвигунів ЗЕД-0.4 призначений для захисту асинхронних електродвигунів номінальною напругою 0.38кВ. Пристрій забезпечує 100% захист електродвигунів від:

- однофазних і багатофазних коротких замикань;
- несиметричного режиму живлення;
- перевантажень.

Контроль струмів у фазах двигуна здійснюється за допомогою зовнішніх давачів, які монтуються на кабелях живлення без їх відключення.

В пристрої передбачена індикація спрацювання каналів відсічки, перевантаження і несиметричного режиму.

Технічні характеристики:

1. Пристрій забезпечує захист електродвигунів потужністю від 10кВт до 160кВт.

2. Параметри спрацювання органів захисту пристрою:

— відсічки:

$$I_{\text{відс}}=(4—12)I_{\text{ном}};$$

$$t_{\text{відс}}=0.1—0.7\text{с через } 1 \text{ с};$$

— несиметричного режиму живлення:

$$I_{\text{н.р}}=1—7\text{с через } 1 \text{ с};$$

— перевантаження:

$$I_{\text{пер}}=(0.8—1.2)I_{\text{ном}};$$

$$t_{\text{пер}}=5\text{с при } I_{\text{пер}}=6 I_{\text{ном}};$$

$$t_{\text{пер}}=120\text{с при } I_{\text{пер}}=1.2 I_{\text{ном}}.$$

3. Величина струму спрацювання може відрізнятись від установки на величину, що не перевищує:

- а) при перевантаженні — 5%;
- б) при неповно фазному режимі живлення — 10%;
- в) при коротких замиканнях — 15%.

В основі інформаційної технології передачі даних в системі ГОРГОНА є наступні формалізовані процедури [82].

$$G_{ijk} = \int E_{oy} dt ,$$

$$i=1,2,\dots,m,$$

$$j=1,2,\dots,m.$$

де E_{oy} —енергетичний параметр ОУ; G_i — інтегрально-імпульсна послідовність; m -число ОУ в оптичному тракті; k - номер оптичного тракту; $F_{xхоу}$ — енергетична функція холостого ходу об'єкта управління; $F_{роу}$ — енергетична функція робочого стану об'єкта управління; G_{i1k} , G_{i2k} , G_{imk} — код станів ОУ в k -тому оптичному тракті:

$$\Delta F = F_{роу} - F_{xхоу} ;$$

$$\Delta E_{oy} = G_{ijk} - G_i + 1, j, k ;$$

де ΔF — різницева діагностична функція ОУ; ΔE_{oy} — різницева функція миттєвого енергетичного стану ОУ.

Архітектура описаної системи та інформаційна технологія її функціонування орієнтовані на максимальне зниження вартості оптико-електронних елементів, які встановлюються на контрольованих ОУ кількість яких достатньо велика та їх максимальну надійність, живучість, ремонтоздатність.

Розроблена система орієнтована на застосування на розподілених об'єктах нафтогазового комплексу. Запропонована архітектура та інформаційна технологія може бути застосована в інших галузях.

ВИСНОВКИ

1. Запропоновані принципові, структурні та схемотехнічні рішення цифрових процесорів приймача та передавача оптичних сигналів на основі КТФІ методу кодування, що дозволило збільшити відстань передавання до 3000м.
2. Розроблено активний оптичний ретранслятор, використання якого дозволяє в 2 рази збільшити відстань передавання між об'єктами контролю та управління.
3. Розроблено інтерфейсний модуль розподіленої системи контролю товарно-сировинних резервуарів, який ретранслює дані 4-х каналів вимірювання рівня в мережевий контролер. ІМ має оптоелектронну гальванічну розв'язку з давачами рівня.
4. На базі вертикальної інформаційної технології та ретрансляційної архітектури розроблена система формування, цифрової обробки та передавання даних від верстатів-гойдалок нафтовидобувної промисловості.

ОСНОВНІ ВИСНОВКИ

В дисертаційній роботі розв'язано наукову задачу розробки та дослідження методів кодування та цифрової обробки повідомлень в РКС та комп'ютерних мережах з оптичним каналом зв'язку, які забезпечують високу якість передавання повідомлень та дозволяють збільшити віддаль між ретрансляторами. При цьому отримано такі результати.

1. Обґрунтована методологія застосування нових кодових базисів для представлення цифрових даних про стан об'єктів керування в РКС. На основі проведеного аналізу архітектур РКС з провідними та безпроводними лініями зв'язку доведена доцільність використання в низових комп'ютерних мережах ліній зв'язку оптичного діапазону та реалізація на їх основі РКС з кільцевою та ретрансляційною архітектурою.

2. На основі аналізу дискретних кодових базисів та кодів, які вони утворюють. Доведено ефективність застосування, на рівні формувачів, кодів Галуа, які характеризуються на відміну від базису Радемахера меншим об'ємом кодової матриці, що дозволяє зменшити об'єм даних, які формуються в реальному часі при контролі об'єктів.

3. Розроблені модифіковані методи кодування даних, які виключають однократні повторення однакових символів, перевагою яких є наявність самосинхронізації а також зменшення об'єму службової інформації при організації блокової синхронізації. На основі даного класу кодів реалізовані і досліджені сигнальні простори, теоретичний аналіз яких показав ефективність їх використання в комп'ютерних мережах з відкритим ОКЗ.

4. Запропоновано інтегрально-імпульсний метод кодування даних в базисі Галуа, який, в порівнянні з існуючими, дозволяє виправляти однократні помилки та виявляти блоки помилок в процесі передавання даних та забезпечує захист від несанкціонованого доступу.

5. Створена та випробувана в промислових умовах експериментальна установка формування та цифрової обробки сигналів, на базі якої проведено

дослідження впливу метеорологічних факторів (дощу, снігу, туману) на надійність роботи оптичної лінії зв'язку. Отримана діаграма направленості приймача оптичних сигналів, яка дорівнює $\pm 0,3^\circ$. Доведено, що трикратний запас потужності дозволяє передавати дані з ймовірністю помилки 10^{-6} біт при метеорологічній видимості більшій 100 м.

6. Запропоновано асинхронно-згортковий метод кодування та кореляційної цифрової обробки повідомлень, який відрізняється від існуючих властивістю самосинхронізації прийнятого і опорного сигналів, в результаті чого забезпечується суттєве спрощення кореляційних приймачів, зменшується об'єм необхідної пам'яті на 2-3 порядки, а відповідно зростає їх надійність та знижується вартість.

7. Досліджено метод нелінійного перетворення гармонійного сигналу в фазовий портрет в хемінговому просторі залишкових класів, який базується на нелінійних процедурах обчислення залишків. Даний метод приводить до значного спрощення цифрових формувачів фазових портретів за рахунок заміни обчислення функції $\arctg x$ нелінійною функцією $y = \text{res } x \pmod{p}$.

