

Міністерство освіти і науки України  
Тернопільський національний економічний університет

*Возна Н. Я.*

**СТРУКТУРИЗАЦІЯ  
ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ДАНИХ:  
ТЕОРІЯ, МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ**

Монографія

Тернопіль  
ТНЕУ  
2018

УДК 004.75  
В 64

*Рекомендовано до друку  
Вченою радою Тернопільського національного економічного університету  
(протокол № 6 від 13.04.2018 р.)*

**Рецензенти:**

**Дупенко С. А.**, доктор технічних наук, професор, професор кафедри комп'ютерних систем та мереж Тернопільського національного технічного університету ім. І. Пулюя, м. Тернопіль;

**Кочан Р. В.**, доктор технічних наук, професор кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем Національного університету "Львівська політехніка", м. Львів;

**Мельничук С. І.**, доктор технічних наук, професор кафедри інформаційно-телекомунікаційних технологій та систем Івано-Франківського національного технічного університету нафти і газу, м. Івано-Франківськ

**Возна Н. Я.**

В 64 **Структуризація поліфункціональних даних: теорія, методи та засоби** : моногр. – Тернопіль: ТНЕУ, 2018. – 378 с.  
ISBN 978-966-654-510-0

У монографії викладено фундаментальні основи теорії структуризації поліфункціональних (ПФД) та проблемно-орієнтованих даних (ПОД) у комп'ютеризованих системах. Вперше зроблена спроба узагальнення теорії, методології, моделей і алгоритмів формування, перетворення, опрацювання, передавання та використання структуризованих даних, проблемно-орієнтованих до різних галузей знань. Сформовані базові принципи формалізованого опису широкого класу поліфункціональних даних. Особливу увагу приділено теорії та технології організації руху структуризованих інформаційних потоків у розподілених неінтерактивних та інтерактивних комп'ютерних системах реального часу на основі різних ТЧБ. Викладена теорія формування структуризованих даних на основі математичних засад інформатики, кібернетики та системотехніки. Розглянуті теоретичні підходи та методи структуризації даних на основі методів семантичного, організаційного, лінгвістичного, евристичного, математичного, алгоритмічного, кодового та схемотехнічного перетворень. Охоплені теоретичні засади структуризації даних на основі побудови інформаційних моделей руху даних та джерел інформації: статистичних, кореляційних, спектральних, кластерних, ентропійних та логіко-статистичних. Подані критерії оцінки структуризованих ПФД та методологія розрахунку структури інформаційних повідомлень та представлень ПФД. Монографія призначена для науковців і спеціалістів у галузі "Інформатика" та "Комп'ютерні технології" і може бути корисна для аспірантів та студентів, які навчаються за напрямками "Технічна кібернетика", "Системна інженерія", "Комп'ютерна інженерія" та "Комп'ютерні науки".

УДК 004. 75

ISBN 978-966-654-510-0

© Возна Н. Я., 2018  
© ТНЕУ, 2018

# ЗМІСТ

<b>ПЕРЕДМОВА</b> .....	9
<b>1. КОНЦЕПЦІЯ ТА ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ВИРШЕННЯ ЗАДАЧ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ДАНИХ В ІНФОРМАЦІЙНИХ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ</b> .....	11
<i>Список джерел, використаних у 1 розділі</i> .....	22
<b>2. КЛАСИФІКАЦІЯ ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ ІНТЕГРОВАНОЇ ТЕОРІЇ СТРУКТУРИЗОВАНИХ ДЖЕРЕЛ ІНФОРМАЦІЇ</b> .....	24
<i>Список джерел, використаних у 2 розділі</i> .....	39
<b>3. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СТРУКТУРИЗОВАНОГО КОДУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОТОКІВ</b> .....	41
3.1. Теоретичні основи структуризації даних у різних теоретико-числових базисах (ТЧБ).....	41
3.1.1. Характеристика системи ортогональних функцій ТЧБ Фур'є.....	42
3.1.2. Характеристика системи ортогональних функцій унітарного ТЧБ.....	43
3.1.3. Характеристики ТЧБ Крестенсона.....	46
3.1.4. Характеристика ТЧБ Радемахера.....	48
3.1.5. Характеристики ТЧБ Галуа.....	50
3.2. Метод формування структуризованих даних квазістаціонарних об'єктів на основі системи числення залишкових класів базису Крестенсона.....	53
3.3. Теорія кодування структуризованих даних в унітарному ТЧБ.....	57

3.4. Метод структуризації дискретного косинусного перетворення Фур'є в модульній арифметиці ТЧБ Хаара-Крестенсона.....	64
<i>Список джерел, використаних у 3 розділі.....</i>	<i>77</i>
<b>4. ТЕОРІЯ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ТА ІНФОРМАТИВНОСТІ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ОБ'ЄКТІВ.....</b>	<b>81</b>
4.1. Основи теорії структуризації поліфункціональних елементів складних систем.....	81
4.2. Теорія та оцінка структурної складності та інформативності графічних об'єктів та відеозображень.....	88
<i>Список джерел, використаних у 4 розділі.....</i>	<i>99</i>
<b>5. ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ МЕТОДУ ОЦІНКИ ЕНТРОПІЇ СТРУКТУРИЗОВАНИХ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ДАНИХ.....</b>	<b>101</b>
<i>Список джерел, використаних у 5 розділі.....</i>	<i>116</i>
<b>6. МЕТОД ОБРАЗНО-КЛАСТЕРНОЇ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ДАНИХ МОНІТОРИНГУ ОБ'ЄКТІВ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ СИСТЕМ.....</b>	<b>119</b>
6.1. Метод побудови образно-кластерної моделі контролю квазістаціонарних технологічних процесів.....	123
6.2. Методологія суб'єктивного моніторингу об'єктів.....	131
6.3. Методологія побудови образно-кластерної моделі ОУ та розпізнавання станів об'єктів у Хеммінговому просторі.....	135
6.4. Архітектура та функції інформативних моніторингових систем у нафтогазовій промисловості.....	138
6.5. Організація моніторингової системи електричної підстанції.....	141
6.6. Реалізація способу контролю параметрів технологічного процесу...	144
<i>Список джерел, використаних у 6 розділі.....</i>	<i>147</i>
<b>7. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ОБРАЗІВ У ХЕММІНГОВОМУ ПРОСТОРІ.....</b>	<b>149</b>
7.1. Методи розпізнавання оптичних зображень у Хеммінговому просторі.....	149
7.2. Теоретичні засади кодування зображень у ТЧБ.....	152
7.3. Оцінки розширеної Хеммінгової віддалі для просторових об'єктів.....	154
7.4. Реалізація методу розпізнавання образів на основі оцінки структурної складності.....	157
<i>Список джерел, використаних у 7 розділі.....</i>	<i>160</i>

<b>8. МЕТОДИ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ПІКСЕЛІВ КОЛЬОРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ У КОДОВИХ СИСТЕМАХ ТЧБ РАДЕМАХЕРА, РАДЕМАХЕРА-КРЕСТЕНСОНА, ХААРА-КРЕСТЕНСОНА ТА ГАЛУА.....</b>	<b>162</b>
8.1. Аналіз алгоритмів опрацювання зображень.....	163
8.1.1. Оцінки ступеня структурних характеристик зображення.....	163
8.1.2. Оцінки мір структурної близькості зображень.....	164
8.2. Методи опрацювання зображень на основі гістограм.....	165
8.2.1. Метод сегментування на основі гістограм з одним порогом згідно статистичного алгоритму Оцу.....	165
8.2.2. Модифікація методу Оцу.....	166
8.2.3. Сегментування зображень за кумулятивною гістограмою.....	167
8.2.4. Розподілені статистичні ознаки зображень.....	168
8.2.5. Розбиття інтенсивності компонентів RGB-пікселів з врахуванням дисперсії координат пікселів.....	168
8.2.6. Перетворення інтенсивності.....	169
8.2.7. Опрацювання зображень на основі кластеризації.....	169
8.2.8. Метод оцінки "близькості" зображень.....	170
8.3. Методи кольороутворення та кодування пікселів кольорових зображень.....	171
8.3.1. Обґрунтування ефективності кодування RGB-пікселів кольорових зображень у базисах Радемахера та Крестенсона.....	173
8.4. Методи поліфункціональної структуризації пікселів кольорових зображень у ТЧБ розширених полів Галуа.....	176
8.4.1. Метод кодування пікселів RGB-стандарту у базисах Радемахера та Крестенсона.....	176
8.4.2. Метод кодування пікселів кольорових зображень у ТЧБ Радемахера-Крестенсона та Хаара-Крестенсона.....	178
8.4.3. Метод кодування зразків кольороутворення у стандартних мішенях.....	181
8.4.3.1. Стандартна мішень IT8.7/2.....	181
8.4.3.2. Стандартна мішень Color Checker SG.....	181
8.5. Розробка структури та експериментальні дослідження структурної, часової та апаратної складності АЦП з вихідними кодами R та H-C.....	182
8.6. Спосіб криптозахисту RGB-пікселів кольорових зображень.....	184
<i>Список джерел, використаних у 8 розділі.....</i>	<i>186</i>

<b>9. РОЗРОБКА МЕТОДУ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ ТА РОЗПІЗНАВАННЯ ЗБУРЕНЬ У ЛІНІЯХ ЕЛЕКТРОПЕРЕСИЛАНЬ</b> .....	189
9.1. Аналіз різних типів електромереж.....	189
9.2. Методи ідентифікації станів електромереж.....	193
9.3. Методи та засоби контролю та реєстрації перехідних процесів у високовольтних ЛЕП.....	197
9.3.1. Структури та компоненти керувально-діагностичних систем моніторингу режимів та збурень у високовольтних ЛЕП.....	197
9.3.1.1. Автоматизована система дистанційного управління (АСДУ) "Стріла".....	198
9.3.1.2. Керувально-діагностична система "Альтра-МініАльтра".....	201
9.4. Дослідження структур спотворень гармонічних сигналів при виникненні накидів та коротких замикань у високовольтних лініях електропередач.....	206
9.4.1. Дослідження спотворень гармонічних сигналів при виникненні накидів.....	206
9.4.2. Дослідження спотворень при коротких замиканнях у високовольтних лініях електропередач.....	213
9.4.3. Дослідження цифrogram перехідних процесів при пуску потужних електроприводів промислових установок нафтогазової галузі.....	216
9.4.4. Перехідні процеси під час самозапуску електродвигуна.....	218
9.4.5. Перехідні процеси під час гальмування електроприводу в умовах компенсації реактивної потужності.....	221
9.5. Методи та алгоритми розпізнавання та ідентифікації збурень або накидів у високовольтних електромережах.....	224
9.5.1. Структурні характеристики алгоритму рандомізації.....	224
9.5.2. Метод розпізнавання перехідних процесів в енергетичних системах на основі процесора з нейрокомпонентами квадратично-імпульсного перетворення гармонічних сигналів.....	231
9.5.3. Інтегральні та диференціально-різницеві алгоритми.....	236
9.5.4. Метод на основі нормованого коефіцієнта взаємочореляції.....	238
9.5.5. Метод на основі автокореляційних функцій огинаючих низьких частот та огинаючих високих частот.....	241

9.5.6. Розробка алгоритму ідентифікації запусків ПЕД інваріантних до окремо виникаючих накидів, коротких замикань.....	243
9.5.7. Розробка диференціально-різницевого методу структуризованого розпізнавання та ідентифікації накидів та коротких замикань у високовольтних лініях електрозв'язку.....	246
9.6. Обґрунтування алгоритму розпізнавання сигналів промислової частоти енергосистем.....	254
<i>Список джерел, використаних у 9 розділі.....</i>	<i>255</i>

<b>10. РЕАЛІЗАЦІЯ ПРОГРАМНО-АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ДАНИХ У КОМПОНЕНТАХ СКЛАДНИХ СИСТЕМ.....</b>	<b>260</b>
10.1. Пристрої структуризації даних на основі аналого-цифрових перетворювачів у різних теоретико-числових базисах.....	261
10.1.1. Структури високопродуктивних АЦП та їх компонентів у базисах Радемахера та Хаара-Крестенсона.....	261
10.1.2. Поліфункціональний АЦП з розширеними функціональними можливостями у базисі Радемахера та Хаара-Крестенсона.....	274
10.2. Реалізація удосконалених структур швидкодіючих однорозрядних та багаторозрядних суматорів базису Радемахера.....	276
10.2.1. Структурні методи підвищення швидкодії однорозрядних неповних та повних двійкових суматорів....	283
10.2.2. Удосконалені структури однорозрядних неповних та повних суматорів на основі логічного елемента "Виключаюче І".....	292
10.3. Структуризація комбінаційних суматорів.....	295
10.3.1. Комбінаційний суматор пірамідального типу з парафазними інформаційними зв'язками.....	295
10.3.2. Комбінаційний суматор пірамідального типу з однофазними інформаційними зв'язками.....	302
10.3.3. Багаторозрядний суматор з прискореним переносом.....	306
10.4. Структури сортування даних.....	314
10.5. Процесор обчислення ентропії.....	326

10.6. Пристрій релейного захисту високовольтних ліній електропередач.....	331
10.6.1. Схемотехнічні рішення компонентів пристрою розпізнавання накидів та коротких замикань.....	336
10.6.1.1. Трансформатор струму.....	338
10.6.1.2. Двохпівперіодний випрямляч.....	339
10.6.1.3. Аналого-цифровий перетворювач.....	340
10.6.1.4. Багаторозрядний регістр зсуву.....	341
10.6.1.5. Логічний елемент "Виключаюче АБО" .....	343
10.6.1.6. Інтегруючий квадратор.....	344
10.6.2. Схеми стенду для випробовування.....	349
10.6.2.1. Випробування двохпівперіодного випрямляча.....	351
10.6.2.2. Випробування АЦП.....	352
10.6.2.3. Випробування багатоканального регістра зсуву.....	352
10.6.2.4. Випробування інтегруючого квадратора.....	353
10.7. Розробка та оцінка структурної складності малогабаритної синтезованої клавіатури введення алфавітно-цифрових даних.....	354
10.8. Практична реалізація пристрою визначення Хеммінгової віддалі між двома аналоговими сигналами.....	361
10.9. Структура процесора обчислення спектру у ТЧБ Хаара-Крестенсона.....	367
<i>Список джерел, використаних у 10 розділі.....</i>	<i>371</i>
<b>ВИСНОВКИ.....</b>	<b>376</b>



# ПЕРЕДМОВА

Важливим функціональним середовищем сучасного суспільства є інформаційні телекомунікаційні системи та ІТ-технології формування, передавання, опрацювання, зберігання та використання даних. Прикладом структурної організації такого класу існуючих розподілених інформаційних систем є дистрибутивні та корпоративні системи, мережа Інтернет, хмарні технології інформаційних взаємодій, системи стільникового зв'язку, моніторингу, функціонування та управління віддаленими технологічними об'єктами.

Слід зауважити, що поняття "розподілена комп'ютерна система" так само, як і поняття "система реального часу" є інваріантною до конкретних просторових чи часових параметрів. Тому у клас розподілених комп'ютерних систем (РКС) безпосередньо входять комп'ютерні мережі, вбудовані на кристалі, структурна організація компонентів комп'ютера або багатопроцесорного кластера, топологія та структурна схемотехнічна організація обчислювального пристрою, організації асоціативної, зверхоперативної чи адресної пам'яті, структура трендів, зображень, алфавітно-цифрових даних, аналітика та графіка функцій, структурна організація алгоритмів, програмних продуктів, інтерфейсних вікон, алгоритмів функціональних перетворень даних, сигналів та кодів, алгоритмів стиснення та шифрування даних та ін.

Поняття структуризації поліфункціональних даних (ПФД) в широкому аспекті охоплює теорію систем та взаємодію їх компонентів, теорію інформації та архітектури комп'ютеризованих систем та пов'язується з процесами розвитку та вдосконалення інформаційних систем.

Викладене визначає концептуальну характеристику та поняття "поліфункціональних даних" (ПФД), які формуються, перетворюють-

ся, передаються, зберігаються, опрацьовуються та доцільно багатовекторно використовуються у сучасних РКС, абстраговано-інваріантних до відносних віддаленостей між компонентами.

Предметом дослідження структурної організації ПФД є розробка теорії, методології та методів розв'язання наукової проблеми, представленої комплексом взаємопов'язаних прикладних задач на основі системи критеріїв оцінки структурної складності, що дозволяє вирішувати прикладні задачі порівняння структурної складності різних класів ПФД або їх модифікації у деякому класі, оптимізації характеристик структурної складності (СС) з метою вдосконалення системних характеристик ПФД.

Аналіз літературних джерел за концепцією, теорією та методах розв'язання прикладних задач, в основу яких покладена система критеріїв СС свідчить, що в Україні та світовому просторі практично відсутній узагальнений підхід до проблеми розробки теоретичних основ, методології, методів аналізу та вдосконалення структурної організації ПФД у РКС, що є актуальною проблемою, яка направлена на розробку теоретичних засад та практичну реалізацію методів оцінки та вдосконалення теорії структурної складності ПФД, що дозволяє ціленаправлено оптимізувати системні характеристики ПФД та відповідних структурних рішень апаратно-програмних засобів складних комп'ютеризованих систем.

Проблема розробки та узагальнення теоретичних основ структурної складності ПФД, яка узагальнена в монографічному дослідженні, знаходиться ще у стадії становлення у питаннях уточнення концепції, розвитку методології, теорії, розробки системи критеріїв та методів розв'язання широкого класу новітніх прикладних задач даної галузі дослідження.

Монографія орієнтована на фундаментальні засади теорії та методології структуризації даних у розподілених комп'ютерних системах.

Автор складає подяку науковому консультанту доктору технічних наук, професору, академіку Міжнародної академії інформатики, завідувачу кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем Тернопільського національного економічного університету Я. М. Николайчуку та співробітникам кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем за наукову співпрацю.

# 1. КОНЦЕПЦІЯ ТА ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ВИРІШЕННЯ ЗАДАЧ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ДАНИХ В ІНФОРМАЦІЙНИХ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ СИСТЕМАХ

Поняття структуризації, у широкому аспекті, охоплює теорію систем та взаємодію їх компонентів, теорію інформації та архітектури комп'ютеризованих систем [1].

Поняття структуризації пов'язується з процесами розвитку та вдосконалення інформаційних систем у роботі [2], де визначено, що: "Напрямок розвитку відбувається не просто до складного, але й до реального Світу, тобто структуризованому під його реалії". "Оскільки все, що існує у Світі структуризується під його реалії".

Фундаментальним прикладом структуризації інформаційних конгломератів є структура та інформаційна організація ДНК, яка демонструє роль відбору та виживання в системі структурно стійкіших та інформаційно досконаліших форм живої матерії. При цьому фундаментальною теоретико-логістичною основою виступає ентропійний принцип оптимальності [3]. Тому усвідомлення концепції структуризації процесів, інформаційних даних та узагальнення їх фундаментальних теоретичних основ є актуальною проблемою.

Швидкий розвиток сучасних інформаційних технологій, комп'ютерних мереж та комп'ютеризованих систем викреслює дослідження проблеми структуризації в даній галузі як найперспективнішою задачею, оскільки практично всі напрямки розвитку сучасної

цивілізації тісно пов'язані з інформатизацією суспільства та відповідною структуризацією інформаційних потоків [4].

Щоб краще зрозуміти роль інформації та ефективно використовувати її у процесі функціонування систем, необхідно знати теоретичні та методологічні основи її структуризації. Найвищим рівнем структуризації інформації є виділення її як системи для конкретного об'єкта і відповідних підсистем [5]. Проте будь-яку систему можна розчленовувати аж до виявлення неподільних одиниць.

Часто користуються поняттями логічних і фізичних структур. Поняття логічних структур особливо цінне при проектуванні та використанні складних автоматизованих систем, банків і баз даних.

Логічний аспект структури даних визначає загальні зв'язки між окремими елементами даних безвідносно до способу їх реєстрації та зберігання. До логічних структур (залежно від обраної структуризації) можна віднести поле, запис, файл; атрибут, групу, групове відношення, статтю, файл, базу даних і т. ін. У даному разі поняття "поле" і "атрибут" – найменші структурні одиниці, що не піддаються подальшому змістовному розчленуванню.

Фізичний аспект структури даних пов'язується зі способом реєстрації даних на носіїві чи способом запам'ятовування їх у пам'яті процесора. В умовах використання сучасних процесорів фізичними структурними одиницями є біт, байт, кілобайт, мегабайт, гігабайт і т. ін; у паперових документах – позиція, рядок, графа тощо.

У випадках, коли можна візуально сприймати інформацію на носіях, користуються таким поняттям мінімальної її структурної одиниці як реквізит (атрибут). Реквізити можуть характеризувати якісну чи кількісну сторону інформаційної сукупності.

Повний набір показників, що характеризують певний об'єкт, називають позицією (наприклад, рядок класифікатора), а ті, що описують господарську операцію, – документом. Ряд однотипних документів із різним значенням створюють інформаційну сукупність – так званий масив (машинний аналог – файл).

За видом взаємозв'язку між окремими елементами структури дані бувають лінійні (однорівневі) та нелінійні (ієрархічні чи багаторівневі).

Лінійні структури можуть бути послідовні (з упорядкованими чи неупорядкованими елементами) та рядкові (з фізично розкиданими і логічно пов'язаними з допомогою ланок зв'язку елементами).

Нелінійні структури включають складні списки, дерева, мережі, таблиці і їх комбінації (гібридні).

Структури зі складними списками складаються з інших списків; деревоподібні передбачають ієрархічний зв'язок елементів; мережні мають довільний зв'язок між елементами, табличні структури мають вигляд 2Д, 3Д або МД-таблиць.

Можливість структуризації інформації і переходу від одних структур до інших (частіше від традиційних безмашинних до машинних і навпаки) забезпечує основу для ефективного аналізу, оцінювання та опрацювання інформації, її перегрупування. При цьому вдається уникнути дублювання й надлишковості.

Викладення концепції вирішення проблеми структуризації інформаційних процесів та даних дозволяє підійти до узагальнення фундаментальної теорії структуризації та піти шляхом систематизації наукових дисциплін, які є атрибутами та компонентами теорії та методології структуризації. На рис. 1.1 приведено приклад такої систематизації [2].

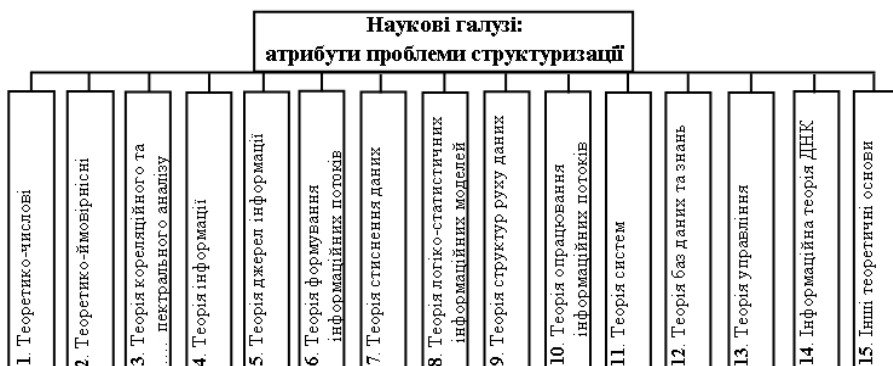


Рис. 1.1. Класифікація атрибутів теорії структуризації

На рис. 1.2 показано узагальнені процеси структуризації інформаційних потоків джерел інформації, де ДІ – джерело інформації, S – сенсорна система, # – процеси дискретизації у Хеммінгговому просторі, FS – функціонал структуризації,  $F(U, \cap)$  – операції структурного об'єднання та розмежування.

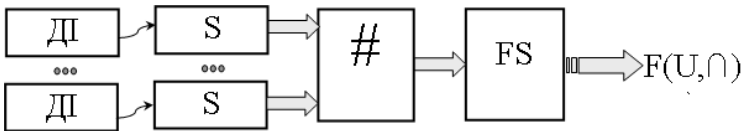


Рис. 1.2. Процеси структуризації.

Успішне вирішення проблеми структуризації даних у розподілених комп'ютерних системах концептуально пов'язано з доцільним застосуванням широкого класу фундаментальних теоретичних засад у галузі інформатики, кібернетики та системотехніки. При цьому необхідно сформулювати основні атрибути положення та інформаційні процедури узагальненої теорії структуризації даних.

Теоретичні та прикладні резерви такого узагальнення дозволяють суттєво вдосконалити математику формування, передавання та цифрового опрацювання даних та досягнути відповідного значного підвищення ефективності функціонування компонентів, алгоритмів та результативності використання опрацьованих даних у розподілених комп'ютерних системах..

Дослідження світового досвіду реалізації засобів формування структуризованих даних, методів аналого-цифрового перетворення потоків технологічних даних, методів оптимізації кодування техніко-економічних даних (ТЕД) та методів організації руху даних в розподілених комп'ютерних системах (РКС) показують, що подальше вдосконалення та оптимізація характеристик апаратно-програмних засобів РКС успішно реалізується завдяки:

- високому рівню паралелізму реєстрації технологічних даних в багатоканальних АЦП, які на рівні аналого-цифрових кодерів реалізують функції зниження надлишковості кодування даних та їх захисту від помилок;

– використанню математичних основ новітніх теоретико-числових базисів (ТЧБ): Крестенсона, Галуа, Уолша та ін. для представлення даних у вигляді фреймів СД, максимально адаптованих до низових рівнів РКС та роботи в умовах інтенсивних промислових завод;

– вдосконаленню методів кодового представлення ТЕД;

– розширенню сукупності та вдосконаленню методів побудови моделей руху даних, а також ідентифікованих моделей собівартості руху даних.

При цьому на основі комплексу даних рішень на рівні розподілених комп'ютерних систем та мереж успішно реалізуються наступні задачі:

– формування СД та організації руху потоків даних у РКС;

– визначення перспективних методів структуризації різних типів даних у вигляді фреймів;

– розробка критеріїв оптимізації процесів формування алфавітно-цифрових, технологічно-економічних та структуризованих даних;

– дослідження засобів формування даних на основі критеріїв оптимізації;

– розробка теоретичних основ синтезованого формування алфавітно-цифрових та структуризованих даних;

– узагальнення теорії побудови багаторівневих інтерактивних моделей руху даних РКС реального часу на основі подальшого вдосконалення принципів формалізації атрибутів граф-алгоритмічних моделей руху даних та ідентифікованих епюр руху даних;

– удосконалення алгоритму реалізації стратегії проектування РКС на основі законів доцільності та ідентифікованих циклів руху даних;

– розробка атрибутів та програмних засобів побудови багаторівневих граф-алгоритмічних моделей РКС;

– розробка мобільних апаратно-програмних засобів синтезованого вводу СД для низових рівнів РКС;

– вдосконалення структур та алгоритмів опрацювання даних компонентами КС у різних ТЧБ.

Впорядкування, структуризація різних видів даних, побудова моделей складних комп'ютеризованих систем є актуальною пробле-

мою, яка направлена на вдосконалення теорії, методології, практики їх проектування та діагностики штатності функціонування об'єктів керування в реальному масштабі часу. В методологічному плані вирішення такої задачі потребує врахування проблемної орієнтованості, цілісності та складності, невизначеності, адаптивності, а також універсальності комп'ютеризованої системи [6–7]. При цьому, відповідно визначається ступінь цілеспрямованості та мета функціонування системи, можливості опису системи однією моделлю, оцінка ентропії, що відображає необхідну кількість керуючої інформації, можливості пристосування системи до впливу зовнішніх факторів, а також опис системи математичними моделями, що мають однакову структуру незалежно від класу об'єктів – джерел інформації [8].

Аналіз методів структуризації даних, обґрунтування перспективного напрямку розвитку теорії, методології та техніки їх структурних перетворень в сучасних комп'ютеризованих системах є актуальною задачею сьогодні [2].

Узагальнена схема функцій концепції структуризації даних при виконанні функцій формування, передавання, цифрового опрацювання, зберігання та використання структуризованих фреймів для управління об'єктами зображена на рис. 1.3 [2].

Приведена на рис. 1.3 схема концепції продукційної взаємодії функцій структуризації даних показує шлях формування та математико-алгоритмічного опрацювання даних згідно їх проблемної орієнтації. Наприклад, розпізнавання образів, стиснення даних, захист від несанкціонованого доступу, результати розв'язаних задач та ін.

Прикладом успішного застосування основ теорії структуризації даних, яка знаходиться у стадії становлення та розвитку, є формалізація структур та організація опрацювання даних у багаторівневих РКС на основі сімейства матричних моделей руху даних та епюр (згідно функціоналів) [9].



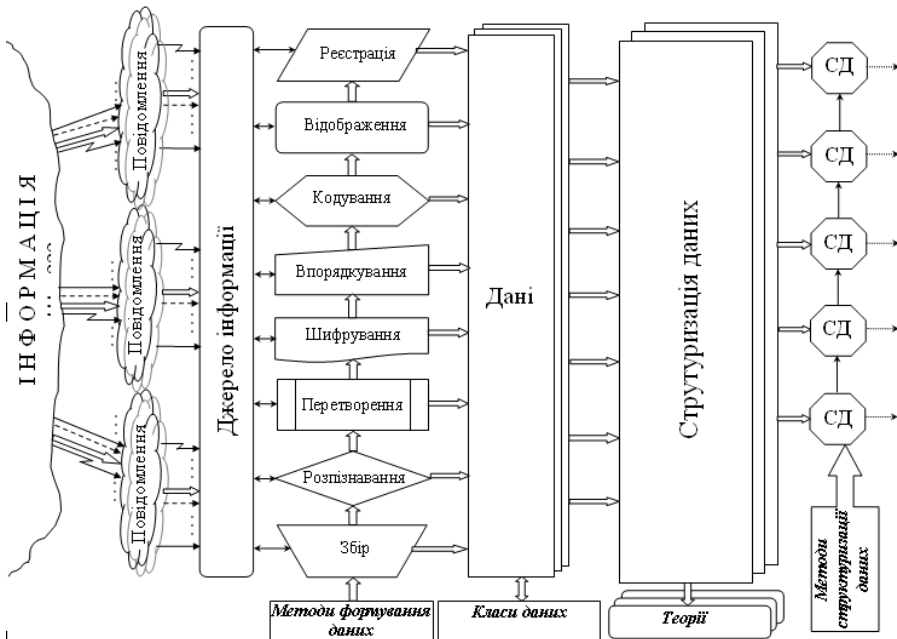


Рис. 1.3. Узагальнена схема функцій концепції структуризації даних

Метод формування та організації руху структуризованих даних багаторівневих РКС полягає у послідовному виконанні функцій наступних алгоритмів [9]:

$$\begin{aligned}
 & F_1 \left[ \begin{array}{ccc} \odot, \circ, \otimes & \rightarrow & \odot, \circ, \otimes \\ \dots & & \dots \\ \odot, \circ, \otimes & \rightarrow & \odot, \circ, \otimes \end{array} \right] \Rightarrow \\
 & \Rightarrow F_2 \left[ \begin{array}{l} E_y = F(T, V, M, S) \\ E_d = F(T, M, V_R, V_W, S) \\ E_{Oy} = F(T, M, I, S) \\ E_{СД} = F(V_R, V_W, P_i, S) \\ E_O = F(T, V_R, V_W, S, M) \\ X_{Oy} = F(S_i : X(t) + TEД, M_x, D_x, \sigma_x, R_{xx}, R_{xy}, M_{ij}, S(w), K_{ij}, ЛСІМ, I_x, СД) \end{array} \right] \\
 & \Rightarrow F_3 [K_{ed}, D(P - V)] \Rightarrow
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} &\Rightarrow F_4 [BPM_1, DD, BPDMMRD, \dots, D(M_n + GAM)] \Rightarrow \\ &\Rightarrow F_5 \left[ \left\{ DCFD, DFRD, \Delta FRD(t_j), \int \Delta FRD(T) dT, \sum_{i=1}^n \int \Delta FRD(T) dT \right\} \Rightarrow \right. \\ &\Rightarrow F_6 [G_{KC}] \Rightarrow \\ &\Rightarrow F_7 \left[ \begin{array}{c} \left[ \begin{array}{cccccccc} \text{start} & T & N & S & X & M & L & \text{stop} \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{cccccccc} \Phi & C_i & C_j & N & S & M & L & T E D \Phi \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{cccccccc} T & N & S & X & M & L & T E D I \end{array} \right] \end{array} \right] \Rightarrow F_8 \left[ \begin{array}{c} \left[ \begin{array}{cccccc} \Phi & C & C & Y & \Phi \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{cccccc} \Phi & C & C & Y & G & \Phi \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{cccccc} \Phi & C & C & V & Y & \Phi \end{array} \right] \\ \left[ \begin{array}{cccccc} \Phi & C & C & W & Y & \Phi \end{array} \right] \end{array} \right], \end{aligned}$$

де вдосконалення методів формування та організації руху потоків даних в багаторівневих РКС полягає у розширенні та вдосконаленні функцій організації руху даних (табл. 1.1[10]).

Таблиця 1.1 – Опис алгоритмів

Функціонал	Функціональні характеристики функціонала	
1	2	
F1	Багаторівнева матрична модель руху даних (БММРД)	
	⊙, ○, ⊗	відповідно атрибути джерела, пункту оброблення та пункту затвердження даних
F2	Функції формування сруктуризованих даних (СД) шляхом сумісного кодування технологічних даних (x(t)) та ТЕД при заданих квазістаціонарних станах ОУ (S <sub>i</sub> :), а також реалізація апаратно-програмних засобів синтезованого вводу алфавітно-цифрових даних	
	E <sub>p</sub> , E <sub>d</sub> , E <sub>OU</sub> , E <sub>СПД</sub> , E <sub>O</sub>	характеристики системних об'єктів РКС (процесорів, даних, об'єктів управління, систем передавання даних, операторів); T – час використання ресурсу, V – швидкість виконання системних операцій (формування, передавання, цифрова обробка та зберігання даних), M – об'єм використованого ресурсу пам'яті, S – системні функції; S – системні ресурси; X(t) – поточні значення технологічних параметрів ОУ, M <sub>x</sub> – математичне сподівання, D <sub>x</sub> – дисперсія, σ <sub>x</sub> – серед-

Продовження табл. 1.1

1	2										
	<p>ньоквадратичне відхилення, <math>R_{xx}</math> – автокореляційна функція, <math>R_{xy}</math> – взаємкореляційна функція, <math>M_{ij}</math> – матриця нормованих коефіцієнтів взаємкореляції, <math>S(w)</math> – спектральні моделі, <math>K_{ij}</math> – матриця імовірностей переходу в різні стани, ЛСИМ – логіко-статистична інформаційна модель, <math>I_x</math> – ентропійна модель</p>										
F3	<p>Диференціація собівартісних характеристик руху даних в активних вузлах моделей руху даних (МРД) <math>D(P - V) = \sum_{i=1}^m P_i - \sum_{j=1}^n V_j</math>, де <math>m</math> – число диференційованих компонентів прибутків, <math>n</math> – число диференційованих компонентів витрат в активному вузлі МРД</p> <table border="1" data-bbox="239 715 1009 852"> <tr> <td data-bbox="239 715 430 751"><math>K_{ed}</math></td> <td data-bbox="430 715 1009 751">Коефіцієнт ефективності руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 751 430 852"><math>D(P - V)</math></td> <td data-bbox="430 751 1009 852">Диференційована оцінка руху даних, в активному вузлі матричної моделі, де <math>P, V</math> – відповідно прибутки і витрати</td> </tr> </table>	$K_{ed}$	Коефіцієнт ефективності руху даних	$D(P - V)$	Диференційована оцінка руху даних, в активному вузлі матричної моделі, де $P, V$ – відповідно прибутки і витрати						
$K_{ed}$	Коефіцієнт ефективності руху даних										
$D(P - V)$	Диференційована оцінка руху даних, в активному вузлі матричної моделі, де $P, V$ – відповідно прибутки і витрати										
F4	<p>Розширення класу МРД та сукупності похідних моделей до рівня багаторівневих шляхом включення в їх склад класу граф-алгоритмічних моделей (ГАМ)</p> <table border="1" data-bbox="239 951 1009 1118"> <tr> <td data-bbox="239 951 430 987"><math>БРМ_l</math></td> <td data-bbox="430 951 1009 987">Багаторівнева матрична модель руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 987 430 1024"><math>ДД</math></td> <td data-bbox="430 987 1009 1024">Диференціація даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 1024 430 1082"><math>БРДММРД</math></td> <td data-bbox="430 1024 1009 1082">Багаторівнева диференційована матрична модель руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 1082 430 1118"><math>D(M_n + ГАМ)</math></td> <td data-bbox="430 1082 1009 1118">Диференційовані похідні моделі руху даних</td> </tr> </table>	$БРМ_l$	Багаторівнева матрична модель руху даних	$ДД$	Диференціація даних	$БРДММРД$	Багаторівнева диференційована матрична модель руху даних	$D(M_n + ГАМ)$	Диференційовані похідні моделі руху даних		
$БРМ_l$	Багаторівнева матрична модель руху даних										
$ДД$	Диференціація даних										
$БРДММРД$	Багаторівнева диференційована матрична модель руху даних										
$D(M_n + ГАМ)$	Диференційовані похідні моделі руху даних										
F5	<p>Диференціація циклів руху даних з врахуванням диференціації собівартісних характеристик руху даних в активних вузлах БРДММРД та відповідна диференціація епюр руху даних</p> <table border="1" data-bbox="239 1211 1009 1441"> <tr> <td data-bbox="239 1211 430 1248"><math>ДЦРД</math></td> <td data-bbox="430 1211 1009 1248">Диференціація циклів руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 1248 430 1284"><math>ДЕРД</math></td> <td data-bbox="430 1248 1009 1284">Диференціація епюр руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 1284 430 1326"><math>ДЕРД(t_j)</math></td> <td data-bbox="430 1284 1009 1326">Диференціальна епюра руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 1326 430 1367"><math>\int \Delta EРД(T) dT</math></td> <td data-bbox="430 1326 1009 1367">Інтегральна епюра руху даних</td> </tr> <tr> <td data-bbox="239 1367 430 1441"><math>\sum_{i=1}^n \int \Delta EРД(T) dT</math></td> <td data-bbox="430 1367 1009 1441">Сумарна інтегральна епюра руху даних</td> </tr> </table>	$ДЦРД$	Диференціація циклів руху даних	$ДЕРД$	Диференціація епюр руху даних	$ДЕРД(t_j)$	Диференціальна епюра руху даних	$\int \Delta EРД(T) dT$	Інтегральна епюра руху даних	$\sum_{i=1}^n \int \Delta EРД(T) dT$	Сумарна інтегральна епюра руху даних
$ДЦРД$	Диференціація циклів руху даних										
$ДЕРД$	Диференціація епюр руху даних										
$ДЕРД(t_j)$	Диференціальна епюра руху даних										
$\int \Delta EРД(T) dT$	Інтегральна епюра руху даних										
$\sum_{i=1}^n \int \Delta EРД(T) dT$	Сумарна інтегральна епюра руху даних										

## Закінчення табл. 1.1

1	2
F6	Глобальна характеристика ефективності комп'ютерної системи
F7, F8	Формування мінімально надлишкових та захищених від помилок фреймів СД, які формуються, передаються, обробляються, зберігаються та передаються

Відомий метод оцінки структурної складності схем комп'ютерної мікроелектроніки на основі ентропійного підходу, запропонований професором М.В.Черкаським [11]. Суть цього методу полягає у тому, що на основі досліджуваної структури будується матриця суміжності (рис. 1.4) і обчислюється коефіцієнт структурної складності згідно виразу:

$$S = -E_n \log_2 \frac{E_i}{E_n} (n-1),$$

де  $E_n = n \cdot m$  – загальне число елементів матриці  $n \times m$  – розмір матриці,  $E_i$  – число елементів досліджуваної структури.

Тип SD	$k_1$	$k_2$	.....	$k_n$
$M_1$	$n_{11}$	$n_{12}$	.....	$n_{1n}$
$M_2$	$n_{21}$	$n_{22}$	.....	$n_{2n}$
.....	.....	.....	.....	.....
$M_m$	$n_{m1}$	$n_{m2}$	.....	$n_{mn}$

Рис. 1.4. Матриця суміжності оцінки структурної складності на основі ентропійного підходу

Слід зауважити, що даний метод характеризується наступними функціональними обмеженнями:

- метод проблемно орієнтований до схем мікроелектроніки і класифікація елементів структури виконується по функціональній ознаці;

- метод не враховує складність графічного подання компонентів структури та диференціальної оцінки рівня структуризованих ПФД,

що унеможлиблює числову оцінку структурної складності графічного представлення схеми, наприклад число пересічень інформаційних каналів, форма позначень елементів структури, число входу/виходів та ін.;

– метод не створює математичної основи спрощення чи оптимізації інформаційного рівня подання досліджуваної чи аналізованої структури.

Вирішення задачі оцінки структурної складності поліфункціональних даних на основі вагових коефіцієнтів оцінок інформативності викладено у роботах [12, 13], де проблема оцінки коефіцієнта структуризованості відображуваних ПФД вирішена наступним чином. Визначено параметри атрибутів ПФД –  $P_i$  та присвоєно вагові коефіцієнти експертних оцінок компонентів архітектур  $\alpha_i$ , а структурна складність визначається згідно виразу:

$$k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot P_i . \quad (1.1)$$

Таким чином на основі розробленої концепції та принципів оцінки коефіцієнта структурної складності доцільно розробити узагальнені теоретичні основи декомпозиції форм структуризації ПФД та оцінки їх інформативності, наприклад для людини-оператора або комп'ютеризованої системи розпізнавання образів та прийняття рішень.

Як показано у роботах [2, 12, 13] математичні основи методів структуризації поліфункціональних даних (СПФД) охоплюють широкий клас проблем фундаментальної теорії організації руху даних, основа яких для багатьох прикладних задач перетворення інформації визначається відповідним теоретико-числовим базисом (ТЧБ) ортогональних функцій. У праці [14] досліджені кодові системи найбільш широко застосовуваних ТЧБ в інформаційних технологіях, у тому числі:  $U$  – унітарний,  $F$  – Фур'є,  $H$  – Хаара,  $W$  – Уолша,  $C$  – Крестенсона,  $R$  – Радемахера,  $G$  – Галуа.

Теоретичне обґрунтування реалізації функціоналів, їх моделювання та аналіз, а також оцінка ефективності запропонованих методів

формування та організації руху ідентифіковано-структуризованих даних в РКС є актуальним предметом дослідження сучасних КС [9].

Створення фундаментальних основ теорії структуризації даних стає потужним інструментом підвищення ефективності та розширення функцій сучасних інформаційних систем та успішного вирішення завдань переходу до інформаційного суспільства.