8. На основі запропонованого КТФІ методу кодування розроблені та реалізовані цифрові пристрої приймача та передавача оптичних сигналів, що дозволило на їх основі розробити та впровадити в промисловість комп'ютерну систему контролю обліку енергоносіїв на базі оптичної лінії зв'язку. Розроблено та освоєно виробництво ОАР з використанням запропонованих цифрових методів кодування, що дало можливість збільшити віддалі передавання даних між комп'ютерною системою і об'єктом керування по оптичній лінії зв'язку, в порівнянні з відомими системами в 3 рази (3000 м).

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Мартин Дж. Сети связи и ЭВМ. - М.: Связь, 1974. - Ч. 1. – 196 с.
2. Мартин Дж. Системный анализ передачи данных. Пер. с англ. - М.: Мир, 1975. - Т.1: Технические и программные средства передачи данных.- 256 с.
3. Я.М.Николайчук. Низові обчислювальні мережі: Навчальний посібник. - К.: УМК ВО, 1990. - 55с.
4. Флин Д. Локальные сети ЭВМ: архитектура, принципиальные построения, реализация / Пер. с англ. - М.: Финансы и статистика, 1986. - 359 с.
5. Буров Є. Комп'ютерні мережі. - Львів: БаК, 1999, – 468 с., іл.
6. Прангишвили И.В. Микропроцесоры и локальные сети микроЭВМ в распределенных системах управления. - М.:Энергоиздат, 1985. – 272 с.
7. Ильин В.А. Телеуправление и телеизмерение: Учеб. пособие для вузов. - 3-е изд., перераб. и доп. - М.: Энергоиздат, 1982. - 560 с., ил.
8. Кулашов Ю.А., Омелянский С.В. Компьютерные сети. Выбор, установка, использование и администрирование. - К.: Юниор, 1999. – 544с., ил.
9. Multiprotocol Net work Design and Troubles hooting Chris Brenton Copyringht 1997. World rights reserved.
10. Das eigene PC–Netzwerk. Stefan Naumann, Hendrick Wehr. Markt & Technik. 1998 by Markt & Technik Buch-und Software-Verlag.
11. Лучук А.М., Бунин С.Г., Бучкин А.М. Сети передачи дискретной информации. - К.: Техника, 1978. - 260 с.
12. Палагин А.В., Николайчук Я.Н. Опыт разработки микропроцесорных распределенных систем реального времени. - К.: Знание, 1988. - 19с.
13. Бойченко Е.В., Кальфа В., Овчинников В.В. Локальные вычислительные сети. - М.: Радио и связь, 1985. - 304 с.
14. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы. В.Г.Олифер, Н.А.Олифер.– СПб.: Питер, 2000.-672 с.

15. М.Попов, Т.Тодоров. Сотовые коммуникации. - К.: "ВПОЛ", 1997. – 146 с.
16. Яцків В.В. Організація комп'ютерних мереж на основі лазерних активних ретрансляторів // Тези науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу ІФДТУНГ. - Івано-Франківськ: ІФДТУНГ. - 1999. – С. 95-96.
17. Николайчук Я.Н. Методология формирования, передачи и обработки дискретных сообщений в НВС // Материалы VI Всесоюзной школы-семинара. –Л: ФМИ. - 1987.- С. 187-193.
18. Николайчук Я.Н., Жуган Л.И., Шевчук Б.М. Организация низовых вычислительных сетей и фреймов данных на основе квазитрочной манипуляции: Локальные вычислительные сети. - Рига: ИЭВТ АН Латвии.- 1988. - С. 64-69.
19. Передача дискретных сообщений: Учебник для вузов / В.П. Шувалов, Н.В. Захарченко, В.О. Шварцман и др./ Под ред. В.П. Шувалова. - М.: Радио и связь, - 1990 - 464 с.
20. Яцків В.В. Методичне обґрунтування параметрів процедур обміну даними безпроводної мережі контролю обладнання нафтогазових свердловин // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Серія: Методи і засоби технічної діагностики. Державний міжвідомчий науково-технічний збірник. - Івано-Франківськ: ІФДТУНГ, 1999. - № 36 (том 8). - С. 261-267.
21. Вернер Фейбел. Энциклопедия современных сетевых технологий. - К.: Комиздат, 1998. – 687 с.
22. Способ магнитной записи цифровой информации: А.с. 851460 СССР, МКИ G11 В 5/09. / Ю.Н Турчанинов, С.Я.Зевелев и Я.Н.Николайчук - Оpubл. 24.07.81, Бюл. № 28.
23. Хаусли Т. Системы передачи и телеобработки данных: Пер. с англ.- М.: Радио и связь, 1994. - 456 с.

24. Яцків В.В. Лазерна система дистанційного контролю глибинно-насосних установок // Методи та прилади контролю якості. - 1998. - №2. С.61 - 63.
25. Энциклопедия современных сетевых технологий. - К.: Комиздат, 1999. – 687 с.
26. А.А. Соловьев, С.И. Смирнов. Техническая энциклопедия пейджинговой связи. – М.: Эко-Трендз, 1997.- 430 с.
27. Х.Ф.Хармут. Передача информации ортогональными функциями: Пер.с англ. Дядюнова Н.Г. и Сенина А. И.- М.: Связь, 1975. - 270 с.
28. Садигов Р.Х., Чеголин П.М., Шмерко В.П. Методы и средства обработки сигналов в дискретных базисах. - Мн.: Наука и техника, 1987. - 296 с., ил.
29. Петришин Л.Б. Теоретичні основи перетворення форми та цифрової обробки інформації в базисі Галуа: Навч. посібник. – Київ.: ІЗіМН МОУ, 1997. – 237 с.
30. Залмазон Л.А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи, и других областях. - М.: Наука, 1989. - 496 с.
31. Акушский И.Я., Юдицкий Д.И. Машинная арифметика в остаточных классах. - М.: Сов. радио. - 1968. – 460 с.
32. Гауэр Дж. Оптические системы связи: Пер. с англ. - М.: Радио и связь, 1989. - 504 с. ил.
33. Крылов К.И. и др. Основы лазерной техники: Учеб. пособие для студентов приборостроительных спец. вузов / К. И. Крылов, В.Т. Прокопенко, В. А. Тарлыков. - Л.: Машиностроение. Ленингр.отд-ние, 1990. - 316 с. ил.
34. Чепусов Е.Н., Шаронин С. Г. Лазерная связь - еще один способ беспроводной связи. СЕТИ. – 1996. - №9.- С. 16-24.
35. Чепусов Е.Н., Шаронин С.Г. Оптическая связь без оптоволокна. Lan Magazine / Русское издание. - 1996.- № 8.- С.35 - 45.