### **Список джерел, використаних у 1 розділі**

1. Робоче діагностування безпечних інформаційно-керуючих систем / за ред. О. В. Дрозда, В. С. ; Міністерство освіти і науки, молоді та спорту України, Національний аерокосмічний університет ім. М. Є. Жуковського "ХАІ". – Харків, 2012. – 614 с.
2. Vozna N.Ya. Conception and Theoretical Bases for Solving the Problem of Data Structuring in Information Computerized Systems / N. Ya. Vozna, Ya. M. Nycolaychuk, N. I. Alishov // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. - Baku. Azerbaijan, 2013. - Vol. 1, № 2. - P.112–117.
3. Касьянов В. А. Субъективный анализ : моногр. / В. А. Касьянов. – К. : НАУ, 2007. – 512 с.
4. Сергієнко І. В. Інформатика в Україні: становлення, розвиток, проблеми / І. В. Сергієнко. – К. : Наук. думка, 1999. – 354 с.
5. Ахо А. Структуры данных и алгоритмы : учеб. пособ. / Альфред В. А. Ахо, Джон Э. Хопкрофт, Джеффри Д. Ульман. – М. : Вильямс, 2000. – 384 с.
6. Стеклов В. К. Проектування телекомунікаційних мереж / В. К. Стеклов, Л. Н. Беркман – К. : Техніка, 2002. – 792 с.
7. Алишов Н. И. Развитие методы взаимодействия ресурсов в распределенных системах: монография / Н. И. Алишов. – К. : Сталь, 2009. – 448 с
8. Nykolaychuk Ya. M. Theory information sources / Ya. M. Nykolaychuk. – Ternpoil : Terno-graph, 2008. – 536 p.

9. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopil : Terno-graf, 2013. – 284 p.

10. Николайчук Я.М. Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем. Навчальний посібник / Я.М. Николайчук, Н.Я. Возна, І.Р. Пітух - Тернопіль: ТзОВ "Терно-граф". 2010. – 392 с.

11. Черкаський М. В. Складність пристрою керування / М. В. Черкаський, Х. Х. Мурад // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2004. – № 521. – С. 3–7. – (Серія : "Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології").

12. Возна Н. Я. Концепція структуризації даних в розподілених інформаційних системах / Н. Я. Возна // Збірник матеріалів міжнародної координаційної наради ISCM-2014. – Тернопіль, 2014. – С. 55–57.

13. Возна Н. Я. Основи теорії, функції та задачі структуризації даних в інформаційних системах / Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук // Питання оптимізації обчислень (ПОО-XL) : праці міжнародної наукової конференції. – К. : Ін-т кібернетики ім. В. М. Глушкова НАН України, 2013. – С. 56–57

14. Николайчук Я. М. Коды поля Галуа: теория і застосування : моногр. – Тернопіль: Терно-граф, 2012. – 576 с.

## 2. КЛАСИФІКАЦІЯ ТЕОРЕТИЧНИХ ОСНОВ ІНТЕГРОВАНОЇ ТЕОРІЇ СТРУКТУРИЗОВАНИХ ДЖЕРЕЛ ІНФОРМАЦІЇ

Сьогодні у теорії формування структуризованих даних (СД) використовується аналітика статистичних, кореляційних, спектральних, ентропійних та інших системних характеристик. У той же час, практично, відсутня узагальнена інтегрована теорія формалізації аналітично заданих поліфункціональних даних. Дана проблема особливо актуальна при визначенні та застосуванні критерію структурованості різних класів даних.

Розробка та реалізація теорії СД дозволяє суттєво підвищити функціональні можливості оцінки впливу рівня структуризації даних на процеси збору, обробки, передавання, зберігання, відображення даних та керування складними об'єктами управління (ОУ), що в свою чергу знижує вартість комп'ютерних систем, собівартість організації руху даних, підвищує рівень достовірності ідентифікації станів ОУ, а в загальному, підвищує рівень надійності розподілених комп'ютерних систем [1–3].

Основним предметом дослідження інтегрованої теорії СД є:  
– аналіз існуючих моделей джерел інформації (ДІ), їх властивостей та методів побудови;



– порівняння ефективності методів формування даних у різних ТЧБ та цифрової обробки інформації про стани ОУ, які описуються моделями ДІ;

– розроблення теоретичних основ формування СД для побудови моделей стаціонарних, квазістаціонарних та нестаціонарних ОУ;

– розроблення та оцінка рівня структурованості розпаралелених алгоритмів побудови моделей ДІ;

– розроблення програмного забезпечення (ПЗ) обробки даних в розподілених системах, що реалізують певні класи моделей СД.

Фундаментальною теоретичною основою інтегрованої теорії структуризованих даних є математичні засади ТЧБ, до яких належать: унітарний, Хаара, Крейга, Радемахера, Крестенсона, Уолша, Галуа та ін., які описуються наступними кодовими матрицями [4, 5]:

$$M_{\text{Uni}} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{vmatrix} \quad M_{\text{har}} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$M_{\text{Rad}} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{vmatrix} \quad M_{\text{Cres}} = \begin{vmatrix} P_1 & P_2 & \dots & P_n \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ 2 & 2 & \dots & 2 \\ 0 & 3 & \dots & 3 \\ 1 & 4 & \dots & 4 \\ 2 & 0 & \dots & 5 \\ 0 & 1 & \dots & 6 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1 & a_2 & \dots & a_n \end{vmatrix}$$

$$M_{Wal} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{vmatrix} \quad M_{Gal} = \begin{vmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \\ \dots \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{vmatrix}$$

Концептуальним аспектом інтегрованої теорії формування СД та їх моделей є сукупність наступних інформаційних технологій на основі [4]:

1. Теорії кореляційних моделей СД:

– знакова

$$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign } x_i \cdot \text{sign } x_{i+j}, \quad H_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign } x_i \cdot \text{sign } y_{i+j};$$

– релейна (Stieltjes T.)

$$P_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot \text{sign } x_{i+j}, \quad P_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot \text{sign } y_{i+j};$$

– коваріаційна

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}, \quad K_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_{i+j};$$

– кореляційна (Fourier J. B. J.)

$$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}, \quad R_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_{i+j};$$

– нормована (Gorban O.)

$$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}, \quad \rho_{xy}(j) = \frac{R_{xy}(j)}{D_x};$$

– структурна (Kolmogorov A.)

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

– модульна (Tikhonov A.)

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

– еквівалентності (Nykolaichuk Ya.)

$$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \overset{\vee}{Z}_{xx}, \quad F_{xy}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n \overset{\vee}{Z}_{xy};$$

При розрахунку авто-(АКФ) та взаємкореляційних (ВКФ) функцій використовується наступна аналітика [5]:

– знакова функція:

$$\text{sign } \overset{\circ}{x}_i = \begin{cases} +1, \overset{\circ}{x}_i \geq 0; \\ 0, \overset{\circ}{x}_i = 0; \\ -1, \overset{\circ}{x}_i < 0. \end{cases}, \quad \text{sign } \overset{\circ}{y}_{i+j} = \begin{cases} +1, \overset{\circ}{y}_{i+j} \geq 0; \\ 0, \overset{\circ}{y}_{i+j} = 0; \\ -1, \overset{\circ}{y}_{i+j} < 0. \end{cases};$$

– центроване значення:  $\overset{\circ}{x}_i = x_i - M_x$ ,  $\overset{\circ}{y}_i = y_i - M_y$ ;

– математичне сподівання  $M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ ,  $M_y = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i$ ;

– дисперсія  $D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_x)^2$ ,  $D_y = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - M_y)^2$ ;

– еквівалентність  $\overset{\vee}{Z}_{xx} = \begin{cases} x_i, x_i < x_{i+j} \\ x_j, x_i \geq x_{i+j} \end{cases}$ ,  $\overset{\vee}{Z}_{xy} = \begin{cases} x_i, x_i < y_{i+j} \\ y_{i+j}, x_i \geq y_{i+j} \end{cases}$ .

2. Теорія взаємоперетворень кореляційних моделей СД [4, 5]:

$$K_{xx}(j) = R_{xx}(j) + M_x^2; \quad B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i + x_{i+j}); \quad Q_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i^2 + x_{i+j}^2);$$

$$C_{xx}(j) = 2[D_x - R_{xx}(j)]; \quad B_{xx}(j) = 2\overset{\vee 2}{F}_{xx}(j) + G_{xx}(j);$$

$$G_{xx}(j) = 2\left(M_x - \overset{\vee}{F}_{xx}(j)\right) \quad Q_{xx}(j) = 2\overset{\vee 2}{F}_{xx}(j) + 2\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\vee}{z}_i \cdot |x_i - x_{i+j}| + C_{xx}(j)$$

$$\hat{F}_{xx}(j) = 2M_x - \overset{\vee}{F}_{xx}(j); \quad Tm_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\vee}{z}_i \cdot |x_i - x_{i+j}| \quad \rho_{xx}(j) = 1 - \frac{G_{xx}(j)}{2\mu_x \sigma_x^2};$$

$$Tb_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_i^n \hat{z}_i \cdot |x_i - x_{i+j}|; \quad \rho_{xx}(j) = \frac{1}{\mu_x \sigma_x} P_{xx}(j);$$

$$\rho_{xx}(j) = \sin\left(\frac{1}{\mu^2} H_{xx}(j)\right); \quad Ts_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_i^n (x_i + x_{i+j}) \cdot |x_i - x_{i+j}|;$$

$$G_{xx}(j) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{D_x - R_{xx}(j)}; \quad Tl_{xx}(j) = Tm_{xx}(j) + C_{xx}(j)/2;$$

$$Tb_{xx}(j) = Tm_{xx}(j) + C_{xx}(j); \quad \rho_{xx}(j) = \sin\left[\frac{\pi}{2} H_{xx}(j)\right];$$

$$Ts_{xx}(j) = 2Tm_{xx}(j) + C_{xx}(j); \quad Tm_{xx}(j) = K_{xx}(j) - 2F_{xx}^{\vee 2}(j);$$

$$\rho_{xx}(j) = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{P_{xx}(j)}{\sigma_x}.$$

### 3. Теорія спектральних моделей СД у різних ТЧБ [9]:

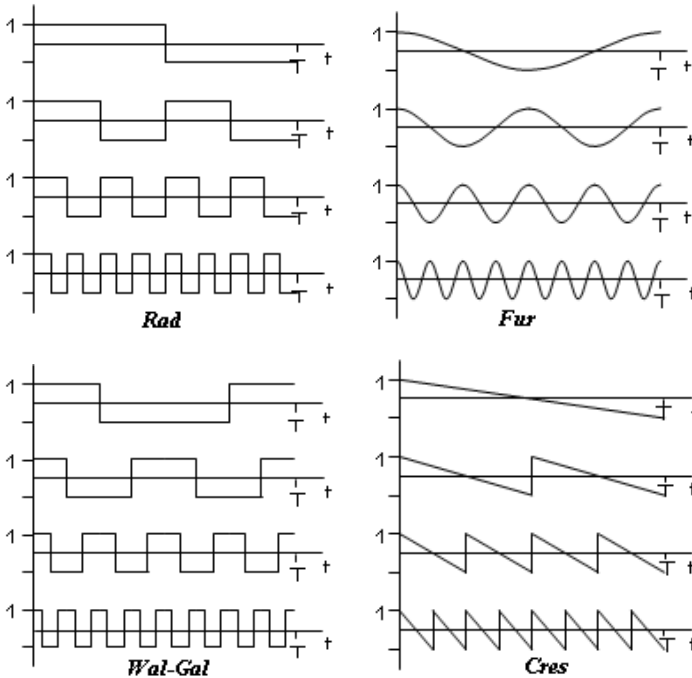


Рис. 2.1. Системи ортогональних функцій ТЧБ

$$G_x(f) = \sum_{k=1}^n \rho_{xx}(k) \cdot cr(i, \theta); cr(i, \theta) = 1 - zal(2^{-i} \theta);$$

$$G_x(f) = \int_{-\infty}^{\infty} \rho_{xx}(\tau) \cdot e^{-j2\pi f\tau} d\tau; G_x(f) = \sum_{k=1}^n \rho_{xx}(k) \cdot e^{-j2\pi fk};$$

$$rad(i, \theta) = sig[\sin(2^i \pi \theta)]; G_x(f) = \sum_{k=1}^n \rho_{xx}(k) \cdot rad(i, \theta);$$

$$rad(i, \theta) = (-1)^{ent(2^{i+1} \theta)}.$$

4. Теорія ентропійних моделей СД [5, 6]:

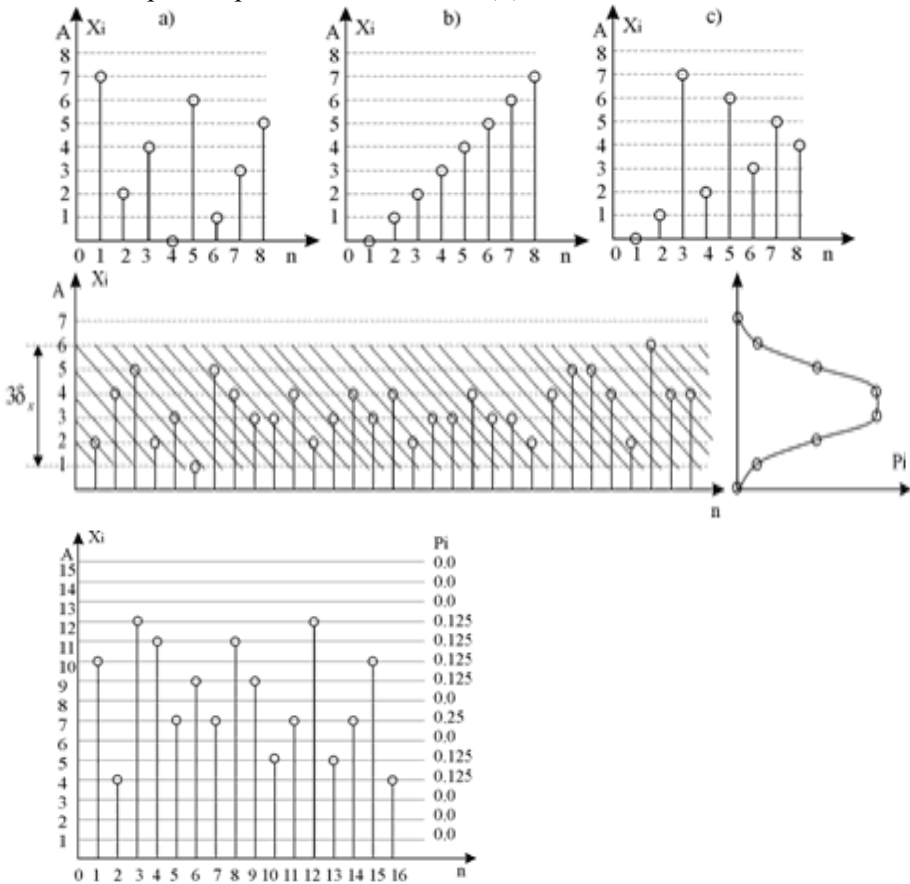


Рис. 2.2. Решітчасті функції СД

Р. Хартлі:  $H = \log_2 S^n = n \cdot \log_2 S$ ,  $H = n \cdot \hat{E}[\log_2 S] = n \cdot \log_2 S$  ;

К. Шеннона:  $H = -k \sum_{i=1}^n p_i \log p_i$  ;

Н. Колмогорова:  $H_\epsilon \leq \frac{T}{\Delta t} + \log \frac{C}{\epsilon}$  ;

В. Боюна:  $h_\delta = \frac{|f'_{\text{cep}}(t)|}{|f'_{\text{max}}(t)|}$  ;

Я. Николайчука  $I_x = n \cdot \hat{E} \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m (D_x^2 - R_{xx}(j)) \right]$  ;

Дж. Лонго:  $I(u, p) = -k u \cdot \log p$ ,  $H(u, p) = -k \sum_{i=1}^n [u_i p_i \cdot \log p_i]$  ;

Г. Шульца:  $H(p, w) = -\sum_{i=1}^n \left[ p_i w_i / \sum_{j=1}^n p_j w_j \cdot \log p_i w_i / \sum_{j=1}^n p_j w_j \right]$  ;

Б. Олівера:  $H = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\log N}{n}$  ;

В. Таллера:  $H \leq k 2BT \left( 1 + \frac{S}{N} \right)$ ,  $H = k \cdot n \log S_{\text{ave}}$  ;

Д. Мідлтона:  $H(X) = -\sum_{l_1}^L \dots \sum_{l_n}^L p(X) \log p(X)$ .

5. Теорія кореляційної міри ентропії СД [6, 7]:

Л. Лапа: "Оцінка ентропії на базі кореляційної функції змістовніша, ніж функція ентропії Хартлі".

Ж. Макс: "Зв'язок коефіцієнта кореляції несе більше інформації про ентропію, ніж середні одновимірні щільності".

С. Голдман: "Кореляційний аналіз є зв'язуючим елементом між спектральною теорією і розширює теорію інформації Шеннона".

Я. Николайчук: "Кореляційна ентропія найбільш інформативна оцінка структури потоків даних"

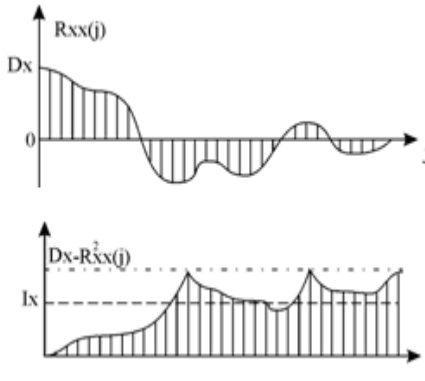


Рис. 2.3. Оцінка кореляційної ентропії СД

Оцінки ентропії на основі різних АКФ [6]:

$$h[x(t), x(t + \tau)] = \log_2 \left( 2\pi\sigma_x^2 \sqrt{1 - \rho_{xx}^2(\tau)} \right) + \frac{1}{1 - \rho_{xx}^2(\tau)} \log_2 e -$$

$$- \frac{\rho_{xx}^2(\tau)}{1 - \rho_{xx}^2(\tau)} \log_2 e = \log_2 \left( 2\pi e \sigma_x^2 \sqrt{1 - \rho_{xx}^2(\tau)} \right);$$

$$H[x_i, x_{i+j}] = \log_2 2\pi e + \log_2 \sigma_x^2 + \frac{1}{2} \log_2 [1 - \rho_{xx}^2(j)];$$

$$H(x_i, x_{i+j}) = \log_2 2\pi e \sqrt{D_x^2 - D_x^2 \cdot \rho_{xx}^2(j)} = \log_2 2\pi e +$$

$$+ \frac{1}{2} \log_2 \left( [D_x - R_{xx}(j)] \cdot [D_x + R_{xx}(j)] \right);$$

$$H(x_i, x_{i+j}) = \log_2 2\pi e \sqrt{D_x^2 - D_x^2 \cdot \rho_{xx}^2(j)} =$$

$$= \log_2 2\pi e + \frac{1}{2} \log_2 ([D_x - K_{xx}(j)] \cdot [D_x + K_{xx}(j)]);$$

$$\overline{H(x_i, x_{i+j} | x_i)} = \frac{1}{2T} \sum_{j=1}^T \log_2 (2\pi e)^2 \left[ C_{xx}(j) \left( D_x - \frac{C_{xx}(j)}{4} \right) \right];$$

$$\overline{H(x_i, x_{i+j})} = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^T \log_2 \left[ \frac{\pi e \sqrt{\pi}}{2} G_{xx}(j) \cdot \sqrt{8 - \pi g_{xx}^2(j)} \right];$$

$$\overline{H(x_i, x_{i+j})} = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^T \log_2 \left[ \pi^2 e \frac{M_x - F_{xx}(j)}{\sigma_x} \sqrt{\frac{8\sigma_x}{\pi} - [M_x - F_{xx}(j)]^2} \right];$$

$$\overline{H(x_i, x_{i+j})} = \frac{1}{T} \sum_{j=1}^T \log_2 \left[ \frac{2\pi e}{\sigma_x} \cdot \sqrt{2 - \pi \cdot P_{xx}^2(j)} \right].$$

6. Теорія логіко-статистичних інформаційних моделей (ЛСІМ) СД [5, 6]:

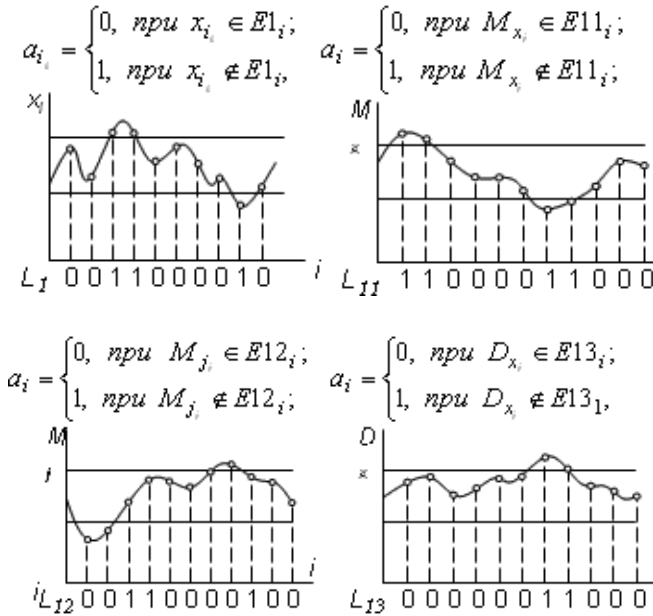


Рис. 2.4. ЛСІМ 1 – амплітудна



$$L_2 = \begin{cases} 0, & C_{xx}(j) \in \varepsilon_2 \\ 1, & C_{xx}(j) \in \varepsilon_1 \end{cases}, \quad C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{i-j})^2, \quad j = 0, 1, 2, \dots, m.$$

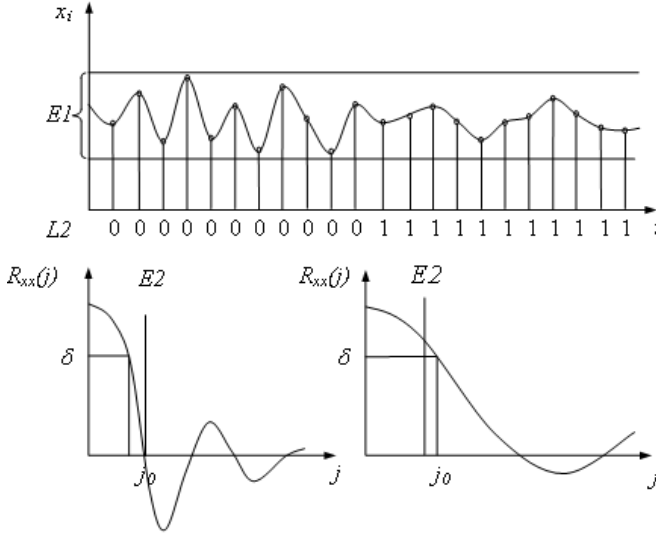


Рис. 2.5. ЛСІМ 2 – динамічна

$$L_3 = \begin{cases} 0, & \rho_{xy}(0) \geq 0 \\ 1, & \rho_{xy}(0) < 0 \end{cases}, \quad \rho_{xy}(0) = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_i}{\sqrt{D_{x \cdot D_y}}}$$

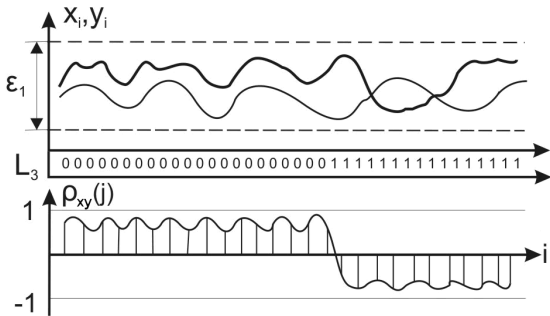


Рис. 2.6. ЛСІМ 3 – фазова

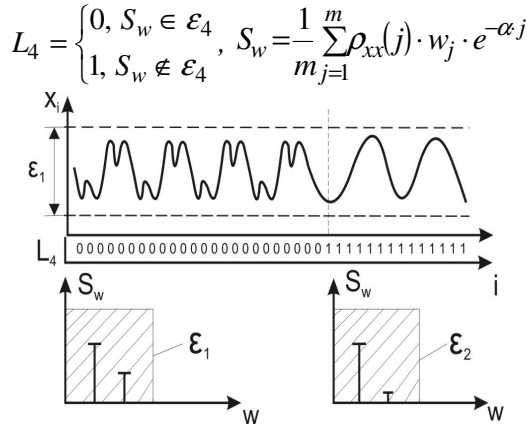


Рис. 2.7. ЛСІМ 4 – спектральна

$$L_5 = \begin{cases} 0, D_{oy} > \beta \\ 1, D_{oy} \leq \beta \end{cases}, 0 < \beta < 1 - \text{коefficient деградації ОУ [10]}$$

$$D_{oy} = \frac{1}{N} \sum_{s=1}^r p_s \cdot r_s^2;$$

$0 \leq p_s \leq 1$  - вагова функція;

$-1 \leq r_s \leq +1$  - coefficientи взаємкореляції між технологічними параметрами

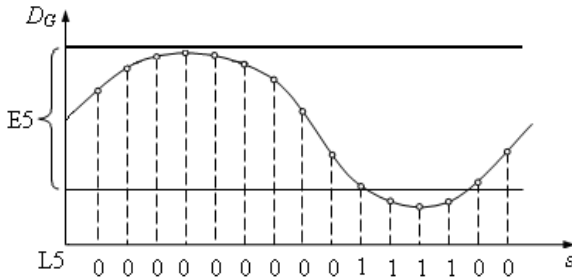


Рис. 2.8. ЛСІМ 5 – матрична

7. Теорія моделей руху структуризованих даних [8]:

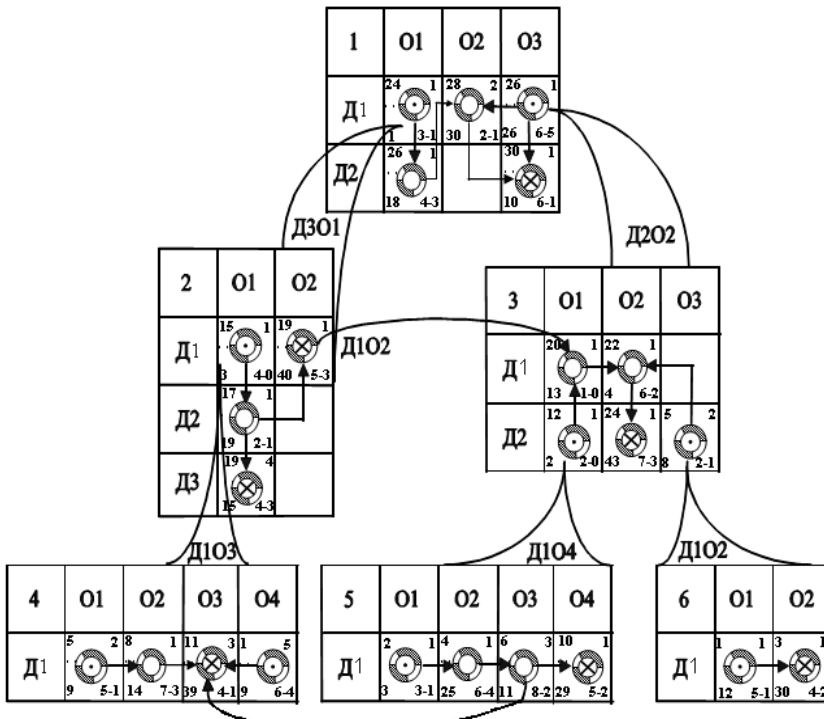


Рис. 2.9. Матрична модель

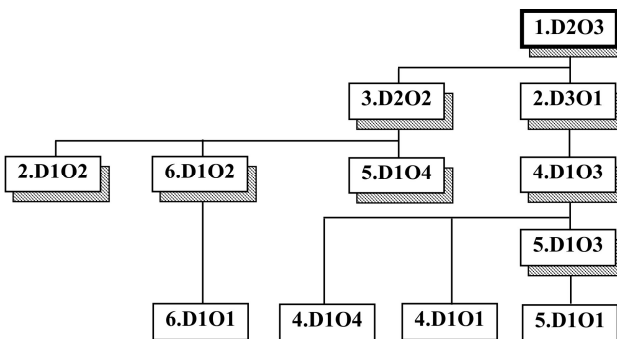


Рис. 2.10. Граф-розгалужене дерево

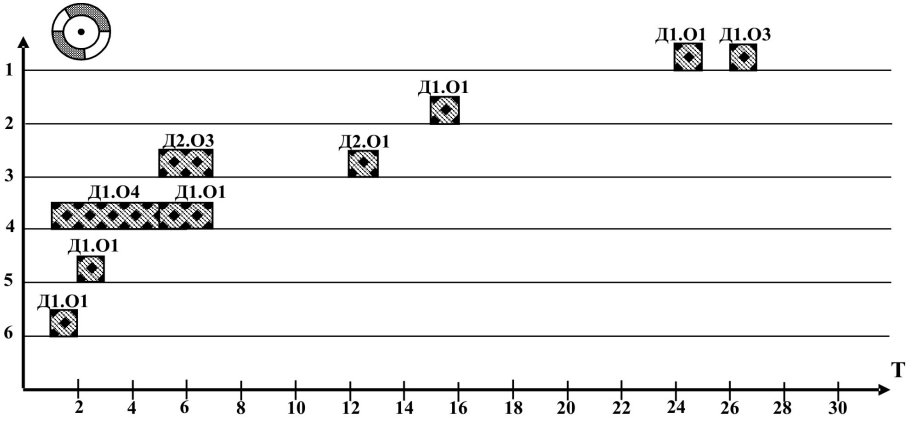


Рис. 2.11. Параметрична часова модель

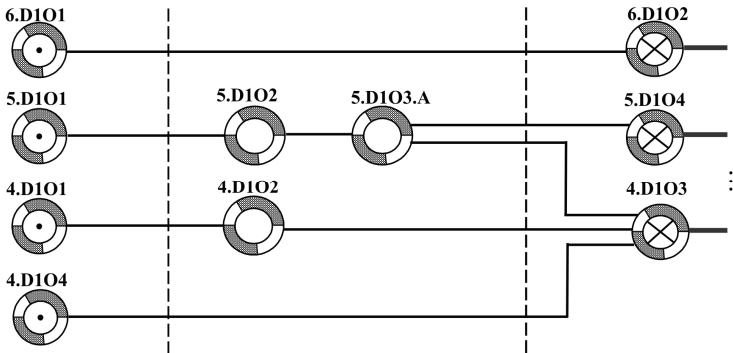


Рис. 2.12. Структурно-часова модель

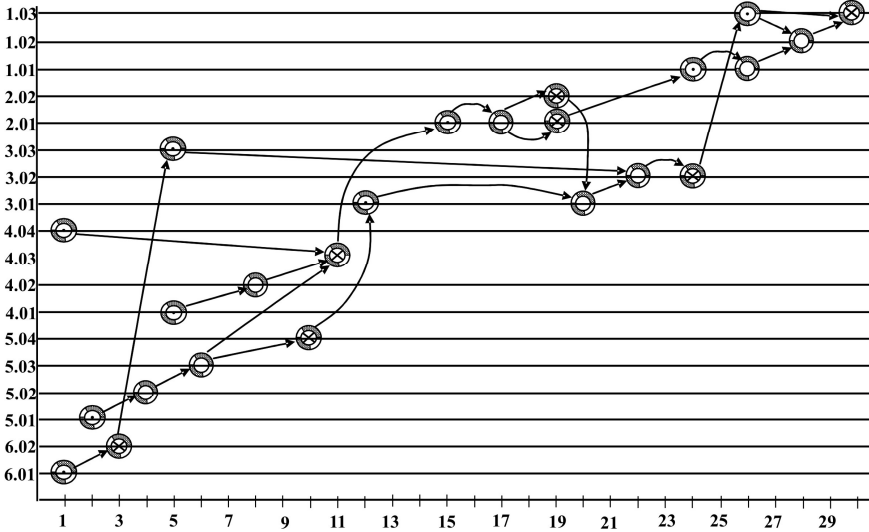


Рис. 2.13. Мережевий граф

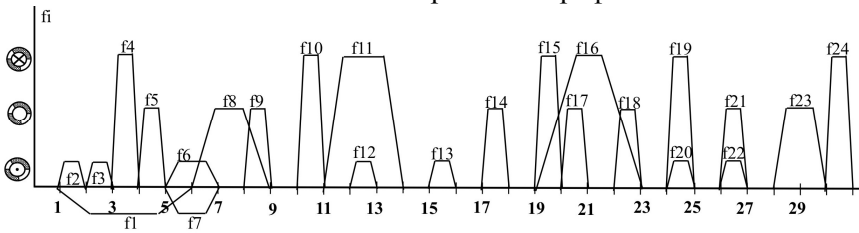


Рис. 2.14. Суміщений часовий граф

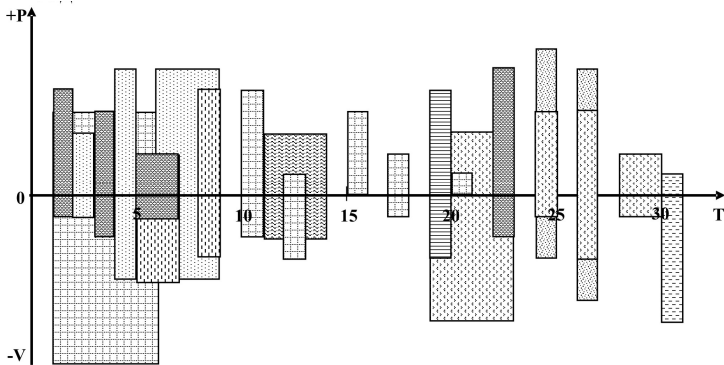


Рис. 2.15. Епюра собівартості

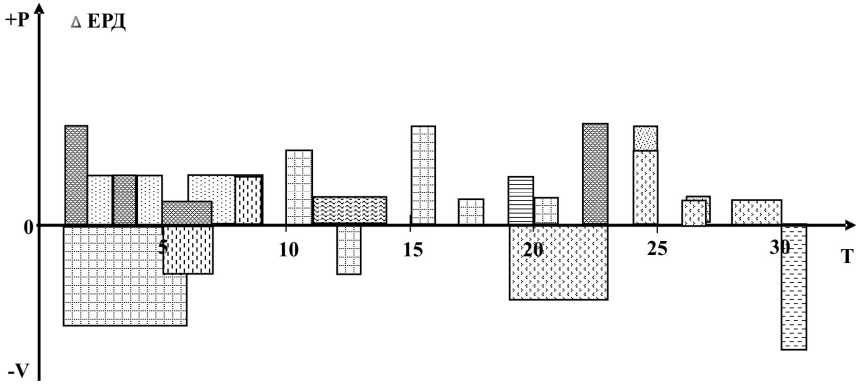


Рис. 2.16. Диференціальна еюра собіварості.

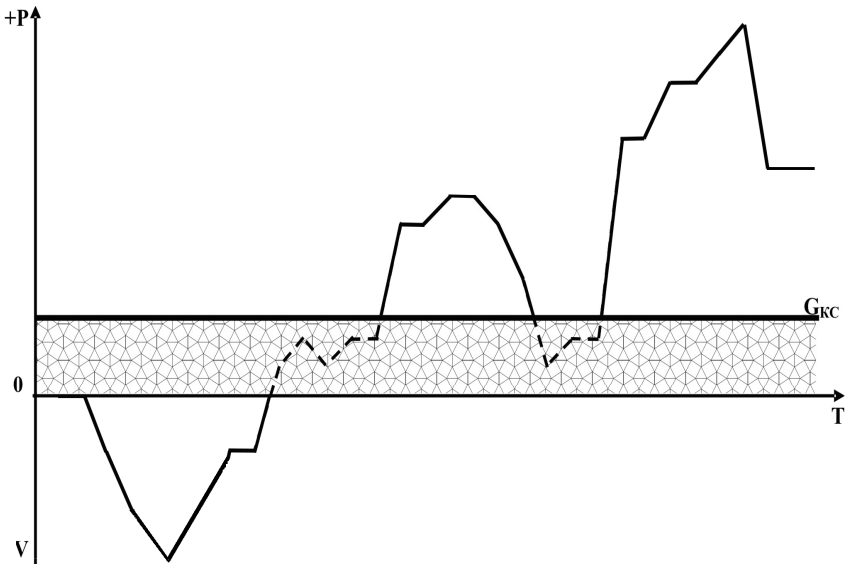


Рис. 2.17. Інтегральна еюра собіварості.

$$G_{KC} = \frac{n \cdot \sum_{i=1}^n \int \Delta EPD}{N} = \max.$$

Фундаментальні основи інтегрованої теорії структуризованих даних можуть бути успішно застосовані для оцінки рівня структуризації широкого класу поліфункціональних даних. Успішний розвиток інтегрованої структуризації даних дозволяє підвищити функціональні можливості оцінки впливу рівня структуризації даних на процеси збору, обробки, передавання, зберігання, відображення даних та керування складними об'єктами.

### **Список джерел, використаних у 2 розділі**

1. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике / К. Шеннон. – М. : Изд-во иностр. лит., 1963. – 438 с.
2. Сергієнко І. В. Інформатика в Україні: становлення, розвиток, проблеми / І. В. Сергієнко ; відп. ред. Ю. В. Капітонова, Т. Т. Лебедева ; НАН України, Ін-т кібернетики ім. В. М. Глушкова. – К. : Наук. думка, 1999. – 354 с.
3. Zadiraka V. K. Cloud computing in cryptography and steganography / V. K. Zadiraka, A. M. Kudin // Cybernetics and Systems Analysis. – 2013. – № 49.4. – P. 584–588.
4. Возная Н. Я. Теоретические основы структуризации полифункциональных данных в различных теоретико-числовых базисах / Н. Я. Возная // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. – 2015. – Vol. 3, № 1. – P. 62–70.
5. Nykolaychuk Ya. Integrated Theory of Analytical Defined and Multifunktional Data Structuring / Yaroslav Nykolaychuk, Nataliia Vozna // Proceedings of XIIIth International Conference CADSM'2015. – Lviv, 2015. – P. 147–151.
6. Николайчук Я. М. Теорія джерел інформації / Н. Я. Николайчук. – Тернопіль : ТНЕУ, 2008. – 536 с.
7. Nikolaychuk J. Effective methods of computer systems data flows security in Computer technologies for information security / J. Nikolaychuk, A. Voronych, P. Kisala, A. Smolarz ; edited by V. Harbarchuk,

---

W. Wijcik, V. Zadiraka. – Lublin : Politechnika Lubelska, 2011. – P. 254–326.

8. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopil : Terno-graf, 2013. – 284 p.

9. Метод структуризації дискретного косинусного преобразования Фурье в модульной арифметике теоретико-числового базиса Хаара–Крестенсона / Николайчук Я. Н., Возна Н. Я., Круликовский Б. Б., Пих В. Я. // Кибернетика и системный анализ. – 2018. – Т. 54, № 3. - С. 178–188.

10. Николайчук Я.М. Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем. Навчальний посібник / Я. М. Николайчук, Н. Я. Возна, І. Р. Пітух - Тернопіль: ТзОВ "Терно-граф". 2010. – 392с.



# **3. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СТРУКТУРИЗОВАНОГО КОДУВАННЯ ІНФОРМАЦІЙНИХ ПОТОКІВ**

## **3.1. Теоретичні основи структуризації даних у різних теоретико-числових базисах**

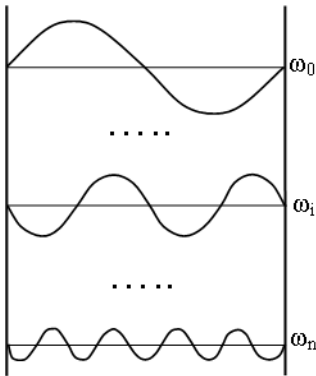
Швидкий розвиток сучасних інформаційних технологій, комп'ютерних мереж та комп'ютеризованих систем викреслює дослідження проблеми структуризації в даній галузі найперспективнішою задачею, оскільки практично всі напрямки розвитку сучасної цивілізації тісно пов'язані з інформатизацією суспільства та відповідною структуризацією інформаційних потоків [1].

Структуризація даних стосується методів алгоритмів та архітектурних рішень при виконанні вимірювань, формування кодів даних у різних кодових системах, системах числення та спеціалізованих перетворень над інформаційними потоками. Структуризація може виконуватися шляхом кодування структурних конгломератів даних у різних теоретико-числових базисах (ТЧБ): Фур'є, Унітарному, Хаара, Радемахера, Крестенсона, Уолша та Галуа.

### 3.1.1. Характеристика системи ортогональних функцій ТЧБ Фур'є

Базис Фур'є широко застосовується для опрацювання даних у часовій, комплексній та спектральній областях [2], у той же час, даний базис на основі гармонічних функцій не породжує системи числення, що ускладнює рішення широкого класу задач на основі дискретної математики, тобто потребує розкладу ортогональних гармонічних функцій у ряди Фур'є, Маклорена та Тейлора [2-4]. Такі характеристики базису Фур'є ускладнюють алгоритми рішення задач цифровими мікропроцесорними засобами. Тому сучасні алгоритми цифрового опрацювання сигналів побудовані на математичній основі дискретних ступінчатих функцій.

Представлення функцій базису Фур'є у фазовому просторі дозволяє представити базисні функції не в діапазоні  $(\pm 1)$ , а в діапазоні  $(0, 2\pi)$ . У результаті отримують системи ортогональних та пилоподібних гармонічних функцій та їх портрети показані на рис. 3.1 та 2.1.



$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega t) + b_k \sin(k\omega t)),$$

$\omega = 2\pi/T$  – колова частота основної гармоніки з періодом  $T$ ;

$a_k$  і  $b_k$  – коефіцієнти ряду Фур'є:

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(k\omega t) dt, (k = \overline{1, \infty});$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sin(k\omega t) dt, (k = \overline{1, \infty});$$

$$\int_0^T x_i(t) \cdot x_j(t) dt = 0.$$

Рис. 3.1. Система гармонічних функцій базису Фур'є

Виконавши операцію диференціювання та прирівнювання похідної до 0 на основі даної системи гармонічних функцій на інтервалі  $(0, T)$   $\frac{d(x)}{d(t)} = 0$  отримують систему число-імпульсних кодів (рис. 3.2).

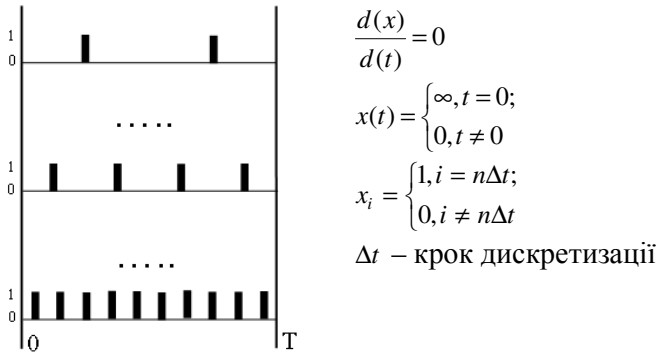
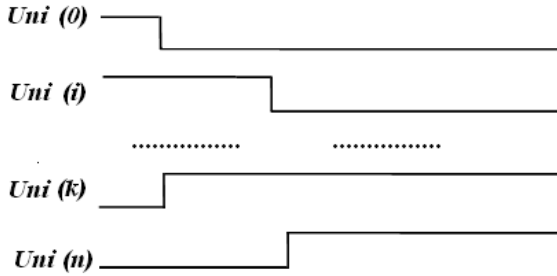


Рис. 3.2. Система решітчастих одиничних функцій  
число-імпульсних кодів

Число-імпульсні коди широко застосовуються в цифровій вимірювальній техніці при побудові частотомірів, сенсорів з частотно-модульованими вихідними імпульсними потоками, число-імпульсних спеціалізованих процесорів функціонального опрацювання інформаційних потоків та цифрових фільтрів [2, 3].

### 3.1.2. Характеристика системи ортогональних функцій унітарного ТЧБ

Для подання унітарних кодів використовуються унітарні функції (рис. 3.3) [2].



$$Uni(m, u, i) = \text{sign}(\sin(2^m p(u + i \cdot 2^{-n})));$$

$$m = 0, 1, \dots, n + 1 ;$$

де  $n = \log_2 N$ ;  $N$  – модуль цілочислових дискретних значень системи;

$\theta = t/T$ ; ( $0 \leq \theta < 1$ ) – нормований параметр часу;

$T = 2\pi$ ;  $t$  – потокове значення часу;  $0 \leq t < 2\pi$ ;

$i = 0, 1, \dots, 2^{n-m+1} - 1$  – порядковий номер функції в наборі порядку  $m$ .

Рис. 3.3. Функції унітарного ТЧБ

Система перших  $N$  унітарних функцій порядку  $m$  є лінійно незалежною, оскільки виконується достатня умова лінійної незалежності: ранг матриці  $N$  функцій дорівнює кількості функцій  $N$ . Наступні  $N$  функцій є лінійними комбінаціями  $N$  перших.

Унітарні функції не ортогональні, оскільки

$$\int_0^1 Uni(m, \theta, i) Uni(k, \theta, j) d\theta \neq 0.$$

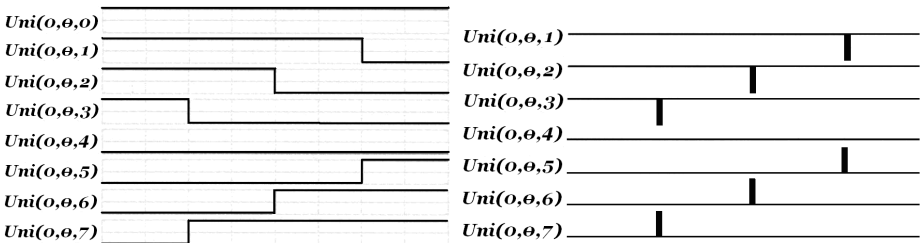


Рис. 3.4. Унітарні функції нульового порядку.

В той же час, шляхом диференціювання системи функцій унітарного ТЧБ забезпечує їх представлення у вигляді системи імпульсних ортогональних функцій.

Дана властивість системи унітарних функцій зумовлює некомпактне пакування кодових елементів системи, що приводить до значної надлишковості інформаційних потоків, які утворюють унітарну систему числення та унітарні коди.

Породжуючу кодову матрицю унітарного коду розмірності  $N*N$  одержують при дискретизації з інтервалом  $1/N$  за параметром часу перших  $N=2^n$  із системи  $2N$  унітарних функцій та здійсненні бінарної заміни значень функцій 1 на 0,  $-1$  на 1 в точках  $\theta_s = s/2^n$ ,  $s = 0, 1, \dots, 2^n - 1$ , яка реалізується за допомогою операції

$$u_i = (1 - \text{Uni}(0, \theta_s, 2^n - 1 - i)) / 2,$$

де  $u_0, u_1, \dots, u_i, \dots, u_{2^n-1}$  – значення розрядів унітарного коду  $\theta_s, i = 0, 1, \dots, 2^n - 1$ .

Для прикладу, при  $n=3$  восьми функціям відповідають такі елементи кодової матриці:

$$\begin{aligned} \text{Uni}(0, \theta, 0) &\rightarrow 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \\ \text{Uni}(0, \theta, 1) &\rightarrow 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \\ \text{Uni}(0, \theta, 2) &\rightarrow 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \\ \text{Uni}(0, \theta, 3) &\rightarrow 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \\ \text{Uni}(0, \theta, 4) &\rightarrow 0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ \text{Uni}(0, \theta, 5) &\rightarrow 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ \text{Uni}(0, \theta, 6) &\rightarrow 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \\ \text{Uni}(0, \theta, 7) &\rightarrow 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \end{aligned}$$

Наведені властивості системи унітарних функцій дозволяють визначити процедури міжбазисних перетворень. При перетворенні форми інформації та при переході від  $N$ -розрядних унітарних до кодів з меншою розрядністю також використовуються розрядно-позиційні унітарні коди.

### 3.1.3. Характеристики ТЧБ Крестенсона

ТЧБ Крестенсона формується на основі системи пилоподібних ортогональних функцій (рис. 3.5).



Рис. 3.5. Система пилоподібних ортогональних функцій ТЧБ Крестенсона

Система ортогональних базисів СЗК  $B_i$ , які задовольняють умови діагональної матриці:

	$P_1$	$P_2$	...	$P_i$	...	$P_k$	
$B_1 =$	1	0	...	0	...	0	$(1 \ 0 \ \dots \ 0 \ \dots \ 0)$
$B_2 =$	0	1	...	0	...	0	$(0 \ 1 \ \dots \ 0 \ \dots \ 0)$
...	...	...	...	...	...	...	, тобто $\dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots$ ,
$B_i =$	0	0	...	1	...	0	$B_i = (0 \ 0 \ \dots \ 1 \ \dots \ 0)$
...	...	...	...	...	...	...	$\dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots \ \dots$
$B_k =$	0	0	...	0	...	1	$B_k = (0 \ 0 \ \dots \ 0 \ \dots \ 1)$

а значення  $B_i$  розраховується згідно рішення діофантового рівняння

$$B_i = \frac{P}{P_i} \cdot m_i \equiv 1 \pmod{P_i}; 1 \leq m_i \leq P_i - 1; P = \prod_{i=1}^k P_i, i \in \overline{1, k}.$$

Слід зауважити, що система ортогональних функцій базису Крестенсона відповідає системі фазових функцій ТЧБ Фур'є і породжує систему числення залишкових класів з набором взаємно простих модулів  $P_1, P_2, \dots, P_i, \dots, P_k$ , які відповідають взаємно простим періодам гармонічних функцій базису Фур'є (рис. 3.1).

Наприклад. Нехай  $P_1 = 2$ ,  $P_2 = 3$ ,  $P_3 = 5$ , тоді система ортогональних функцій базису Крестенсона має вигляд:

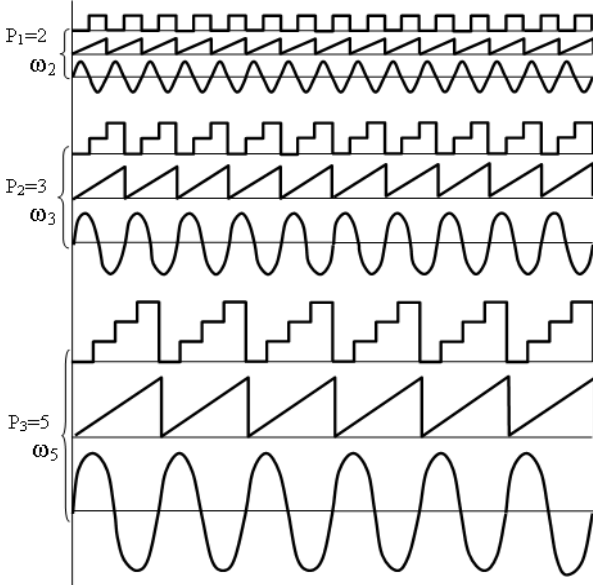


Рис. 3.6. Система ортогональних функцій при  $P_1 = 2$ ,  $P_2 = 3$ ,  $P_3 = 5$ .

Важливою задачею структуризації інформаційних потоків є кодування багатомірних даних, які представляють багатовимірні вектори в вузлах двовимірної площини Хеммінгового простору (рис. 3.7).

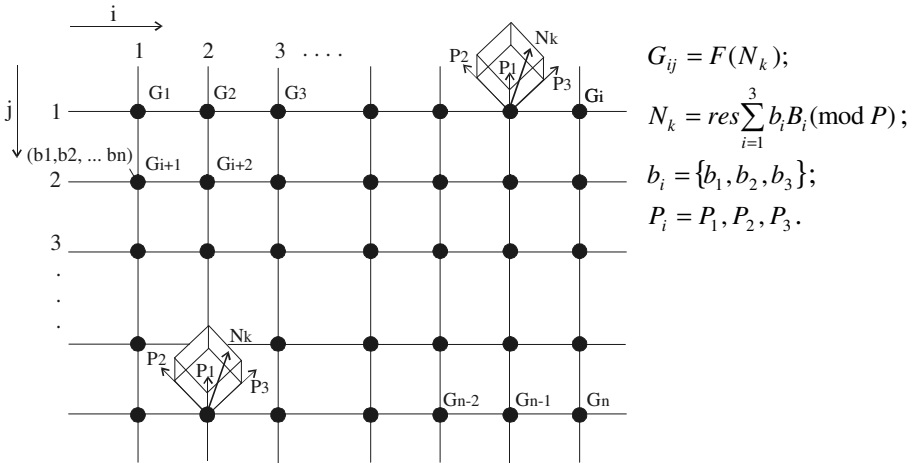


Рис. 3.7. Модель структуризації багатовекторних даних, представлених у Хеммінговому просторі на основі ТЧБ Крестенсона

### 3.1.4. Характеристика ТЧБ Радемахера

Екстракція *sin*-складових за кожним із порядків *n* набору дискретно-фазових функцій утворює систему функцій Радемахера [2, 4] (рис. 3.8).

Система Радемахера є основою двійкової системи числення або двійкових кодів.

Відповідність між значеннями функцій у точках  $\theta_s = s/2^n$ ,  $s = 0, 1, \dots, 2^n - 1$  та їх поданням у двійковому коді  $\theta_s = r_n r_{n-1} \dots r_0$  встановлюється співвідношенням:  $r_k = (1 - \text{Rad}(n - k, \theta_s))/2$ , де  $r_k$  – значення розрядів двійкового коду,  $k = 0, 1, \dots, n$ .



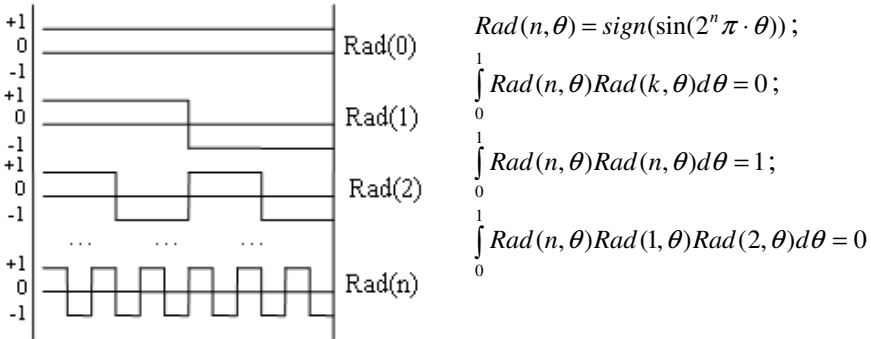


Рис. 3.8. Ортогональні функції ТЧБ Радемахера.

Система ТЧБ Радемахера володіє наступними властивостями [2].

1. Функції Радемахера ортонормовані на відрізку  $[0,1)$ , оскільки

$$\int_0^1 Rad(n, \theta)Rad(k, \theta)d\theta = 0 \quad \text{та} \quad \int_0^1 Rad(n, \theta)Rad(n, \theta)d\theta = 1.$$

2. Система функцій Радемахера утворює в просторі інтегрованих з квадратом функцій  $L_2[0,1)$  неповну систему ортонормованих функцій, оскільки для довільного  $n$  не виконується означення повноти системи:

$$\int_0^1 Rad(n, \theta)Rad(1, \theta)Rad(2, \theta)d\theta = 0,$$

тобто існує функція  $Rad(1, \theta)Rad(2, \theta)$ , яка тотожно не дорівнює нулю на інтервалі  $[0,1)$  та ортогональна до всіх функцій системи.

Неповнота системи Радемахера обмежує її застосування для подання інформаційних потоків на основі ортогональних перетворень [5]. Одночасно із широким застосуванням, створені за допомогою системи Радемахера двійкові коди, володіють недоліком, що полягає у неоднозначності формування відліків суміжних кодів при мікрозрядному позиціонуванні.

### 3.1.5. Характеристики ТЧБ Галуа

ТЧБ Галуа характеризується рекурентними властивостями і породжується системою ортогональних ступінчатих функцій базису Уолша, які можуть бути впорядковані по Пелі та Качмажу (рис. 3.9) [2].

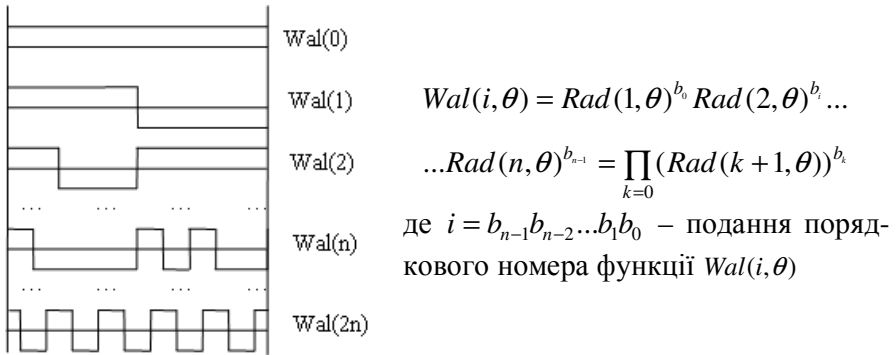


Рис. 3.9. Система функцій Уолша

Властивості системи Радемахера та відповідних кодів визначають процедуру переходу в базис Уолша  $Wal(i, \theta)$ ,  $i = 0, 1, \dots, 2^n - 1$ , впорядкований за Уолшем, із системи Радемахера  $Rad(n, \theta)$ . Функції Уолша  $Wal(i, \theta)$  визначаються як добуток функцій Радемахера:

Тобто в середовищі ортогональних функцій Уолша існують такі окремі функції, які характеризуються рекурентними властивостями і породжують систему квазіортогональних функцій Галуа, добуток яких на інтервалі  $(0, N)$  не перевищує  $\pm 1$  (рис. 3.10).

Кодова система ТЧБ Галуа широко застосовується при вирішенні задач шифрування інформації, передавання інформації з виявленням та виправленням помилок, стиснення інформації, побудови АЦП скануючого типу, побудови процесорів та асоціативної пам'яті з паралельним доступом на основі вертикальної інформаційної технології, створення сенсорів з біторієнтованими частотномодульованими потоками кодів поля Галуа [2].

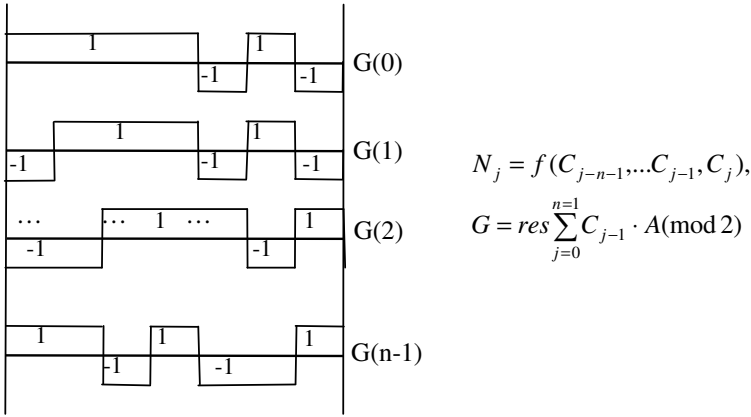


Рис. 3.10. Система квазіортогональних функцій Галуа

Кодова система базису Галуа на основі гармонічних функцій базису Фур'є у квадратичному просторі (рис. 3.11).

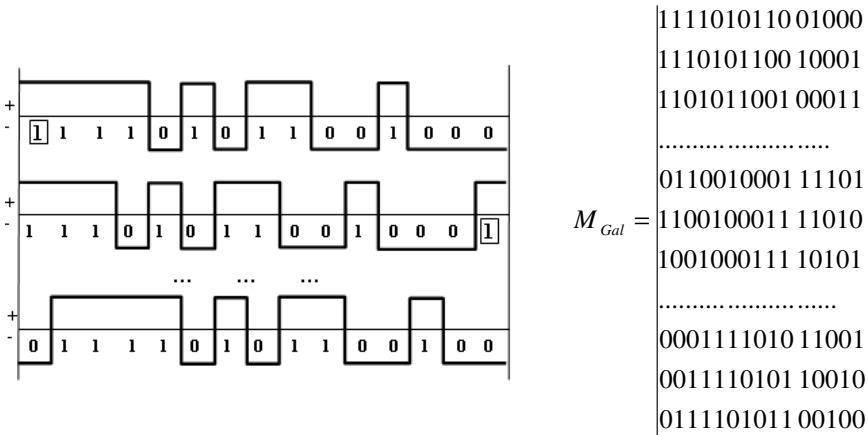


Рис. 3.11. Кодова система базису Галуа.

Виконуючи операції диференціювання в особливих точках даного класу функцій, утворюється кодова система рекурентних функцій з властивостями ТЧБ Галуа.

Аналіз світового досвіду структуризації даних та створення процесорів для комп'ютерних систем з застосуванням теоретико-числового базису Радемахера, який породжує двійкову систему числення, демонструє тенденцію все ширшого застосування інших ТЧБ, в тому числі: унітарного, Хаара, Крестенсона та Галуа. Реалізація спеціалізованих, сигнальних, комутаційних та проблемно-орієнтованих процесорів цифрової обробки даних часто виконується на базі сумісного використання комбінацій названих ТЧБ, наприклад Радемахера-Хаара, Хаара-Крестенсона, Крестенсона-Галуа та ін.

Перспективним напрямком розвитку теорії та технологій побудови спеціалізованих програмно-апаратних комп'ютерних засобів на основі різних методів структуризації даних є реалізація супершвидкодуючих мультибазисних RCG-процесорів на основі базисів Радемахера, Крестенсона і Галуа. Відомі успішні спроби розвитку теорії та техніки побудови матричних процесорів на основі двовимірних базисів Радемахера та Галуа, а також конвеєрних спецпроцесорів у базисі Галуа [2].

У зв'язку з цим існує проблема глибокого дослідження теорії, методів структуризації та характеристик кодових систем "нерадемахівських" ТЧБ та граничних можливостей їх застосування для реалізації компонентів як спеціалізованих, так і універсальних процесорів. При цьому перспективним, крім найбільш сьогодні масового одновимірного (векторного) представлення чисел та виконання арифметико-логічних операцій у базисі Радемахера, перспективним є застосування двовимірних систем числення, вертикальної інформаційної технології у базисі Галуа та різних форм багатовимірного представлення чисел у вигляді залишків різних форм системи залишкових класів базису Крестенсона [2, 5].

### 3.2. Метод формування структуризованих даних квазістаціонарних об'єктів на основі системи числення залишкових класів базису Крестенсона

Принципи організації руху даних в комп'ютеризованих системах найбільш методологічно були розроблені в роботах відомого американського вченого Дж. Мартіна [6, 7]. Елементи та атрибути матричних моделей руху даних (ММРД) стосовно інформаційних систем були розроблені С. Т. Пуртовим [8]. Найбільш повно основи теорії, методології та інформаційної технології побудови матричних моделей руху даних в низових обчислювальних мережах розроблені Я. М. Николаичуком, І. Р. Пітухом та автором даної монографії, що викладено в ряді робіт [9, 10].

В основу процесів формалізації та формування структуризованих даних у базисі Крестенсона покладена теоретична основа системи числення залишкових класів [5, 11, 12].

Відомі чотири форми перетворення залишкових класів [14, 15], які базуються на аналітиці прямих та зворотніх перетворень (табл. 3.2).

В табл. 3.1:  $N_k$  – число у позиційній системі числення (у базисі Радемахера);  $(b_1 b_2 \dots b_i \dots b_k)$  – представлення числа у СЗК;  $(p_1 p_2 \dots p_i \dots p_k)$  – набір взаємно простих модулів СЗК;  $b_i$  – найменший невід'ємний залишок;  $P$  – діапазон кодування чисел в СЗК;  $a_i$  – ранг;  $K$  – число модулів СЗК;  $B_i$  – базисні числа СЗК;  $res$  – символ операції знаходження найменшого невід'ємного залишку;  $int$  – символ операції виділення цілої частини;  $mod$  – символ операції по модулю;  $m_i$  – ранговий коефіцієнт СЗК;  $\delta p$  – дробова частина в нормалізованій формі СЗК;  $[N_k]_0$ ,  $[b_i]_0$  – відповідно число та залишок в нормалізованій формі базису Радемахера.

Таблиця 3.1 – Теоретичні положення перетворень СЗК базису Крестенсона

№ пп	Пряме перетворення форми СЗК	Зворотнє перетворення форми СЗК
1.	Цілочисельна форма СЗК	
	$N_k = (b_1 b_2 \dots b_i \dots b_k)_{(p_1 p_2 \dots p_i \dots p_k)}$ $N_k = b_i \pmod{p_i},$ $N_k = a_i p_i + b_i,$ $P = \prod_{i=1}^k p_i; 0 \leq N_k \leq P.$	$b_i = \text{res} N_k \pmod{p_i}$ $N_k = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot B_i \pmod{P},$ $B_i = \frac{P}{p_i} \cdot m_i \equiv 1 \pmod{p_i}.$
2.	Нормалізована форма СЗК	
	$\frac{N_k}{P} = \text{res} \sum_{i=1}^k \frac{b_i \cdot B_i \pmod{P}}{P},$ $[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot \frac{B_i}{P} \pmod{1},$ $0 \leq [N_k]_0 \leq P-1; \frac{B_i}{P} = \frac{1}{p_i},$ $\delta_p \leq \frac{1}{P}, \frac{1}{p_i} = 0.\overbrace{gggg}^{n_i} \overbrace{gggg}^{\delta_p},$	$[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot \frac{m_i}{p_i} \pmod{1}$ $[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k [b_i]_0 \cdot m_i \pmod{1},$ $[b_i]_0 = \frac{b_i}{p_i}, 0 \leq [b_i]_0 \leq 1.$ $N_k = \text{int}[N_k]_0 \cdot P,$
3.	Досконала форма СЗК	
	$[N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k [b_i]_0 \pmod{1}.$	$b_i = \text{int} \text{res}[N_k]_0 \pmod{1} \cdot P_i$
4.	Розмежована форма СЗК	
	$N_k = N_{1k} + N_{2k} + \dots +$ $+ N_{ik} + \dots + N_{nk},$ $b_{ij} = \text{res} N_{ij} \pmod{p_i},$ $P = \prod_{i=1}^k p_i, \text{ де } 0 \leq N_k \leq P-1$	$N_k = \text{res} \sum_{r=1}^n \sum_{l=1}^k \text{res}(b_{1i} + b_{2i} + \dots + b_{ri} + \dots + b_{ni}) \pmod{p_i} \cdot B_i \pmod{P}.$

На основі аналізу характеристик та функціональних можливостей використання ТЧБ для формування СД на низових рівнях РКС запропонований метод компактного заводо захищеного формування СД на основі ТЧБ Крестенсона, який описується наступним алгоритмом:

$$\left. \begin{array}{l} x_1(t) \rightarrow x_{i1} \rightarrow p_1 \rightarrow b_1 \\ x_2(t) \rightarrow x_{i2} \rightarrow p_2 \rightarrow b_2 \\ \dots \\ x_j(t) \rightarrow x_{ij} \rightarrow p_j \rightarrow b_j \\ \dots \\ x_m(t) \rightarrow x_{im} \rightarrow p_{k-1} \rightarrow b_{k-1} \\ D_i \rightarrow p_k \rightarrow b_k \end{array} \right\} N_k = \text{res} \sum_{j=1}^k b_j B_j \pmod{P};$$

$$B_j = \frac{P}{p_j} m_j = 1 \pmod{p_j},$$

де  $x_j(t)$  – аналогові дані телеметрії;  $x_{ij}$  – цифрові дані телеметрії;  $D_i$  – ТЕД;  $p_1, p_2 \dots p_k$  – система взаємно простих модулів;  $b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_k$  – набір найменших невід’ємних залишків;  $B_j$  – система ортогональних базисів СЗК.

При використанні нормалізованої досконалої форми СЗК даний метод формування СД реалізується у вигляді більш простого алгоритму:

$$\left. \begin{array}{l} x_1(t) \rightarrow x_{i1} \rightarrow p_1 \rightarrow [b_1]_0 \\ x_2(t) \rightarrow x_{i2} \rightarrow p_2 \rightarrow [b_2]_0 \\ \dots \\ x_j(t) \rightarrow x_{ij} \rightarrow p_j \rightarrow [b_j]_0 \\ \dots \\ x_m(t) \rightarrow x_{im} \rightarrow p_{k-1} \rightarrow [b_{k-1}]_0 \\ D_i \rightarrow p_k \rightarrow [b_k]_0 \end{array} \right\} [N_k]_0 = \text{res} \sum_{i=1}^k [b_i]_0 \pmod{1};$$

$$b_i = \text{int} \text{res} [N_k]_0 \pmod{1} \cdot P,$$

де  $[N_k]_0$  – аналітичний вираз з табл. 3.2.

Особливістю квазістаціонарних ОУ, які в більшості відповідають реальним технологічним процесам, є стрибкоподібна зміна елементів функціоналів  $X_{OY}$  та  $F_{OY}$  (рис. 3.12), тобто

$(M_x, D_x, \delta x, R_{xx}, S_{(\omega)}, I_x) \Rightarrow \text{var}(t)$ . При чому, перелічені параметри є постійними на інтервалах  $t_{i-1} \leq t \leq t_i, i = 1, 2, \dots$  [16].

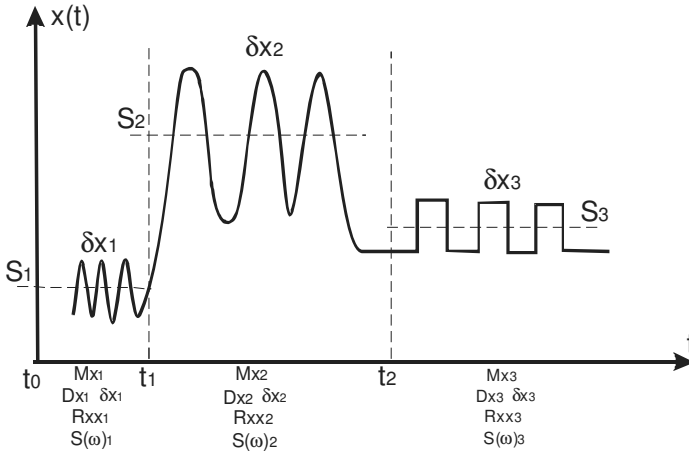


Рис. 3.12. Реалізація продукційної моделі квазістаціонарного ОУ.  
( $S_1, S_2, S_3$  – відповідні квазістаціонарні стани ОУ)

Таким чином, функціонал  $X_{OY}$ , який враховує квазістаціонарні властивості ОУ, повинен бути розширений ідентифікатором його стану  $S_i$ , що найбільш доцільно виконувати при формуванні масивів ТЕД [16]:

$$X_{OY} = F(S_i : X(t) + \text{ТЕД}, M_x, D_x, \sigma_x, R_{xx}, R_{xy}, M_{ij}, S(\omega), K_{ij}, \text{ЛСІМ}, I_x, \text{СД}),$$

де  $X(t)$  – поточні значення технологічних параметрів ОУ,  $M_x$  – математичне сподівання,  $D_x$  – дисперсія,  $\sigma_x$  – середньоквадратичне відхилення,  $R_{xx}$  – автокореляційна функція,  $R_{xy}$  – взаємкореляційна функція,  $M_{ij}$  – матриця нормованих коефіцієнтів взаємкореляції,  $S(\omega)$  – спектральні моделі,  $K_{ij}$  – матриця імовірностей переходу в різні стани, ЛСІМ – логіко-статистична інформаційна модель,  $I_x$  – ентропійна модель.



### **3.3. Теорія кодування структуризованих даних (SD) в унітарному ТЧБ**

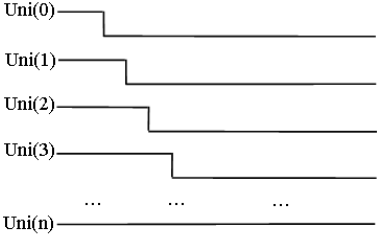
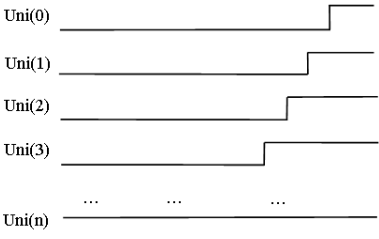
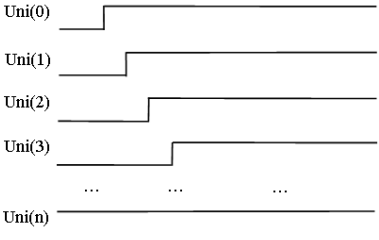
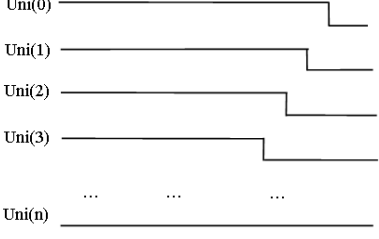
В якості вихідних у засобах перетворення форми інформації широкого застосування набули унітарні коди, розрядність бінарного подання слова яких відповідає повній шкалі квантування діапазону перетворення  $N$ . Здійснити перехід до ефективніших кодів із меншою розрядністю дозволяє аналітичне подання унітарних кодів і встановлення функціональних залежностей з іншими кодами чи системами кодування.

Неортогональність системи унітарних функцій зумовлює некомпактне пакування кодових елементів системи, що приводить до значної надлишковості інформаційних потоків. Внаслідок неортогональності та відсутності досліджень властивостей система не використовується як основа теоретико-числових перетворень (ТЧП).

В роботі [16] приведена система базисних функцій та кодових матриць унітарного базису. При цьому існує 4 модифікації систем базисних функцій унітарного ТЧБ, які показані в табл. 3.2. Такі 4 класи функцій утворюються за рахунок існування 4-х класів унітарних кодів: прямого, інверсного, інвертованого та інверсно-інвертованого.

Унітарний ТЧБ є одним з перших, який винайшло людство і широко застосовується як математична основа унітарної системи числення та унітарних кодових систем у якості проміжних допоміжних представлень даних при міжбазисних перетвореннях. Тому задачу узагальнення теорії структуризації ПФД доцільно розглянути на основі унітарного ТЧБ.

Таблиця 3.2 – Системи базисних функцій унітарного ТЧБ

Ортогональні функції унітарного базису	Кодова матриця унітарного базису
	$M_{Uni} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}$
	$M_{Uni} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{vmatrix}$
	$M_{Uni} = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$
	$M_{Uni} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{vmatrix}$

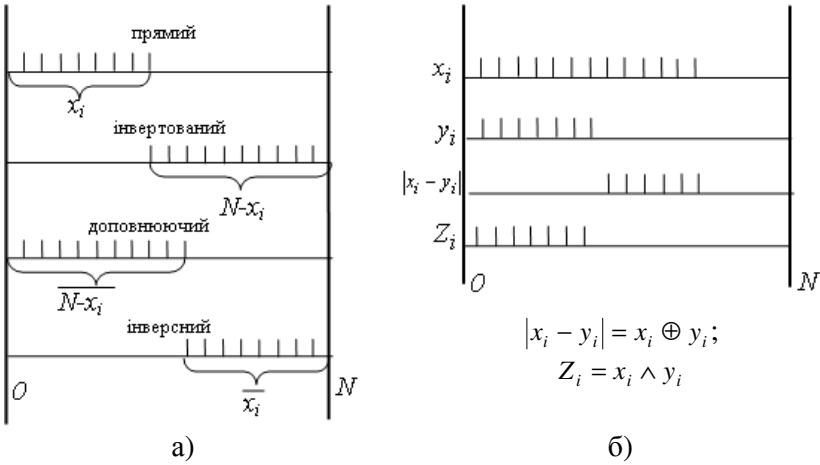


Рис. 3.13. Типи  $U$ -кодів та арифметико-логічні операції над ними

В якості найменшого неділимого кванта структури графічно поданої відео інформації приймемо крапку чорного кольору або її зворотного білого зображення на чорному фоні (рис. 3.14).

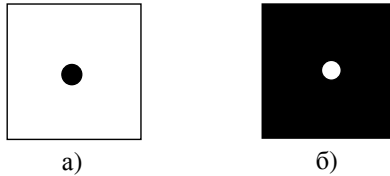


Рис. 3.14. Елементарна одиниця (квант) структури ПФД

Присвоїмо даній одиниці елементарного кванту структури ПФД класу відео-даних числове значення  $S0 = 2^{\pm k}$  – у двійковій системі числення або  $S0 = 10^{\pm m}$  – у широкоживаній десятковій системі числення.

Таким чином у залежності від вибраного заданого числового діапазону оцінки структурної складності поліфункціонального зображення (ПФЗ) маємо:  $S0 = 1$  при  $k = 0, m = 0$ .

У залежності від зображення крапки на відповідному фоні отримуємо структурну складність (SS) відповідно для:

а) білий фон –  $S0 = 0.0$ , де  $Sx = 0$ ; (3.1)

б) чорний фон –  $S1 = 1.1$ , де  $Sx = 1$ .

Таким чином згідно рис. 3.14 біла крапка на чорному фоні –  $S0_{.1} = (б)$ ; чорна крапка на білому фоні –  $S1_{.0} = (а)$ . При цьому вважаємо, що діаметр графічного прямого та інвертованого символу відповідає  $d = 1$ , тобто одному пікселю двомірної матриці дворівневого Хеммінгового простору.

Отже, оцінки SS таких зображень, без прив'язки до координат, не перевищує двох біт.

При  $K \neq 0$  квант SD може бути табульований в областях  $Sx < 1$  або  $Sx > 1$ .

Наприклад: при  $K = 0.5; 0.25; 0.125; \dots$  така одиниця SD набуде відповідних значень  $0.1; 0.01; 0.001; \dots$ , при  $K = 2; 4; 8; \dots - 10; 100; 1000; \dots$

Визначена одиниця кванту SS доцільна до застосування у сучасних комп'ютеризованих інформаційних системах. Відомий аналітичний зв'язок між двійковою і десятковою системами числення дає можливість відповідного представлення двійкових даних через десяткові числа.

Можливе практичне задання кванта SS при  $K \neq 0$  у вигляді десяткових чисел відповідно:

$Sx < 1$              $0.1; 0.01; 0.001; \dots$

$Sx > 1$              $10; 100; 1000; \dots$

У той же час при необхідності оцінки SS напівтонових чорно-білих зображень оцінка кванта SD повинно відповідати визначенню (3.1).

Наприклад зображення  $S1_{0,10101}$  і  $S0_{0,10101}$  показані на рис. 3.15, де сірий фон має бітову оцінку ступеня чорного чи білого  $0.10101$  у порівнянні з нулем та одиницею.



Рис. 3.15. Оцінка SD кванту  $S_0$  на фоні півтонових фонів  
(а, б – сірий фон)

Оцінка SS чорної чи білої крапки на певному фоні дозволяє ввести числовий розрахунок SD для на півтонових структур відео даних.

Наприклад подання квантів SS на фоні деяких "сірих" фонів та застосування унітарного ТЧБ ( $U$ -ТЧБ) маємо: (рис. 3.16).



Рис. 3.16. Одиниця SS на сірому фоні

Оцінка SS для розглянутого рисунку в  $U$ -ТЧБ наступна:  $S1_{0011}$ ;

$S0_{0011}$  при п'ятирівневому квантуванні сірого фону та  $S1_{\overbrace{0000\dots111111}^n}$ ;

$S0_{\overbrace{0000\dots11111111}^n}$  при  $n$ -рівневому квантуванні сірого фону.

У сучасних відео системах таку одиницю називають пікселем. Упустивши розгляд кванту  $S0_x$ , який є інвертованим зображенням кванту SS  $S1_x$ , де  $x$  – код фону та прийнявши фон як  $x = 0$  виконаємо систематизацію наступних елементарних структур SD.

Почнемо з поняття структури прямої лінійної послідовності рівномірно або довільно віддалених квантів SS (рис. 3.17).

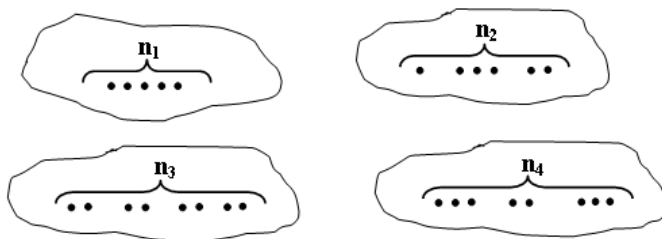


Рис. 3.17. Елементи SD побудовані з  $n$ -квантів  $S1_0$  в  $U$ -ТЧБ

З рис. 3.17 видно, що незалежно від структури послідовності  $S1_0$  в  $U$ -ТЧБ головним параметром числової оцінки  $SS$  є число  $(n) S1_0$ .

Наступним атрибутом  $SD$  введемо напрям вектору лінійної послідовності  $S1_0$  у декартових координатах (рис. 3.18).

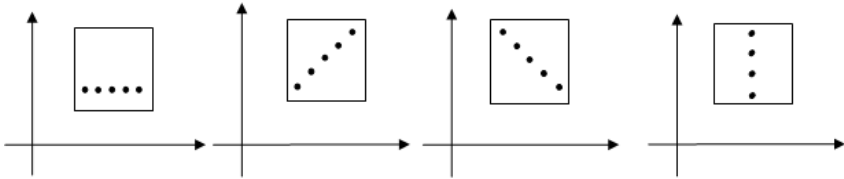


Рис. 3.18. Елемент  $SD$  згідно вектору напрямку  $n, S1_0, \alpha$ .  $\alpha \in 0 \div 360^\circ$

Наступний елемент  $SD$  просторовий (рис. 3.19).

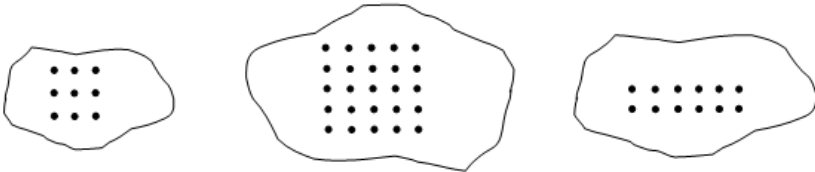


Рис. 3.19. Просторовий елемент  $SD$   $n \cdot S1_0 \times m \cdot S1_0$

Розвиток такого елемента  $SD$  є комбінація просторових структур (рис. 3.20).



$$SS = n \cdot S1_0 \times m \cdot S1_0 + k \cdot S1_0$$

$$SS = n_1 \cdot S1_0 \times n_2 \cdot S1_0 + n_3 \cdot S1_0 \times n_4 \cdot S1_0 = (n_1 \times n_2 + n_3 \times n_4) \cdot S1_0$$

Рис. 3.20. Комбінації просторових елементів  $SD$

Сукупність квантів SD лінійно поданих без розривів є елемент – лінія (рис. 3.21) довжиною  $L$ .

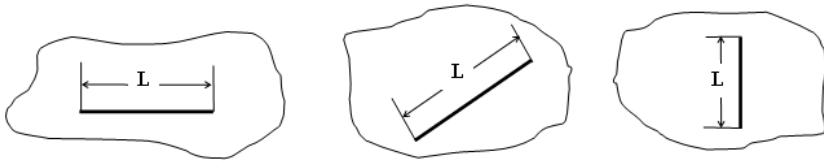


Рис. 3.21. Елемент SD – лінія  $S1_0 - L, \alpha$

Пересічення ліній розраховуємо як структурне адитивно-мультіплікативне об'єднання SS (рис. 3.22).

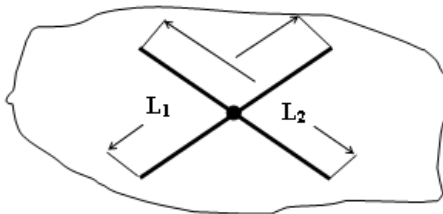


Рис. 3.22. Структурне об'єднання елементів SD

Дане структурне об'єднання SD описується логічним рівнянням типу:

$$SS = L_1 \wedge L_2 \wedge S1_0.$$

Прикладом такої структури ПФД є формування алфавітно-цифрового символу у синтезованій малогабаритній клавіатурі (рис. 3.23) [17].

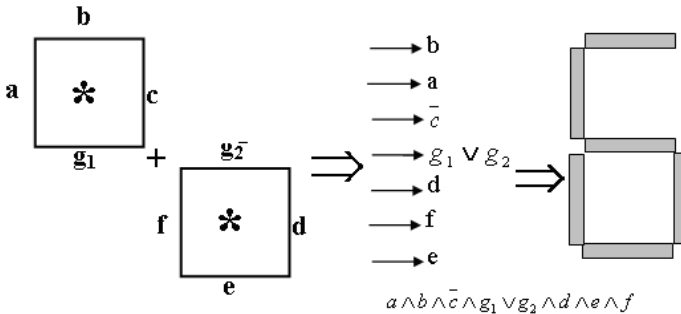


Рис. 3.23. Приклад синтезованого формування стилізованого символу  
букви "Б" двома послідовними натисканнями клавіш  $\boxed{2}$  та  $\boxed{8}$ .

Викладені систематизовані елементи структуризованих графічних даних в унітарному ТЧБ дозволяють формалізувати багато явищ описів ПФД як SD. У той же час унітарність числових величин приводить до певних функціональних обмежень застосування U-базису в інформаційних системах та низьку ентропію такого класу, що потребує формалізованого застосування SD у інших ТЧБ, у тому числі Радемахера, Крестенсона та Галуа. Оскільки в U-ТЧБ не фіксується структурна організація SS, а тільки їх число. Існує багато задач теорії ймовірностей, ентропійного аналізу, де U-ТЧБ може ефективно застосовуватись у прикладних інформаційних задачах.