36. Біомедичні оптико-електронні інформаційні системи і апарати. Ч.3 – Лазерні біомедичні системи. Навчальний посібник / В.П.Кожемко, З.Ю. Готра, С.В. Павлов, З.М. Микитюк, О.З. Готра. – Вінниця: ВДТУ, 2000.-143с.
37. Зиновьев А. Л., Филиппов Л. И. Введение в теорию сигналов и цепей. Учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. - М.: «Высш. Школа», 1975. - 421 с.
38. Каналы связи. Ю.П. Жураковський, В.Д. Назаров.- К.: Вища шк. Головное издательство, 1985.- 232с.
39. Тутевич В.Н. Телемеханика: Учеб. пособие для студентов вузов спец. “Автоматика и телемеханика” - 2-е изд.; перераб. и доп.- М.: Вища школа, 1985.- 423 с.
40. Спортак Марк А. и др. Компьютерные сети. Книга 2: Networking Essentials. Энциклопедия пользователя: Пер. с англ. / Марк А. Спортак и др. - К.: Диа Софт, 1999. - 432 с.
41. Николайчук Я.М., Яцків В.В. Методика викладання сучасних методів модуляції сигналів в курсі СПД. Тези науково-методичної конференції «Вплив наукових досліджень на підвищення якості підготовки фахівців». - Івано-Франківськ.: ІФДТУНГ, - 1998. – С. 96.
42. Яцків В.В. Оцінка ефективності двовірних методів маніпуляції сигналів з самосинхронізацією // Розробка нафтових і газових родовищ. Серія: Технічна кібернетика та електрифікація об'єктів паливно-енергетичного комплексу. - Івано-Франківськ.: ІФДТУНГ, 1998. - №35. - С. 126-132.
43. Андрушко Л.М., Гроднев И.И., Панфилов И. П., ВОЛС. - М.: Радио и связь, 1984.-136 с.
44. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. - М.: Изд-во иностр. лит, 1963. - 438 с.
45. Помехоустойчивость и эффективность систем передачи информации / А.Г. Зюко, А.И. Фалько, И.П. Панфилов и др./ Под ред. А.Г.Зюко. - М.: Радио и связь, 1985. - 272 с.

46. Банкет В.Л., Лысенко Л.А. АФМ сигналы в системах передачи дискретных сообщений // Зарубежная радиоэлектроника. - 1986. - №9- С. 49 - 62.
47. Николайчук Я.Н. Разработка теории и комплекса технических средств формирования, передачи и обработки цифровых сообщений в низовых вычислительных сетях автоматизированных систем: Дис. докт. техн. наук: 05.13.05.- Ивано-Франковск, 1991. – 573 с.
48. Лучук А.М. Генерирование и разделение частотных сигналов. - К.: Техника, 1966.-180 с.
49. Зевелев С.Я., Николайчук Я.Н. Синтез структуры цифрового модема с трехчастотной манипуляцией // Автоматизация и телемеханизация нефтяной промышленности. – 1977. - №4, - С.10 - 13.
50. Радиотехнические системы передачи информации: Учеб. пособие для вузов / В.А. Борисов , В.В. Калмыков , Я.М. Ковальчук и др./ Под ред. В.В. Калмыкова . - М.: Радио и связь, 1990 - 304 с. ил.
51. Окунев Ю.Б., Яковлев А.А. Широкополосные системы связи с составными сигналами. Под ред. А.М. Заездного. - М.: Сов. радио, 1968 - 168 с.
52. Петрович И.Т., Размахнин М.К. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Советское радио, 1969. – 232 с.
53. Абстрактные алгебраические системы и цифровая обработка сигналов / Вариченко Л.В., Лабунец В. Г., Раков М. А. – К.: Наук. думка, 1986. - 248 с.
54. Муттер В.М. Основы помехоустойчивой телепередачи информации. -Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990.- 268 с.
55. Нейфах А.Э. Сверточные коды для передачи дискретной информации. - М.: Наука, 1979. – 222 с.
56. Обобщенные каскадные помехоустойчивые конструкции на базе сверточных кодов. В.В. Зяблов, С.А. Шавгулидзе. - М.: Москва, 1991. – 207 с.

57. Левицький А.О. Метод формування повідомлень на основі інтегрально-імпульсних моделей. //BISTRO/96/052 Матеріали 2-ї Міжнародної науково-практичної конференції “Управління енерговикористанням”.– Львів. - 1997. - С. 4-36 – 4-39.
58. Яцків В.В. Перспективи впровадження лазерних ліній зв'язку в нафтогазовій та енергетичній галузі Прикарпаття. Науково-практична конференція. “Вчені Прикарпаття про проблеми краю”. Івано-Франківськ 2000. С.
59. Яцків В.В. Структура та організація системи передачі технологічних даних на основі лазерних активних ретрансляторів (ЛАР) // Тези науково-технічної конференції професорсько-викладацького складу ІФДТУНГ. Івано-Франківськ. ІФДТУНГ. - 1997. – С. 146.
60. Краус М., Кучбах Э., Вошни О.Г. Сбор данных в управляющих вычислительных системах. Пер. с нем. - М.: Мир, 1987.- 294 с.
61. Техническое руководство по волоконной оптике. Дональд Дж. Стерлинг, младший. Переводчик А. Московченко. - М.: Лори, 1998. – 234 с.
62. Полупроводниковые фотоприемники: Ультрафиолетовый, видимый и ближний инфракрасный диапазоны спектра / И.Д.Анисимов, И.И.Викулин, Ф.А.Зайтов, Ш.Д.Курмашев. Под ред. В.И.Стафеева. - М.: Радио и связь, 1984.-216 с.
63. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки... Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Радио и связь, 1984.- 256 с.
64. Пратт Вильям К. Лазерные системы связи. Пер. с англ. Под ред. А.Г. Шереметьева. – М.: Связь, 1972. – 345 с.
65. Гук М. Аппаратные средства IBM PC. Энциклопедия - СПб: Издательство “Питер”, 2000. – 816 с.
66. Аппаратура персональных компьютеров и её программирование. IBM PC/XT/AT и PS/2. – М.: Радио и связь, 1995.- 224 с.

67. Микропроцессоры: В 3-х кн. Кн.2. Средства сопряжения. Контролирующие и информационно-управляющие системы: Учеб. для вузов / В. Д. Вернер, Н. В. Воробьев, А. В. Горячев и др./ Под ред. Л. Н. Преснухина.- М.: Высш. шк., 1986. - 383 с.
68. Шило В.Л. Популярные цифровые микросхемы: Справочник. - 2-е изд, исправленное. - М.: Радио и связь, 1989.- 352 с.
69. Зельдин Е.А. Цифровые интегральные микросхемы в информационно-измерительной аппаратуре. - Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1986.- 280 с.
70. Абель П. Язык Ассемблера для IBM PC и программирование / Пер. с англ. Ю.В. Сальникова. – М.: Высш.шк., 1992. – 447с.
71. Юров В., Хорошенко С. Assembler: учебный курс- СПб: Издательство “Питер”, 2000.– 672 с.
72. Госсорг Ж. Инфракрасная термография. Основы, техника, применение: Пер. с франц. – М.: Мир, 1988. – 416 с.
73. Котельников В.А. Теория потенциальной помехоустойчивости. -М.: Госэнергоиздат, 1956. - 151 с.
74. Николайчук Я.М., Яцків В.В. Розробка і аналіз завадостійкості цифрового приймача відносно фазо-маніпульованих сигналів на основі обчислювача структурної функції // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Серія: Методи і засоби технічної діагностики. Державний міжвідомчий науково-технічний збірник.- Івано-Франківськ: ІФДТУНГ.- 1999. № 36 (том 8). - С. 202 - 207.
75. Диксон Р.К., Широкополосные системы: Пер. с англ. / Под ред. В.И. Журавлева.- М.: Связь 1979.- 304 с.
76. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. –384 с.
77. Петришин Л.Б. Николайчук Я.Н., Ищеряков С.М., Цифровая обработка сигналов на основе преобразования кодов поля Галуа / Методы и

микроэлектронные средства цифровой обработки и преобразования сигналов.— Рига: ИЭВТ АН Латвии. — 1989.- С.130 - 132.

78. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. СПб.: Политехника, 1998.-592 с.

79. Яцків В.В. Метод асинхронно-згорткового кодування даних з високим рівнем завадозахищеності // Комп'ютерні технології друкарства: Зб. наук. пр.- Львів, 2000.- С. 357 - 362.

80. Макс. Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: Пер. с франц. - М.: Мир, 1983. - Т.1 – 311 с., Т.2 – 256 с.

81. Яцків В.В. Нелінійний метод перетворення гармонічного сигналу в фазовий портрет в хемінговому просторі залишкових класів // Розробка нафтових і газових родовищ. Серія: Технічна кібернетика та електрифікація об'єктів паливно-енергетичного комплексу. - Івано-Франківськ.: ІФДТУНГ, 1999. - №36. - С. 124-128.

82. Яцків В.В. Інтегрально-імпульсні перетворювачі в системах керування технологічними процесами та обліку енергоносіїв // Матеріали 2-ї Міжнар. науково-практичної конф. «Управління енерговикористанням» (BISTRO/96/052).- Львів: - 1997.- С. 4-50 - 4-52.

Додаток А

Основні виробники оптичних ліній зв'язку

Таблиця А.1

№	Країна	Фірма	Основна продукція
1	США	Laser Communications	OmniBeam 2000; OmniBeam 4000
2	США	Astroterra Corporation	TerraLink 2000, 3000
3	США	LSA Photonics (LSA, Inc.)	Magnum
4	США	Lucent Technologies	WaveStar
5	США/ФРН	LightPointe Communication, Inc.	MultiLink 20/400, MultiLink 155/2000
6	Канада	ATSchindler Communications	Серія: ET3XX; TR5XX
7	Канада	SilCom Manufacturing Technology, Inc.	Freespace; Freespace Turbo
8	Англія	Cablefree Solutions Ltd.	CableFree 1000; Cell-Link
9	Англія	PAV Data Systems Ltd.	Серія: S1; E2; E3; S1- 400, 500; SkyCom
10	Англія	Crown-Tech Ltd.	Серії: LB-EXXX; LB- 2500E100
11	Ізраїль	Jolt Ltd.	Серії: UWIN 4400;PHL807
12	Росія	“Катарсіс”	БОКС-10М
13	Росія	Томський політехнічний університет	INFRANET-10М/20М
14	Росія	Інформаційно- технологіч- ний центр, Новосибірськ	ЛАЛІ-2М
15	Україна	КД ЦІЗІТ, м. Івано- Франківськ, ФОЗ, м.Феодосія	ТУРЕЙ–3000

Продовження додатку А

Основні характеристики оптичних систем зв'язку

Таблиця А.2

Виріб	Omni- Beam2000	Free- space	TTI- 400LE	INFRA- NET	БОКС- 10М	ТУ- РЕЙ- 3000
Швидкість передавання, Мбіт/с	34-155	10-20	10	10-20	10	9600 біт/с
Відстань, м	до 1200	до 450	до 300	до 1000	до 500	до 3000
Тип випромінювача	НЛД	НЛД	НЛД	СД	СД	СД
Потужність випромінювання, мВт	20	20	20	400	400	400
Чутливість приймача, мкВт	1	1	1	0.15	1	1
Частота появи помилок	1E-9	1E-10	1E-10	1E-10	1E-9	1E-9
Температурний діапазон	-30 ⁰ С +50 ⁰ С	-30 ⁰ С +50 ⁰ С	-30 ⁰ С +50 ⁰ С	-30 ⁰ С +50 ⁰ С	від - 45 ⁰ до +50 ⁰ С	-40 ⁰ С +40 ⁰ С

Додаток Б

Програмне забезпечення експерименту.
Програма приймання даних IN_300.com

0AE9:0100	BAFC03	MOV		DX, 03FC	
0AE9:0103	B80109	MOV		AX, 0901	
0AE9:0106	EE	OUT		DX, AL	
0AE9:0107	BA0602	MOV		DX, 0206	“Вивід рядка
0AE9:010A	CD21	INT		21	DS:DX=адреса рядка”
0AE9:010C	B400	MOV		AH, 00	
0AE9:010E	CD16	INT		16	“Обмін даними з клавіатурою”
0AE9:0110	3C1B	CMP		AL, 1B	
0AE9:0112	7406	JZ		011A	
0AE9:0114	3C0D	CMP		AL, 0D	
0AE9:0116	7406	JZ		0120	
0AE9:0118	EBF2	JMP		010C	
0AE9:011A	B400	MOV		AH, 00	“Обмін даними з
0AE9:011C	CD16	INT		16	клавіатурою”
0AE9:011E	CD20	INT		20	“Завершення програми”
0AE9:0120	B80200	MOV		AX, 0002	“Встановлення режиму
0AE9:0123	CD10	INT		10	зображення AL=02-текстовий
0AE9:0125	B409	MOV		AH, 09	режим”
0AE9:0127	BA8102	MOV		DX, 0281	
0AE9:012A	CD21	INT		21	“Вивід рядка”
0AE9:012C	BB2403	MOV		BX, 0324	
0AE9:012F	BEE602	MOV		SI, 02E6	
0AE9:0132	B90200	MOV		CX, 0002	
0AE9:0135	B047	MOV		AL, 47	“Встановлення
0AE9:0137	B400	MOV		AH, 00	параметрів порта:
0AE9:0139	BA0000	MOV		DX, 0000	швидкості, но-
					мера,
0AE9:013C	CD14	INT		14	режиму перевірки”
0AE9:013E	B401	MOV		AH, 01	“Обмін даними з
0AE9:0140	CD16	INT		16	клавіатурою”
0AE9:0142	75D6	JNZ		011A	
0AE9:0144	B403	MOV		AH, 03	“Визначення повного
0AE9:0146	CD14	INT		14	текучого стану порта”
0AE9:0148	F6C480	TEST		AH, 80	“Перевірка прийнятого
0AE9:014B	752F	JNZ		017C	байту”
0AE9:014D	80E401	AND		AH, 01	
0AE9:0150	74EC	JZ		013E	
0AE9:0152	B401	MOV		AH, 01	“Опитування
0AE9:0154	CD16	INT		16	клавіатури”
0AE9:0156	75C2	JNZ		011A	

Продовження додатку Б

0AE9:0158 B402	MOV	AH, 02	“Приймання байту із лінії зв’язку”
0AE9:015A	CD14	INT 14	
0AE9:015C 80FC00	CMP	AH, 00	
0AE9:015F 751B	JNZ	017C	
0AE9:0161 81FE802	CMP	SI, 02E8	
0AE9:0165 7409	JZ	0170	
0AE9:0167 8804	MOV	[SI], AL	
0AE9:0169 46	INC	SI	
0AE9:016A 8B0EE602	MOV	CX, [02E6]	
0AE9:016E E2CE	LOOP	013E	
0AE9:0170 EB18	JMP	018A	
0AE9:0172 02EB	ADD	CH, BL	
0AE9:0174 15908B	ADC	AX, 8B90	
0AE9:0177 0E	PUSH	CS	
0AE9:0178 E602	OUT	02, AL	
0AE9:017A EBC2	JMP	013E	
0AE9:017C B80200	MOV	AX, 0002	“Задання режиму зображення”
0AE9:017F CD10	INT	10	
0AE9:0181 B409	MOV	AH, 09	“Вивід рядка
0AE9:0183 BAA902	MOV	DX, 02A9	DS:DX=
0AE9:0186 CD21	INT	21	адреса рядка”
0AE9:0188 8B0C	MOV	CX, [SI]	
0AE9:018A 8807	MOV	[BX], AL	
0AE9:018C 43	INC	BX	
0AE9:018D E2C3	LOOP	0152	“Організація циклу”
0AE9:018F 8B0EE602	MOV	CX, [02E6]	
0AE9:0193 890E0402	MOV	[0204], CX	
0AE9:0197 EB2B	JMP	01C4	
0AE9:0199 03B80000	JMP	01C4	
0AE9:019D 8A17	MOV	DL, [BX]	
0AE9:019F 02C2	ADD	AL, DL	
0AE9:01A1 9C	PUSHF		
0AE9:01A2 83F901	CMP	CX, +01	
0AE9:01A5 7404	JZ	01AB	
0AE9:01A7 9D	POPF		
0AE9:01A8 12E2	ADC	AH, DL	
0AE9:01AA 43	INC	BX	
0AE9:01AB E2F0	LOOP	019D	
0AE9:01AD BBE602	MOV	BX, 02E6	
0AE9:01B0 3B4702	CMP	AX, [BX+02]	
0AE9:01B3 740F	JZ	01C4	
0AE9:01B5 B80200	MOV	AX, 0002	

Продовження додатку Б

0AE9:01B8	CD10	INT	10	“Обмін даними з монітором”
0AE9:01BA	B409	MOV		АН, 09 “Вивід рядка
0AE9:01BC	BAC002	MOV		DX, 02C0 DS:DX=
0AE9:01BF	CD21	INT	21	адреса рядка”
0AE9:01C1	EB28	JMP	01EB	
0AE9:01C3	90	NOP		
0AE9:01C4	B90000	MOV		CX, 0000
0AE9:01C7	BAF501	MOV		DX, 01F5 “адреса ASCII-рядка
0AE9:01CA	B43C	MOV		АН, 3C імені файла”
0AE9:01CC	CD21	INT	21	“Створити файл”
0AE9:01CE	8BD8	MOV		BX, AX
0AE9:01D0	B440	MOV		АН, 40 “Запис прийнятих
0AE9:01D2	8B0E0402	MOV		CX, [0204] даних в файл”
0AE9:01D6	BA2403	MOV		DX, 0324 “Адрес буфера”
0AE9:01D9	CD21	INT	21	
0AE9:01DB	B43E	MOV		АН, 3E “Закриття логічного
0AE9:01DD	CD21	INT	21	номера файла”
0AE9:01DF	B80200	MOV		AX, 0002 “Обмін даними з
0AE9:01E2	CD10	INT	10	монітором”
0AE9:01E4	B409	MOV		АН, 09
0AE9:01E6	BAEF02	MOV		DX, 02EF
0AE9:01E9	CD21	INT	21	
0AE9:01EB	B400	MOV		АН, 00 “Обмін даними з
0AE9:01ED	CD16	INT	16	клавіатурою”
0AE9:01EF	3C1B	CMP	AL, 1B	
0AE9:01F1	75F8	JNZ	01EB	
0AE9:01F3	CD20	INT	20	“Завершення програми”
0AE9:01F5	64	DB	64	
0AE9:01F6	7200	JB	01F8	
0AE9:01F8	0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:01FA	0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:01FC	0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:01FE	0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:0200	0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:0202	0000	ADD	[BX+SI], AL	“Рядки
0AE9:0204	0000	ADD	[BX+SI], AL	повідомлень”
0AE9:0206	8FE0	POP	AX	“Прийнятий файл
0AE9:0208	A8AD	TEST	AL, AD	буде збережений
0AE9:020A	0EF	OUT	DX, AX	в корневому каталозі
0AE9:020D	A920E4	TEST	AX, E420	текучого диску”.
0AE9:0210	AOA9AB	MOV	AL, [ABA9]	
0AE9:0213	20A1E3A4	AND	[BX+DI+A4E3], AH	
0AE9:0217	A5	MOVSW		

Продовження додатку Б

0AE9:0218	E220	LOOP	023A
0AE9:021A		E1AE	LOOPZ 01CA
0AE9:021C	E5E0	IN	AX, E0
0AE9:021E	A0ADA5	MOV	AL, [A5AD]
0AE9:0221	AD	LODSW	
0AE9:0222	20A2AE20	AND	[BP+SI+20AE], AH
0AE9:0226	A2E0A5	MOV	[A5E0], AL
0AE9:0229	AC	LODSB	
0AE9:022A	A5	MOVSW	
0AE9:022B	AD	LODSW	
0AE9:022C	AD	LODSW	
0AE9:022D	AE	SCASB	
0AE9:022E	AC	LODSB	
0AE9:022F	20E4	AND	AH, AH
0AE9:0231	A0A9AB	MOV	AL, [ABA9]
0AE9:0234	A5	MOVSW	
0AE9:0235	000A	ADD	[BP+SI], CL
0AE9:0237	AA	STOSB	
0AE9:0238	AE	SCASB	
0AE9:0239	E0AD	LOOPNZ	01E8
0AE9:023B	A5	MOVSW	
0AE9:023C	A2AEA3	MOV	[A3AE], AL
0AE9:023F	AE	SCASB	
0AE9:0240	20AAA0E2	AND	[BP+SI+E2A0], CH
0AE9:0244	A0ABAE	MOV	AL, [AEAB]
0AE9:0247	A3A020	MOV	[20A0], AX
0AE9:024A	E2A5	LOOP	01F1
0AE9:024C	AA	STOSB	
0AE9:024D	E3E9	JCXZ	0238
0AE9:024F	A5	MOVSW	
0AE9:0250	A3AE20	MOV	[20AE], AX
0AE9:0253	A4	MOVSB	
0AE9:0254	A8E1	TEST	AL, E1
0AE9:0256	AA	STOSB	
0AE9:0257	A00D0A	MOV	AL, [0AAD]
0AE9:025A	8F908E84	POP	[BX+SI+848E] “Продовження –
0AE9:025E	8E8B8685	MOV	CS, [BP+DI+8586] [ENTER]
0AE9:0262	8D888520	LEA	CX, [BX+SI+2085] Вихід --
0AE9:0266	2B205B	SUB	AX, 5B20 [ESC]
0AE9:0269	45	INC	BP
0AE9:026A	4E	DEC	SI
0AE9:026B	54	PUSH	SP
0AE9:026C	45	INC	BP