### 3.4. Метод структуризації дискретного косинусного перетворення Фур'є в модульній арифметиці ТЧБ Хаара-Крестенсона

Спектральне перетворення Фур'є широко застосовується для цифрової обробки сигналів в задачах теорії автоматичного управління, моніторингу спектральних характеристик технологічних процесів і установок, розпізнавання образів, цифрової голографії, томографії та ін. [18–28].

Успішне вирішення цього класу задач досягається в результаті застосування перетворень цифрових сигналів на основі теоретико-числових базисів (ТЧБ) ортогональних функцій Фур'є, Радемахера,



Хаара, Крестенсона, Уолша і Галуа [29–32]. Серед названих перетворень історично ефективно практичне застосування в різних областях знань отримало дискретне косинусне перетворення Фур'є (ДКПФ) [26, 29, 32]. В даний час широке застосування отримало швидке перетворення Фур'є (ШПФ) [26, 30, 33]. Особливу перспективу в розвитку і вдосконаленні цифрових методів обробки сигналів отримують методи спектрального аналізу сигналів на основі кусково-постійних систем ортогональних функцій Радемахера, Хаара, Крестенсона, а також їх комбінацій Радемахера-Крестенсона і Хаара-Крестенсона [2, 34]. При цьому реалізація спецпроцесорів спектрального перетворення на основі базису Крестенсона, який породжує систему залишкових класів, з можливістю високопродуктивного виконання модульних операцій додавання і множення забезпечує підвищення швидкодії обчислень на два – три порядки в порівнянні з процесорами спектральних перетворень, в тому числі ШПФ, алгоритм якого реалізується в двійковій системі числення базису Радемахера.

Фундаментальна теорія косинусного та синусного перетворення Фур'є базується на основі інтегральних оцінок спектральних амплітуд [26]:

$$a(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \cos(\omega t) dt, \quad b(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \sin(\omega t) dt,$$

де функція  $f(t)$  виражається через комплексну функцію  $F(j\omega)$ :

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F(j\omega) \exp(j\omega t) d\omega,$$

яка розраховується згідно виразу:

$$F(j\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) e^{-j\omega t} dt = \int_{-\infty}^{\infty} f(t) \exp(-j\omega t) dt$$

і має зміст спектральної густини.

Спектральна функція  $F(j\omega)$  виражається через парні  $a(\omega)$  і непарні  $b(\omega)$  гармонічні функції:

$$F(j\omega) = a(\omega) - jb(\omega),$$

звідки отримується вираз для функції спектрального перетворення:

$$f(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} [a(\omega) \cos(\omega t) - b(\omega) \sin(\omega t)] d\omega.$$

При чому, якщо функція  $f(t)$  є дійсною, то використання комплексної функції  $F(j\omega)$  є надлишковим і пряме та обернене перетворення Фур'є може здійснюватися лише над множиною дійсних чисел. Можливість реалізації косинусного перетворення Фур'є у вигляді операцій над дійсними "особливо цілими числами" та знаковими у перетворенні Хартлі визначає перспективу його застосування для побудови високопродуктивних спецпроцесорів спектрального опрацювання сигналів у мікроелектронному виконанні.

У теорії спектрального аналізу випадкових процесів визначено, що кореляційна функція і спектральна щільність становлять пару перетворень Фур'є, яка відома під назвою теореми Вінера-Хінчина [25]. Неперервний випадок:

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{\infty} r_{xx}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau, \quad r_{xx}(\tau) = E[x(t)x^*(t-\tau)],$$

та дискретний випадок:

$$S_{xx}(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} r_{xx}[k] e^{-j2\pi kf}, \quad r_{xx}[k] = E[x[n]x^*[n-k]],$$

де  $S_{xx}(f)$  – спектральна щільність потужності функції  $x(t)$  для неперервного випадку, а для дискретного – спектральна щільність потужності з дискретними значеннями  $x[n]$ . Слід зауважити, що автокореляційна функція  $R_{xx}$  визначена через математичне сподівання від добутку і що перетворення Фур'є від  $x(t)$  не існує у загальному випадку, так як стаціонарні випадкові функції не інтегровані в квадратичному просторі.

Формулу Вінера-Хінчина можна виразити через косинус-перетворення Фур'є. Легко показати, що коваріаційна функція і спектральна щільність симетричні,  $R_x(\tau) = R_x(-\tau)$  та  $R_x(s) = R_x(-s)$ .

Використовуючи формулу Ейлера, одержують [26]:

$$R_x(s) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cos \omega \tau dt = 2 \int_0^{\infty} R_x(\tau) \cos \omega \tau dt;$$

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} R_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega.$$

Можна також визначити спектральні щільності для стаціонарних випадкових послідовностей (випадкових процесів з дискретним часом). Для скалярної випадкової величини в стаціонарному випадку можна визначити

$$R_x(nT) = \Phi_s(kT, iT) = R_x(k - iT) = E\{x(kT)x(iT)\},$$

де  $x(iT)$  приймає тільки цілі значення. Дискретну спектральну щільність визначають як дискретне перетворення Фур'є або подвійне перетворення коваріаційної функції випадкової послідовності.

Таким чином, дискретний варіант теореми Вінера-Хінчина можна записати в наступному вигляді:

$$R_x(z) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_x(nT) z^{-n},$$

де  $z^{-n}$  – одна з ортогональних функцій ТЧБ.

Ефективний спосіб розрахунку спектру базується на обчисленні коефіцієнту взаємкореляції між нормованою функцією автокореляції досліджуваного процесу і базисною функцією конкретного ТЧБ.

Значні функціональні обмеження обчислювальних процесів перетворення Фур'є та слабка збіжність рядів Фур'є призвели до розвитку та успішного застосування інших ТЧБ для обчислення спектрів сигналів. При цьому для вдосконалення характеристик спецпроцесорів необхідно розв'язати задачу сумісного застосування теорії кореляційних функцій та базисних функцій різних ТЧБ шляхом адаптації базисних функцій до асимптотики кореляційних функцій досліджуваних сигналів. Крім того, виклад теорії кореляційних функцій в дже-релах інформації стосується майже виключно мультиплікативної форми автокореляційної функції, яка серед інших формул не характеризується найкращими показниками в плані реалізації кореляційних спецпроцесорів з мінімаксними характеристиками.

Способи кодування даних визначаються теоретико-числовими базисами, які застосовуються для їх представлення. Найбільш широко вживаними ТЧБ в сучасних комп'ютерних системах є ортогональні

базиси Радемахера, Хаара, Крестенсона та Галуа, які породжують відповідні системи числення.

Дискретне перетворення Фур'є (ДПФ) є базовим алгоритмом цифрової обробки сигналів у частотній області. Завдяки наявності ефективних алгоритмів ШПФ, ДПФ широко використовується для цілей цифрової фільтрації та спектрально-кореляційного аналізу сигналів.

Для сигналу, заданого у вигляді дискретної послідовності  $S(n)$ , пряме й обернене ДПФ має вигляд [25]:

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) \exp\left[-j \frac{2\pi nk}{N}\right]; k = \overline{0, N-1};$$

$$S(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k) \exp\left[j \frac{2\pi nk}{N}\right]; n = \overline{0, N-1},$$

де:  $k$  – номер гармоніки із частотою  $f_k$ ;  $N$  – об'єм вибірки масиву даних.

Функція  $S(k)$  визначена, як комплексний спектр сигналу і представляється:

$$S(k) = A(k) - jB(k) = C(k)e^{-j\varphi(k)},$$

де амплітудно-частотна (АЧХ)  $C(k)$  і фазо-частотна характеристика (ФЧХ)  $\varphi(k)$  сигналу відповідно визначаються із виразів:

$$C(k) = \sqrt{A^2(k) + B^2(k)}; \quad \varphi(k) = \operatorname{arctg} \frac{B(k)}{A(k)} + 2\pi n.$$

Обчислення перетворень Фур'є вимагає дуже великої кількості множень ( $N^2$ ), враховуючи операції над комплексними числами. Існує спосіб виконати ці перетворення значно швидше: за  $N \cdot \log_2 N$  операцій завдяки алгоритму ШПФ  $X(jk) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n)e^{-j(2\pi/N)kn}$ , що дозволяє усунути притаманну ДПФ надмірність. Вони ґрунтуються на властивостях комплексної експоненти  $e^{-j(2\pi/N)kn}$ , для зручності позначають  $W_N^{kn}$  ( $W_N^{kn} = e^{-j(2\pi/N)kn}$ ), її симетрії  $W_N^{(N-k)n} = (W_N^{kn})^*$  і періодичності  $W_N^{(N+k)(N-k)} = W_N^{kn}$  з періодом, рівним довжині оброблюваної реалізації сигналу  $N$  (кількості точок ШПФ). Відповідно до остан-

ньої властивості експоненти  $W_N^{pkn} = W_{N/p}^{kn}$  відповідає період  $N/p$ , де  $p$  – цілі числа, на які ділиться  $N$ .

ШПФ може виконуватися на основі різних алгоритмів Кулі-Тьюкі, Рейдера-Бренера та ін. [26]. Ці алгоритми гуртуються на тому що комплексні фазові множники  $W_N^r$  замінюють на дійсні або уявні, що приводить до декомпозиції алгоритму та спрощує обчислення. В таблиці 3.3 приведені дані кількості операцій множення  $\alpha_m$  і додавання  $\beta_m$  для алгоритмів ШПФ  $2t-f$  і ШПФ  $4t-f$  згідно виразів (1) і табл. 3.3 [26]:

$$\begin{aligned} a_m &= 2^m(2m-7)+12; \beta_m = 3 \cdot 2^m(m-1)+4; \\ a_m &= 2^{m-1}(3m-10)+8; \beta_m = 2^{m-1}(7m-10)+8; \\ a_m &= 2^{m-2}(3m-10)+8; \beta_m = 2^{m-2}(11m-26/3) + 8/3; \\ a_m &= 2^{m-3}(9m-86/3)+16/3; \beta_m = 2^{m-3}(25m-86/3)+16/3. \end{aligned} \quad (3.2)$$

Таблиця 3.3 – Оцінки кількості операцій множення і додавання в алгоритмах ШПФ

№ п/п	$N=2^m$	Безпосередній поворот вектора		Ефективний поворот вектора	
		ШПФ <sub>2t-f</sub> / ШПФ <sub>4t-f</sub>		ШПФ <sub>2t-f</sub> / ШПФ <sub>4t-f</sub>	
		$\alpha_m$	$\beta_m$	$\alpha_m$	$\beta_m$
1	16	28/24	148/144	24/20	152/148
2	64	332/264	964/920	264/208	1032/976
3	256	2316/1800	5380/5080	1800/1392	5896/5488
4	1024	13324/10248	27652/25944	10248/7856	30728/28336

Слід відмітити, що в результаті застосування відомих алгоритмів ШПФ виникають результати оцінок спектральної потужності з від’ємним знаком. Дослідження, наведені в роботах М. Бата [23] та ін. авторів показали, що такі ефекти виникають за рахунок неефективних параметрів дискретизації і квантування вхідних аналогових сигналів, а також неврахування загасання енергії функції автокореляції.

Іншим недоліком відомих алгоритмів ШПФ, який істотно знижує швидкодію процесорів спектральної обробки сигналів, є викори-

стання двійкової арифметики ТЧБ Радемахера, яка передбачає наскрізні переноси при виконанні арифметичних операцій над двійковими кодами. Наприклад, при розрядності двійкових кодів цифрових значень аналогових сигналів 10 біт і розрядності цифрового сигнального процесора 24 біти, затримка сигналів при виконанні операції додавання становить понад 100 мікротактів, а при виконанні операції множення понад 200 мікротактів і загальній кількості зазначених операцій в спектральному аналізаторі більше 1000 мікротактів. Тому застосування двійкової арифметики практично неприпустимо при вирішенні багатьох практичних завдань спектрального аналізу.

Викладене дозволяє стверджувати, що успішне вирішення проблеми створення високопродуктивних процесорів обробки сигналів згідно з теорією дискретного косинусного перетворення Фур'є (ДКПФ) вимагає одночасного синтезованого рішення задачі на теоретичному і прикладному схемотехнічному рівнях.

З урахуванням теореми Вінера-Хінчина і використовуючи формулу Ейлера, отримують вирази спектрального косинусного перетворення (3.3) [25], в яких відсутні операції над комплексними числами.

$$R_x(s) = \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\tau) \cos \omega \tau d\tau = 2 \int_0^{\infty} R_x(\tau) \cos \omega \tau d\tau ;$$

$$R_x(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} R_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} R_x(\omega) \cos \omega \tau d\omega, \quad (3.3)$$

де  $R_x(\tau)$  центрована і нормована автокореляційні функції (АКФ).

Спектральні щільності для стаціонарних випадкових скалярних послідовностей (випадкових процесів з дискретним часом) розраховують згідно виразів:

$$R_x(nT) = \Phi_s(kT, iT) = R_x(k - iT) = E\{x(kT)x(iT)\},$$

де  $x(iT)$  приймає тільки цілі значення.

Дискретну спектральну щільність визначають як дискретне перетворення Фур'є або подвійне перетворення коваріаційної функції випадкової послідовності.

Значні функціональні обмеження обчислювальних процесів перетворення Фур'є і слабка збіжність рядів Фур'є привели до розвитку і успішного застосування ортогональних функцій інших ТЧБ для об-

числення спектрів сигналів. При цьому для вдосконалення характеристик спецпроцесорів необхідно вирішити задачу спільного застосування теорії кореляційних функцій і базисних функцій різних ТЧБ.

Відомий алгоритм ДПФ виконується обчисленням АКФ шляхом обробки вхідного масиву даних  $\{x_i\}$  і адаптації експериментально отриманих АКФ до центрованого і нормалізованого подання базисних функцій ТЧБ згідно конвеєрного алгоритму рішення функціоналу  $F[\circ]$ :

$$F[СКПФ] = F_1 \Rightarrow F_2 \Rightarrow F_3 \Rightarrow F_4 \Rightarrow F_5 \Rightarrow F_6 \Rightarrow F_7 \Rightarrow F_8 \Rightarrow F_9,$$

де:  $F_1[x(t)]$  – реєстрація аналогового вхідного сигналу;

$F_1[x_i]$  – аналого-цифрове перетворення  $x(t)$  і формування вихідної вибірки масиву цифрових даних:

$\{x_i\}$ ;  $i \in \overline{1, n+m}$ ,  $0 \leq x_i \leq A$ ;  $n$  – об'єм вибірки базового масиву даних;  
 $m$  – об'єм вибірки цифрових даних, які необхідні для обчислення  $m$  точок АКФ;

$A$  – діапазон квантування  $A = 2^p$ ;

$p$  – розрядність двійкового представлення значень  $x_i$ ;

$$F_2[Mx] – визначення математичного сподівання  $M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ ;$$

$$F_3\left[\left\{ \overset{\circ}{x}_i \right\}\right] – визначення масиву центрованих даних  $\left\{ \overset{\circ}{x}_i \right\} = \{x_i - M_x\}$ ;  
 $i \in \overline{1, n+m}$ ;$$

$$F_4[Dx] – обчислення дисперсії  $D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \left( \overset{\circ}{x}_i \right)^2$ ;$$

$$F_5[R_{xx}(j)] – визначення центрованої АКФ  $R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\circ}{x}_i \cdot \overset{\circ}{x}_{i+j}$ ;  
 $j \in \overline{0, m}$ ;$$

$$F_6[\rho_{xx}(j)] – визначення нормованої АКФ  $\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}$ ;  $j = \overline{0, m}$ ;$$

$$F_7\left[|\rho_{xx}(j-1) - \rho_{xx}(j)| \leq 0,01; j = m\right] – визначення інтервалу кореляції  $m$ ;$$

$F_8[e^{-\gamma}]$  – визначення коефіцієнту  $\gamma$  затухання енергії центрованої та нормованої АКФ  $\rho_{xx}(j)$  на інтервалі  $j \in \overline{0, m}$ ;

$F_9[S(\omega_i) i \in \overline{0, k}, e^{-\gamma}]$  – визначення спектру у базисі Фур'є для  $\omega_i$ ,  $i \in \overline{0, k}$ ,  $k$  – число гармонік спектрального перетворення Фур'є (СКПФ) згідно умов виразів (2):

$$S(\omega_i) = \frac{1}{m+1} \sum_{j=0}^m \rho_{xx}(j) \cdot \cos \omega_{ij} \cdot e^{-\gamma j}.$$

Необхідність введення в алгоритмі СКПФ функції, яка враховує затухання енергії АКФ  $\rho_{xx}(j)$  в діапазоні  $\pm 1$  на інтервалі  $[0, m]$  обумовлено тим, що в класичних виразах косинусного перетворення Фур'є (3.2) за замовчуванням вважається, що компоненти випадкового сигналу  $\{x_i\}$  представлені сумою окремих гармонік без розривів фаз, що забезпечує умову  $D_x = const$  на інтервалі розрахунку АКФ, яка вважається незгасаючою функцією з асимптотикою  $\rho_{xx}(0) = +1$ ,  $\rho_{xx}(\infty) = \pm 1$ .

У практиці спектральної обробки реалізацій аналогових сигналів, які представляють параметри технологічних процесів, ця ідеальна умова не виконується і в результаті експериментальні АКФ мають асимптоту  $\rho_{xx}(0) = +1$ ,  $\rho_{xx}(\infty) = 0$ .

На рис. 3.24 показані характеристики асимптотик АКФ, гармонічні компоненти яких представлені без розривів фаз (а) та з розривами фаз (б).

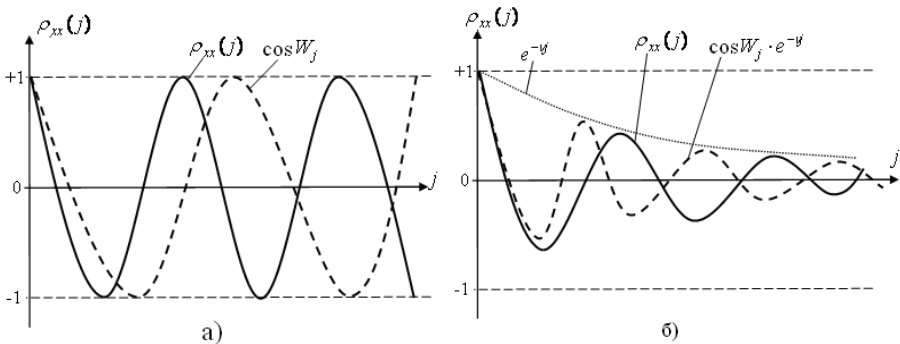


Рис. 3.24. Характеристики асимптотик АКФ



В роботі [26], в якості врахування загасання енергії АКФ, запропонована її оцінка відповідно до виразу  $\varepsilon = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} |x(n)|^2$ . Таким чином, в алгоритмі розрахунку СКПФ в якості функції  $e^{-vj}$  запропоновано вираз:

$$\varepsilon(k) = \left\{ \begin{array}{l} 1/\sqrt{N}, k = 1 \\ \sqrt{2/N}, k \in 2, \dots, N \end{array} \right\}, e^{-vj} = \left\{ \begin{array}{l} 1/\sqrt{m}, j = 1 \\ \sqrt{2/N}, j \in 2, \dots, N \end{array} \right\}.$$

Введення функції  $e^{-vj}$  у якості співмножника СКПФ забезпечує часткове або повне виключення появи уявних "негативних частот".

Значним недоліком відомого алгоритму обчислення спектрів сигналу на основі косинусного перетворення Фур'є є велика кількість обчислювальних операцій над масивом вихідних даних  $\{x_i\}$ , які включають визначення математичного сподівання, центрованих даних, дисперсії, центрованої і нормованої АКФ, а також обліку загасання енергії АКФ на інтервалі кореляції для різних ТЧБ згідно виразу:

$$S(w_i) = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \rho_{xx}(j) \cdot \cos w_{ij} \cdot e^{vj},$$

де  $w_{ij}$  –  $j$ -та точка базисної функції  $i$ -того ТЧБ на інтервалі  $m$ .

Велика кількість обчислювальних операцій даного алгоритму спектрального аналізу сигналів значно обмежило його застосування на практиці, особливо, коли критерієм ефективності є максимальна швидкодія спектрального процесора.

Успіхи розвитку теорії та побудови архітектури автокореляційних спецпроцесорів, реалізованих в різних ТЧБ [35], включаючи бази Унітарний, Радемахера і Хаара-Крестенсона, а також високий рівень сучасних технологій мікроелектроніки створюють сприятливі умови успішного ефективного застосування алгоритму ДКПФ при реалізації високопродуктивних спецпроцесорів спектрального аналізу.

З метою зменшення кількості обчислювальних операцій при реалізації ДКПФ запропонований метод спектрального перетворення шляхом адаптації параметрів ортогональних базисних функцій  $w_{ij}$  ТЧБ до характеристик реалізації нецентрованої і ненормованої кова-

ріаційної АКФ, розрахованої на основі масиву даних  $\{x_i\}$  відповідно до виразу:

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \cdot x_{i+j}, \quad j \in \overline{0, m_\tau},$$

асимптотика якої:  $K_{xx}(0) = D_x + M_x^2$ ;  $K_{xx}(\infty) = M_x^2$ .

На рис. 3.25 представлена асимптотика коваріаційної АКФ і, адаптованої до її характеристик, парної ортогональної функції ТЧБ Фур'є.

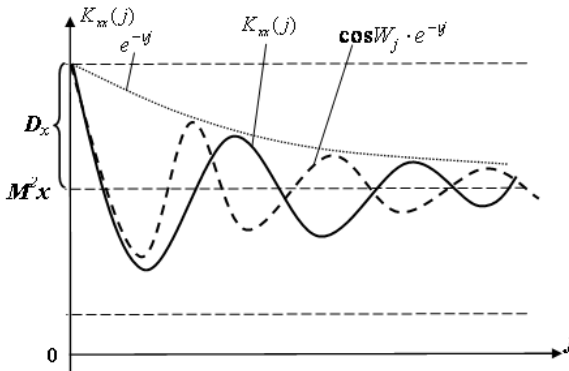


Рис. 3.25. Асимптотика коваріаційної АКФ і адаптованої ортогональної функції ТЧБ Фур'є

Приклади ортогональних функцій  $w_{ij}$  відомих ТЧБ, адаптованих до асимптотики коваріаційної АКФ наведені на рис. 3.26.

Таким чином, в запропонованому алгоритмі ДКПФ необхідно адаптувати характеристики базисної функції  $W(j)$  до реалізованої  $K_{xx}(j)$  з урахуванням її асимптотики. Процес адаптації характеристик базової функції ДКПФ зводиться до обчислення або вибірки з пам'яті процесора функції  $W(j) = (M_x^2 + D_x \cdot \cos(w_j)) \cdot e^{-\psi j}$ .

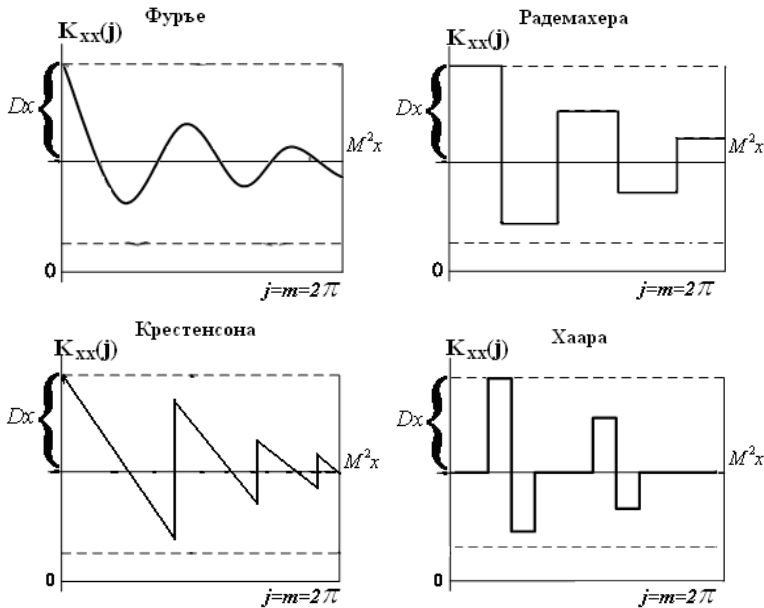


Рис. 3.26. Реалізація ортогональних функцій ТЧБ, адаптованих до параметрів асимптотики коваріаційної АКФ

Перевага реалізації даного методу ДКПФ апаратним способом полягає в тому, що при виконанні такого алгоритму немає необхідності додаткового обчислення математичного сподівання  $M_x^2$ , центрованих значень  $\hat{x}_i$ , дисперсії  $D_x$  і операцій нормування АКФ  $\frac{R_{xx}(j)}{D_x}$ . Обчислення нормалізованого коефіцієнта взаємкореляції виконується згідно виразу:

$$S(w) = \frac{\frac{1}{m} \sum_{j=0}^m K_{xx}(j) \cdot \hat{w}(j) - M_x^2}{D_{xj}}$$

Реалізація запропонованого методу у вигляді спецпроцесора на основі двійкової системи числення ТЧБ Радемахера призводить до низької продуктивності обчислення АКФ. Тому запропоновано новий метод структуризації алгоритму ДКПФ на основі автоковаріаційного

корелятора в базисі Хаара-Крестенсона [35], який реалізується в системі залишкових класів шляхом представлення вхідних даних  $[x_i]$  набором залишків взаємно простих модулів [2, 14] згідно формалізованого алгоритму:

– вибирається система взаємно простих модулів  $P_i$ , добуток яких перевищує діапазон квантування  $X_i$  і відповідає умові:

$3n + \log_2 m \geq \prod_{i=1}^k P_i$ ,  $0 \leq X_i \leq 2^{r-1}$ , де  $2^{r-1}$  – діапазон квантування вхідного сигналу  $X_i$ ,  $m$  – число точок АКФ.

– формалізація математичних операцій запропонованої структури спецпроцесора представлена наступним чином (рис. 3.27):

$$\begin{array}{l}
 \rightarrow x_i(\text{mod } p_1) = b_{1i} \Rightarrow C_{01} = b_{1i} \cdot b_{1i-0}(\text{mod } p_1) C_{11} = b_{1i} \cdot b_{1i-1}(\text{mod } p_1) C_{m1} = b_{1i} \cdot b_{1i} - m(\text{mod } p_1) \\
 x(i) \rightarrow x_i \rightarrow x_i(\text{mod } p_2) = b_{2i} \Rightarrow C_{02} = b_{2i} \cdot b_{2i-0}(\text{mod } p_2) C_{12} = b_{2i} \cdot b_{2i-1}(\text{mod } p_2) C_{m2} = b_{2i} \cdot b_{2i} - m(\text{mod } p_2) \\
 \dots \\
 \rightarrow x_i(\text{mod } p_k) = b_{ki} \Rightarrow C_{0k} = b_{ki} \cdot b_{ki-0}(\text{mod } p_k) C_{1k} = b_{ki} \cdot b_{ki-1}(\text{mod } p_k) C_{mk} = b_{ki} \cdot b_{ki} - m(\text{mod } p_k) \\
 \downarrow \qquad \qquad \qquad \downarrow \qquad \qquad \qquad \downarrow \\
 \left. \begin{array}{l} [C_{01} \cdot W_{00}(\text{mod } p_1) + C_{11} \cdot W_{01}(\text{mod } p_1) \dots C_{m1} \cdot W_{0m}(\text{mod } p_1) = S_{01}] \\ [C_{02} \cdot W_{02}(\text{mod } p_2) + C_{12} \cdot W_{02}(\text{mod } p_2) \dots C_{m2} \cdot W_{0m}(\text{mod } p_2) = S_{02}] \\ \dots \\ [C_{0k} \cdot W_{0k}(\text{mod } p_k) + C_{1k} \cdot W_{0k}(\text{mod } p_k) \dots C_{mk} \cdot W_{0m}(\text{mod } p_k) = S_{0k}] \end{array} \right\} S_0 \\
 \dots \\
 \left. \begin{array}{l} [C_{01} \cdot W_{i0}(\text{mod } p_1) + C_{11} \cdot W_{i1}(\text{mod } p_1) \dots C_{m1} \cdot W_{im}(\text{mod } p_1) = S_{i1}] \\ [C_{02} \cdot W_{i2}(\text{mod } p_2) + C_{12} \cdot W_{i2}(\text{mod } p_2) \dots C_{m2} \cdot W_{im}(\text{mod } p_2) = S_{i2}] \\ \dots \\ [C_{0k} \cdot W_{ik}(\text{mod } p_k) + C_{1k} \cdot W_{ik}(\text{mod } p_k) \dots C_{mk} \cdot W_{im}(\text{mod } p_k) = S_{ik}] \end{array} \right\} S_i
 \end{array}$$

Рис. 3.27. Граф алгоритму обчислення СКПФ

На рис. 3.27:

$C_{ij}$  – добуток залишків  $b_{ij}$ ;

$i \in \overline{1, k}$ ,  $j \in \overline{0, m}$ ,  $k$  – число модулів  $P_i$ ;

$S_0 - S_l$  – цифрові значення точок спектру в базисі Хаара-Крестенсона;

$l$  – число базисних функцій ТЧБ.

### **Список джерел, використаних у 3 розділі**

1. Vozna N. Ya. Conception and Theoretical Bases for Solving the Problem of Data Structuring in Information Computerized Systems / N. Ya. Vozna, Ya. M. Nycolaychuk, N. I. Alishov // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. – 2013. – Vol. 1, № 2. – P. 112–117.

2. Николайчук Я. М. Коды поля Галуа: теория и применения : моногр. – Тернопіль: Терно-граф, 2012. – 576 с.

3. Дудикевич В. Б. Числоимпульсные функциональные преобразователи с импульсными обратными связями : моногр. / В. Б. Дудикевич, В. М. Максимович, Л. В. Мороз ; Нац. ун-т "Львов. политехника". – Л. : Изд-во Львов. политехники, 2011. – 244 с.

4. Николайчук Я. Н. Числоимпульсное множильное устройство / Я. Н. Николайчук, С. Я. Зевелев // А. С. № 754414. – Бюллетень № 29. – 1980.

5. Николайчук Я. М. Теорія джерел інформації / Я. М. Николайчук. – Тернопіль : ТНЕУ, 2008. – 536 с.

6. Мартин Дж. Введение в сетевые технологии : практ. руководство по организации сетей / Дж. Мартин. – СПб. : Лори, 2002. – 659 с.

7. Мартин Дж. Планирование развития автоматизированных систем / Дж. Мартин. – М. : Финансы и статистика, 1984. – 196 с.

8. Пуртов С. Т. Автоматизированные системы управления предприятием / С. Т. Пуртов. – М. : Высшая школа, 1989. – 396 с.

9. Николайчук Я. М. Теорія моделей руху даних розподілених комп'ютерних систем : моногр. / Я. М. Николайчук, І. Р. Пітух, Н. Я. Возна. – Тернопіль : Терно-граф, 2008 – 216 с.

10. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopil : Terno-graf, 2013. – 284 p.

11. Акушский И. Я. Машинная арифметика в остаточных классах / И. Я. Акушский, Д. И. Юдицкий – М. : Советское радио, 1986. – 440 с.
12. Дадаев Ю. Г. Теория арифметических кодов / Ю. Г. Дадаев // М. : Радио и связь. 1981. – 272 с.
13. Николайчук Я. Н. Эффективное кодирование суточного рапорта бурового мастера для формализованного ввода в ЭВМ / Я. Н. Николайчук, Г. Я. Ширмовский // Экономика и управление в нефтяной промышленности. – 1986. – Вып. 7. – С. 29–33.
14. Акушский И. Я. Машинная арифметика в остаточных классах / И. Я. Акушский, Д. И. Юдицкий. – М. : Сов. радио, 1978. – 256 с.
15. Николайчук Я. М. Теоретичні основи побудови спецпроцесорів у базисі Крестенсона / Я. М. Николайчук, О. І. Волинський, С. В. Кулина // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – Т. 1, № 3. – С. 85–90.
16. Николайчук Я. М. Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем : навч. посіб. / Я. М. Николайчук, Н. Я. Возна, І. Р. Пітух. – Тернопіль : Терно-граф, 2010. – 392 с.
17. Николайчук Я. М. Пат.107904 Україна МПК G06F 3/023 (2006.01) Пристрій для введення алфавітно-цифрових даних / Я. М. Николайчук, А. О. Мельник, Н. Я. Возна, В. А. Мельник // № a201404203; заявл. 18.04.2014; опубл. 25.02.2015, Бюл. № 4/2015.
18. Сергієнко І. В. Інформатика в Україні: становлення, розвиток, проблеми / І. В. Сергієнко. – К. : Наук. думка, 1999. – 354 с.
19. Ахо А. Структуры данных и алгоритмы : учеб. пособ. / Альфред В. А. Ахо, Джон Э. Хопкрофт, Джеффри Д. Ульман. – М. : Вильямс, 2000. – 384 с.
20. Свечников С. В. Квазиимпульсно-потенциальные оптоэлектронные элементы и устройства логико-временного типа / С. В. Свечников, В. П. Кожемяко, Л. И. Тимченко. – К. : Наук. думка, 1987. – 256 с.
21. Задирака В. К. Теория вычисления преобразования Фурье / В. К. Задирака. – К. : Наукова думка, 1983. – 216 с.
22. Харкевич А. А. Спектры и анализ / А. А. Харкевич. – М. : Физматгиз, 1980. – 246 с.

23. Бат М. Спектральный анализ в геофизике / Маркус Бат. – М. : Недра, 1980. – 535 с.
24. Опенгейм А. Цифровая обработка сигналов / А. Опенгейм, Р. Шафер. – М. : Техносфера, 2006. – 856 с.
25. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие / А. Б. Сергиенко. – 3-е изд. – СПб. : БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.
26. Наконечний А. Й. Цифрова обробка сигналів: навч. посібник / А. Й. Наконечний, Р. А. Наконечний, В. А. Павлиш. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2010. – 368 с.
27. Гнатив Л. А. Целочисленные косинусные преобразования для высокоэффективного кодирования изображений и видео / Л. А. Гнатив // Кибернетика и системный анализ. – 2016. – Т. 52, № 5. – С. 161–176.
28. Гнатив Л. А. Метод построения простого целочисленного косинусного преобразования большой размерности для кодирования изображений и видео с высоким разрешением / Л. А. Гнатив // Кибернетика и системный анализ. – 2016. – Т. 52, № 6. – С. 145–155.
29. Николайчук Я. Методи спектрального косинусного перетворення Фур'є для розпізнавання сигналів у Хеммінговому просторі на основі різних кореляційних функцій та теоретико-числових базисів / Я. Николайчук, В. Піх, Т. Заведюк, Н. Возна // Вісник національного університету "Львівська політехніка". – 2013. – № 773. – С. 89–98. – (Серія : "Комп'ютерні системи та мережі").
30. Мельник А. О. Персональні суперкомп'ютери: архітектура, проектування, застосування : монографія / А. О. Мельник, В. А. Мельник. – Львів: Вид-во Львів. політехніки, 2013. – 516 с.
31. Краснобаев В. А. Метод арифметического сравнения данных, представленных в системе остаточных классов / В. А. Краснобаев, А. С. Янко, С. О. Кошман // Кибернетика и системный анализ. – 2016. – Т. 52, № 1. – С. 157–162.
32. Задирака В. К. Цифровая обработка сигналов / В. К. Задирака, С. С. Мельникова. – К. : Наукова думка, 1993. – 294 с.
33. Теория вычисления преобразования Фурье / В. К. Задирака. – К. : Наукова думка, 1983. – 216 с.

---

34. Nykolaychuk Ya. Rademacher-Krestenson's method of between-bases transformations in designing processors / Yaroslav Nykolaychuk, Orest Volynskyu, Andrii Borovyi // Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications : Proceedings of the 6th International Conference. – Prague, 2011. – P. 310–313.

35. Албанський І. Б. Пат. 76622 Україна МПК G06F 17/15 (2016.01) Цифровий автокорелятор / І. Б. Албанський, Я. М. Николайчук, О. І. Волинський // № u201207741; заявл. 25.06.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1/2013.



# 4. ТЕОРІЯ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ТА ІНФОРМАТИВНОСТІ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ОБ'ЄКТІВ

## 4.1. Основи теорії структуризації поліфункціональних елементів складних систем

Важливою проблемою теорії складних систем є декомпозиція їх компонентів, систематизація інформаційних, матеріальних та керуючих інтерактивних зв'язків [1].

Фундаментальні положення теорії складних систем тісно пов'язані з методологією та технологією побудови моделей руху поліфункціональних даних (ПФД). Одним з перспективних напрямків вирішення цієї проблеми є теорія та формалізація матричних моделей руху даних [2–4]. Позитивною характеристикою створення теорії є розроблена інформаційна технологія формалізації побудови сімейства похідних моделей руху даних в однорівневих та багаторівневих розподілених комп'ютерних системах [3, 5]. В той же час така технологія базується на компонентах "кольорових" мереж Петрі типу:  $\odot$  – джерело інформації,  $\circ$  – пункт обробки інформації,  $\otimes$  – пункт затвердження інформації, а також двовимірної матриці інцидентів (рис. 4.1). У вузлах матричної моделі розміщені компоненти з бінарними інформаційними зв'язками, які описуються четвіркою параметрів:  $a$  – початок виконання операції;  $b$  – тривалість виконання операції;  $c$  – тип операції;  $P - V$  – собівартість виконання операції ( $P$  – прибутки,  $V$  – витрати).

Документ	Підрозділи			
	01	02	03	04
Д1				20 10 ⊗
Д2	a c	b P-У 4		
Д3		10 29	2 3-4 17	13 2 5-1 2

Рис. 4.1. Двовимірна матриця інциденцій

Функціональним недоліком матричного моделювання інформаційних потоків в складних системах є відсутність декомпозиції кожного атрибута до рівня вільного та діючого елемента системи. Така ситуація ускладнює можливість глибшого формалізованого опису компонентів складних систем та досконалішого оптимізаційного проектування такого класу систем. Тобто елемент складних систем при такій технології розглядається, як кібернетичний атрибут типу "чорна скринька" [5].

Особливістю моделі кібернетичної системи "чорна скринька" (рис. 4.2) є відсутність необхідності вивчення внутрішньої структури та компонентів системи, яка може бути достатньо складна для оперативного аналізу.

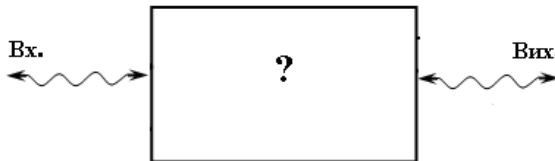


Рис. 4.2. Модель елемента "чорна скринька"

Перевагою такої моделі ЕС, є можливість доцільного визначення його характеристик шляхом подання на входи функціональних або тестуючих сигналів та аналізу вихідної його реакції на зовнішні збу-

рення. В той же час суттєвими недоліками застосування такої моделі є неможливість вдосконалення архітектури ЕС, доцільного розділення на окремі компоненти, а також оптимізація його функцій.

Теорія структуризації даних (ТСД) повинна базуватися на фундаментальних положеннях теорії складних систем (СС), однією з властивостей поняття "системи" є ділимість [7]. Тобто система структурно поділяється на: елемент системи, підсистему і систему.

Елемент системи (ЕС) – це елементарний компонент підсистеми і системи будь-якої складності, який можна позначити символом  $\boxed{e}$ .

Елемент складається з двох компонентів: ядра –  $e$  та оболонки  $\square$ , у біології "мембрани", через яку ядро елемента взаємодіє із собі подібними або функціонально іншими.

Такий елемент теорії складних систем (СС) називається вільним, якщо у нього відсутні інформаційні, енергетичні, матеріальні чи управлінські зв'язки з іншими елементами СС та "зовнішнім середовищем" взагалі.

Під зовнішнім середовищем розуміють два "простори" або "конгломерати" чи "ансамблі", які відповідають ресурсам (R) та споживачам чи користувачам (C) інформаційних поліфункціональних даних (рис. 4.3).

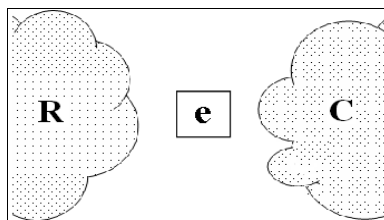




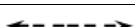




Рис. 4.3. Взаємодія елемента системи  
із середовищами R– ресурсів та C – користувачів.

Отже, не претендуючи на абсолютну повноту класифікації зовнішніх взаємодій елемента систем (ЕС), виходячи із сформульованого поняття ЕС маємо шість наступних форм взаємодії ЕС з R та C зовнішніми середовищами, згідно атрибутів символіки (табл. 4.1).

Таблиця 4.1 – Атрибути зв'язків ЕС

Символ атрибуту взаємодії ЕС	Зміст, форма, суть, принцип реалізації взаємодії
	інформаційний
	матеріальний
	енергетичний, електромагнітний
	оптико-енергетичний
	управлінський
	будь-який із зв'язків – узагальнений атрибут ЕС

Користуючись атрибутом  зв'язку ЕС сформулюємо більш строгі поняття діючого ЕС: це ЕС, який має не більше одного інваріантного зв'язку із зовнішніми середовищами (рис. 4.4).

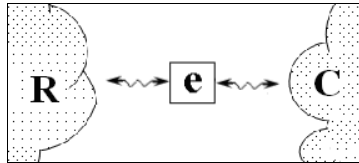


Рис. 4.4. Діючий ЕС

Таким чином, можна систематизувати сукупність діючих ЕС, тобто елементів, ядро яких взаємодіє не більш, ніж з одним атрибутом зовнішніх RC – середовищ (табл. 4.2).

З таблиці 4.2 видно, що у наведеній класифікації ЕС вирізняються класи за функціональними ознаками:

- неповнофункціональні ЕС (NES): генеруючі (NGES) (п. 1, 2) та поглинаючі (PMES) (п. 3, 4);
- транзитні ТРЕС-С (п. 5–10), ТРЕС-R (п. 11–15) у середовищах R та С;
- повнофункціональні інваріантні (ІРЕС) (п. 16–20).

Таблиця 4.2. – Бінарні взаємодії активних ЕС

№	Пари взаємодії	Атрибути бінарних взаємодій ЕС $R \leftrightarrow e \leftrightarrow C$
1	$e \rightarrow C$	$e \rightarrow, e \rightarrow, e \rightarrow, e \rightarrow, e \rightarrow$
2	$R \leftarrow e$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
3	$e \leftarrow C$	$e \leftarrow, e \leftarrow, e \leftarrow, e \leftarrow, e \leftarrow$
4	$R \rightarrow e$	$\rightarrow e, \rightarrow e, \rightarrow e, \rightarrow e, \rightarrow e$
5	$R \rightarrow e \rightsquigarrow C$	$\rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow$
6	$R \rightsquigarrow e \rightarrow C$	$\rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow$
7	$R \rightsquigarrow e \rightarrow C$	$\rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow$
8	$R \rightsquigarrow e \rightarrow C$	$\rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow$
9	$R \rightsquigarrow e \rightarrow C$	$\rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow$
10	$R \rightsquigarrow e \rightarrow C$	$\rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow, \rightarrow e \rightarrow$
11	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
12	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
13	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
14	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
15	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
16	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
17	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
18	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
19	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$
20	$R \leftarrow e \rightsquigarrow C$	$\leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e, \leftarrow e$

Наведена систематизація ЕС визначає особливу складність процесів структуризації та їх формалізованого опису у різних галузях знань.