Продовження додатку Б

0AE9:026D 52	PUSH	DX	
0AE9:026E 5D	POP	BP	
0AE9:026F 0D0A82	OR	AX, 820A	
0AE9:0272 9B	WAIT		
0AE9:0273 95	XCHG	BP, AX	
0AE9:0274 8E842020	MOV	ES, [SI+2020]	
0AE9:0278 2D205B	SUB	AX, 5B20	
0AE9:027B 45	INC	BP	
0AE9:027C 53	PUSH	BX	
0AE9:027D 43	INC	BX	
0AE9:027E 5D	POP	BP	
0AE9:027F 2024	AND	[SI], AH	
0AE9:0281 88848592	MOV	[SI+9285], AL	“Йде
0AE9:0285 208F9088	AND	[BX+8890], CL	приймання
0AE9:0289 858C2084	TEST	CX, [SI+8420]	даних”
0AE9:028D 808D8D9B95	OR BYTE PTR	[DI+9B8D], 95	“Зупинка –
0AE9:0292 0D0A0A	OR	AX, 0A0A	[символ]”
0AE9:0295 8E919280	MOV	SS, [BX+DI+8092]	
0AE9:0299 8D8E8220	LED	CX, [BP+2082]	
0AE9:029D 2D5BE1	SUB	AX, E15B	
0AE9:02A0 A8AC	TEST	AL, AC	
0AE9:02A2 A2AEAB	MOV	[ABAE], AL	
0AE9:02A5 5D	POP	BP	
0AE9:02A6 0D0A24	OR	AX, 240A	
0AE9:02A9 8E988881	MOV	DS, [BX+SI+8188]	“Помилка в
0AE9:02AD 8A8020A2	MOV	AL, [BX+SI+A220]	ході
0AE9:02B1 20E5	AND	CH, AH	приймання”
0AE9:02B3 AE	SCASB		
0AE9:02B4 A4	MOVSB		
0AE9:02B5 A5	MOVSW		
0AE9:02B6 20AFE0A8	AND	[BX+A8E0], CH	
0AE9:02BA A5	MOVSW		
0AE9:02BB AC	LODSB		
0AE9:02BC A00A0D	MOV	AL, [0D0A]	
0AE9:02BF 2494	AND	AL, 94	“Файл прийнято з
0AE9:02C1 A0A9AB	MOV	AL, [BA9]	помилкою”
0AE9:02C4 20AFE0A8	AND	[BX+A8E0], CH	
0AE9:02C8 AD	LODSW		
0AE9:02C9 EF	OUT	DX, AX	
0AE9:02CA E220	LOOP	02EC	
0AE9:02CC E120	LOOPZ	02EE	
0AE9:02CE 8E988881	MOV	DS, [BX+SI+8188]	
0AE9:02D2 8A8E8920	MOV	CL, [BP+2089]	

Продовження додатку Б

0AE9:02D6 210D	AND	[DI], CX	
0AE9:02D8 0A82EBE5	OR	AL, [BP+SI+E5EB]	“Вихід – ESC”
0AE9:02DC AE	SCASB		
0AE9:02DD A4	MOVSB		
0AE9:02DE 202D	AND	[DI], CH	
0AE9:02E0 204553	AND	[DI+53], AL	
0AE9:02E3 43	INC	BX	
0AE9:02E4 2024	AND	[SI], AH	
0AE9:02E6 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:02E8 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9: 02EA 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:02EC 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0AE9:02EE 0084808D	ADD	[BX+SI], AL	“Дані прийняті”
0AE9:02F2 8D9B8520	LED	BX, [BP+DI+2085]	
0AE9:02F6 8F90888D	POP	[BX+SI+8D88]	
0AE9:02FA 9F	LAHF		
0AE9:02FB 92	XCHG	DX, AX	
0AE9:02FC 9B	WAIT		
0AE9:02FD 2021	AND	[BX+DI], AH	
0AE9:02FF 0D0AAE	OR	AX, AE0A	
0AE9:0302 E8A8A1	CALL	A4AD	“Помилка не виявлено”
0AE9:0305 AE	SCASB		
0AE9:0306 AA	STOSB		
0AE9:0307 202D	AND	[DI], CH	
0AE9:0309 A5	MOVSW		
0AE9:030A 20AEA1AD	AND	[BP+ADA1], CH	
0AE9:030E A0E0E3	MOV	AL, [E3E0]	
0AE9:0311 A6	CMPSB		
0AE9:0312 A5	MOVSW		
0AE9:0313 AD	LODSW		
0AE9:0314 AE	SCASB		
0AE9:0315 0D0A82	OR	AX, 820A	“Вихід – ESC”
0AE9:0318 EBE5	JMP	02FF	
0AE9:031A AE	SCASB		
0AE9:031B A4	MOVSB		
0AE9:031C 202D	AND	[DI], CH	
0AE9:031E 204553	AND	[DI+53], AL	
0AE9:0321 43	INC	BX	
0AE9:0322 2024	AND	[SI], AH	
0AE9:0324 0000	ADD	[BX+SI], AL	

Додаток В
Програма передавання даних OUT_300 com.

0F20:0100 B80200	MOV	AX, 0002	“Встановлення режиму зо-
бра-			
0F20:0103 CD10	INT	10	ження AL=02– текстовий режим
0F20:0105 BA3F02	MOV	DX, 023F	“DS:DX=адреса рядка”
0F20:0108 B409	MOV	AH, 09	“Вивід рядка
0F20:010A CD21	INT	21	повідомлення”
0F20:010C B400	MOV	AH, 00	“Обмін даними з
0F20:010E CD16	INT	16	клавіатурою”
0F20:0110 3C1B	CMP	AL, 1B	
0F20:0112 7406	JZ	011A	
0F20:0114 3C0D	CMP	AL, 0D	
0F20:0116 7416	JZ	012E	
0F20:0118 EBF2	JMP	010C	
0F20:011A CD20	INT	20	“Завершення програми”
0F20:011C B409	MOV	AH, 09	
0F20:011E BA1002	MOV	DX, 0210	
0F20:0121 CD21	INT	21	“Вивід рядка”
0F20:0123 CD20	INT	20	“Завершення програми”
0F20:0125 B409	MOV	AH, 09	
0F20:0127 BAB302	MOV	DX, 02B3	
0F20:012A CD21	INT	21	“Вивід рядка”
0F20:012C CD20	INT	20	“Завершення програми”
0F20:012E BAFD01	MOV	DX, 01FD	
0F20:0131 B000	MOV	AL, 00	
0F20:0133 B43D	MOV	AH, 3D	“Відкриття файлу”
0F20:0135 CD21	INT	21	
0F20:0137 72E3	JB	011C	
0F20:0139 8BD8	MOV	BX, AX	
0F20:013B B442	MOV	AH, 42	“Змістити вказівник
0F20:013D B002	MOV	AL, 02	зчитування файлу”
0F20:013F B90000	MOV	CX, 0000	
0F20:0142 BA0000	MOV	DX, 0000	
0F20:0145 CD21	INT	21	
0F20:0147 A30E02	MOV	[020E], AX	
0F20:014A 3D409C	CMP	AX, 9C40	
0F20:014D 77D6	JA	0125	
0F20:014F 0BD2	OR	DX, DX	
0F20:0151 75D2	JNZ	0125	
0F20:0153 B442	MOV	AH, 42	“Змістити вказівник
0F20:0155 B000	MOV	AL, 00	зчитування файлу”
0F20:0157 B90000	MOV	CX, 0000	
0F20:015A BA0000	MOV	DX, 0000	