Такими галузями знань ТСД безсумнівно є наступні теорії [7]: сигналів, інформації, випадкових процесів, кодування, моделей джерел інформації та руху даних, графів, чисел, математики, а також аудіо- і відео зображень, сенсорів та схемотехніки.

Виходячи з функціонально-визначеного поняття ЕС можна назвати їх реалізацію у певних сферах знань:

- квант світла;

● – крапка – символ чорно-білих графічних зображень, які утворюють символи: цифри, букви, знаки, лінії, функції, матриці, схеми, структури, тощо;

○ – піксель – символ кольорового зображення, який складається з трьох компонентів кольорів (синього, зеленого, червоного);

→|← – вентиль, елементарний компонент мікроелектроніки,

ПЛМ та комп'ютерів;

○—◇ – нейрон (рецепторний) біологічних систем;

⊙, ○ – компоненти хімічних сполук (атом, молекула);

*A, T, G, C* – нуклеотиди – компоненти ДНК;

– ген компонент ДНК;

*ДНК* – макромолекула живих організмів;

– компоненти електричних схем (*I* – струм, *U* – напруга, *C* – ємність, *L* – індуктивність, *G* – джерело струму та напруги);

– одиниця часу (мс, мс, с);

*p, t, M* – тиск, температура, маса;

– математичні символи – число, функція, матриця, інтеграл, диференціал та ін.;

– геометричні символи – лінія, коло, трикутник, квадрат, еліпс, куб та ін.

Список претендентів на формальне поняття ЕС у різних галузях знань можна енциклопедично продовжувати, але треба постулювати наступне: кожен із названих і неназваних претендентів на формальне поняття ЕС може бути однозначно описаний з точки зору інформатики та системотехніки на основі єдиної інтегральної оцінки його інформаційної ємності, тобто ентропії і його багатофункціонального опису у вигляді структуризованих даних.

Наприклад, оцінка структурної ємності графічних атрибутів, якими майже 98% всіх інформаційних знань подається у вигляді потоків алфавітно-цифрових та графічних, у тому числі кольорових та голографічних зображень може бути кількісно розрахована згідно, розроблених нами і апробованих, теоретичних засад [7–9] коефіцієнта структурної складності.

Коефіцієнт структурної складності  $k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i$  включає  $\alpha_i$  – вагові коефіцієнти експертних оцінок інформативності компонентів атрибутів ПФД,  $P_i$  – параметри атрибутів ПФД.

Враховуючи також функціонально-інформативні характеристики ПФД  $\sum_{j=1}^m f_j$  отримаємо кількісну оцінку структурної складності представлення елементів складної системи:

$$k_e = K \cdot \frac{\sum_{j=1}^m f_j}{\sum_{i=1}^n \alpha_i P_i} \Rightarrow \max \quad (4.1),$$


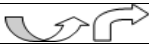



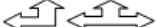
$K$  – ідентифікатор рівня ПФД ( $K = n, \dots$  – відповідно для  $n$ -рівневих зображень).

У таблиці 4.3 приведена символіка компонентів ПФД та коефіцієнти їх складності  $\alpha_i$ .

Таблиця 4.3 – Символіка компонентів ПФД

№ п/п	Тип позначення елемента	Зміст елемента	Символ	$\alpha_i$	Символ	$\alpha_i$
1	2	3	4	5	6	7
1	$l$	Лінія		1		1,2
				1,5		1,2
				1,1		1,7
2	$P$	Поворот		2		2,2
3	$x$	Пересічення		3		3,1
4	$d$	Дотик		2		2,2
5	$r$	Розгалуження		4		6,2
				4,2		
6	$h$	Спосіб заливки		2		2

Закінчення табл. 4.3

1	2	3	4	5	6	7
7	z	Направлений зв'язок		2		2,5
				3		3,4
				2,4		3,5
8	b	Буква	Aa...Яя, ..., Aa...Яя, Aa...Яя, ..., Aa...Яя, Aa...Яя, ..., Aa...Яя, Aa...Яя, Aa...Яя	8– 10	Aa...Zz, ..., Aa...Zz Aa...Zz, ..., Aa...Zz Aa...Zz, ..., Aa...Zz Aa...Zz, ..., Aa...Zz	8– 10
	c	Цифра	1, 2, ... 0, ...	4	<b>1, 2, ... 0</b>	4
	i	Індекс	1, 2, ... 0, a, A	4	1, 2, ... 0, a, A	4
	s	Символ	©, ®, π, ψ, ω, &, %, @, \$, ©, №, ∑, ∫, ∞	4	☺, ☼, ♪, μ, \$, *, €, ∏, ♀, ♂, ♠, ♪...	4
	n	Знак	+, -, <, >, =, ±, ≡, ≈..	2	≠, ≤, ≥, (, ", {, !, ?...	2

Розроблені основи теорії ТСД можуть бути базовими для розвитку сучасних методів та засобів ідентифікації та оптимізації подання, перетворення та використання поліфункціональних інформаційних повідомлень, доведених до стану структуризованих даних.

#### 4.2. Теорія та оцінка структурної складності та інформативності графічних об'єктів

Проблема оцінки структурної складності алфавітно-цифрової, графічної інформації та схемотехнічних рішень мікроелектроніки, комп'ютерної техніки, алгоритмів обчислень та архітектури комп'ютерних систем потребує розробки класифікації компонентів графіки та експертної оцінки їх значимості для розрахунку структурної складності графічних образів, які представлені структурою та взаємозв'язком окремих компонентів. Важливим класом задач в межах






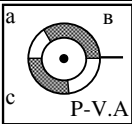
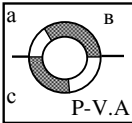
названої проблеми є розробка методології, методів та інформаційної технології опрацювання та оцінки інформативності кольорових відеозображень в тому числі в галузі біомедичних досліджень.

В роботах [2, 6] викладені теоретичні засади формалізації характеристик джерел інформації, архітектури комп'ютерних систем та моделей руху даних, в яких графічні символи та їх взаємозв'язані агрегати несуть важливе інформаційне навантаження сприйняття проектних рішень моделей руху даних. При цьому, як показано в [10], розроблений адитивно-мультиплікативний критерій оцінки інформаційно-структурної складності, який застосований для аналізу функціонально-інформативних характеристик моделей руху даних в РКС. В той же час, названий критерій не апробований для аналізу структурної складності схемотехнічних рішень компонентів мікроелектроніки, процесорів та архітектури комп'ютерних систем.

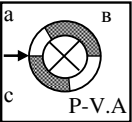





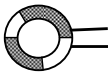
Загальна класифікація об'єктів структурної ідентифікації включає об'єкти енергетики, компоненти мікроелектроніки та комп'ютерої техніки, архітектури комп'ютерних систем та їх моделей, способи представлення алгоритмів, математичні фігури та функції. Розроблена класифікація дозволяє інтегрально оцінити структурну складність та інформаційну цінність будь-якого графічного документу, який включає алфавітно-цифрові дані та графічні схеми. В той же час одним з функціональних обмежень розробленої технології є відсутність оцінки фрактальності зображень та оцінки відносного числа пересічень до їх загальної кількості. Тобто доцільно ввести поняття структурної досконалості, яке буде визначатися мінімізацією функції.

На основі критерію (4.1) та даних табл. 4.3 виконується оцінка структурної складності компонентів моделей руху даних (МРД) (табл. 4.4), компонентів енергетики (табл. 4.5), та логічних елементів мікроелектроніки (табл. 4.6).

Таблиця 4.4 – Інформативні характеристики компонентів атрибутів МРД

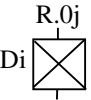


№ п/п	Структура компонента МРД	1	P	x	d	r	h	z	b	c	i	n	k <sub>c</sub>	e
		1	2	3	2	2	2	2	8	4	4	2		
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
1	 $D_i O_j . a . b . c . P - V ;$	7	4	-	1	-	-	-	5	-	-	1	59	59
		-	-	-	-	-	-	-	7	-	2	6	80	160
2	 $D_i O_j . a . b . c . P - V ;$	7	4	-	2	-	-	-	5	-	-	1	61	61
		-	-	-	-	-	-	-	7	-	2	6	80	160
3	 $D_i O_j . a . b . c . P - V ;$	8	4	1	5	-	-	1	5	-	-	1	73	73
		-	-	-	-	-	-	-	7	-	2	6	80	160
4	 $R . D_i . O_j . a . b . C_k . M_k . d_k (P_k - V_k)$	8	4	-	1	-	2	-	6	-	-	2	74	74
		-	-	-	-	-	-	-	10	-	7	8	124	248
5	 $R . D_i . O_j . a . b . C_k . M_k . d_k (P_k - V_k)$	8	4	-	2	-	2	-	10	-	-	2	108	108
		-	-	-	-	-	-	-	10	-	7	8	124	248

Продовження табл. 4.4








1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
6	 $R.D_i.O_j.a.b.C_k.M_k.d_k(P_k - V_k)$	8	4	1	5	-	2	1	10	-	-	2	119	119
		-	-	-	-	-	-	-	10	-	7	8	124	248
7	 $D_iO_j$	5	4	-	1	-	-	-	2	-	2	-	39	39
									2		2	-	24	48
8	 $R.D_i.O_j$	9	7	-	1	-	1	-	3	-	2	2	63	63
									3		2			
9	 $D_iO_j$	7	4	1	4	-	1	-	2	-	2	-	52	52
									2		2	-	24	48
10	 $R.D_i.O_j$	8	4	-	1	-	3	-	3	-	2	1	58	58
11	 $D_iO_j$								2		2	-	24	48
12	 $R.D_i.O_j.A$	4	-	-	2	1	2	-	4	-	2	3	54	54
									4	-	2	2	40	80



Закінчення табл. 4.4

1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
22		8	4	1	2	-	-	-	3	-	2	1	57	57
23		4	8	-	-	-	-	-	8	4	-	-	24	24
24		4	4	-	2	-	-	-	1	2	-	-	-	32








Таблиця 4.5 – Інформативні характеристики компонентів електроенергетики

№ п/п	Назва функції, тип компонента ГСС	Умове графічне позначення	Параметри критерію структурної складності $l, P, x, d, r, h, z, b, c, i, n$	Оцінка структурної складності
1	Резистор		6,4,-,2,-,-,-,-,-,-,-	18
2	Індуктивна ємність		5,-,-,4,-,-,-,-,-,-,-	13
3	Ємність		4,-,-,2,-,-,-,-,-,-,-	8
4	Джерело енергії		3,-,-,2,-,-,1,-,-,-,-	9
5	Нелінійний елемент		3,-,-,2,-,-,-,2,-,-,-	23
6	Лінія зв'язку		1,-,-,-,-,-,-,-,-,-,-	1
7	Споживач енергії		5,-,1,2,-,-,-,-,-,-,-	12

Дана інформаційна концепція критерію оцінки структурної складності графічних образів на прикладах арифметико-логічних елементів мікроелектроніки (табл. 4.5, 4.6 може бути адекватно розширена для інших класів графічних зображень (табл. 4.7, 4.8):

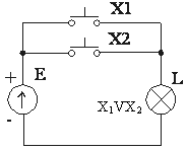
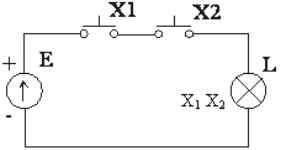
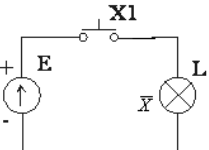
- аналогові лінійні та нелінійні елементи електротехніки та мікроелектроніки;
- детерміновані та ортогональні сигнали;
- квазіортогональні широкосмугові сигнали;
- операційні пристрої комп'ютерної техніки;
- структури спецпроцесорів опрацювання сигналів;
- архітектури мікропроцесорів та комп'ютерів;
- архітектури універсальних та спеціалізованих комп'ютерних систем;
- фрейми алфавітно-цифрових структуризованих даних;
- скановані зображення.

Таблиця 4.6 – Інформативні характеристики логічних елементів комп'ютерної техніки.

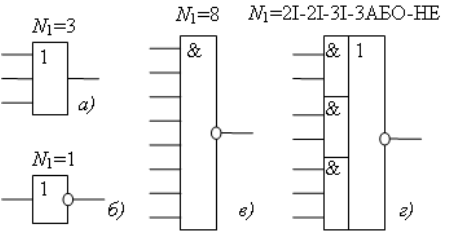
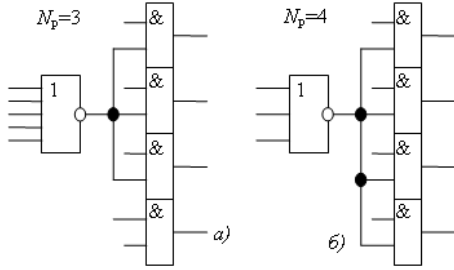
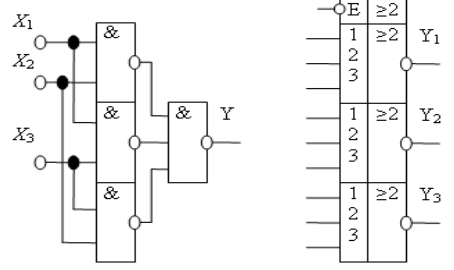
№ п/п	Назва функції, тип компонента ГСС	Умовне графічне позначення	Параметри критерію структурної складності $l, P, x, d, r, h, z, b, c, i, n$	Оцінка структурної складності
1	Заперечення		6,3,-,3,-,-,-,-,-,-,-	24
2	Диз'юнкція		4,2,-,3,-,-,-,-,-,-,-	14
3	Заперечення диз'юнкції		6,2,-,4,-,-,-,-,-,-,-	18
4	Кон'юнкція		5,2,-,3,-,-,-,-,-,-,-	15
5	Заперечення кон'юнкції		6,2,-,4,-,-,-,-,-,-,-	18
6	Еквівалентність		6,2,-,3,-,-,-,-,-,-,-	16
7	Заперечення еквівалентності		7,2,-,4,-,-,-,-,-,-,-	19
8	Імплікація		7,2,-,6,-,-,-,-,-,-,-	23
9	Заборона		7,2,-,6,-,-,-,-,-,-,-	23

У наступних таблицях приведені приклади розрахунків оцінки структурної складності та інформативності різних графічних зображень електроавтоматики, кристалів логічних та мікроелектронних компонентів.

Таблиця 4.7

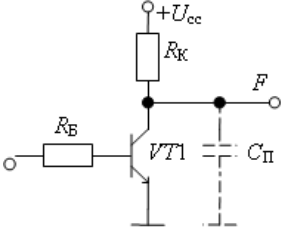
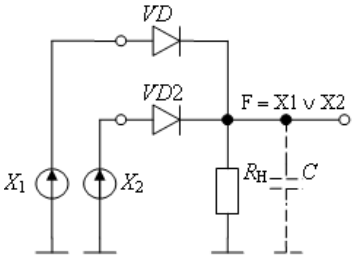
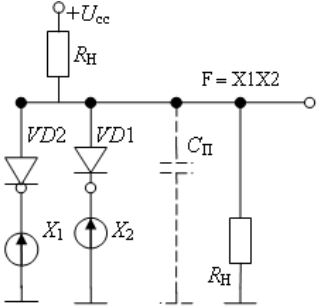
№ п/п	Назва функції, тип компонента ГСС	Умовне графічне позначення	Оцінка структурної складності
1	Диз'юнкція		130
2	Кон'юнкція		111
3	Заперечення		70

Таблиця 4.8 – Символіка кристалів логічних елементів

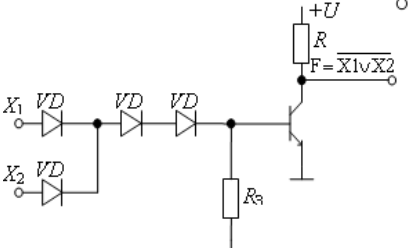
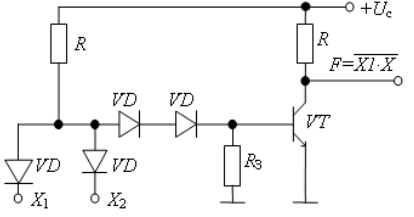
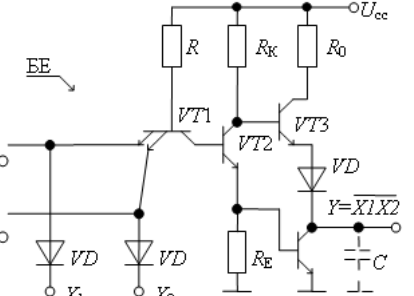
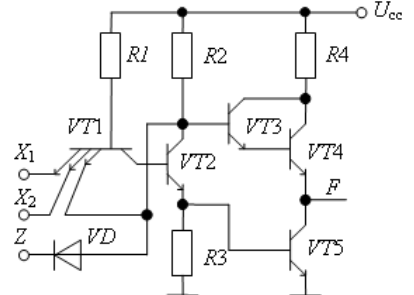
№ п/п	Назва функції, тип компонента ГСС	Умовне графічне позначення	Оцінка структурної складності
1	Приклади значень коефіцієнта $N_1$		<p>а) – 28 б) – 23 в) – 42 г) – 74</p>
2	Підключення навантаження: $a - N_p = 3;$ $a - N_p = 4$		<p>а) – 130 б) – 137</p>
3	Мажоритарні елементи		<p>а) – 177 б) – 232</p>



Таблиця 4.9 – Нелінійні діодно-транзисторні елементи

№ п/п	Назва функції, тип компонента ГСС	Умовне графічне позначення	Оцінка стру- ктурної складності
1	2	3	4
1	Елемент НЕ		180
2	Елемент АБО		251
3	Елемент І		315

Продовження табл. 4.9

1	2	3	4
4	Елемент АБО-НЕ		368
5	Елемент І-НЕ		393
6	Транзисторно-транзисторний логічний елемент із складним інвертором		572
7	Транзисторно-транзисторний логічний елемент з трьома станами		503

Проблема автоматизованого формування оцінок структурної складності названих класів об'єктів потребує розробки теоретико-аналітичного математичного апарату та відповідного програмного забезпечення САПР діалогових систем.

### **Список джерел, використаних у 4 розділі**

1. Катренко А. В. Системний аналіз : підруч. / А. В. Катренко. – Львів: Новий світ – 2000, 2011. – 396 с.
2. Николайчук Я. М. Теорія моделей руху даних розподілених комп'ютерних систем : моногр. / Я. М. Николайчук, І. Р. Пітух, Н. Я. Возна. – Тернопіль : Терно-граф, 2008 – 216 с.
3. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopil : Terno-graf, 2013. – 284 p.
4. Николайчук Я. М. Особливості структурної організації фреймів в комп'ютерних мережах з глибоким розпаралеленням потоків даних / Я. Николайчук, І. Пітух, А. Новгородський // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – № 4. – Т. 2, ч. 1. – С. 7–10
5. Николайчук Я. М. Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем : навч. посіб. / Я. М. Николайчук, Н. Я. Возна, І. Р. Пітух. – Тернопіль : Терно-граф. 2010. – 392 с.
6. Николайчук Я. М. Теорія джерел інформації / Я. М. Николайчук. – Тернопіль : ТНЕУ, 2008. – 536 с.
7. Vozna N. Ya. Conception and Theoretical Bases for Solving the Problem of Data Structuring in Information Computerized Systems / N. Ya. Vozna, Ya. M. Nycolaychuk, N. I. Alishov // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. – 2013. – Vol. 1, № 2. – P. 112–117.
8. Возна Н. Я. Концепція структуризації даних в розподілених інформаційних системах / Н. Я. Возна // Зб. матеріалів міжнародної координаційної наради ISCM-2014. – Тернопіль, 2014. – С. 55–57.

---

9. Возна Н. Я. Теорія та оцінка інформативності структурованих графічних та відеозображень / Н. Я. Возна // Юриспруденція та проблеми інформаційного суспільства (ЮПИС-2011) : зб. матеріалів проблемно-наукової міжгалузевої конф. – Івано-Франківськ, 2011. – С. 65–70.

10. Возна Н. Я. Формалізація моделей руху даних розподілених комп'ютерних систем та оцінювання їх структурної складності / Н. Я. Возна // Вісник Тернопільського національного технічного університету ім. І. Пулюя. – 2011. – Т. 16, № 1. – С. 167–179.

## **5. ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ МЕТОДУ ОЦІНКИ ЕНТРОПІЇ СТРУКТУРИЗОВАНИХ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ДАНИХ**

Актуальними науковими задачами є побудова принципів та алгоритмів розрахунку рівня структуризації даних на основі критеріїв та коефіцієнтів структурної складності бінарних, напівтонових та кольорових масивів даних та зображень.

Вирішення окресленої проблеми дозволяє з єдиних позицій охопити та формалізувати характеристики СД, що відкриває шлях до успішного вирішення прикладних задач порівняння, розпізнавання, перетворення, ефективного кодування та використання ПФД та ПОД у сучасних складних розподілених неінтерактивних та інтерактивних комп'ютерних та комп'ютеризованих системах (КС).

Фундаментальні дослідження у середовищі теорії структуризації даних (ТСД) та їх ентропійного аналізу представлені у роботах відомих зарубіжних [1–4] та вітчизняних вчених [6–12]. Вагомий вклад у ТСД внесено проф. Николайчуком Я.М. [13, 14] та на основі матричних моделей руху даних автором [15, 16].

Приклад ефективного застосування теорії структуризації даних демонструється успішним синтезом структури процесора формування алфавітно-цифрових даних на основі малогабаритної клавіатури, розробленої сумісно науковцями Національного університету "Львівська

політехніка" та Тернопільського національного економічного університету [8].

Слід зауважити, що теоретичні засади щодо структуризації даних у названих роботах охоплюють частковий клас прикладних задач, які вирішують побудову інформаційної технології та алгоритмів формалізованих розрахунків системних характеристик багаторівневих неінтерактивних КС.

У роботах [17, 18] розроблені та реалізовані конвеєрні алгоритми побудови сімейства моделей руху даних (МРД) включаючи: матричну, граф – розгалужене дерево, часові (параметричну, структурно-часову, мережевий, суміщений часовий граф), блок-схему алгоритму, граф-алгоритмічну. При цьому формалізується розрахунок епюр руху даних типу: сигнальна, диференціальна, інтегральна та їх похідні модифікації.

Важливим позитивним досягненням цього аспекту ТСД є формалізація та оцінка коефіцієнта структуризації графічних атрибутів МРД [5].

В роботі [19] викладені фундаментальні основи оцінки рівня структурної організації елементарних компонентів бінарних 2D даних, що є важливим інструментом розвитку теоретичних засад оцінки та формалізації характеристик ПФД та ПОД.

У той же час практично відсутні наукові роботи, які розвиток ТСД пов'язують з ентропійними підходами розв'язання прикладних задач у галузях вимірювання та метрології, кодування, захисту від помилок та передавання даних, розпізнавання образів, побудови проблемно-орієнтованих та спеціалізованих процесорів, а також спецпроцесорів з нейрокомпонентами.

Тому розробка теоретичних засад оцінки ентропії ПФД та ПОД на базі цифрового опрацювання 1D, 2D та 3D масивів даних є актуальною прикладною задачею, яка дозволить суттєво розширити та удосконалити інформаційні технології та алгоритми порівняння, розпізнавання, кодування та перетворення даних на основі розширення математики теоретичних основ ТСД.

Систематизація аналітики відомих оцінок ентропії з певною повнотою викладена в роботах [9–11], де класифікуються наступні оцінки міри ентропії (табл. 5.1).

Таблиця 5.1 – Аналітика оцінок ентропії

№	Міра ентропії	Аналітичний вираз	Пояснення складових
1	2	3	4
1.	Р. Хартлі	$H = \log_2 S^n = n \cdot \log_2 S$ $H = n \cdot \hat{E}[\log_2 S] = n \cdot \log_2 S,$	<p><math>H</math> – кількість інформації;  <math>S</math> – число незалежних рівномірних станів джерела інформації (ДІ); <math>n</math> – число вибірок;  <math>\hat{E}[\ ]</math> [ – цілочисельна функція з округленням до більшого.</p>
2.	К. Крампа	$I_x = \log_2 \sqrt{2\pi e \sigma_x^2},$ $I_x = \hat{E}[\log_2 3\sigma_x]$	<p><math>e - const = 2,73</math>;  <math>\sigma_x</math> – середньоквадратичне відхилення</p>
3.	Н. Колмогорова	$H_\varepsilon \leq \frac{T}{\Delta t} + \log \frac{C}{\varepsilon},$ <p>при</p> $\varphi(t) = 2^{\frac{T}{\Delta t} H_\varepsilon} \leq \log \left( \frac{C}{\varepsilon} \cdot 2^{\frac{T}{\Delta t}} \right)$	<p><math>\Delta t</math> – крок дискретизації, що забезпечує точність квантування <math>\varepsilon</math>, <math>C</math> – діапазон квантування;  <math>T</math> – інтервал часу спостереження ДІ</p>
4.	К. Шеннона	$H = -k \sum_{j=0}^s p_j \log p_j$	<p><math>k</math> – додатний коефіцієнт, який враховує основу логарифма;  <math>p_j</math> – ймовірність <math>s_j</math>-го стану дискретного ДІ;  <math>S</math> – число незалежних станів ДІ</p>
5.	Дж. Лонго	$I(u, p) = -k u \cdot \log p,$ $H(u, p) = -k \sum_{i=1}^n [u_i p_i \cdot \log p_i]$	<p><math>u_i \geq 0</math> – коефіцієнт корисності;  <math>k</math> – стала величина;  <math>p = p_i</math> – імовірність <math>s_j</math>-го стану.</p>

## Закінчення табл. 5.1

1	2	3	4
6.	Г. Шульца	$H(p, w) = -\sum_{i=1}^n \left[ p_i w_i / \sum_{j=1}^n p_j w_j \cdot \log p_i w_i / \sum_{j=1}^n p_j w_j \right]$	$p_i$ – імовірність $s_j$ -го стану; $w_j$ – нормуюча функція
7.	Б. Олівера	$H = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\log N}{n}$	$N = n! / \prod_j S_j$ або $\log N = \log n! - \sum_j S_j$
8.	Д. Мідлтона	$H(X) = -\sum_{i_1}^{L_1} \dots \sum_{i_n}^{L_n} p(X) \log p(X)$	$X$ – апіорна невизначеність; $X_i, y_i$ – статистично залежні стани ДІ.
9.	В. Галлера	$H \leq k2BT \left( 1 + \frac{S}{N} \right),$ $H = k \cdot n \log S_{ave}$	$S_{ave}$ – середнє значення станів ДІ; $BT$ – інформаційна база; $N$ – значення рівня шуму $1/S$ – інтервал кореляції між відліками
10.	В. Боюна	$h_\delta = \frac{ f'_{cep}(t) }{ f'_{max}(t) }$	$f'_{cep}(t), f'_{max}(t)$ – відповідно середнє і максимальнє значення похідних зміни кількості станів джерела
11.	Я. Николайчука	$I_x = n \cdot \hat{E} \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{m} \times \times \sum_{j=1}^m (D_x^2 - R_{xx}^2(j)) \right]$	$\overset{\circ}{x}_i = x_i - M_x$ – центровані значення масиву даних; $D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_x)^2$ – дисперсія $x_i$ ; $M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$ – матем. сподівання; $R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\circ}{x}_i \cdot \overset{\circ}{x}_{i+j}$ – автокореляційна функція (АКФ); $m$ – число точок функції $R_{xx}(j)$ на інтервалі кореляції; $j = 0, 1, \dots, m$



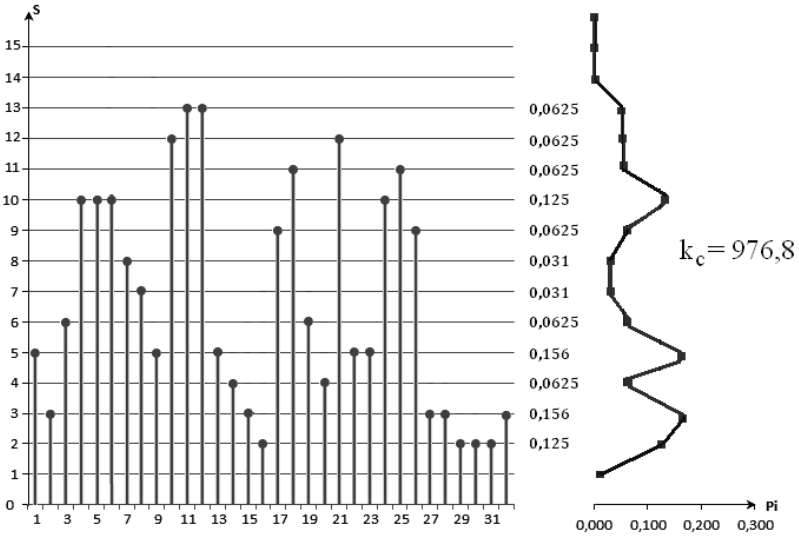
У роботах [20, 21] приведена формула ентропії за оцінкою Р. Хартлі (табл. 5.1, № 1), яка є верхньою оцінкою і не враховує статистичні та динамічні характеристики ПФД та ПОД. Тому розрахунок критерію структурної складності згідно оцінки ентропії Р. Хартлі є недостатньо інформативним і не може бути використаним в якості критерію розрахунку структурної складності бінарних зображень.

Розрахунок ентропії за найбільш широковживаною оцінкою К. Шеннона (табл. 5.1, № 4) враховує тільки ймовірнісні характеристики даних і при зміні дисперсії вхідних даних може бути застосована до оцінки рівня структуризації даних. У випадку, коли всі стани рівноймовірні, інформаційна міра К. Шеннона співпадає з оцінкою Р. Хартлі. Відсутність врахування ймовірностей переходу джерел інформації з одного стану в інші [13] в розрахунку ентропії за оцінкою К. Шеннона суттєво обмежує можливості використання її аналітики в якості критерію розрахунку та ідентифікації структурної складності ПФД.

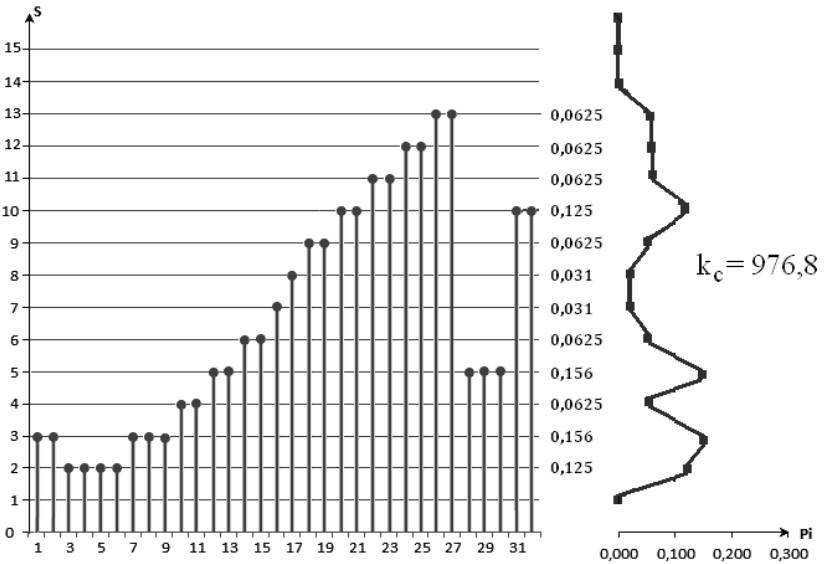
Визначення ентропії за оцінкою Я. Николайчука (табл. 5.1, № 11), яка враховує марківські, кореляційні та спектральні характеристики даних, є позитивним компонентом у синтезі та формалізації розширеного критерію структуризації даних на основі ентропії та структурних характеристик 1D, 2D та 3D інформаційних масивів.

На рис. 5.1 показані приклади СД у вигляді решітчастих моделей послідовностей цифрових відліків з однаковими ймовірнісними характеристиками, але різними реалізаціями хешування, звідки видно, що визначення ентропії за оцінкою Р. Хартлі та К. Шеннона не реагує на зміну структурних характеристик даної моделі ПОД.

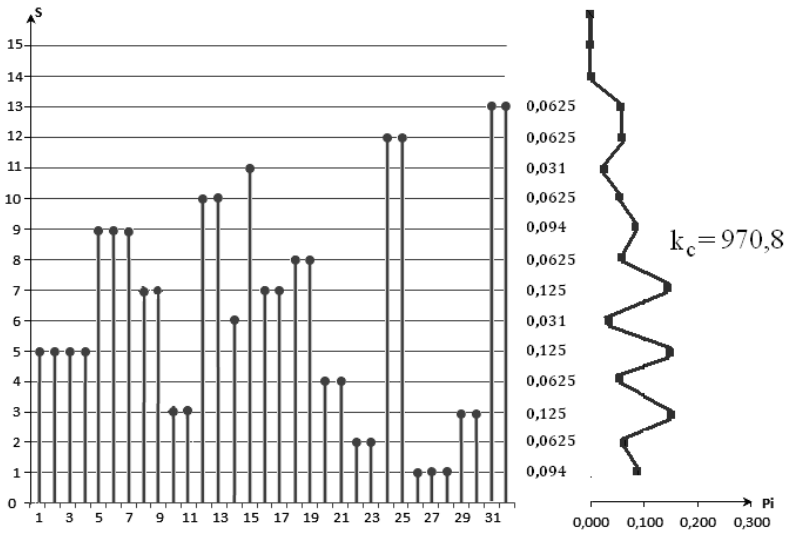
Розрахунок ентропії інформаційних джерел, представлених на рис. 5.1 виконується згідно виразів оцінки ентропії, представлених в табл. 3.11: 1 – Р. Хартлі, 4 – К. Шеннона та 11 – Я. Николайчука, на основі яких побудовані діаграми, представлені на рис. 5.2.



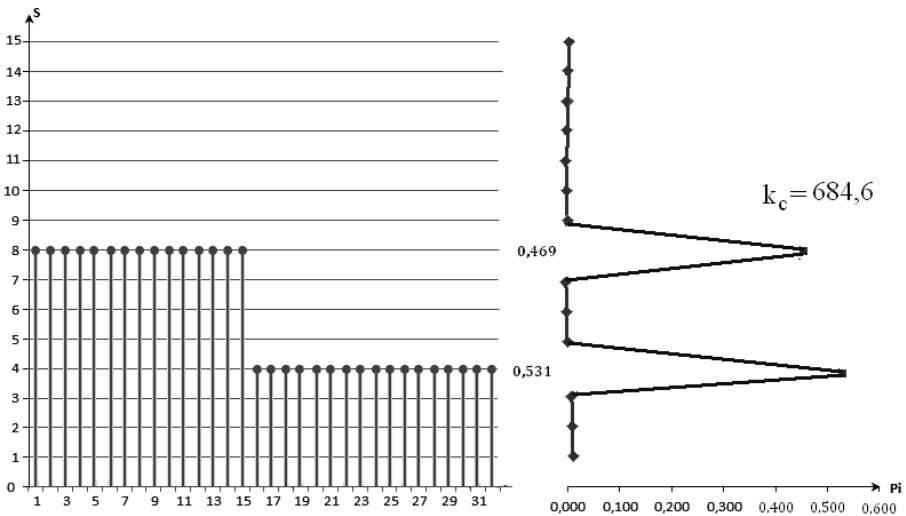
a)



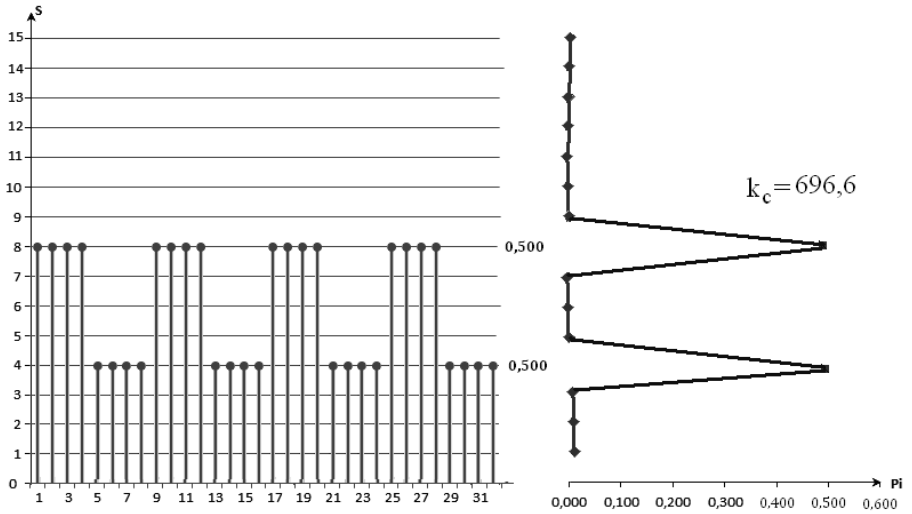
б)



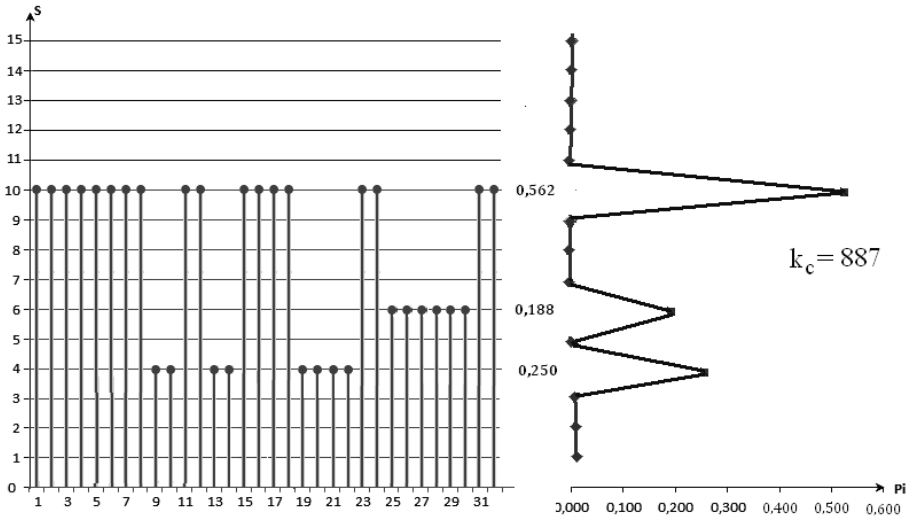
В)



Г)



д)



е)

Рис. 5.1. Оцінка ентропії по К.Шеннону інформаційних джерел з однаковими ймовірностями.

На основі аналітичного виразу розрахунку ентропії згідно оцінки Р. Хартлі  $H = n \cdot \log_2 S$ , (де, згідно рис. 5.1 (а,б,в),  $n = 32$ ,  $S = 16$ ) тобто  $I_H = 32 \cdot \log_2 16 = 32 \cdot 4 = 128$ . Отже оцінка ентропії Р. Хартлі незалежно від статистичних характеристик джерела інформації, представлених на рис. 5.1 (а,б,в), є однаковою.

Розрахунок ентропії одного цифрового відліку ДІ згідно формули К. Шеннона  $H = -k \sum_{j=0}^{S-1} p_j \log p_j$  при  $k=1$  для даного прикладу виконується наступним чином  $I_{Sh} = n \cdot (-k \sum_{j=0}^{S-1} p_j \log_2 p_j)$ , де  $p_j = \frac{n_j}{n}$ , а  $n_j$  – число  $j$ -тих станів ДІ на інтервалі вибірки  $n$ .

$$I_{Sh} = n \cdot (-k \sum_{j=0}^{S-1} \frac{n_j}{S} \log_2 \frac{n_j}{S}) \text{ або}$$

$$\begin{aligned} I_{Sh} &= n \cdot (-k \sum_{j=0}^{S-1} \frac{n_j}{n} (\log_2 n_j - \log_2 n)) = n \cdot k \sum_{j=0}^{S-1} \frac{n_j}{n} \cdot (\log_2 S - \log_2 n_j) = \\ &= n \cdot n \sum_{j=0}^{S-1} n_j \cdot (\log_2 S - \log_2 n_j) = \sum_{j=0}^{S-1} n_j \cdot (\log_2 n - \log_2 n_j). \end{aligned}$$

Тобто, в даному прикладі (рис. 5.1 (а,б,в)) при об'ємі вибірки  $n$  оцінка ентропії за формулою К.Шеннона наступна:

$$\begin{aligned} I_{Sh} &= n \cdot (-k \sum_{j=0}^{S-1} \frac{n_j}{S} (\log_2 n_j - \log_2 S)) = \sum_{j=0}^{S-1} n_j \cdot (\log_2 n - \log_2 n_j) = \\ &= (10 \cdot 2 \cdot (5-1) + 2 \cdot 3 \cdot (5-1,7) + 1 \cdot 4 \cdot (5-2)) = 111,8. \end{aligned}$$

На основі приведених аналітичних виразів розрахунок ентропії за формулами Р.Хартлі, К.Шеннона, Я.Николайчука виконується на основі масивів даних прикладів ДІ (табл. 5.2), представлених на рис. 5.1.

Таблиця 5.2 – Масиви даних прикладів джерел інформації, представлених на рис. 5.1.

Об'єм вибірки	Масив даних джерела інформації (рис. 5.1)					
	а	б	в	г	д	е
1	5	3	5	8	8	10
2	3	3	5	8	8	10
3	6	2	5	8	8	10
4	10	2	5	8	8	10
5	10	2	9	8	4	10
6	10	2	9	8	4	10
7	8	3	9	8	4	10
8	7	3	7	8	4	10
9	5	3	7	8	8	4
10	12	4	3	8	8	4
11	13	4	3	8	8	10
12	13	5	10	8	8	10
13	5	5	10	8	4	4
14	4	6	6	8	4	4
15	3	6	11	8	4	10
16	2	7	7	4	4	10
17	9	8	7	4	8	10
18	11	9	8	4	8	10
19	6	9	8	4	8	4
20	4	10	4	4	8	4
21	12	10	4	4	4	4
22	5	11	2	4	4	4
23	5	11	2	4	4	10
24	10	12	12	4	4	10
25	11	12	12	4	8	6
26	9	13	1	4	8	6
27	3	13	1	4	8	6
28	3	5	1	4	8	6
29	2	5	3	4	4	6
30	2	5	3	4	4	6
31	2	10	13	4	4	10
32	3	10	13	4	4	10

Отже оцінка ентропії згідно формули К.Шеннона для трьох різних ДІ з однаковими сумами ймовірностей станів (рис. 5.1 (а,б,в)) є однаковою, не враховує і не відображає динаміки, кореляційних та спектральних характеристик досліджуваних ДІ.

Розрахунок ентропії на основі оцінки К.Шеннона для ДІ, представлених на рис. 5.1 (г, д, е) має наступний вигляд:

$$\text{для рис. 5.1 (г): } I_{Sh} = 15 \cdot (5-4) + 17 \cdot (5-4) = 32;$$

$$\text{для рис. 5.1 (д): } I_{Sh} = 16 \cdot (5-4) + 16 \cdot (5-4) = 32;$$

$$\text{для рис. 5.1 (е): } I_{Sh} = 18 \cdot (5-4) + 8 \cdot (5-3) + 6 \cdot (5-2,5) = 46,5.$$

Викладені теоретичні засади та приклад розрахунку оцінок ентропії за формулами Р. Хартлі та К. Шеннона показує значні функціональні обмеження цих оцінок, оскільки вони не реагують на зміну динаміки, статистичних та спектральних характеристик станів ДІ.

Розрахунок ентропії згідно аналітичного виразу Я.Николайчука (табл. 5.1 № 11) виконується згідно наступного алгоритму:

$$\text{– визначається математичне сподівання масиву даних } M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i;$$

$$\text{– визначається масив центрованих значень } \overset{\circ}{x}_i = x_i - M_x;$$

$$\text{– обчислюється дисперсія } D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_x)^2 \text{ та квадрат дисперсії } D_x^2;$$

– обчислюється центрована автокореляційна функція

$$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\circ}{x}_i \cdot \overset{\circ}{x}_{i+j}, \quad j = \overline{0, 1, \dots, m}, \quad m - \text{число точок АКФ};$$

$$\text{– обчислюється масив даних квадратів АКФ } R_{xx}^2(j);$$

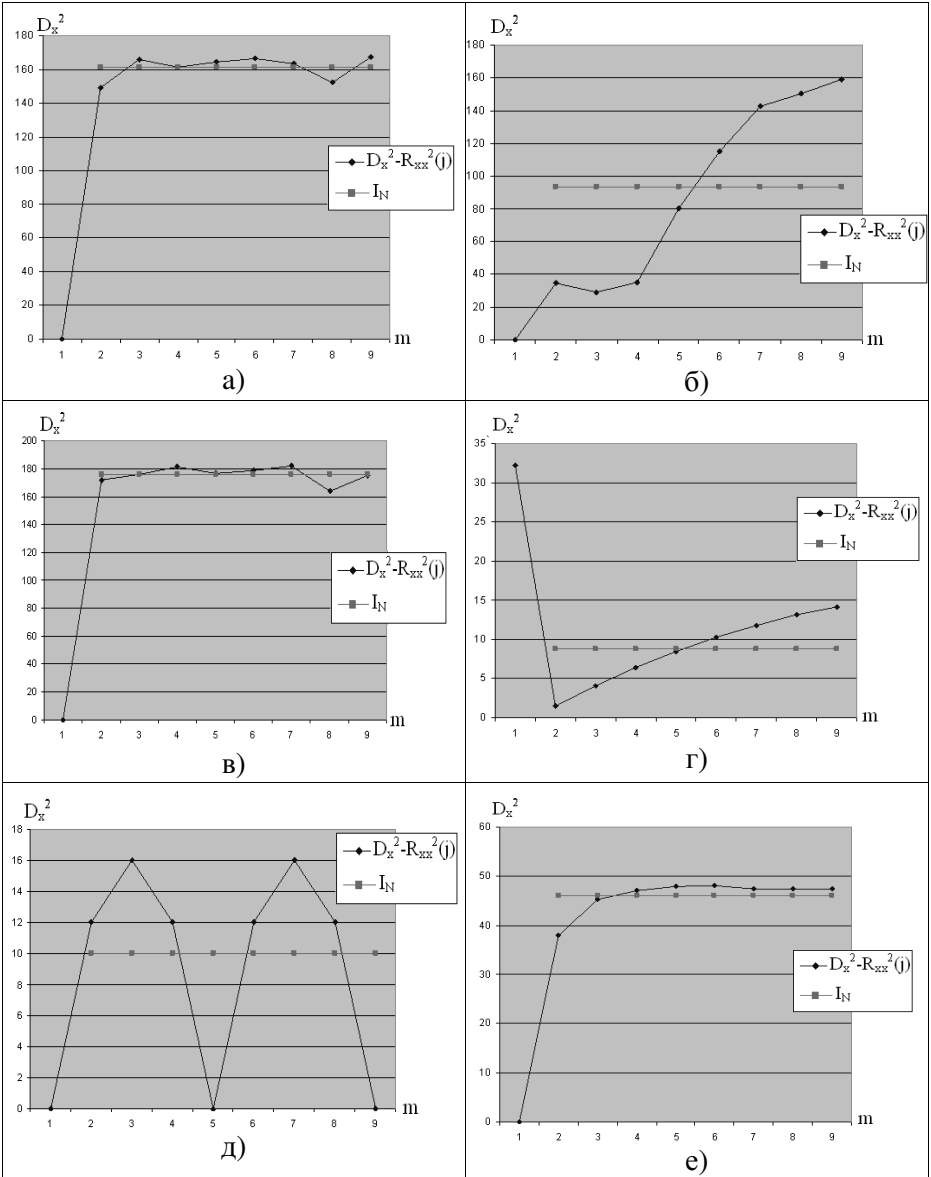
$$\text{– обчислюється різниця } I_j = D_x^2 - R_{xx}^2(j), \quad j = \overline{0, 1, \dots, m};$$

$$\text{– визначається математичне сподівання } I_x = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m I_j;$$

$$\text{– обчислюється ентропія згідно виразу } I_N = n \cdot \hat{E} \left[ \frac{1}{2} \log_2 I_x \right]$$

Графіки розрахунку кореляційної міри ентропії для ДІ, поданих на рис. 5.1, подані в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Графіки розрахунку кореляційної міри ентропії





На основі приведених аналітичних виразів виконано розрахунок ентропії  $I_N$  для ДІ, представлених масивами даних (табл. 5.2), а його результати приведено на діаграмі (рис. 5.2).

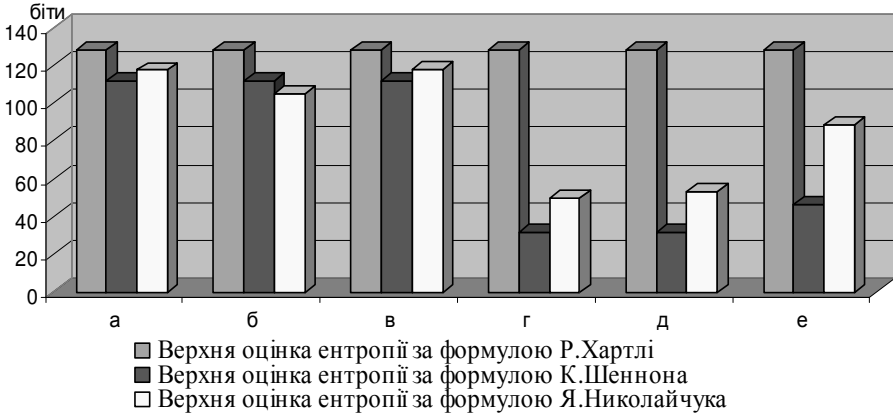


Рис. 5.2. Діаграма розрахунку ентропії

Оцінка кореляційної ентропії за оцінкою Я.Николайчука забезпечує чітку диференціацію структури даних.

Складна структура решітчастих моделей послідовностей цифрових відліків також може бути описана та кількісно розрахована з точки зору інформатики на основі єдиної інтегральної оцінки її інформаційної ємності згідно, розроблених нами і апробованих, теоретичних засад коефіцієнта структурної складності [12, 19].

Оцінювання структурної складності СД на основі вагових коефіцієнтів оцінок інформативності викладено у роботах [5, 12, 19], де дана проблема вирішена шляхом визначення параметрів моделей  $P_i$  та присвоєння вагових коефіцієнтів оцінок інформативності СД –  $\alpha_i$ .

Враховуючи вказані показники, отримуємо адитивно-мультіплікативну оцінку на основі коефіцієнта структурної складності:

$$k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i.$$

Визначимо коефіцієнт структурної складності решітчастих моделей послідовностей цифрових відліків, що зображені на рис. 1 згідно виразу:

$$k_c = k_{\text{основи}} + k_{\text{моделі}} = \left( \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i \right)_{\text{основи}} + \left( \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i \right)_{\text{моделі}} \cdot :$$

На основі проведених розрахунків побудована діаграма структурної складності решітчастих моделей послідовностей цифрових відліків, що зображені на рис. 5.1 (рис. 5.3):

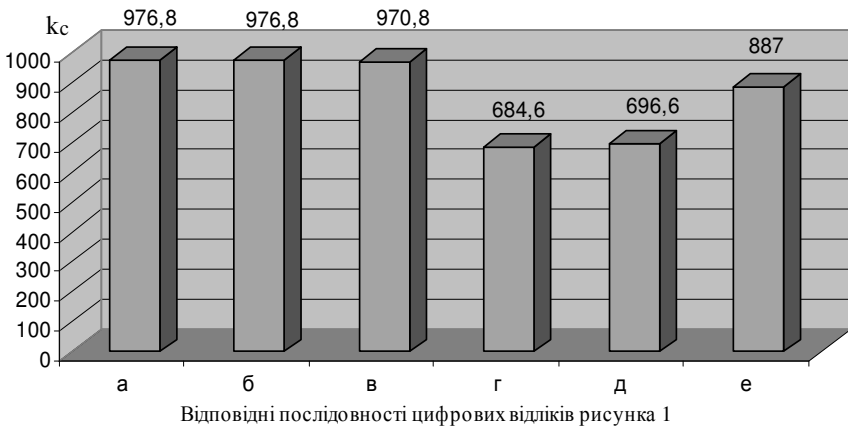
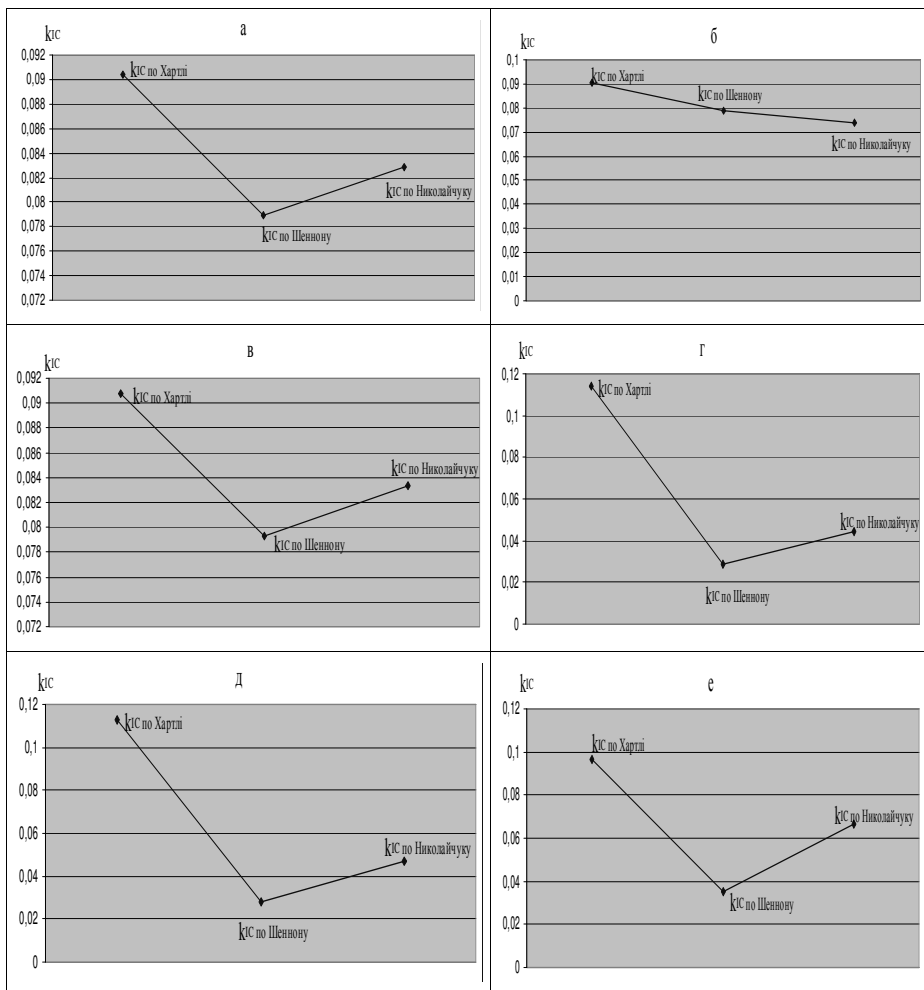


Рис. 5.3. Структурна складність решітчастих моделей, зображених на рис. 5.1

В загальному випадку оцінку ентропійно-структурної складності можна виразити на основі різних аналітичних функцій: адитивної ( $k_{IC} = I + k_c$ ), мультиплікативної ( $k_{IC} = I \cdot k_c$ ), відносної ( $k_{IC} = I/k_c$ ), експоненціальної ( $k_{IC} = I \cdot e^{k_c}$  або  $k_{IC} = k_c \cdot e^I$ ), логарифмічної ( $k_{IC} = I \cdot \log k_c$  або  $k_{IC} = k_c \cdot \log I$ ) та ін.

В даній роботі розраховано відносну оцінку ентропійно-структурної складності ПФД, що відображено в табл. 5.4.

Таблиця 5.4 – Графіки розрахунку ентропійно-структурної складності



Обґрунтування ефективності застосування даних критеріїв потребує глибокого теоретичного та експериментального дослідження для різних класів ПФД

**Список джерел,  
використаних у 5 розділі**

1. Balcazar J. L. Structural Complexity / J. L. Balcazar, J. Diaz, J. Gabarro. – two volumes // Springer. – 1988. – Vol. I ; – 1990. – Vol. II.
2. Shaltiel R. Simple extractors for all min-entropies and a new pseudo-random generator / R. Shaltiel, C. Umans // Proceedings of the 42nd IEEE Symposium on Foundations of Computer Science. – 2001. – P. 648–657.
3. Coppersmith D. Matrix multiplication via arithmetic progressions / Don Coppersmith, Shmuel Winograd // Journal of Symbolic Computation. – 1990. – March. – № 9 (3). – P. 251–280.
4. Raz R. The bns-chung criterion for multi-party communication complexity / R. Raz // Computational Complexity. – 2000. – № 9 (2). – P. 113–122.
5. Возная Н. Я. Теоретические основы структуризации полифункциональных данных в различных теоретико-числовых базисах / Н. Я. Возная // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. – 2015. – Vol. 3, № 1. – P. 62–70.
6. Глухов В. С. Оцінка структурної складності багатосекційних помножувачів елементів полів Галуа / В. С. Глухов, Г. М. Тріщ // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2014. – № 806. – С. 27–33. – (Серія : "Комп'ютерні системи та мережі").
7. Кузьо М. М. Реконфігуровані обчислювальні системи на однорідній структурі / М. М. Кузьо // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2010. – № 688. – С. 152–156. – (Серія : "Комп'ютерні системи та мережі").
8. Николайчук Я. М. Пат. 107904 Україна МПК G06F 3/023 (2006.01) Пристрій для введення алфавітно-цифрових даних / Я. М. Николайчук, А. О. Мельник, Н. Я. Возна, В. А. Мельник // № а201404203; заявл.18.04.2014; опубл.25.02.2015, Бюл. № 4/2015.
9. Николайчук Я. Теоретичні основи формування ентропійних моделей на базі кореляційних функцій / Я. Николайчук, А. Сегін, І. Сабадаш // Інформаційні технології і системи. – 2002. – Т.5, № 1–2. – С. 13–21.

10. Боюн В. П. Динамическая теория информации. Основы и приложения / В. П. Боюн. – К.: Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины, 2001. – 326 с.

11. Николайчук Я. М. Теоретичні основи мір ентропії та їх застосування в інформаційних технологіях формування та опрацювання сигналів/ Я. М. Николайчук, А. Р. Воронич // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2010. – № 1 (19). – С. 50–64.

12. Возна Н. Я. Основы теории, функции та задачи структуризации данных в информационных системах / Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук // Питання оптимізації обчислень (ПОО-XL) : праці міжнар. наук. конф. – К. : Ін-т кибернетики ім. В. М. Глушкова НАН України, 2013. – С. 56–57.

13. Николайчук Я. М. Теория джерел інформації / Я. М. Николайчук. – Вид. 2-е, випр. – Тернопіль : Терно-граф, 2010. – 536 с.

14. Николайчук Я. М. Коды поля Галуа: теория і застосування : моногр. – Тернопіль: Терно-граф, 2012. – 576 с.

15. Николайчук Я. М. Теория моделей руху даних розподілених комп'ютерних систем : моногр. / Я. М. Николайчук, І. Р. Пітух, Н. Я. Возна. – Тернопіль : Терно-граф, 2008 – 216 с.

16. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopil : Terno-graf, 2013. – 284 p.

17. Vozna N. Theory and methods of development of data flow models in distributed CS / Natalia Vozna // Advanced computer system and network: design and application : Proceedings of the 4-th international conference ACSN-2009. – Lviv, 2009. – P. 304–307.

18. Возна Н. Я. Теорія та методи побудови моделей руху даних у розподілених КС / Н. Я. Возна // Вісник національного університету "Львівська політехніка". – 2010. – № 688. – С. 60–64. – (Серія : "Комп'ютерні системи та мережі").

19. Возна Н. Я. Структуризація поліфункціональних даних в унітарному теоретико-числовому базисі / Н. Я. Возна // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2015. – № (29). – С. 35–44.

---

20. Николайчук Я. М. Теоретичні основи мір ентропії та їх застосування в інформаційних технологіях формування та опрацювання сигналів / Я. М. Николайчук, А. Р. Воронич // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2010. – № 1(19). – С. 50–64.

21. Воронич А. Р. Ентропійні методи формування та опрацювання сигналів в розподілених спеціалізованих комп'ютерних системах / А. Р. Воронич // Вісник Хмельницького національного університету. – 2010. – № 4. – С. 69–71.

22. Спеціалізовані комп'ютерні технології в інформатиці : моногр. / за заг. ред. Я. М. Николайчука. – Тернопіль : Бескиди, 2017. – 919 с.

## 6. МЕТОД ОБРАЗНО-КЛАСТЕРНОЇ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ДАНИХ МОНІТОРИНГУ ОБ'ЄКТІВ КОМП'ЮТЕРИЗОВАНИХ СИСТЕМ

Розробка та впровадження комп'ютеризованих систем моніторингу широкого класу технологічних об'єктів різних галузей промисловості, а також технічної та екологічної безпеки їх експлуатації є особливо актуальною науково-прикладною задачею [1].

Прикладом найбільш популярних систем моніторингу стану розподілених об'єктів, до яких належить більшість промислових установок різних галузей промисловості є:

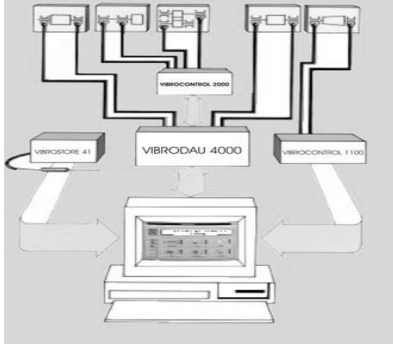
- інтегрована система фірми АВВ, яка виконує: централізоване ліцензування; узгоджений обмін даними між контролерами; централізоване конфігурування структури та резервування; опрацювання аварійних сигналів високого рівня пріоритету; збір, зберігання і перегляд графічних трендів історії і даних; реєстрація подій по всій системі;

- система СМS фірми SPM, яка дає змогу виконувати інформаційно-вимірювальні функції, моніторинг технічного стану, спектральний аналіз, реєстрацію відхилень обладнання від норми, формування сигналів тривоги та накопичення інформації в реальному часі;

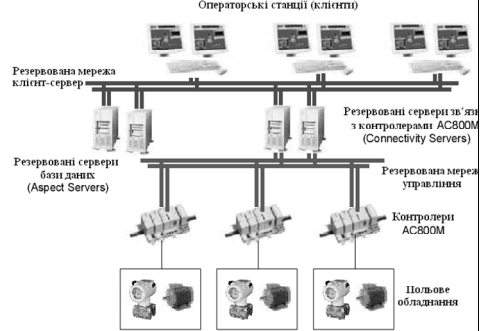
- система адаптивної моніторизації COMPASS фірми Брюль і К'єр, система VIBROCAM-4000 фірми SCHENCK та ES-Configurator, представника F&F "Електросвіт" фірми F&F, які оснащені повнофункціональними наборами компонентів типу: сенсорів, комутаційних та програмованих реле, таймерів, цифрових регуляторів, контролерів, індикаторів та моніторів абонентських станцій операторів. Приклади архітектури таких систем подано у табл. 6.1

Таблиця 6.1 – Структурна організація моніторингових комп'ютеризованих інтерактивних систем

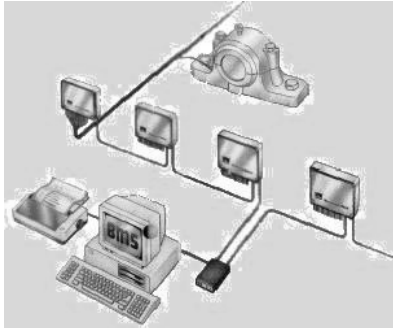
VIBROCAM 4000,  
фірма Motorola



800xA System,  
фірма ABB



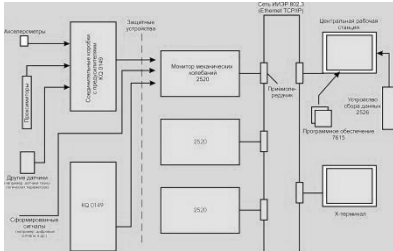
CMS,  
фірма SPM



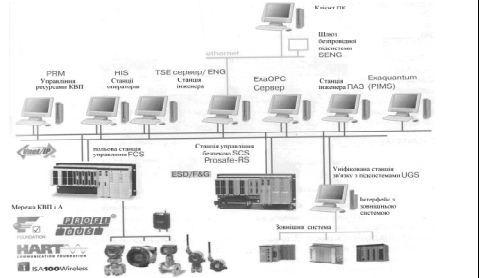
ES-GETCOM figurator,  
фірма F&F



COMPASS,  
фірма "Брюль і К'єр"



CENTRUM VP,  
фірма Yokogawa





В якості систем дистанційної взаємодії компонентів провідного та безпроводного інтерфейсного зв'язку використовується [2–4]: сервери OPC і SCADA, GSM та LAN-мережі, Internet GSM, CSD, Clip, Voice IBR, DIMF, GPRS, MS SQL, MY SQL, Modbus RTU/TCP.

Важливими функціями описаних систем є організація інтерактивної взаємодії ОМС, яка реалізується на рівні абонентської станції оператора (АСО).

Типовими структуризованими формами такої взаємодії є (рис. 6.1):

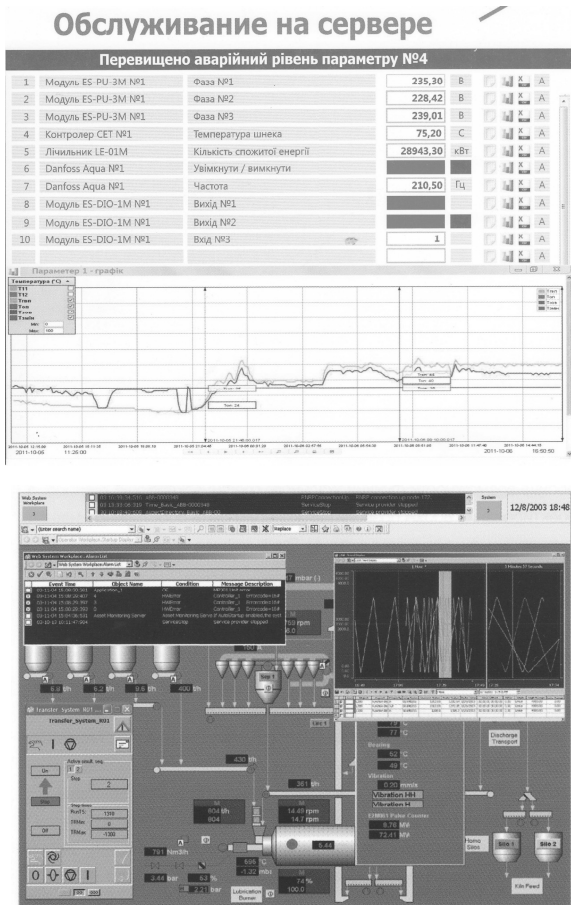


Рис. 6.1. Структуризація моніторингових даних в існуючих системах

- таблиця усіх або за вибором оператора певної групи технологічних параметрів;
- тренди графіків реєстрації параметрів у часі;
- реалістичне структуризоване представлення об'єкта чи процесу моніторингу на базі Windows WPF.

Слід зауважити, що в системі 800A та Centrum VPRS значна увага приділена факторам ефективності роботи оператора. При цьому метою інтегрованого інтерфейсу оператора є надання йому можливості швидкого і спрощеного користування засобами прийняття рішення для аналізу, пошуку та ліквідації несправності, як у звичайному режимі, так і при наявності збоїв і відмов керуючого, виконавчого та інформаційного обладнання.

Моніторинг технологічних об'єктів в наш час здійснюється за допомогою інтегрованих розподілених комп'ютеризованих систем [2–7]. Програмно-апаратні засоби такого класу інформаційних систем тиражуються і впроваджуються відомими зарубіжними фірмами: ABB, Motorola, F&F, SPM, SCHENCK, YOKOGAWA та їхніми представництвами в Україні (Електросвіт, ООО "Июкогава Электрик Украина") [2–4].

Виконаний аналіз структури та функцій інтегрованих комп'ютеризованих систем моніторингу універсального призначення свідчить, що проблемі розвитку теорії, систематизації функцій та методам підвищення ефективності роботи операторів приділено недостатньо уваги. При цьому практично відсутні дослідження структуризованих моделей ОМС, адаптованих до конкретних інформаційних, технологічних та семантичних станів реальних промислових об'єктів управління. Недостатньо уваги приділено реалізації принципів побудови образно-кластерних моделей моніторингу відхилень станів об'єктів від норми на основі статистичних, кореляційних, спектральних, ентропійних, кластерних та логіко-статистичних інформаційних моделей, теоретичні основи яких викладено у наукових працях [8–10].

У структурі комп'ютеризованих систем контролю та управління промислових об'єктів моніторинг за їх станом та технологічними режимами роботи виконують оператори абонентських станцій [7]. При цьому методи представлення, структуризація даних та технологія вза-

ємодії "оператор – моніторингова система" (ОМС), як свідчить практика, дослідження науковців та розробки фірм [2, 3], надійність та результативність функціонування ОМС в реальному часі суттєво впливає на ефективність роботи об'єктів та інформаційної системи діагностування в цілому.

Важливим елементом вказаної інформаційної взаємодії є режим реалізації моніторингу, ефективна структуризація моделей об'єктів управління, а також надійне розпізнавання квазістаціонарних, нештатних, передаварійних, аварійних та екологічно-небезпечних ситуацій на об'єктах. Особливе значення при цьому надається забезпеченню низької структурної складності відображення на моніторі станів ОУ та високої швидкодії реакції оператора на зміни станів об'єктів.

Перспективним методом реалізації таких характеристик комп'ютеризованої системи на рівні абонентської станції оператора є образно-кластерна структуризація даних та відображення відповідної моделі на екрані монітора [4,7]. Досвід побудови такого класу моделей, отриманий у галузі літакобудування, на основі теорії та ентропійних принципів суб'єктивного аналізу В. Касьянова [11], а також проектування спеціалізованих комп'ютерних систем [12].

## **6.1. Метод побудови образно-кластерної моделі контролю квазістаціонарних технологічних процесів**

Запропонований у співавторстві спосіб [13] належить до контрольно-вимірювальної техніки для контролю процесу виміру та ідентифікації станів технологічного процесу у системах збору та підготовки інформації автоматизованих систем керування технологічними процесами складних виробничих комплексів, зокрема для контролю та ідентифікації станів "норми", "прогноз аварії" та "аварії" для технологічних процесів та об'єктів, які характеризуються підвищеним рівнем вибухо- та екологічної безпеки, наприклад об'єктів атомної, енергетичної та нафтогазової промисловості.

Суть відомого способу контролю параметрів технологічного процесу [2] полягає у вимірі фізичних параметрів об'єкта, розрахунку їх статистичних характеристик та відображенні станів технологічного процесу у вигляді: таблиці усіх або за вибором оператора певної групи вимірних та розрахованих технологічних параметрів; трендів графіків реєстрації вимірних параметрів та розрахованих статистичних характеристик станів технологічного процесу у часі; реалістичного структуризованого представлення об'єкта чи технологічного процесу на моніторі оператора.

Недоліком такого способу є звужені функціональні можливості та низька інформативність, оскільки відображення окремих технологічних та віртуальних розрахункових параметрів здійснюється не інтегровано на екрані монітора оператора і не дозволяє здійснювати структуризовану ідентифікацію стану технологічного процесу та об'єкту контролю. При певній складності об'єкту контролю і великому числі контрольованих та розрахункових технологічних параметрів спостерігається низька ефективність та можливість появи великого числа помилок дій оператора при ідентифікації станів технологічного процесу "норма", "прогноз аварії" та "аварія".

Ще один відомий спосіб контролю параметрів технологічного об'єкта, який реалізований у пристрої контролю роботи технологічного об'єкта [14].

Суть способу полягає у тому, що стани технологічного об'єкта "норма", "прогноз аварії" та "аварія" розраховуються на основі вимірних параметрів та обчисленої кластерної моделі і кожен з цих станів відображається на окремому індикаторі.

На рис. 6.2 зображена структурна схема процесора: 1 – блок оцінки стану об'єкту контролю, 2 – об'єкт контролю (технологічний параметр багатоканального об'єкта), 3 – генератор імпульсів, 4 – двійковий лічильник, 5 – постійний запам'ятовуючий пристрій, 6 – схема порівняння, 7 – логічний елемент АБО, 8 – *RS*-тригер, 9 – індикатор стану.

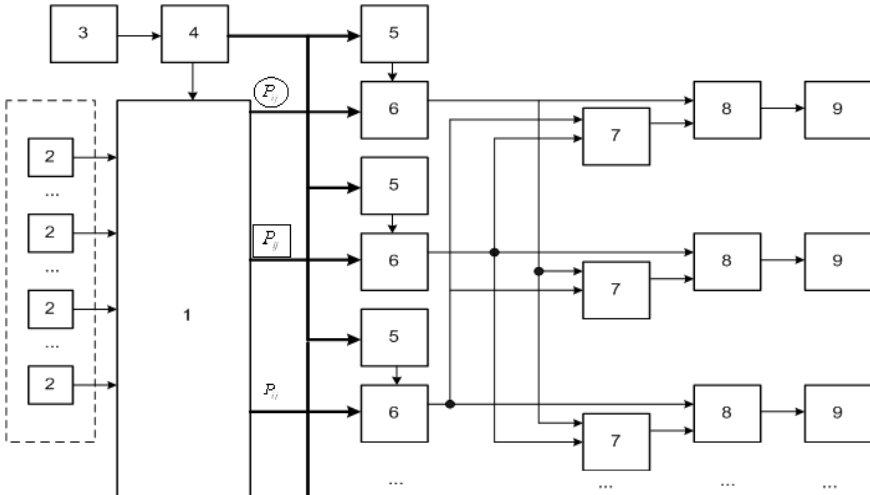


Рис. 6.2. Структурна схема процесора  
для контролю роботи технологічного об'єкту ( $k_c = 518,6$ )

Недоліком такого способу є звужені функціональні можливості та низька інформативність, оскільки результатом аналізу технологічного процесу є контроль відхилення від норми тільки ймовірнісних переходів кластерної моделі без врахування його вимірних та розрахованих статистичних характеристик. Також недоліком є контроль параметрів технологічного процесу шляхом відображення його станів "норма", "прогноз аварії" та "аварія" на багатьох окремих індикаторах, які здійснюють тільки реєстрацію факту відхилення від норми і не дозволяють інтегровано ідентифікувати ці стани у вигляді структуризованої образно-кластерної фейс-моделі.

Також відомий спосіб контролю параметрів технологічного процесу [15].

Такий посіб контролю параметрів технологічного процесу включає циклічний вимір значень кожного параметра і їх запам'ятовування, визначення стану технологічного процесу шляхом порівняння вимірюваних значень параметра в області можливих значень норми, ідентифікацію стану квазістаціонарного об'єкта, визначення

структурної автокореляційної функції та нормованого коефіцієнта взаємкореляції, за якими порівнюють:

– ковзні статистичні характеристики математичного сподівання, згідно виразів:

$$L_1 = \left\{ \begin{array}{l} 0, a_1 < M_j < a_2 \\ 1, a_1 \geq M_j \geq a_2 \end{array} \right\}, \quad (k_c = 110)$$

де  $M_j = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i+j}^{n+j} x_{i+j}$ ,  $i = 1, 2, \dots, I$ ,  $n$  – число контрольованих параметрів технологічного об'єкту;

– структурну кореляційну функцію, згідно виразу:

$$L_2 = \left\{ \begin{array}{l} 0, b_1 < C_{xx}(j) < b_2 \\ 1, b_1 \geq C_{xx}(j) \geq b_2 \end{array} \right\}, \quad (k_c = 142)$$

де  $C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i+j}^{n+j} (x_i - x_{i-j})^2$ ,  $j = \overline{0, m}$ ;

– коефіцієнти нормованої взаємкореляції між двома параметрами, згідно виразу:

$$L_3 = \left\{ \begin{array}{l} 0, 0 < \rho_{xy} < 1 \\ 1, 0 \geq \rho_{xy} \geq -1 \end{array} \right\}, \quad (k_c = 80)$$

де  $\rho_{xy} = \frac{R_{xy}(0)}{\sigma_x \cdot \sigma_y}$ ,  $\sigma_x = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i+j}^{n+j} (x_i - M_{xj})^2$ ,  $\sigma_y = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i+j}^{n+j} (y_i - M_{yj})^2$ .

Таким чином згідно приведені сукупності вимірних та визначених параметрів технологічного процесу в даному способі виконується наступна послідовність операцій;

$X_{III} = F(\{x_i\}, \{y_i\}, S, M_j, M_{xj}, M_{yj}, \sigma_x, \sigma_y, C_{xx}(j), R_{xy}(0), \rho_{xy}, L_1, L_2, L_3)$ ,  
де:  $\{x_i\}, \{y_i\}$  – вимірювання параметрів технологічного процесу;  $S$  – ідентифікація квазістаціонарного стану технологічного процесу;  $M_j, M_{xj}, M_{yj}$  – визначення ковзних статистичних характеристик математичного сподівання;  $\sigma_x, \sigma_y$  – визначення середньоквадратичних оцінок дисперсії;  $C_{xx}(j)$  – визначення структурної кореляційної функції;  $R_{xy}(0)$  – визначення центрованої взаємкореляційної функції в

нульовій точці між параметрами  $x_i, y_i; \rho_{xy}$  – визначення коефіцієнта нормованої взаємкореляції між кожною парою параметрів, на основі яких визначаються  $L_1, L_2, L_3$  – логіко-статистичні оцінки порівняння вимірюваних значень параметрів в області можливих значень норми, відповідно по амплітуді ( $L_1$ ), по динаміці ( $L_2$ ) та фазі ( $L_3$ ).

Система контролю, що реалізує даний спосіб (рис. 6.3) містить датчики вимірів параметрів 1, 1–2, ..., 1–n, блок збору інформації 2, до інформаційного входу якого підключені датчики 1–1, 1–2, ..., 1–n, пульт оператора 3, пристрій підготовки інформації 4, першу шину 5, що з'єднує пристрій підготовки інформації 4 і пульт оператора 3, другу шину 6, що з'єднує пристрій підготовки інформації 4 і блок збору інформації 2, блок введення інформації 1, третю шину 8, що з'єднує блок виведення інформації 7 і пристрій підготовки інформації 4, шину 9, що з'єднує пульт оператора 3 і блок збору інформації 2.

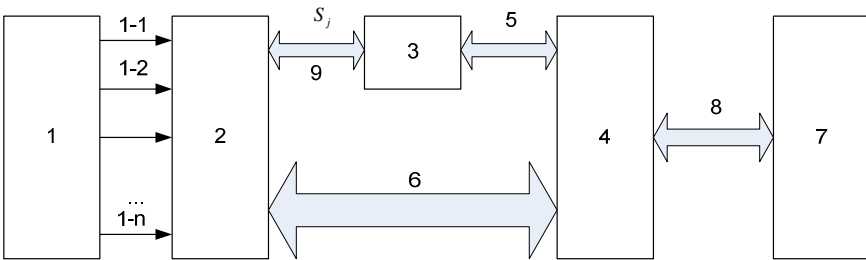


Рис. 6.3. Структурна схема системи контролю параметрів технологічного процесу ( $k_c = 193$ )

Блок збору інформації 2 призначений для видачі по сигналу ідентифікації стану об'єкта контролю від пульта 3 кодів значень вимірюваних параметрів і передачі їх в пристрій підготовки інформації 4.

Недоліком такого способу є звужені функціональні можливості, які обумовлені тим, що контроль параметрів технологічного процесу не здійснюється шляхом визначення вибірових та зважених ковзних математичних сподівань параметрів технологічного процесу, порівняння спектральних характеристик вимірювальних значень параметрів.

рів технологічного процесу в області можливих значень норми, визначення матриці ймовірностей переходу технологічного процесу з одного стану в інший, визначення оцінки кореляційної ентропії технологічного процесу, формування еталонного зображення образно-кластерної моделі стану технологічного процесу "норма", порівняння параметрів еталонного стану з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу "норма", "прогноз аварії" та "аварія" та ідентифікацію стану технологічного процесу відображення на моніторі оператора у вигляді образно-кластерної моделі, що знижує інформативність ідентифікації стану технологічного процесу.

В основу запропонованого способу контролю параметрів технологічного процесу [13] покладена задача його удосконалення шляхом розширення функціональних можливостей та збільшення його інформативності.

Дана задача вирішується тим, що спосіб контролю параметрів технологічного процесу, що включає циклічний вимір значень кожного параметра і їхнє запам'ятовування, визначення стану технологічного процесу шляхом порівняння вимірюваних значень параметра з граничними уставками, ідентифікацію стану квазістаціонарного об'єкта, визначення структурної автокореляційної функції та нормованого коефіцієнта взаємкореляції, за якими порівнюють ковзні статистичні характеристики математичного сподівання, в якому:

– визначають вибіркові математичні сподівання, згідно виразів:

$$M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n X_i, \quad M_y = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n Y_i,$$

які характеризують відповідність значень уставкам регуляторів технологічного процесу;

– визначають зважені ковзні математичні сподівання параметрів, згідно виразів:

$$M_{vx} = \frac{1}{n} \sum_{i=1+j}^{n+j} V_{i-j} X_{i+j}, \quad M_{vy} = \frac{1}{n} \sum_{i=1+j}^{n+j} V_{i-j} Y_{i+j},$$

які дозволяють виконувати екстраполяцію та передбачення зміни станів технологічного процесу в часі, де  $V_{i-j}$  – вагова функція, що



визначає інформативність вимірюючого значення технологічного процесу з нульовим ефектом старіння інформації, що дозволяє прогнозувати тенденцію та майбутні стани технологічного процесу;

– виконують порівняння спектральних характеристик вимірюваних значень параметрів в області можливих значень норми, згідно виразів:

$$L_4 = \left\{ \begin{array}{l} 0, S_1 < S_w < S_2 \\ 1, S_1 \geq S_w \geq S_2 \end{array} \right\}, \quad (k_c = 110)$$

де  $S_w = \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m \rho_{xx}(j) \cdot w_j \cdot e^{-\alpha j}$ ,  $w$  – кругова частота косинусного перетворення Фур'є,  $\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}$  – нормована і центрована

автокореляційна функція контролюваного параметру технологічного процесу,  $D_x = \sigma_x^2$  – дисперсія технологічного процесу,  $R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{x}_i \cdot \dot{x}_{i+j}$  – центрована автокореляційна функція параметра технологічного процесу,  $\dot{x}_i = x_i - M_x$ ;

– визначають матрицю ймовірностей переходу технологічного процесу з одного стану в інший  $P_{ij}$ , де

$$P_{ij} = \begin{pmatrix} \boxed{P_{11}} & \boxed{P_{12}} & \dots & P_{1j} & \dots & \boxed{P_{1n}} \\ P_{21} & \boxed{P_{22}} & \dots & P_{2j} & \dots & \boxed{P_{2n}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{i1} & \boxed{P_{i2}} & \dots & \boxed{P_{ij}} & \dots & \boxed{P_{in}} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ \boxed{P_{m1}} & P_{m2} & \dots & \boxed{P_{mj}} & \dots & P_{mn} \end{pmatrix}, \quad (k_c = 373)$$

де  $\boxed{P_{ij}}$  – ймовірнісний стан норми,  $\boxed{P_{ij}}$  – ймовірнісний стан прогнозу різних видів передаварійних станів,  $P_{ij}$  – ймовірнісний стан аварії,  $i = \overline{1, m}$ ,  $j = \overline{1, n}$ ;

– здійснюють оцінку кореляційної ентропії технологічного процесу, яка відображає деградацію кореляційних характеристик техно-

логічного процесу і передбачає розвиток передаварійних станів технологічного процесу, згідно виразу:

$$I_x = n \cdot \hat{E} \left[ \frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m (D_x^2 - R_{xx}^2(j)) \right],$$

де  $m$  – число точок автокореляційної функції,  $\hat{E}[\bullet]$  – цілочисельна функція з округленням до більшого цілого [10];

– формують еталонне зображення образно-кластерної моделі стану технологічного процесу "норма", додатково порівнюють параметри еталонного стану з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу "норма", "прогноз аварії" та "аварія" та ідентифікують стан технологічного процесу додатковим відображенням на моніторі оператора структуризованої образно-кластерної фейс-моделі.

Таким чином, в результаті введення операцій визначення вибірових математичних сподівань, здійснення контролю реальних відхилень середньостатистичних станів технологічного процесу від заданих уставок регуляторів параметрів; визначення оцінок зважених ко-взних математичних сподівань; контролю відхилення технологічного процесу по спектру в області можливих значень норми та оцінки кореляційної ентропії технологічного процесу досягнуто розширення функціональних можливостей контролю параметрів технологічного процесу; формування еталонного зображення образно-кластерної моделі стану технологічного процесу "норма", порівняння параметрів еталонного стану з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу "норма", "прогноз аварії" та "аварія" та ідентифікацію стану технологічного процесу відображенням на моніторі оператора образно-кластерної моделі, яке полягає в тому, що дозволяє передбачати та прогнозувати розвиток передаварійних станів технологічного процесу, а побудова та відображення образно-кластерної моделі дозволяє підвищити інформативність контролю параметрів технологічного процесу.