Продовження додатку В

0F20:015D CD21	INT	21	
0F20:015F 8CD8	MOV	AX, DS	
0F20:0161 050001	ADD	AX, 0100	
0F20:0164 8EC0	MOV	ES, AX	
0F20:0166 8BF2	MOV	SI, DX	
0F20:0168 8B0E0E02	MOV	CX, [020E]	
0F20:016C 1E	PUSH	DX	
0F20:016D 06	PUSH	ES	
0F20:016E 1F	POP	DS	
0F20:016F 890C	MOV	[SI], CX	
0F20:0171 BA0200	MOV	DX, 0002	
0F20:0174 B43F	MOV	AH, 3F	“Читання файлу”
0F20:0176 CD21	INT	21	
0F20:0178 1F	POP	DS	
0F20:0179 EB24	JMP	019F	
0F20:017B 0446	ADD	AL, 46	
0F20:017D 46	INC	SI	
0F20:017E 8BFE	MOV	DI, SI	
0F20:0180 8B0E0E02	MOV	CX, [020E]	
0F20:0184 B80000	MOV	AX, 0000	
0F20:0187 8EF0	MOV	SI, AX	
0F20:0189 26	ES:		
0F20:018A 8A14	MOV	DL, [SI]	
0F20:018C 02C2	ADD	AL, DL	
0F20:018E 9C	PUSHF		
0F20:018F 83F901	CMP	CX, 01	
0F20:0192 7404	JZ	0198	
0F20:0194 9D	POPF		
0F20:0195 12E2	ADC	AH, DL	
0F20:0197 46	INC	SI	
0F20:0198 E2EF	LOOP	0189	
0F20:019A 8BF7	MOV	SI, DI	
0F20:019C 26	ES:		
0F20:019D 8904	MOV	[SI], AX	
0F20:019F B43E	MOV	AH, 3E	“Закриття логічного номеру файлу”
0F20:01A1 CD21	INT	21	
0F20:01A3 B80200	MOV	AX, 0002	
0F20:01A6 CD10	INT	10	
0F20:01A8 BAE702	MOV	DX, 02E7	
0F20:01AB B409	MOV	AH, 09	
0F20:01AD CD21	INT	21	
0F20:01AF B84700	MOV	AX, 0047	“Встановлення параметрів передавання”
0F20:01B2 BA0000	MOV	DX, 0000	
0F20:01B5 CD14	INT	14	

Продовження додатку В

0F20:01B7 BE0000	MOV	SI, 0000	
0F20:01BA 8B0E0E02	MOV	CX, [020E]	
0F20:01BE 83C102	ADD	CX, 02	
0F20:01C1 B401	MOV	AX, 01	“ Обмін даних
0F20:01C3 CD16	INT	16	з клавіатурою”
0F20:01C5 7406	JZ	01CD	
0F20:01C7 B400	MOV	AH, 00	
0F20:01C9 CD16	INT	16	
0F20:01CB CD20	INT	20	“Завершення програми”
0F20:01CD 26	ES:		
0F20:01CE 8A04	MOV	AL, [SI]	“Пересилка одного байту
0F20:01D0 B401	MOV	AH, 01	даних ”з регістру AL”
0F20:01D2 CD14	INT	14	
0F20:01D4 80E480	AND	AH, 80	
0F20:01D7 751B	JNZ	01F4	
0F20:01D9 46	INC	SI	
0F20:01DA E2E5	LOOP	01C1	
0F20:01DC B80200	MOV	AX, 0002	
0F20:01DF CD10	INT	10	“Обмін даними з
0F20:01E1 B409	MOV	AH, 09	монітором
0F20:01E3 BA1103	MOV	DX, 0311	
0F20:01E6 CD21	INT	21	
0F20:01E8 B400	MOV	AH, 00	
0F20:01EA CD16	INT	16	
0F20:01EC 3C1B	CMP	AL, 1B	
0F20:01EE 7402	JZ	01F2	
0F20:01F0 EBF6	JMP	01E8	
0F20:01F2 CD20	INT	20	
0F20:01F4 B409	MOV	AH, 09	
0F20:01F6 BACE02	MOV	DX, 02CE	
0F20:01F9 CD21	INT	21	
0F20:01FB CD20	INT	20	“Завершення програми”
0F20:01FD 64	DB	64	
0F20:01FE 7200	JB	0200	
0F20:0200 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:0202 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:0204 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:0206 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:0208 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:020A 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:020C 0000	ADD	[BX+SI], AL	
0F20:020E 0000	ADD	[BX+SI], AL	“Повідомлення”
0F20:0210 94	XCHG	SP, AX	
0F20:0211 A0A9AB	MOV	AL, [ABA9]	“Файл не в текучому каталозі