Таким чином, згідно визначення нових параметрів технологічного процесу, удосконалений контроль параметрів технологічного процесу з можливістю передбачення розвитку передаварійних та ава-

рійних станів технологічного процесу, запропонований спосіб здійснюється згідно наступної послідовності операцій ( $k_c = 338$ ):

$$X_{III} = F(\{x_i\}, \{y_i\}, S, M_j, M_{xj}, M_{yj}, \sigma_x, \sigma_y, C_{xx}(j), R_{xy}(0), \rho_{xy}, L_1, L_2, L_3, M_x, M_y, M_{vx}, M_{vy}, L_4, P_{ij}, I_x)$$

де  $M_x, M_y, M_{vx}, M_{vy}, L_4, P_{ij}, I_x$  – визначаються нові параметри технологічного процесу, які дозволяють збільшити функціональні можливості й інформативність способу контролю параметрів технологічного процесу та формування еталонного зображення образно-кластерної моделі стану технологічного процесу "норма", порівняння параметрів еталонного стану з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу "норма", "прогноз аварії" та "аварія", ідентифікацію стану технологічного процесу відображенням на моніторі оператора образно-кластерної моделі, що дозволяє підвищити швидкодію реакції оператора на відхилення технологічного процесу від норми та попередити виникнення його аварійних станів.

## 6.2. Методологія суб'єктивного моніторингу об'єктів

Успіхи сучасної мікропроцесорної техніки, теорії формування, передавання та опрацювання структуризованих даних (СД) забезпечили створення та успішне впровадження інтерактивних комп'ютеризованих систем реального часу, що здійснюють моніторинг, діагностування та керування складними багатопараметричними процесами та промисловими об'єктами. При побудові таких систем використовується потужна теоретична база опрацювання вимірювальних даних та на основі САПР та формування структуризованих інформаційних потоків у вигляді ансамблю фреймів інтерактивних систем на рівні: об'єкта управління (ОУ), оператора, комп'ютерної мережі (КМ), середовища реєстрації моніторингових даних (РМД) та системи автоматизованого управління (САУ).

Важливою проблемою вдосконалення та підвищення ефективності використання моніторингових даних (МД) є відповідний розвиток теорії та методів інтегрованого образного відображення на рівні

оператора штатних, нештатних, передаварійних та аварійних станів ОУ. Особливо це стосується вибухо- та екологічно небезпечних ОУ. До таких об'єктів належать мобільні транспортні та літальні апарати, АЕС, установки видобутку, підготовки, транспорту, переробки та зберігання продуктів нафтогазової промисловості, шахти, хімічні, металургійні та інші підприємства.

При зростанні складності технології виробництва керованими мікропроцесорними засобами, відповідно зростають об'єми, структурна складність моніторингових інформаційних потоків та небезпека виникнення нештатних або аварійних станів контрольованих ОУ. Одночасно зростає роль та відповідальність операторів комп'ютеризованої системи до забезпечення швидкої суб'єктивної реакції на відхилення ОУ від норми та прийняття еквівалентно швидких правильних рішень по їх ліквідації.

Фундаментальні математичні основи ролі людини – оператора ("суб'єкта") у моніторингу станів та керування ОУ викладені у роботі В. Касьянова [11], де під поняттям "суб'єктивний аналіз" розуміється, що ядром "серцевиною" активної системи моніторингу та прийняття рішень по управлінню є людина – суб'єкт. Тобто, згідно В. Касьянова – "суб'єктивний аналіз" це діагностування та керування функціями інтерактивної системи у тому змісті, що всі рішення приймаються суб'єктом або групою суб'єктів цієї системи.

Операторська діяльність – специфічний вид трудової діяльності, що виник в результаті технічного прогресу. З психологічної точки зору дана діяльність виступає складним, багатовимірним, багаторівневим та динамічним явищем.

Людина-оператор виступає важливим компонентом системи "людина-машина", який не тільки визначає мету діяльності, а й організовує всю систему для досягнення заздалегідь визначеного результату. Технічні засоби, що використовує оператор, сприяють виконанню його дій і в той самий час несуть інформацію про їх результати.

Основними психологічними складовими операторської діяльності виступають: образ-мета, оперативний образ, прогнозування розвитку ситуації, прийняття рішень, програма дій, зворотний зв'язок.

Також серед особливостей діяльності можна виділити наступні:

- керування великою кількістю об'єктів та параметрів, що зумовлює значне навантаження на нервово-психічні функції індивіда;
- сприймання, переробка інформації та прийняття рішення;
- необхідність декодування інформації, отриманої в закодованому вигляді від приладів та співвіднесення її з реальним станом технологічного процесу або об'єкту;
- висока точність дій та швидкість прийняття рішення, здійснення управлінських функцій;
- висока відповідальність за дії та прийняті рішення;
- висока готовність до екстрених дій;
- обмежена-рухова-активність, незначні м'язові навантаження;
- сенсорні, емоційні та інтелектуальні перенавантаження.

Ефективність роботи оператора та всієї системи загалом, загалом залежить від раціонального розподілу функцій між людиною та машиною виходячи з відомостей про переваги та обмеження кожної зі сторін.

Діяльність оператора в різних системах має ряд загальних властивостей, проте для кожного окремого випадку притаманні свої особливості. Специфіка діяльності оператора пов'язана зі спрямованістю системи "людина-машина", характером її використання, ступенем участі і кількістю операторів, умовами експлуатації [16].

Основну роль у діяльності оператора – суб'єкта права відіграє побудова інформаційних моделей про стани об'єкта управління та та систем кодування. Залежно від домінування психологічного процесу діяльність оператора у складі інформаційної системи розділяється на сенсорно-перцептивну, моторну, інтелектуальну.

Інтелектуальний тип діяльності характеризується тим, що головними є процеси обробки інформації та прийняття рішень. Така діяльність характерна для операторів-дослідників, диспетчерів.

В роботі [16] запропонована модель оператора – інтелектуального суб'єкта права (рис. 6.4), яка містить інтелектуальний атрибут оператора (який може самостійно приймати рішення і виконувати певні дії, що можуть юридично трактуватися як правильні, помилкові або зловмисні і тому є інтелектуальним суб'єктом права), який з'єднаний з вхідними та вихідними інформаційними та матеріальними комуні-

каційними взаємодіями з зовнішнім інформаційним та матеріальним середовищем суспільства.

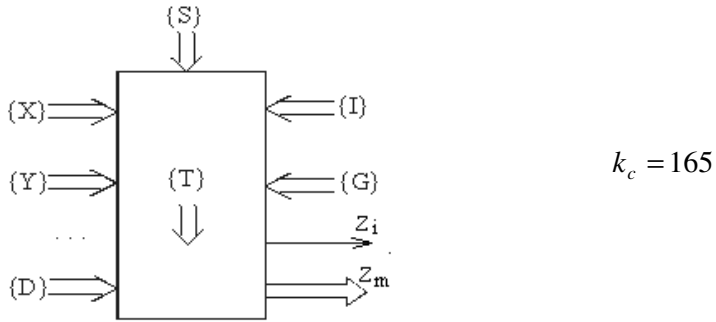


Рис. 6.4. Інформаційна модель оператора – суб’єкта права

На рис.6.4 використані наступні атрибути зовнішніх комунікаційних зв’язків:

X – хаотичні впливи та взаємодії;

Y – управлінські та законодавчі впливи;

D – доцільні взаємодії з навколишнім середовищем;

I – інформаційні зовнішні впливи;

S – функція страху, оцінка результатів своєї реакції на зовнішні впливи;

G – життєві фактори виживання;

T – таємна інформація, яка не відображається у вихідних інформаційних чи матеріальних потоках;

Zi, Zm – реакція у вигляді відповідних інформаційних та матеріальних потоків.

Розширення функціональних можливостей інформаційної нейромоделі суб’єкта права може бути досягнута шляхом врахування внутрішніх інтелектуальних комунікаційних взаємодій та впливів на поведінку суб’єкта права, а також врахування коефіцієнтів значимості та порогових функцій кожної вхідної та внутрішньої комунікаційної взаємодії суб’єкта права.

### **6.3. Методологія побудови образно-кластерної моделі ОУ та розпізнавання станів об'єктів у Хеммінговому просторі**

В якості образно-кластерного відображення динаміки станів "норма", "прогноз аварії" та "аварія" технологічного процесу на моніторі оператора формується структуризована образно-кластерна модель динамічних слайдів стилізовано наближених до ознак обличчя (фейс-моделі) людини з циклічним оновленням слайдів в реальному часі з дискретністю в границях 0,8–2,4 с., що відповідає вимогам ергономіки сприймання інформації суб'єктом-оператором.

Принцип побудови структуризованої образно-кластерної моделі полягає в тому, що в особливих точках монітору, наближених до структуризованого зображення обличчя людини, формуються статичні або динамічні дворівневі чи кольорові символи, що відображають динаміку виміряних та розрахованих параметрів технологічного процесу. При цьому зображення образно-кластерної моделі (рис. 6.5: а, б, в) відповідно відображають стани технологічного процесу – "норма", "прогноз аварії" та "аварія". Відображення на моніторі оператора образно-кластерної моделі технологічного процесу у стані "норма" є еталонним, яке задається постійним запам'ятовуючим пристроєм, порівнюється з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу і динамічно відображається на моніторі оператора. При зміні виміряних та розрахованих параметрів технологічного процесу у відповідних позиціях образно-кластерної фейс-моделі відбувається реструктуризація образно-кластерного відображення станів технологічного процесу, відповідно "норма", "прогноз аварії" та "аварія".

Приклад реалізації образно-кластерної моделі для різних станів технологічного процесу у порівнянні з еталонним на основі оцінки Хеммінгової віддалі [17], показано в табл. 6.2.

Таблиця 6.2 – Приклад реалізації образно-кластерної моделі ( $k_c = 1056$ )

Стан техно- логічного процесу	Параметри технологічного процесу									
	$\{x_i\}$	$\{y_i\}$	$S$	$M_j$	$M_{xj}$	$M_{yj}$	$\sigma_x$	$\sigma_y$	$C_{xx}(j)$	$R_{xy}(0)$
Еталон	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
Норма	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Прогноз аварії	+	+	+	+	-	-	+	+	+	+
Аварія	+	+	+	-	-	-	-	-	-	-

Стан техно- логічного процесу	Параметри технологічного процесу										
	$\rho_{xy}$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$M_x$	$M_y$	$M_{vx}$	$M_{vy}$	$L_4$	$P_{ij}$	$I_x$
Еталон	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
Норма	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Прогноз аварії	+	-	-	-	+	+	+	+	+	+	+
Аварія	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-

Відображення динаміки зміни структуризованого зображення образно-кластерної моделі на екрані монітора оператора відбувається згідно відповідного програмного забезпечення шляхом порівняння вимірних, спостережуваних та розрахованих параметрів технологічного процесу з еталонними.

Пропонований спосіб передбачає наступні види контролю, виконувани в приведеному нижче порядку:

- контроль перебування отриманого значення ковзного математичного сподівання  $M_j$  контрольованих параметрів в області можливих значень норми  $L_1$ ;

- контроль середньостатистичної динаміки  $C_{xx}(j)$  станів технологічного процесу по кожному параметру в області можливих значень норми  $L_2$ ;

- контроль нормованих коефіцієнтів взаємкореляції між кожною парою параметрів  $\rho_{xy}$  в області можливих значень норми  $L_3$ ;



- додатковий контроль вибірових математичних сподівань  $M_x, M_y$ ;
- додатковий контроль зважених математичних сподівань  $M_{vx}, M_{vy}$ ;
- додатковий контроль відхилень параметрів технологічного процесу по спектру  $L_4$  в області можливих значень норми;
- додатковий контроль кластерної моделі матриці ймовірностей переходу технологічного процесу з одного стану в інший ( $P_{ij}$ );
- додатковий контроль відхилень параметрів технологічного процесу згідно кореляційної міри ентропії  $I_x$ .

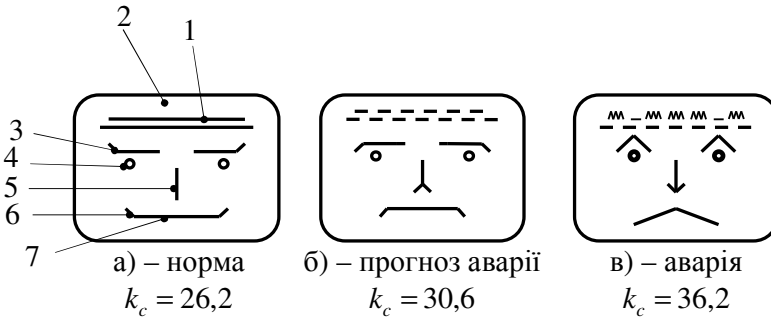


Рис. 6.5. Приклад структурного відображення образно-кластерної моделі станів технологічного процесу

На рис. 6.5:

1. Контроль відхилення параметрів: ковзного математичного сподівання  $L_1$ , середньостатистичної динаміки станів технологічного процесу по кожному параметру  $L_2$ , по спектру  $L_4$ .
2. Ідентифікація параметрів технологічного процесу згідно кореляційної міри ентропії  $I_x$ .
3. Контроль нормованих коефіцієнтів взаємкореляції між кожною парою параметрів  $\|\rho_{ij}\|$  в області можливих значень норми  $L_3$ .
4. Контроль кластерної моделі матриці ймовірностей переходу технологічного процесу з одного стану в інший ( $P_{ij}$ ).

5. Контроль значень ковзних математичних сподівань  $M_j$  в межах заданих уставок регуляторів технологічних параметрів.

6. Контроль значень вагових математичних сподівань  $M_{vx}, M_{vy}$ .

7. Контроль значень вибірових математичних сподівань  $M_x, M_y$  у порівнянні з заданими уставками регуляторів технологічних параметрів.

Принцип побудови такої ОКМ полягає в тому, що в особливих точках монітору формуються статичні або динамічні двоохривневі чи кольорові символи, що відображають динаміку структуризованих масивів даних. При цьому ОКМ а, б, в відповідно відповідають станам ОУ – норма, відхилення від норми (перед аварійний стан), небезпечно-аварійний стан. При зміні коефіцієнтів структуризованих даних у відповідних позиціях ОКМ відбувається реструктуризація ОКВ (рис. 6.6). Відхилення станів від математичних сподівань заданих уставок.

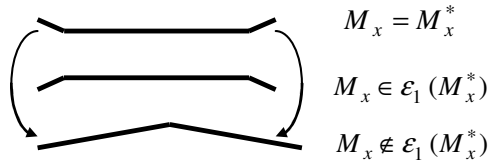


Рис. 6.6. Принцип формування атрибутів ОКМ.

$M_x^*$  – уставка норм стану.

#### 6.4. Архітектура та функції інформативних моніторингових систем у нафтогазовій промисловості

Моніторинг станів технологічного обладнання об'єктів нафтогазової промисловості є актуальною задачею, оскільки об'єкти такого класу характеризуються підвищеною вибуховою та екологічною небезпекою.

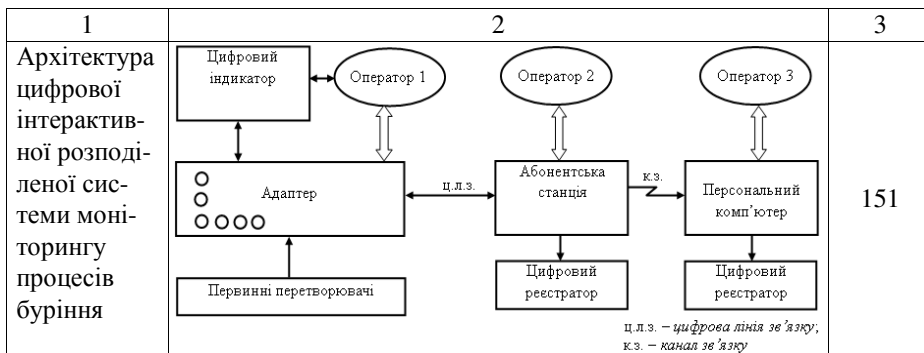
В роботі [1]. систематизовані структури класів об'єктів нафтогазового комплексу (НГК) та трьохрівневого моніторингу технологічних процесів промислових установок буріння, які приведені в

табл. 6.3. Особливістю моніторингу названого класу об'єктів нафтогазового комплексу є паралельна робота трьох операторів на рівні бурової установки, приміщення бурового майстра та віддаленого диспетчера.

Таблиця 6.3 – Структури об'єктів нафтогазового комплексу

Назва системи	Структурне представлення	Структурна складність
1	2	3
Промислові об'єкти НГК		
Структура аналогової розподіленої інтерактивної системи контролю і управління бурінням СКУБ-М		204

## Закінчення табл. 6.3



Оцінки структурної складності наведених архітектур комп'ютеризованих систем контролю та управління технологічним процесом буріння розраховані згідно виразу коефіцієнта структурної складності (1.1).

З врахування інформаційної складності кожного компонента наведених в табл.6.4 структур розраховані оцінки інформаційно-структурної складності згідно виразу 4.1 та експертних оцінок, при-ведених в табл. 6.4.

Таблиця 6.4 – Оцінки інформаційно-структурної складності

Назва об'єкта	Інформаційна складність	Кількість об'єктів
Пульт контролю і управління	60	1
Пристрій збору і обробки даних	35	1
Комплект перетворювачів	20	12
Блок спостереження	16	1
Діаграмний реєстратор	12	1
Багатоканальний самописець	16	1
Персональний комп'ютер	40	2
Оператор	50	6
Цифровий індикатор	36	1
Адаптер	32	1
Абонентська станція	42	1
Цифровий реєстратор	14	2

Інформаційно-структурна складність аналогової системи моніторингу процесів буріння становить 2,8 одиниць, а цифрової відповідно – 3,8.

## 6.5. Організація моніторингової системи електричної підстанції

Електричні станції та підстанції можуть поставлятися на ділянку монтажу в готовому, повністю зібраному вигляді або ж окремими блоками і вузлами, при цьому обладнання буде носити назву комплектне. Основні елементи і вузли:

- камера для установки в ній апаратури, включаючи і трансформатор, а також шинопровід. Зустрічається два виконання: повністю закрите без сітчастих вставок і частково закрите з огорожею у вигляді сітки;

- збірні шини. Вони в сукупності становлять цілу систему. Електричні станції та підстанції можуть містити також окремі секції, які являють собою ті ж збірні шини, відокремлені комутаційним вузлом;

- струмопровідна система, що включає в себе шини або кабелі, які з'єднуються з ізоляторами;

- трансформатор в кількості від одного до декількох одиниць;

- розподільний пристрій забезпечує прийом і подальший розподіл енергії. РУ складається з декількох вузлів: комутаційна апаратура, збірні шини, елементи керування та захисту.

Приклад схеми підключення трансформаторної ПС 10 кВт показаний на рис. 6.10.

Стани силових вимикачів ( $C$ ) у конкретних структурах ПС повинні відображатися на дисплеї оператора у вигляді відповідно просторово розміщених компонентів ОКМ.

Крім діагностування та відображення станів силових вимикачів у розподільчих вузлах пересилання електроенергії контролюються наступні параметри: напруга ( $U$ ), струм ( $I$ ), споживана потужність ( $P$ ), частота ( $F$ ), спектр ( $S$ ).

В якості інформаційних даних ОКМ також входить стан засобів релейного захисту ( $RZ$ ), а також обладнання, що контролює техноло-

гічні параметри силових трансформаторів ( $TR$ ) (температура, рівень масла та ін.), стани засобів розпізнавання накидів, коротких замикань та запуску ПЕД ( $PR$ ).

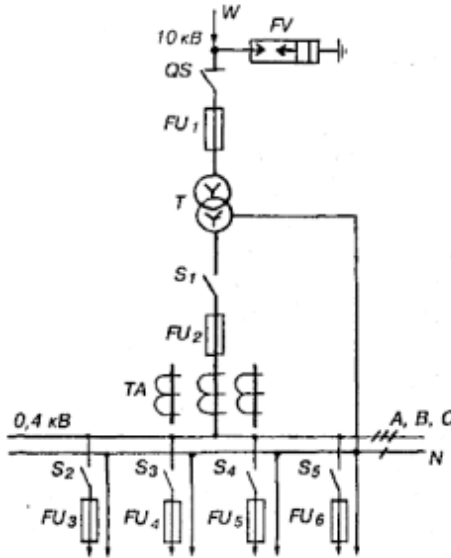


Рис. 6.10. Знімання однотрансформаторної підстанції 10 кВТ

Таким чином, в залежності від структурної конфігурації ПС та відповідної номенклатури обладнання системи комутації, релейного захисту та контролю технологічних даних обладнання ПС базовою основою інформаційних даних для побудови ОКМ складають наступні наступні масиви:

$C_i$  – стани силових вимикачів,  $i \in 1, k$ ;

$V_i = (U_i, I_i, P_i, F_i, S_i)$  – вимірювальні параметри напруги, струму, потужності у вузлових точках ПС, промислової частоти та спектру гармонік,  $i \in 1, n$ ;

$RZ_i$  – інформаційні дані про стани засобів релейного захисту,  $i \in 1, m$ ;

$TR_i = (t, h, \dots)$  – інформаційні параметри силових трансформаторів,  $i \in 1, r$ ;

$PR_i = (N, C, Z)$  – ідентифікаційні параметри відповідно накиду, к.з. та запуску ПЕД.

У результаті наведеної систематизації інформаційних даних, які ідентифікуються на ПС в реальній часі і підлягають побудові та відображенню ОКМ на дисплеї оператора у вигляді характеристичного функціоналу:

$$X_{ПС} = F(\{C_i\}, \{V_i = (U_i, I_i, P_i, F_i, S_i)\}, \{RZ_i\}, \{TR_i = (t, h, \dots)\}, \{PR_i = (N, C, Z)\}).$$

Реалізація образно-кластерної моделі для різних станів ПС у порівнянні з еталонним, показано в таблиці 6.5.

Таблиця 6.5 – Стани технологічного процесу ПС у порівнянні з еталонним ( $k_c = 1088$ )

Стан техно- логічного процесу	Параметри технологічного процесу									
	$\{C_i\}$	$\{V_i\}$	$U_i$	$I_i$	$P_i$	$F_i$	$S_i$	$M_x$	$D_x$	$L_x$
Еталон	•	•	•	•	•	•	•			
Норма	+	+	+	+	+	+	+			
Прогноз аварії	+	–	+	+	–	–	+			
Аварія	+	–	+	–	–	–	–			

Стан техно- логічного процесу	Параметри технологічного процесу										
	$RZ_i$	$TR_i$	$t$	$h$	$L_1$	$L_2$	$L_3$	$PR_i$	$N$	$C$	$Z$
Еталон	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•	•
Норма	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Прогноз аварії	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+	+
Аварія	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–	–

Таким чином в основу теорії інтерактивних комп'ютеризованих систем покладені оцінки суб'єктивної ентропії, ентропійні принципи оптимальності предметних і рейтингових переваг [11].

Приклади успішного застосування інтегральної оцінки ентропії та моніторингу станів ОУ згідно структури (рис. 6.11) викладені у роботах [10, 18].

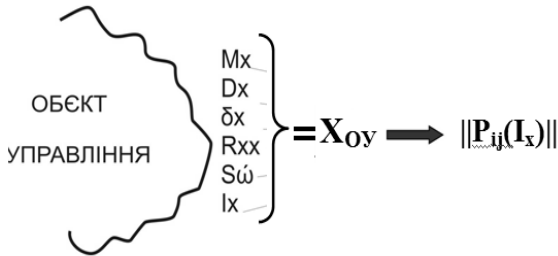


Рис. 6.11. Ентропійна ідентифікація станів ОУ:  
де  $M_x$ ,  $D_x$ ,  $\delta x$ ,  $R_{xx}$ ,  $S_w$ ,  $I_x$  – атрибути фрейму оператора  $X_{Oy}$ .

## 6.6. Реалізація способу контролю параметрів технологічного процесу

Система контролю, що реалізує запропонований спосіб, приведена на рис. 6.12, де зображено датчики вимірів параметрів 1, 1–2, ... 1–n, блок збору інформації 2, до інформаційного входу якого підключені датчики 1–1, 1–2, ... 1–n, пульт оператора 3, пристрій підготовки інформації 4, першу шину 5, що з'єднує пристрій підготовки інформації 4 і пульт оператора 3, другу шину 6, що з'єднує пристрій підготовки інформації 4 і блок збору інформації 2, блок введення інформації 1, третю шину 8, що з'єднує блок виведення інформації 7, і пристрій підготовки інформації 4, шину 9, що з'єднує пульт оператора 3 і блок збору інформації 2; яка додатково містить постійний запам'ятовуючий пристрій (ПЗП) 10, вхід якого з'єднаний додатковою шиною 11 з додатково введеним першим виходом блоку виводу 7, а вихід ПЗП 10 з'єднаний з першим входом блоку порівняння 12, другий вхід якого з'єднаний додатковою шиною 13 з другим виходом блоку виводу 7, а вихід з'єднаний додатково введеною шиною 14 з додатково введеним монітором оператора 15, на якому відображається образно-кластерна модель.

Блок збору інформації 2 призначений для видачі по сигналу ідентифікації стану об'єкта контролю від пульта 3 кодів значень вимірних параметрів і передачі їх в пристрій підготовки інформації 4.



Коди вимірних значень, які передаються по шині 6 супроводжуються кодом стану об'єкта  $S$ , які передаються по шині 5 з пульта оператора 3 в блок попередньої підготовки інформації 4.

Пристрій підготовки інформації 4 являє собою програмний контролер, що реалізує паралельне опитування датчиків 1 і перетворення кодів вихідних величин датчиків, отриманих від блоку збору інформації 2 у значення відповідних параметрів. На виході блока збору інформації 2 за допомогою шини 6 в пристрій підготовки інформації 4 надходить набір кодів ансамблю параметрів, які визначаються кодом стану керування  $S$ , що надходять з пульта оператора 3 шиною 9 в блок збору інформації 2. В додатково введеному блоці ПЗП 10 зберігаються коди еталонного зображення стану технологічного процесу "норма" образно-кластерної моделі, які порівнюються у блоці порівняння 12 з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу, а на моніторі оператора 15 динамічно відображаються слайди у відповідності з реальним станом технологічного процесу: "норма", "прогноз аварії", "аварія".

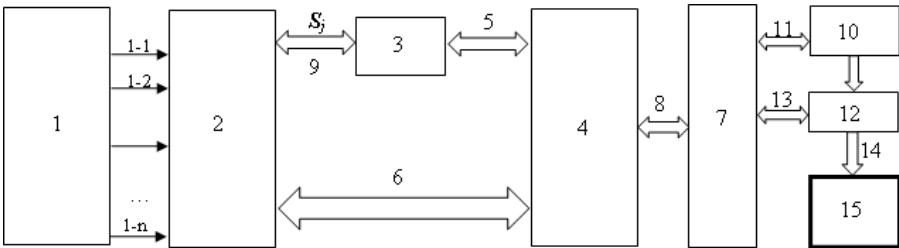


Рис. 6.12. Система контролю, що реалізує запропонований спосіб контролю параметрів технологічного процесу ( $k_c = 238$ )

Процес виміру та ідентифікації станів об'єкту контролю включає наступні етапи:

- з пульта оператора 3 подачу сигналу стану технологічного процесу  $S$  по шині 9 подається в блок збору інформації 2, а по шині 5 в пристрій підготовки інформації 4;

- прийом і розшифровку сигналу виклику ансамблів  $n$  з  $m$  параметрів блока збору інформації 2 і видачу кодів з його багатоканально-

го аналого-цифрового перетворювача (АЦП на кресленні не показаний) в пристрій підготовки інформації 4;

– перетворення і запам'ятовування отриманих значень кодів параметрів;

– визначення стану технологічного процесу;

– додаткове формування еталонного зображення образно-кластерної моделі стану технологічного процесу "норма";

– додаткове порівняння параметрів еталонного стану з вимірними, спостережуваними та розрахованими параметрами технологічного процесу;

– додаткове виведення значення параметрів технологічного процесу на моніторі оператора у вигляді образно-кластерної моделі.

При чому структуризоване розміщення атрибутів структури образно-кластерної моделі може бути довільно-адаптованим до конкретних умов контрольованого технологічного процесу та об'єкту контролю.

Результатом запропонованого способу контролю параметрів технологічного процесу є розширення функціональних можливостей способу контролю технологічного процесу та збільшення його інформативності, внаслідок чого збільшується швидкодія реакції оператора на виникнення нештатних ситуацій та можливості попередження виникнення вибухо- та екологічно небезпечних аварій на об'єктах.

Викладена методологія суб'єктивного аналізу та теоретичні засади аналізу структуризованих даних, моніторингу основних об'єктів свідчить про важливість функції реакції суб'єкта-оператора на зміну інтегральних ентропійних характеристик ОУ та необхідністю оснащення сучасних комп'ютеризованих систем САПР для побудови образно-кластерних моделей та їх демонстрації на моніторах операторів. Запропонована математична база та інформаційна технологія побудови такого класу моделей, застосування яких в комп'ютеризованих системах дозволяє підвищити швидкодію реакції операторів на процеси відхилення від норми станів складних багатопараметричних квазістаціонарних об'єктів, а також прийняття еквівалентно швидких правильних рішень по їх ліквідації.

### **Список джерел, використаних у 6 розділі**

1. Возна Н. Я. Структуризація, методи та моделі інтерактивної взаємодії оператор – інформаційна система моніторингу об'єктів нафтогазової галузі / Н. Я. Возна, Г. Я. Процюк, І. Р. Пітух, Я. М. Николайчук // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2015. – № 2(55). – С. 111–118.
2. [www.abb.com](http://www.abb.com) – офіційний сайт компанії АВВ.
3. [www.es.ua](http://www.es.ua) – офіційний сайт фірми "Електросвіт".
4. [www.yokogawa.ua](http://www.yokogawa.ua) – офіційний сайт компанії YOKOGAWA.
5. Карпаш О. М. Технічна діагностика бурового та нафтогазового обладнання : навч. посібн. / О. М. Карпаш. – Івано-Франківськ : ІФНТУНГ, 2007. – 272 с.
6. Заміховський Л. М. Основи теорії надійності і діагностики технічних систем : навч. посібн. / Л. М. Заміховський, В. П. Калявін. – Івано-Франківськ : Полум'я, 2004. – 360 с.
7. Семенов Г. Н. Основи моніторингу технологічних об'єктів нафтогазової галузі : навч. посібн. / Г. Н. Семенов, М. М. Дранчук, О. В. Гутак [та ін.]. – Івано-Франківськ : ІФНТУНГ, 2010. – 808 с.
8. Алишов Н. И. Развѣтые методы взаимодействия ресурсов в распределенных системах / Н. И. Алишов. – К. : Сталь, 2009. – 448 с.
9. Vozna N. Image-cluster method of data structuring of multiprsmeter objects monitiring of interactive computer systems / N. Vozna, H. Protsiuk, I. Pituh, Y. Nykolaychuk // Proceedings of XIIIth International Conference CADSM'2015. – Lviv, 2015. – P. 295–299.
10. Nykolaychuk Ya. M. Theory of information sources / Ya. M. Nykolaychuk. – Ternopol : TNEU. 2008. – 536 p.
11. Касьянов В. Субъективный анализ / В. Касьянов. – К. : НАУ, 2007. – 512 с.
12. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopol : Terno-graf, 2013. – 284 p.
13. Пітух І. Р. Пат. 107039 Україна МПК G05B 23/00 (2016.01), G06F 11/277 (2006.01) Спосіб контролю параметрів технологічного

процесу / І. Р. Пітух, Н. Я. Возна, Г. Я. Процюк, Я. М. Николайчук // № u201507057; заявл.15.04.2015; опубл.25.05.2016, Бюл. № 10/2016.

14. Николайчук Я. М. Пат. 68874 Україна МПК G06F 15/00, G05B 23/02 (2006.01) Пристрій для контролю роботи технологічного об'єкту / Я. М. Николайчук, Н. Г. Ширмовська, В. М. Гладюк // № u201112604 заявл. 27.10.2011; опубл. 10.04.2012, Бюл. № 7/2012.

15. Николайчук Я. М. Пат. 71122 Україна МПК G06F 15/00, G05B 23/02 (2006.01) Спосіб контролю параметрів технологічного процесу / Я. М. Николайчук, Н. Г. Ширмовська // № u201112603 заявл. 27.10.2011; опубл. 10.07.2012, Бюл. № 13/2012.

16. Николайчук Я. М. Дослідження впливу відео-, аудіо-, алфавітно-цифрової та іншої інформації на суспільно-комунікаційну поведінку суб'єктів права / Я. М. Николайчук // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2015. – № 1 (29). – С. 51–55.

17. Возна Н. Я. Критерій структурної складності та оцінки розширеної Хеммінгової віддалі для просторових об'єктів / Н. Я. Возна, А. І. Сидор // Науковий вісник НЛТУ України. – 2017. – № 27(4). – С. 159–165.

18. Sabadash I. The theory and technology of use of information models for objects of electric power industry / I. Sabadash, A. Segin, J. Nykolaychuk // Proceedings of the 7th International Conference. The Experience of Designing and Application. CAD Systems in Microelectronics, CADSM. – 2003. – P. 107–109.

# 7. ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ОБРАЗІВ У ХЕММІНГОВОМУ ПРОСТОРИ

## 7.1. Методи розпізнавання оптичних зображень у Хеммінговому просторі

Розробка теорії структуризації даних є важливою, актуальною проблемою у галузі розпізнавання образів та оптичних зображень.

Вирішення прикладних задач у сфері застосування названої теорії тісно пов'язане з теорією розпізнавання образів та цифрового опрацювання зображень [1, 2]. При цьому широко застосовуються методи кореляційного та спектрального аналізу у лінійному та квадратичному Хеммінговому просторах [3].

Класично, виділяють наступні методи розпізнавання образів [4]:

– перебору, в цьому випадку проводиться порівняння з базою даних, де для кожного виду об'єктів представлені всі можливі модифікації відображення;

– аналізу та диференціації компонентів образу;

– використання штучних нейронних мереж;

– використання генетичних алгоритмів.

Метод перебору характеризується найбільшою обчислювальною та часовою складністю і може застосовуватись в тому випадку, коли число класів образу є скінчене, тобто не перевищує заданого числа.

Метод аналізу та диференціації компонентів образу характеризується поліноміальною складністю, базується на теорії моделювання в байєсівському підході та в застосуванні кодових віддалів Хеммінгового простору.

Метод використання штучних нейронних мереж базується на принципах навчання та рекурсивної асимптотичної складності.

Методи на основі використання генетичних алгоритмів, які базуються на принципах еволюційного пошуку й поєднують комп'ютерне моделювання генетичних процесів у природних і штучних системах [4].

Важливим компонентом методів та інформаційних технологій розпізнавання образів є попереднє їх опрацювання та перетворення вхідних даних, до якого належать наступні методи:

- алгебраїчний;                                   – кореляційний;
- структурний;                                   – спектральний;
- геометричний;                               – на базі нечітких множин;
- статистичний;                               – просторово-зв'язаних процесів.

Серед зазначених методів перспективу складає структурний метод, який успішно застосовується в теорії мереж Петрі та при оцінці структури матричних моделей руху даних [5]. Окрім цих застосувань доцільно розширити сферу застосування даного методу в галузі розпізнавання образів. Але для цього необхідно розвивати критерії та теорію оцінок структурної складності. Формалізація відомих методів розпізнавання одномірних образів описується наступними функціоналами (табл. 7.1) [4]:

Таблиця 7.1 – Формалізація методів розпізнавання одномірних образів

№	Вираз	$k_c$
1	$d_{ij} = \left( \sum_{k=1}^z (x_{ik} - x_{jk})^2 \right)^{\frac{1}{2}}$	$k_c = 100$
2	$d_{ij} = \left( \sum_{k=1}^z  x_{ik} - x_{jk} ^p \right)^{\frac{1}{p}}$	$k_c = 100$
3	$d_{ij} = \left( \sum_{k=1}^z  x_{ik} - x_{jk} ^\infty \right)^{\frac{1}{\infty}}$	$k_c = 100$
4	$d_{ij} = (X_i - X_j)^T S^{-1} (X_i - X_j)$	$k_c = 104$
5	$d_{ij} = \sum_{k=1}^z  x_{ik} - x_{jk} $	$k_c = 74$

В таблиці 7.1:  $d_{ij}$  – значення Евклідової відстані між  $i$ -тим і  $j$ -тим об'єктами;  $x_{ik}$  – чисельне значення  $k$ -тої ознаки для  $i$ -того об'єкту;  $x_{jk}$  – чисельне значення  $k$ -тої ознаки для  $j$ -того об'єкту;  $z$  – кількість ознак, якими описуються об'єкти.

Для порівняння бінарних та багатоградаційних зображень успішно застосовано  $W$ -спектр зв'язності у матриці пікселів  $m_x m_y$  згідно виразів [6]

$$W_{\Sigma_{x,y}} = \sum_v \sum_{i,j}^{m_x, m_y} a_{i,j}^v, \quad W_{\Sigma_{x,y,z}} = \sum_v \sum_l \sum_{i,j}^{m_x, m_y} a_{i,j,l}^v$$

де  $a_{i,j}^v$  – елемент зображення із координатами  $i, j$  і зв'язністю  $v$  ( $v \in \overline{1,4}$ ).

Порівняння зображень виконується згідно лінійної оцінки Хеммінгової віддалі

$$\Delta \omega_{fg} = |\omega_f - \omega_g|,$$

де  $f, g$  – відповідні функції зв'язності порівнюваних зображень.

В роботі [7] для кодування та розпізнавання зображень застосований принцип побудови морфологічної піраміди на основі структуруючого елементу, та розрахунку математичного очікування, дисперсії, коефіцієнта взаємкореляції та ентропії.

При цьому для порівняння вхідного та профільованого зображень застосована квадратична оцінка Хеммінгової віддалі ймовірнісної ентропії за оцінкою К.Шеннона згідно виразу:

$$\omega_{mn} = -10 \log \left( \frac{1}{2^k} \frac{\sum_{m=0}^{2^k-1} \sum_{n=0}^{2^k-1} [f(m,n) - f'(m,n)]^2}{2^k} \right); \quad k = 8,$$

де  $f(m,n), f'(m,n)$  – відповідні інтенсивності початкового та фільтрованого зображень.

В якості кореляційної оцінки порівняння зображень застосований відомий коефіцієнт взаємковаріації:

$$K_{mn}(0) = \frac{\sum_{m=0}^{2^k-1} \sum_{n=0}^{2^k-1} f_{mn} \cdot f'_{mn}}{\sqrt{(D_m + M_m^2) \cdot (D_n + M_n^2)}},$$

де  $D_m, D_n$  та  $M_m, M_n$  відповідні дисперсія та математичне сподівання інтенсивностей порівнюваних зображень.

## 7.2. Теоретичні засади кодування зображень у різних ТЧБ

Існуюча практика структуризації та кодування елементів зображень у Хеммінговому просторі базується виключно на представленні кодів пікселів у двійковій системі числення теоретико-числового базису Радемахера [8] (рис. 7.1).

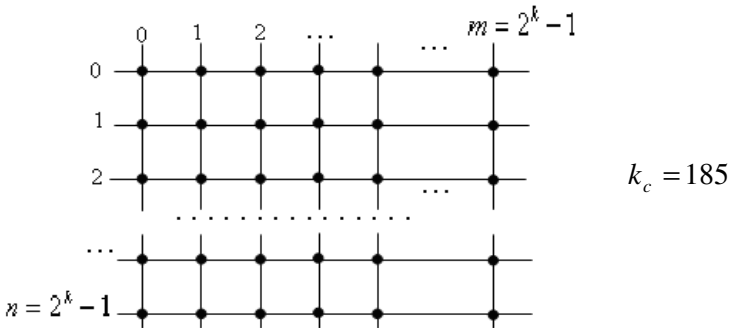


Рис. 7.1. Структуризація пікселів зображень у двовимірному Хеммінговому просторі

Кожен структурний елемент зображення певної інтенсивності описується вектором  $a$ :

$$a_{i,j}^v \in [m, n, l],$$

де  $m, n$  – двійкові коди декартових координат,  $l$  – код інтенсивності у випадку чорно-білого зображення.

Для кольорових зображень відповідно кодуються інтенсивності трьох базових кольорів –  $s, t, z$  – відповідно синього, червоного та зеленого, тобто:

$$a_{i,j}^v \in [m, n, s, t, z].$$



Таким чином, існуючі способи структуризації та кодування зображень у Хеммінговому просторі є багатовимірним, що потребує відповідної алгоритмічної та обчислювальної складності при виконанні їх порівняння та розпізнавання.

Більш ефективним способом структуризації та кодування елементів зображень у Хеммінговому просторі є застосування теоретико-числового базису Крестенсона, який породжує систему числення залишкових класів [8, 9] (рис. 7.2).

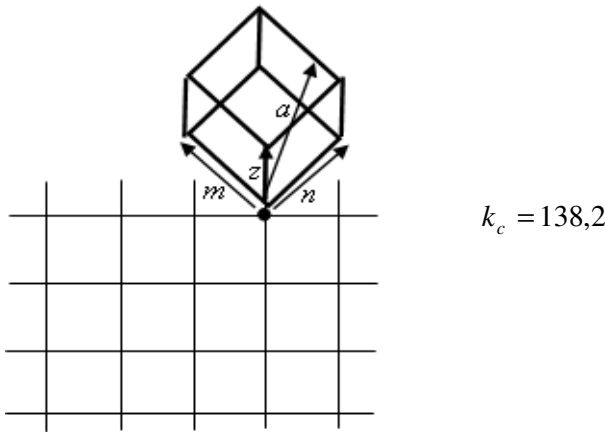


Рис. 7.2. Структуризація елементів зображень у ТЧБ Крестенсона

В основу цілочисельного перетворення системи залишкових класів покладена відома Китайська теорема про залишки, згідно якої будь-яке ціле число може бути представлено набором найменших невід’ємних залишків  $(b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k)$  у системі взаємно простих чисел  $(P_1, P_2, \dots, P_i, \dots, P_k)$ .

Таким чином вектор структуризованих даних, який кодує елемент зображення у Хеммінговому просторі  $a_{i,j}^v \in \langle m, n, z \rangle$  однозначно кодується та декодується у ТЧБ Крестенсона згідно виразів:

$$a_{i,j}^v = (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_k); \quad a_{i,j}^v = \text{res} \sum_{i=1}^k (\text{mod } \rho); \quad \rho = \prod_{i=1}^k P_i; \quad b_{ik} = \frac{\rho}{P_i} \cdot m_i \cdot b_i,$$

де  $(P_1, P_2, \dots, P_i, \dots, P_k)$  – система взаємно простих модулів,  
 $\rho$  – діапазон кодування даних,  
 $1 \leq m_i \leq P_i - 1$  – обернений елемент,  
 $b_{ik}$  – скоригований по  $m_i$  залишок  $b_i$ .