Продовження додатку В

0F20:0214 20ADA520	AND	[DX+20A5]	або його ім'я не "др"
0F20:0218 A220E2	MOV	[E220], AL	
0F20:021B A5	MOVSW		
0F20:021C AA	STOSB		
0F20:021D E3E9	JCXZ	0208	
0F20:021F A5	MOVSW		
0F20:0220 AC	LODSB		
0F20:0221 20AAA0E2	AND	[BP+SI+E2A0], CH	
0F20:0225 A0ABAE	MOV	AL, [AEAB]	
0F20:0228 A3A520	MOV	[20A5], AX	
0F20:022B AB	STOSW		
0F20:022C A8A1	TEST	AL, A1	
0F20:022E AE	SCASB		
0F20:022F 20A5A3AE	AND	[DI+AEA3], AH	
0F20:0233 20A8ACEF	AND	[BX+SI+EFAC], CH	
0F20:0237 20ADA520	AND	[DI+20A5], CH	
0F20:023B 64	DB	64	
0F20:023C 7220	JB	025E	
0F20:023E 248F	AND	AL, 8F	"Передавання файлу "dr"
0F20:0240 A5	MOVSW		із текучому каталозі.
0F20:0241 E0A5	LOOPNZ	01E8	
0F20:0243 A4	MOVSB		
0F20:0244 A0E7A0	MOV	AL, [A0E7]	
0F20:0247 20E4	AND	AH, AH	
0F20:0249 A0A9AB	MOV	AL, [ABA9]	
0F20:024C A02022	MOV	AL, [2220]	
0F20:024F 64	DB	64	
0F20:0250 7222	JB	0274	
0F20:0252 20A8A720	AND	[BX+SI+20A7], CH	
0F20:0256 E2A5	LOOP	01FD	
0F20:0258 AA	STOSB		
0F20:0259 E3E9	JCXZ	0244	
0F20:025B A5	MOVSW		
0F20:025C A3AE20	MOV	[20AE], AX	
0F20:025F AA	STOSB		
0F20:0260 A0E2A0	MOV AL,	[A0E2]	
0F20:0263 AB	STOSW		
0F20:0264 AE	SCASB		
0F20:0265 A0E2A0	MOV	[20A0], AX	
0F20:0268 0D0A8F	OR	AX, 8F0A	Передавання даних – [EN-
TER]			
0F20:026B AE	SCASB		
0F20:026C E1AB	LOOPZ	0219	"Вихід– [ESC]

Продовження додатку В

0F20:026E A5	MOVSW		
0F20:026F 20E1	AND	CL, AH	
0F20:0271 E2A0	LOOP	0213	
0F20:0273 E0E2	LOOPNZ	0257	
0F20:0275 A020AF	MOV	AL, [AF20]	
0F20:0278 E0AE	LOOPNZ	0228	
0F20:027A A3E0A0	MOV	[A0E0], AX	
0F20:027D AC	LODSB		
0F20:027E AC	LODSB		
0F20:027F EB20	JMP	02A1	
0F20:0281 AF	SCAAW		
0F20:0282 E0A8	LOOPNZ	022C	
0F20:0284 A5	MOVSW		
0F20:0285 AC	LODSB		
0F20:0286 A020AD	MOV	AL, [AD20]	
0F20:0289 A0208E	MOV	AL, [8E20]	
0F20:028C E0A8	LOOPNZ	0236	
0F20:028E AE	SCASB		
0F20:028F AD	LODSW		
0F20:0290 A5	MOVSW		
0F20:0291 2D3132	SUB	AX, 3231	
0F20:0294 3820	CMP	[BX+SI], AH	
0F20:0296 2D205B	SUB	AX, 5B20	
0F20:0299 45	INC	BP	
0F20:029A 4E	DEC	SI	
0F20:029B 54	PUSH	SP	
0F20:029C 45	INC	BP	
0F20:029D 52	PUSH	DX	
0F20:029E 5D	POP	BP	
0F20:029F 0D0A82	OR	AX, 820A	
0F20:02A2 EBE5	JMP	0289	
0F20:02A4 AE	SCASB		
0F20:02A5 A4	MOVSB		
0F20:02A6 202D	AND	[DI], CH	
0F20:02A8 205B20	AND	[BP+DI+20], BL	
0F20:02AB 45	INC	BP	
0F20:02AC 53	PUSH	BX	
0F20:02AD 43	INC	BX	
0F20:02AE 205D0D	AND	[DI+0D], BL	
0F20:02B1 0A24	OR	AH, [SI]	
0F20:02B3 84ABA8AD	TEST	CH, [BP+DI+ADA8]	“Об’єм файла більший 200 К”
0F20:02B7 A020E4	MOV	AL, [E420]	
0F20:02BA A0A9AB	MOV	AL, [ABA9]	

Продовження додатку В

0F20:02BD A020A1	MOV	AL, [A120]	
0F20:02C0 AE	SCASB		
0F20:02C1 AB	STOSW		
0F20:02C2 A5	MOVSW		
0F20:02C3 A5	MOVSW		
0F20:02C4 2034	AND	[SI], DH	
0F20:02C6 3020	XOR	[BX+SI], AH	
0F20:02C8 8A20	MOV	AH, [BX+SI]	
0F20:02CA 210D	AND	[DI], CX	
0F20:02CC 0A24	OR	AH, [SI]	
0F20:02CE AE	SCASB		“Помилка передавання да- них”
0F20:02CF E8A8A1	CALL	A47A	
0F20:02D2 AA	STOSB		
0F20:02D3 A020AF	MOV	AL, [AF20]	
0F20:02D6 A5	MOVSW		
0F20:02D7 E0A5	LOLPNZ	027E	
0F20:02D9 A4	MOVSB		
0F20:02DA A0E7A8	MOV	AL, [A8E7]	
0F20:02DD 20A4A0AD	AND	[SI+ADA0], AH	
0F20:02E1 AD	LODSW		
0F20:02E2 EBE5	JMP	02C9	
0F20:02E4 0A0D	OR	CL, [DI]	“Йде передавання даних.
0F20:02E6 2488	AND	AL, 88	Зупинка – [символ]
0F20:02E8 84859220	TEST	AL, [DI+2092]	
0F20:02EC 8F859085	POP	[DI+8590]	
0F20:02F0 84809780	TEST	AL, [BX+SI+8097]	
0F20:02F4 2084808D	AND	[SI, 8D80], AL	
0F20:02F8 8D9B950D	LEA	BX, [BP+DI+0D95]	
0F20:02FC 0A8E9192	OR	CL, [BP+9291]	
0F20:0300 808D8E8220	OR	BYTE PTR [DI+828E], 20	
0F20:0305 2D205B	SUB	AX, 5B20	
0F20:0308 E1A8	LOOPZ	02B2	
0F20:030A AC	LODSB		
0F20:030B A2AEAB	MOV	[ABAE], AL	
0F20:030E 5D	POP	BP	
0F20:030F 2024	AND	[SI], AH	
0F20:0311 8F859085	POP	[DI+8590]	“Передавання даних
0F20:0315 84809780	TEST	AL, [BX+SI+8097]	завершено”
0F20:0319 2084808D	AND	[SI+8D80] AL	
0F20:031D 8D9B9520	LEA	BX, [BP+DI+2095]	“Вихід – ESC”
0F20:0321 87808A8E	XCHG	AX, [BX+SI+8E8A]	
0F20:0325 8D97858D	LEA	DX, [BX+8D85]	

Продовження додатку В

0F20:0329 802021	AND	BYTE PTR [BX+SI], 21
0F20:032C 0D0A82	OR	AX, 820A
0F20:032F 9B	WAIT	
0F20:0330 95	XCHG	BP, [SI+2D20]
0F20:0331 8E84202D	MOV	ES, [SI+2D20]
0F20:0335 205B20	AND	[BP+DI+20], BL
0F20:0338 45	INC	BP
0F20:0339 53	PUSH	BX
0F20:033A 43	INC	BX
0F20:033B 205D20	AND	[DI+20], BL
0F20:033E 2400	AND	AL, 00