### 7.3. Оцінки розширеної Хеммінгової віддалі для просторових об'єктів

Теорія розпізнавання образів широко використовується у різних галузях знань, інформаційних та комп'ютерних системах, що застосовуються в біології, медицині, астрономії, навігації і т. д.

Вирішення таких задач успішно досягається за допомогою розробки програмно-апаратних засобів оцінки розширеної Хеммінгової віддалі. Незважаючи на успіх застосування теорії Хеммінгового простору у різних галузях науки та техніки актуальною задачею є розробка критеріїв структурної складності певних класів образів та розробка методів визначення Хеммінгової віддалі на основі різницевої віддалі модульних одиниць структурної складності образів. Такий підхід дозволяє зменшити об'єм обчислень визначення Хеммінгової віддалі між окремими компонентами образів з різною оцінкою структурної складності образів.

Вирішення задачі оцінки структурної складності ПФД на основі вагових коефіцієнтів оцінок інформативності викладено у роботах [10, 11] та у розділі 4.

Відомі методи розпізнавання образів вузькоспеціалізовані і не характеризуються універсальністю до різних образів. Кореляційні методи найбільш ефективні, але по визначенню ряду авторів вважаються низько швидкісними та апаратно-складними, оскільки передбачають складну попередню статистичну обробку образів, в тому числі обчислення математичного сподівання, дисперсії, автокореляційної

функції. Відомі методи розпізнавання в Хеммінговому просторі недостатньо ефективні, оскільки використовуються для образів, які описуються бінарними векторами, а також не враховують можливість застосування різних аналітичних виразів взаємокореляційних функцій та можливостей кодування даних у різних ТЧБ.

Досвід досліджень наукової школи Я. М. Николайчука, які охоплюють успішне вирішення задач суттєвого спрощення алгоритмів, зменшення апаратної складності та підвищення швидкодії цифрових процесорів кореляційного опрацювання сигналів, створює позитивні умови застосування методів кореляційного розпізнавання образів для багатьох класів джерел інформації [9, 12, 13].

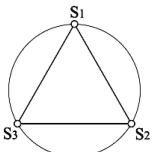
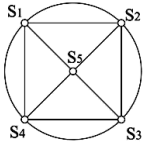
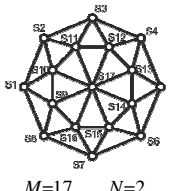
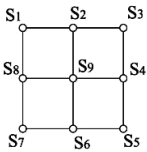
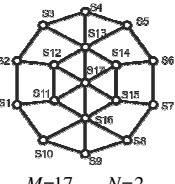
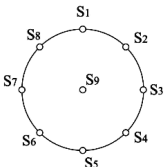
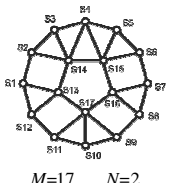
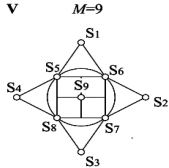
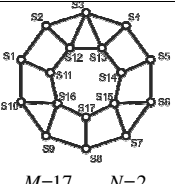
Розширена Хеммінгова віддаль може застосовуватися в різноманітних галузях знань, до яких відносять наступні теорії: сигналів, інформації, випадкових процесів, кодування моделей джерел інформації та руху даних, графічних образів, а також аудіо і відео зображень та схемотехніки.

Аналогічні задачі розрахунку розширеної оцінки Хеммінгової віддалі існують в джерелах інформації, які реалізуються двохвимірними масивами даних 2D, трьохвимірними масивами даних 3D, які представляють розв'язки томографії, голограм, кристалічних решіток та інше.

Відома загальна формула верхньої кодової віддалі між двомірними сигналами, яка має вигляд:  $d_{ij} = \frac{\alpha \sqrt{\log_2 M}}{\sum E_i}$ , де  $M$  – число сигналів,  $E$  – енергія кожного сигналу,  $d$  – лінійна кодова віддаль у сигнальному просторі.

Прикладом оптимальних сигнальних просторів для сукупностей сигналів  $M = 2^k$  та  $M = 2^k + 1$  наведені у табл. 7.2.

Таблиця 7.2 – Характеристики кодової віддалі та структурної складності ансамблів з числом  $M = 3, 5, 9, 17$

Двомірні простори з числом сигналів $M=3,5,9$	$d_{\min}$ $d_{\max}$ $d_c$	$E_{1,2,\dots}$ $E_m$ $E_c$	$k_c$	Двомірні простори з числом сигналів $M=17$	$d_{\min}$ $d_{\max}$ $d_c$	$E_{1,2,\dots}$ $E_m$ $E_c$	$k_c$
<p><b>I</b> <math>M=3</math></p> 	1,732	$E_{1,2,3} = 1,0$ $E_c = 1,0$ $E_m = 1,0$	45,4		0,434 2,0 1,217	$E_{1-8} = 1,0$ $E_{9-16} = 0,565$ $E_{17} = 0$ $E_c = 0,737$ $E_m = 1,0$	
<p><b>II</b> <math>M=5</math></p> 	1,0 2,0 1,365	$E_{1-4} = 1,0$ $E_5 = 0$ $E_c = 0,8$ $E_m = 1,0$	76,2	 <p><math>M=17</math> <math>N=2</math></p>	0,482 2,0 1,241	$E_{1-8} = 1,0$ $E_{9-16} = 0,63$ $E_{17} = 0$ $E_c = 0,767$ $E_m = 1,0$	316,6
<p><b>III</b> <math>M=9</math></p> 	0,707	$E_{1,3} = 0,707$ $E_{5,7} = 0,707$ $E_{2,4,6,8} = 1,0$ $E_9 = 0$ $E_c = 0,753$ $E_m = 1,0$	123,8	 <p><math>M=17</math> <math>N=2</math></p>	0,5 2,0 1,25	$E_{1-10} = 1,0$ $E_{11-16} = 0,5$ $E_{17} = 0$ $E_c = 0,765$ $E_m = 1,0$	306,4
<p><b>IV</b> <math>M=9</math></p> 	0,75 2,0 1,164	$E_{1-8} = 1,0$ $E_9 = 0$ $E_c = 0,889$ $E_m = 1,0$	112	 <p><math>M=17</math> <math>N=2</math></p>	0,518 2,0 1,259	$E_{1-12} = 1,0$ $E_{13-17} = 0,46$ $E_c = 0,841$ $E_m = 1,0$	272,4
<p><b>V</b> <math>M=9</math></p> 	0,53 2,0 0,996	$E_{1-4} = 1,0$ $E_{5-8} = 0,53$ $E_9 = 0$ $E_c = 0,63$ $E_m = 1,0$	142,6	 <p><math>M=17</math> <math>N=2</math></p>	0,465 2,0 1,233	$E_{1-10} = 1,0$ $E_{11-17} = 0,536$ $E_c = 0,809$ $E_m = 1,0$	295,8

### 7.4. Реалізація методу розпізнавання образів на основі оцінки структурної складності

Розглянемо реалізацію методу розпізнавання образів на основі оцінки структурної складності (СС) на прикладі символіки гральних карт [15].

При розрахунку Хеммінгової оцінки СС для гральних карт базуються на наступній симетрії числа однотипних елементів, які кодуються двійковими логічними ознаками (рис. 7.3).



Рис. 7.3. Символічні базові зображення атрибутів гральних карт та їх двійкові коди

На рис. 7.4 запропонований спосіб кодування символіки гральних карт на основі яких можна показати Хеммінгову відстань між ними.

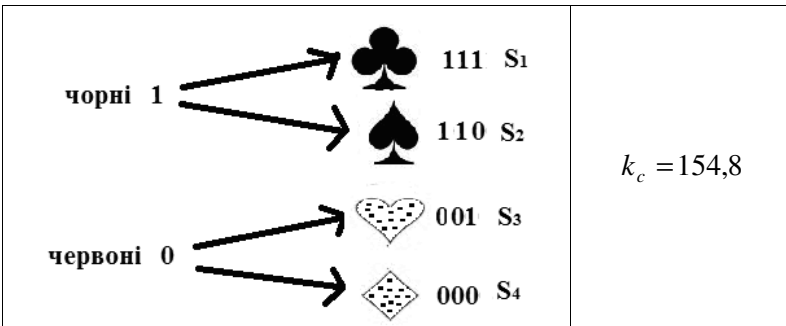


Рис. 7.4. Система кодування символіки гральних карт

З врахуванням кодування наведеного на рис. 7.3 та рис. 7.4 розрахуємо Хеммінгову відаль між незалежними парами символів (табл. 7.3).

Таблиця 7.3 – Перший метод знаходження Хеммінгової віддалі ( $k_c = 521$ )

№	Пара символів	$H_k$	$H_{vv}$	$H_{vp}$	$H_{dj}$
1	♥–♦	0–0	2–4	2–0	4
2	♥–♣	0–1	2–3	2–3	3
3	♥–♠	0–1	2–5	2–2	4
4	♦–♣	0–1	4–3	0–3	5
5	♦–♠	0–1	4–5	0–2	4
6	♣–♠	1–1	3–5	3–2	3

Враховуючи симетрію та асиметрію фігур, отримаємо наступні оцінки Хеммінгової віддалі, які наведені у табл. 7.4.

Таблиця 7.4 – Другий метод визначення Хеммінгової віддалі ( $k_c = 561$ )

№	Пара символів	$H_k$	$H_{vv}$	$H_{vp}$	$H_{as}$	$H_{dj}$
1	♥–♦	0–0	2–4	2–0	4	8
2	♥–♣	0–1	2–3	2–3	10	13
3	♥–♠	0–1	2–5	2–2	11	15
4	♦–♣	0–1	4–3	0–3	6	11
5	♦–♠	0–1	4–5	0–2	5	9
6	♣–♠	1–1	3–5	3–2	7	10

Більш точну Хеммінгову відаль отримаємо між цими 4-ма класами зображень маючи компоненти, два кольори, а також закодувавши ввігнуті та опуклі елементи вказаних фігур. Для вказаного на рис. 7.3 способу кодування елементів фігур отримаємо наступне кодування (табл. 7.5).

Таблиця 7.5 – Кодування символіки гральних карт ( $k_c = 227$ )

Символ	vp	vv+	vv-	k
♥	01	1	0	0
♦	00	1	1	0
♣	11	0	1	1
♠	10	0	1	1

Згідно вказаних атрибутів отримаємо наступні оцінки Хеммінгової віддалі, які наведені в табл. 7.6.

Таблиця 7.6 – Третій метод визначення Хеммінгової віддалі ( $k_c = 831$ )

№	Пара символів	$H_{vp}$	$H_{vv+}$	$H_{vv-}$	$H_k$	$H_{d_{ij}}(2)$	$H_{d_{ij}}(10)$
1	♥–♦	01–00	1–1	0–1	0–0	01010	10
2	♥–♣	01–11	1–0	0–1	0–1	10111	23
3	♥–♠	01–10	1–0	0–1	0–1	11111	31
4	♦–♣	00–11	1–0	1–1	0–1	11101	29
5	♦–♠	00–10	1–0	1–1	0–1	10101	21
6	♣–♠	11–10	0–0	1–1	1–1	01000	8

Використання 2 кольорів і 2 компонент при різних положеннях з врахуванням їх кількості, симетрії, асиметрії, число різних компонент структури складності по числу компонент в загальному надає набір ознак, за допомогою яких можна однозначно закодувати фігури, при порівнянні яких отримаємо різну Хеммінгову віддаль для однозначного розпізнавання.

Викладені способи кодування атрибутів та розрахунку Хеммінгової віддалі [15] на прикладі символіки гральних карт є основою для застосування таких технологій визначення Хеммінгової віддалі для комп'ютерного розпізнавання дорожніх знаків, символіки хімічних сполук, показників маніпульованих сигналів систем, а також двовимірних зображень та структурних схем компонентів мікроелектроніки.

### **Список джерел, використаних у 7 розділі**

1. Кожем'яко В. П. Застосування W-спектру зв'язності для порівняння зображень / В. П. Кожем'яко, Л. І. Тимченко, Ю. Ф. Кутаєв [та ін.] // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2002. – № 1 (3). – С. 10–16.
2. Харатишвили Н. Г. Кодирование изображений на основе построения морфологической пирамиды / Н. Г. Харатишвили, И. М. Ихеидзе, З. Дж. Гошгашвили // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2002. – № 1 (3). – С. 54–62.
3. Кожем'яко В. П. Оптико-електронний пристрій для кореляційного аналізу біозображень / В. П. Кожем'яко, О. Семенець, Хані Аль Зубі, Д. Ш. Гельман // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2002. – № 1 (3). – С. 101–103.
4. Круліковський Б. Б. Теоретичні основи розпізнавання багатомірних образів у Хеммінговому просторі / Б. Б. Круліковський, А. І. Сидор, Я. М. Николайчук, О. М. Заставний // Вісник НЛТУ України. – 2016. – Вип. 26.3. – С. 361–367.
5. Nykolaichuk Ya. M. Structuring the movement of data in computer systems / Ya. M. Nykolaichuk, N. Ya. Vozna, I. R. Pitukh. – Ternopil : Terno-graf, 2013. – 284 p.
6. Кожем'яко В. П. Застосування W-спектру зв'язності для порівняння зображень / В. П. Кожем'яко, Л. І. Тимченко, Ю. Ф. Кутаєв [та ін.] // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2002. – № 1 (3). – С. 10–16.
7. Харатишвили Н. Г. Кодирование изображений на основе построения морфологической пирамиды / Н. Г. Харатишвили, И. М. Ихеидзе, З. Дж. Гошгашвили // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2002. – № 1 (3). – С. 54–62.
8. Акушский И. Я. Машинная арифметика в остаточных классах / И. Я. Акушский, Д. И. Юдицкий. – М. : Сов. радио, 1978. – 256 с.
9. Николайчук Я. М. Коды поля Галуа: теорія і застосування : моногр. / Я. М. Николайчук. – Тернопіль : Терно-граф, 2012. – 576 с.



10. Возна Н. Я. Основи теорії структуризації поліфункціональних елементів складних систем / Н. Я. Возна // Вісник Хмельницького національного університету. – 2015. – № 2 (223). – С. 204–208.
11. Возна Н. Я. Основи теорії, функції та задачі структуризації даних в інформаційних системах / Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук // Питання оптимізації обчислень (ПОО-XL) : праці міжнар. наук. конф. – К. : Ін-т кібернетики ім. В. М. Глушкова НАН України, 2013. – С. 56–57.
12. Николайчук Я. М. Теорія джерел інформації / Я.М.Николайчук. – Вид. 2-е, випр. – Тернопіль : Терно-граф, 2010. – С. 534.
13. Vozna N.Ya. Conception and Theoretical Bases for Solving the Problem of Data Structuring in Information Computerized Systems / N. Ya. Vozna, Ya. M. Nycolaychuk, N. I. Alishov // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. – 2013. – Vol. 1, № 2. – P. 112–117.
14. Черкаський М. В. Складність пристрою керування / М. В.Черкаський, Мурад Хуссей Халіл //Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2004. – № 521. – С.3–7. – (Серія : "Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології").
15. Возна Н. Я. Критерій структурної складності та оцінки розширеної Хеммінгової віддалі для просторових об'єктів / Н. Я. Возна, А. І. Сидор // Науковий вісник НЛТУ України. – 2017. – № 27(4). – С. 159–165.

## **8. МЕТОДИ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНОЇ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ПІКСЕЛІВ КОЛЬОРОВИХ ЗОБРАЖЕНЬ У КОДОВИХ СИСТЕМАХ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВИХ БАЗИСІВ РАДЕМАХЕРА, РАДЕМАХЕРА-КРЕСТЕНСОНА, ХААРА-КРЕСТЕНСОНА ТА ГАЛУА**

Успішний розвиток сучасної комп'ютерної техніки, мікроелектроніки та телекомунікаційних систем стимулює створення та масовий випуск дисплеїв кольорових зображень для телевізорів, моніторів персональних комп'ютерів, мобільних засобів, відеокамер, планшетів, промислових та великогабаритних табло [1–3].

Широкомасштабне застосування різних типів відеотехніки у всіх галузях промисловості та соціальних застосуваннях визначає високий рівень актуальності розв'язання теоретичних і прикладних задач проблеми вдосконалення, оптимізації та підвищення ефективності структуризації відео зображень у процесах формування, кодування, перетворення, крипто захисту, передавання, архівації, організації доступу та використання кольорових зображень.

Приклади постановки та успішного розв'язання задач названої проблеми на основі розробки математичних основ, реалізації алгоритмів та програмно-апаратних засобів опрацювання та розпізнавання

зображень системно викладені у роботах зарубіжних авторів [4–6] та українських вчених [7–10] та ін.

Значна увага у цьому напрямі досліджень приділяється вирішенню задач дослідження та алгоритмізації структурних властивостей та ознак зображень.

## 8.1. Аналіз алгоритмів опрацювання зображень

У процесах кодування, перетворення, структуризації, кластеризації, класифікації та розпізнавання зображень використовуються досить складні математичні методи та алгоритми опрацювання, серед яких, як показано у роботі [7], найбільш успішні та широкоживані наступні:

### 8.1.1. Оцінки ступеня структурних характеристик зображення

Оцінки ступеня структурних характеристик зображення згідно структурних коефіцієнтів ступеня трансформації [6]:

– між сусідніми рівнями зображення:

$$K_S^1 = C/MC, K_S^2 = CR/C, K_S^{23} = IA/CR;$$

– через один сусідній рівень:

$$K_S^{12} = CR/MC, K_S^{23} = IA/C;$$

– всієї сукупності пікселів:

$$K_S^{123}(PX) = IA/PX,$$

де  $C$  – кластери;  $MC$  – мікрокластери;  $CR$  – замкнені регіони;  $IA$  – кількість ступенів декомпозиції зображення;  $PX$  – ймовірності інтенсивності пікселів.

На рис. 8.1 показана ієрархія структуризації зображень [6].

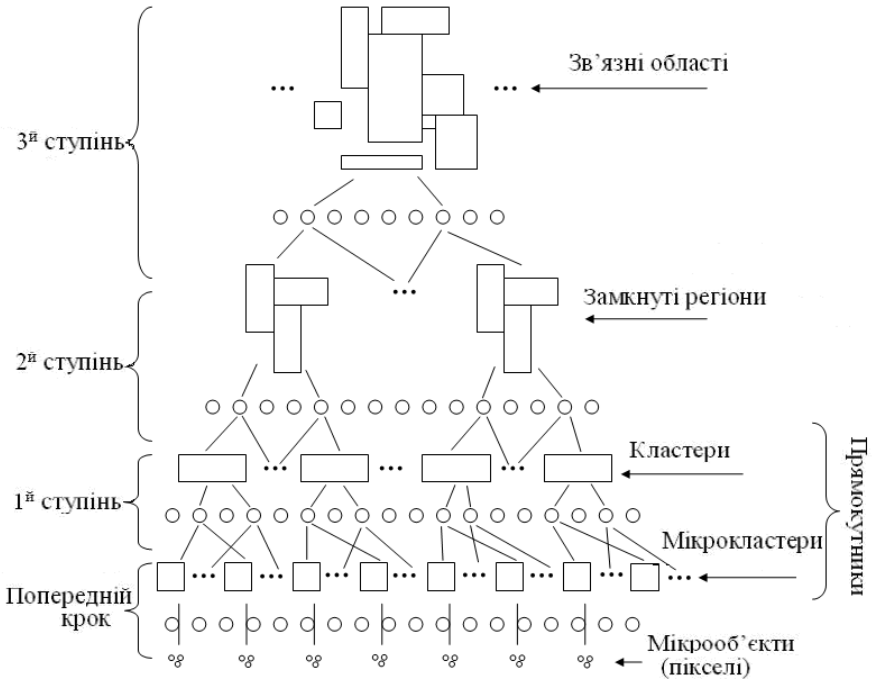


Рис. 8.1. Ієрархія структуризації характеристик зображення

## 8.1.2. Оцінки мір структурної близькості зображень [6].

### 1.2.1. Евклідова відстань:

$$d(i, j) = \sqrt{\sum (x_i - x_j)^2}; \quad x_i, x_j - \text{ознаки зображень};$$

### 1.2.2. Манхетенська відстань:

$$d_m(i, j) = \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |x_i - y_j|;$$

### 1.2.3. Статична відстань:

$$d_S(i, j) = \left( \sum_{i=1}^M \sum_{j=1}^N |x_i - y_j| \right)^{\frac{P}{2}};$$

1.2.4. Відстань Чебишева:

$$d_c(i, j) = \max \sum |x_i - x_j|;$$

1.2.5. Відстань найменш та найбільш віддалених сусідів кластерів:

$$D(A, B) = \min \{d_{ij}\}; i \rightarrow A; j \rightarrow B; D(A, B) = \max \{d_{ij}\};$$

1.2.6. Попарне середнє:

$$D_S(A, B) = \frac{1}{|A| \times |B|} \sum_{i=1}^A \sum_{j=1}^B d_S(i, j);$$

1.2.7. Центроїдний метод:

$$D_S(A, B) = (d_S(ic, jc)),$$

$ic, jc$  – центроїди кластерів зображень А і В;

1.2.8. Метод Варда:

$D_S(A, B) = d_e / (|A| \times |B|)$ ,  $d_e = \sqrt{\sum (x_k - \bar{x})^2}$ ,  $x_k$  – координати пікселя,  $\bar{x}$  – математичне сподівання координат.

## 8.2. Методи опрацювання зображень на основі гістограм

### 8.2.1. Метод сегментування на основі гістограм з одним порогом згідно статистичного алгоритму Оцу [6]

Ідея алгоритму полягає у мінімізації зваженої суми дисперсій інтенсивності двох сегментів зображень [6].

$$\sigma_{міжклас}^2(T) = \sigma_0^2 - \sigma_{внутр.}^2(T) = W_1(t)W_2(t)[M_1(t) - M_2(t)]^2,$$

де  $\sigma_{внутр.}^2(T) = \omega_B(T)\sigma_B^2(T) + \omega_0(T)\sigma_0^2(T)$ ;  $\omega_B(T) = \sum_{i=0}^{T-1} P(i)$ ;

$$\omega_0(T) = \sum_{i=T}^{L-1} P(i); \mu_1(T) = \sum_{i=0}^{T-1} P(i) \cdot x(i); \mu_2(T) = \sum_{i=T}^{L-1} P(i) \cdot x(i),$$

$x(i)$  – значення інтенсивності,  $\mu$  – середнє арифметичне;  $\sigma^2$  – середньоквадратичне відхилення;  $\sigma_B^2$ ,  $\sigma_0^2$  – дисперсія пікселів сегмента зображення, відповідно нижче і вище від порогу,  $P(i)$  – відносна ймовірність пікселів або абсолютна кількість пікселів на  $i$ -му рівні.

Приклад бінаризації такого методу показаний на рис. 8.2 [6].

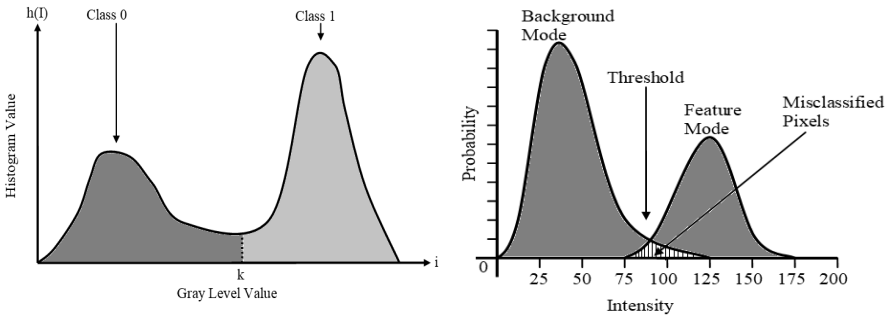


Рис. 8.2. Приклади гістограм інтенсивностей пікселів зображення

Перевага такого методу у простому алгоритмі обчислень на основі адитивних та мультиплікативних операцій над кодами інтенсивностей RGB-пікселів  $x(i)$ .

### 8.2.2. Модифікація методу Оцу

Модифікація методу Оцу базується на визначенні комутативної гістограми як суми ймовірностей [6], в алгоритмі якого обчислюється дисперсія величин нарощується з обох сторін осі інтенсивності і розраховується згідно виразу:

$$V_1(S) = \sum_{i \in n, s} P_2(i).$$

Для кожного сегмента зображення ітераційно обчислюється дисперсія відхилень значень  $P_1(i)$  та  $P_2(i)$  від середнього арифметичного значення [6]:

$$E_1^2(S) = \frac{1}{S} \sum_{i=1}^S [P_1(i) - \bar{P}_1(S)]^2; \quad E_2^2(S) = \frac{1}{n-S} \sum_{i=n}^S [P_2(i) - \bar{P}_2(S)]^2;$$

$$F_S(V) = \min\{E_1(V_1(S)) + E_2(V_2(S))\}.$$

На рис. 8.3 наведено приклад відображення розрахунку комутативної гістограми [6].

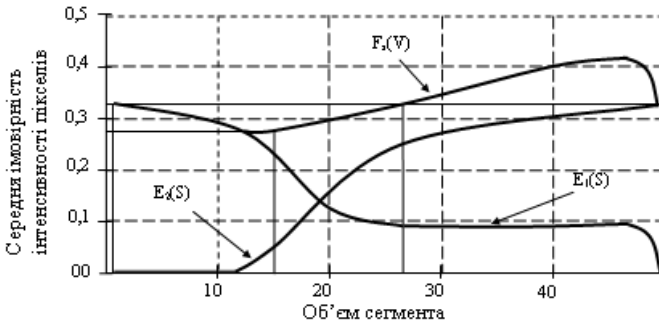


Рис. 8.3. Кумулятивна гістограма зображення

### 8.2.3. Сегментування зображень за кумулятивною гістограмою

При числі пікселів зображення  $N \times M/n$ , де  $N, M$  – розміри зображення,  $n$  – кількість інтервалів кумулятивної гістограми. Нормовану кумулятивну гістограму розраховують за формулою [6]:

$$V_{FG}(S) = (1/n) \cdot S; S \in \overline{1,4},$$

де  $V_{FG}(S)$  – кількість пікселів зображення в інтервалі інтенсивності  $(1 \div S)$ .

На рис. 8.4 [7] наведено графіки гіпотетичної та реальної кумулятивних гістограм зображення та різниці між ними згідно виразу:

$$D(S) = V_F(S) - V_{FG}(S); S \in \overline{1,4}.$$

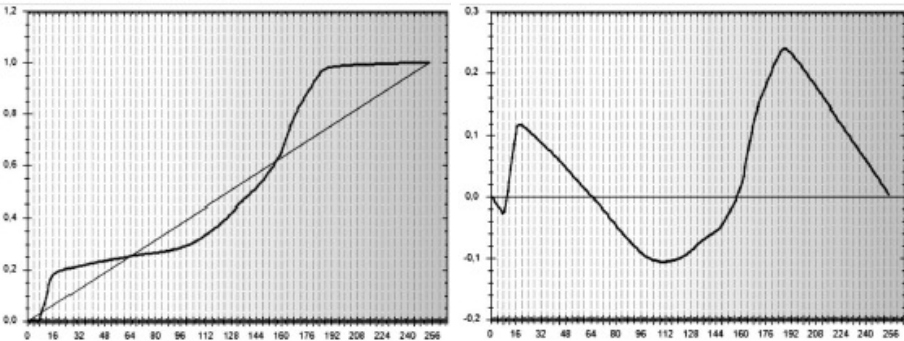


Рис. 8.4. Кумулятивні гістограми гіпотетичного, реального зображення та різниці між ними

### 8.2.4. Розподілені статистичні ознаки зображень

Аналіз та класифікацію зображень виконують на основі розрахунку наступних статистичних оцінок [7]:

– середнє значення інтенсивності:

$$m = \sum_{i=0}^{L-1} z(i) \cdot p(i);$$

– центральні моменти порядку  $n$ :

$$\mu_n[z(i)] = \sum_{i=0}^{L-1} (z(i) - m)^n \cdot P(i),$$

де  $\tilde{P} = \{P(i), i \in \overline{0, L-1}\}$  – гістограма інтенсивності,  $L$  – кількість інтервалів гістограми;

– дисперсія контрасту зображення:

$$\sigma^2 = \mu_2; \mu_3(i) = \sum_{i=0}^{L-1} (z(i) - m)^3 \cdot P(i);$$

– міра контрастності однорідності інтенсивності пікселів:

$$U = \sum_{i=0}^{L-1} P^2(i).$$

### 8.2.5. Розбиття інтенсивності компонентів RGB-пікселів з врахуванням дисперсії координат пікселів

Кількість пікселів з однаковою інтенсивністю у гістограмі не враховує різниці між їх координатами, тому для підвищення роздільної здатності класифікації зображень застосовують статистичні оцінки координат пікселів у сегментах згідно визначення [7]:

– математичних сподівань координат пікселів:

$$\bar{x}(S) = \frac{1}{K_S} \sum x(S); \bar{y}(S) = \frac{1}{K_S} \sum y(S);$$

$x_i \in x(S); y_i \in Y(S); K_S$  – кількість пікселів у фрагменті;

– дисперсії координат пікселів:

$$E^2(x, y, s) = (1/K_S) \times \sum_{x_i, y_i} ((x_i - \bar{x}(S))^2 + (y_i - \bar{y}(S))^2);$$



– оцінки дисперсії координат пікселів шляхом обчислення площі фігури, що покриває пікселі фрагмента, визначену як площа прямокутника або круга:

$$S_K(S) = 9 \cdot \pi \cdot E^2(S); G(S) = K_S / S_K(S)$$

де  $G(S)$  – ознака густини пікселів у такому фрагменті.

### 8.2.6. Перетворення інтенсивності

Кольорове зображення перетворюється на відтінки сірого. Для перетворення використовується алгоритм BT709 [7] з наступними коефіцієнтами R, G, B:

$$R = 0,2125; G = 0,7154; B = 0,0721.$$

Значення яскравості пікселів обчислюється згідно виразу:  
 $b = (256 - C_i) \times 100 / 256$  або у відсотках від білого кольору  
 $b = C_i \times 100 / 256$ , де  $C_i (i=1,2,3)$  значення компонент сірого кольору RGB-пікселя.

### 8.2.7. Опрацювання зображень на основі кластеризації

Метою кластеризації є пошук певних структур у сукупності об'єктів. Кластеризація, як показано в [7] є описовою процедурою, яка уможлиблює розвідувальний аналіз і вивчення "структури даних". Кластер можна охарактеризувати як групу об'єктів з подібними властивостями, які мають внутрішню однорідність та зовнішню ізольованість.

Кластерний аналіз виконують на основі зваженої суми модулів різниць між характеристиками образів (кластерів), що є кандидатами на об'єднання в один кластер згідно виразів:

– зваженої суми модульних різниць між характеристиками і ознаками образів [6]:

$$F_{ij}^i = W_1 |a_i - a_j| + W_2 |b_i - b_j| + W_3 |c_i - c_j| + \dots;$$

– зваженої суми квадратів різниць між характеристиками:

$$F_{ij} = W_1[a_i - a_j]^2 + W_2[b_i - b_j]^2 + W_3[c_i - c_j]^2 + \dots$$

при мінімумі ключів початкових образів  $F[\bullet] = \min\{F_{kj}\}$ ,  $k, j \in I$ ,

де  $I$  – множина всіх можливих пар ключів початкових зображень.

### 8.2.8. Метод оцінки "близькості" зображень

Метод оцінки "близькості" зображень згідно Евклідової віддалі на основі матриці [7]:

$$m(i, j) = \frac{1}{n} \sum_{S=1}^n (f_i(S) - f_j(S))^2; \quad i \in \overline{1, ?}; \quad j \in \overline{1, ?},$$

де  $f_i(S)$ ,  $f_j(S)$  – ознаки  $i$ -го та  $j$ -го зображення.

Наведені приклади (у пунктах 8.2.1–8.2.8) методів та алгоритмів цифрового структурного опрацювання та розпізнавання зображень свідчать про виключну наявність застосування простих статистичних оцінок математичного сподівання (середнє арифметичне), дисперсії, Евклідової віддалі та зважених сум таких оцінок.

Як показано нами у роботах [11, 12] застосування двійкової позиційної арифметики ТЧБ Радемахера з присутністю наскрізних переносів для обчислення сум, модульних різниць, квадратів добутків, квадратів різниць та зважених ознак:

$$\begin{aligned} & \sum_{i=1}^n x_i; \quad |x_i - x_j|; \quad x_i^2; \quad x_i \times x_j; \quad [x_i - x_j]^2; \\ & W_i \times |x_i - x_j|; \quad W \times [x_i - x_j]^2; \quad \sum_{i,j} x_i \times x_j, \end{aligned} \quad (8.1)$$

а також більш складних алгоритмів на їх основі, приводить до відповідно низької швидкодії опрацювання цифрових масивів даних, які представляють зображення.

### 8.3. Методи кольороутворення та кодування пікселів кольорових зображень

Подання кольору згідно міжнародного стандарту RGB виконується як композиція трьох основних кольорів: червоного (R – red – червоний), зеленого (G – green – зелений) та синього (B – blue – синій). У результаті сформована стандартна RGB-система кольороутворення, де використані монохроматичні випромінювання:

червоного  $\lambda_R = 0,700$  мкм;

зеленого  $\lambda_G = 0,5461$  мкм;

синього  $\lambda_B = 0,4358$  мкм.

Оскільки хвилі різних довжин (частот) мають різне значення енергії, то для одержання рівноенергетичного випромінювання білого кольору, потрібно формувати його пропорцією [8]:

$$\bar{\Phi} = \bar{\Phi}_R + \bar{\Phi}_G + \bar{\Phi}_B,$$

де  $\bar{\Phi}_R = m \cdot \Phi_R$ ,  $\bar{\Phi}_G = n \cdot \Phi_G$ ,  $\bar{\Phi}_B = p \cdot \Phi_B$ ,

а  $m = 1,0$ ,  $n = 4,5907$ ,  $p = 0,0601$ .

У комп'ютерній RGB-системі основний колір має 256 градацій, тобто у двійковій системі числення змінюється у діапазоні  $0 \div 255$ , що відповідає об'єму даних 8 біт або 1 байт.

Таким чином код кольору RGB-системи задається трьома байтами і складає 24 біти у базисі Радемахера. Найменший елемент кольорового зображення представляється у Хеммінговому просторі на дискретному дисплеї представляється одним трьохколірним пікселем.

За ініціативою фірм Microsoft та Hewlett Packard стандартизований колірний простір для Інтернету – SRGB (standart RGB), який відповідає простору типового монітора VGA. Основні кольори цього простору ідентичні тим, що використовуються у телебаченні (HDTV). Стандарт RGB є стандартним для web-сторінок.

Колірний простір Wide Gamut RGB використовує спектрально чисті основні кольори, білу точку  $D50$  у трикутнику локусу колірностей та гаму 2,2 і дозволяє задати 77,6% всіх видимих кольорів. Проте

містить 8,1% нереальних кольорів, а тому на видимі кольори залишається менше градацій [6].

Adobe RGB – стандартний колірний простір, який включає інтенсивні зелені та блакитні кольори.

Модель Lab створена Міжнародною комісією з освітлення (CIE) і визначає кольори без урахування індивідуальних особливостей пристроїв відображення (монітора, принтера, тощо).

Такий колір визначається світлістю (Luminance) (у діапазоні 0 ÷ 100%) і двома хроматичними компонентами:

– параметром а, який змінюється від зеленого до червоного, задається числом до 128 (7 біт у базисі Радемахера);

– параметром в, що змінюється в діапазоні від синього до жовтого, задається числом до 127 (7 біт у базисі Радемахера).

Ця модель використовується у друкарстві.

Координати колірностей LCH одержують у стандарті Lab наступним чином:

L – координата яскравості;

C – (Chroma) =  $(a^2 + b^2)^{\frac{1}{2}}$  – насиченість кольору;

H – (Hue) =  $\arctg(b/a)$  – колірний тон.

Калібрування та профілювання пристроїв в колірних просторах XYZ або Lab перетворюють на основі спеціальних тестових колірних таблиць (мішеней), які містять певний набір контрольних кольорів. Такими кольорами вибирають основні адитивні: червоний, зелений, синій і базові субтрактивні: жовтий, пурпурний, блакитний та різні їх градації, до яких додають білий, чорний та градації сірих кольорів. Мішені, що використовуються для профілювання моніторів, відео- та проекційного обладнання представляються у вигляді координат RGB тестових кольорів згідно стандарту IT8. Всі тестові таблиці IT8 складені з 144 тестових колірних зв'язків, контрольної шкали сірого і тестового зображення. Кожен колірний зв'язок має номер (від 1 до 22) та індекс (від А до L) (рис. 8.5).

Профілювання фотокамер і контролю кольору фотографій виконують згідно колірної шкали ColorChecker SG. Кожен колірний зв'язок має номер (від 1 до 10) та індекс (від А до N) (рис. 8.6).

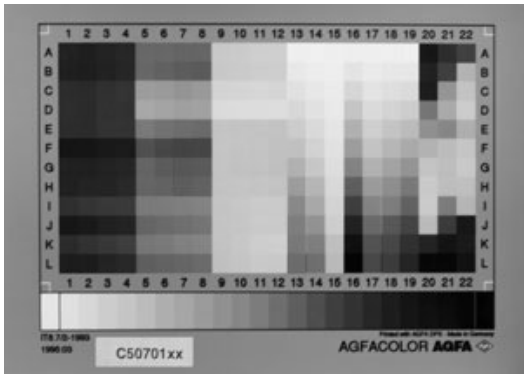


Рис. 8.5. Колірна шкала IT8.

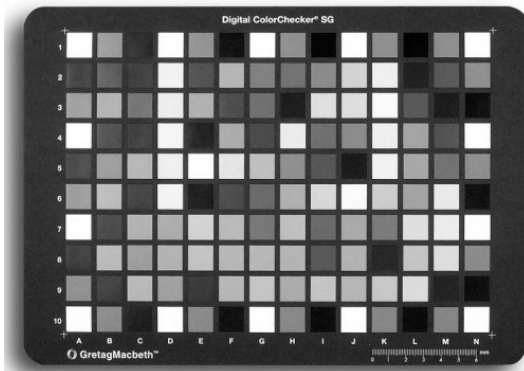


Рис. 8.6. Колірна шкала

### 8.3.1. Обґрунтування ефективності кодування RGB-пікселів кольорових зображень у базисах Радемахера та Крестенсона

Відсутність умови взаємної простоти модулів в різних розрядах двійкових кодів ТЧБ Радемахера відповідно ускладнює алгоритми додавання та множення двійкових чисел. При виконанні операції додавання між двійковими розрядами виникають наскрізні переноси з молодших у старші розряди [12]:

$$\begin{array}{cccccccc}
 & x_{n-1} & \dots & x_i & \dots & x_1 & x_0 & \\
 + & y_{n-1} & \dots & y_i & \dots & y_1 & y_0 & + \\
 \hline
 P_n & \leftarrow P_{n-1} & \leftarrow \dots & \leftarrow P_i & \leftarrow \dots & \leftarrow P_1 & \leftarrow & \\
 S_n & \downarrow & S_{n-1} & \downarrow & \dots & S_i & \downarrow & S_1 & \downarrow & S_0 & \downarrow
 \end{array}$$

Наявність наскрізних переносів при виконанні операції додавання в базисі Радемахера в  $2n$ -рази знижує швидкодію виконання операції сумування чисел по відношенню до тактової частоти роботи процесорів.

Крім того, наявність наскрізних переносів при додаванні двійкових чисел суттєво знижує швидкодію та ускладнює структуру процесорів перемноження, яка виконується згідно графа (рис. 8.7), де AND-лінійка операторів, яка формує  $n$   $n$ -розрядних результатів логічного множення множеного  $X$  на розряди множника  $Y$ , які зсуваються праворуч на  $R_i$  ( $i=1, 2, \dots, n-1$ ).

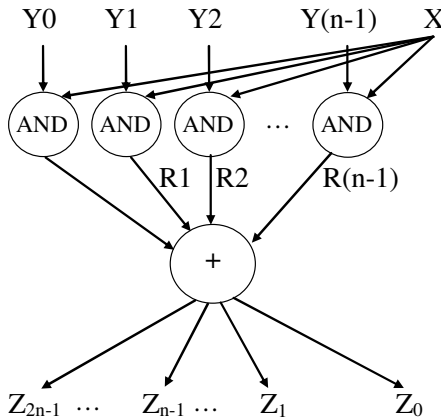


Рис. 8.7. Граф виконання операції множення в базисі Радемахера

Виконання умови взаємної простоти модулів СЗК базису Крестенсона суттєво спрощує алгоритми виконання операцій додавання та множення над числами, представленими кодами R-С та H-С СЗК  $X = (b_0, b_1, \dots, b_j, \dots, b_{k-1})$  та  $Y = (a_0, a_1, \dots, a_j, \dots, a_{k-1})$  згідно граф-

алгоритмів (рис. 8.8), де (+)res відповідає операції  $C_j = \text{res}(b_j + a_j) \bmod P_j$ , а ( $\times$ )res – операції  $\gamma_j = \text{res}(b_j \cdot a_j) \bmod P_j$ :

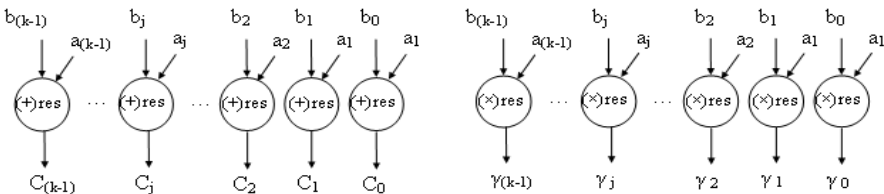


Рис. 8.8. Графи виконання операцій додавання та множення в базисі Крестенсона

Обґрунтований спосіб кодування RGB-пікселів у базисі Крестенсона дозволяє замінити вектори  $P_1, P_2, P_3$  одним вектором  $P_0$ , розрядність якого рівна 24 біти, що дорівнює розрядності кодів RGB-системи, тобто можна реалізувати представлення RGB-пікселів у Хеммінговому просторі (рис. 8.9) [13].

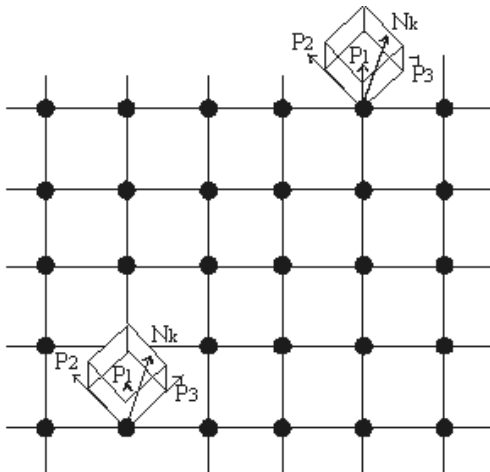


Рис. 8.9. Представлення RGB-пікселів у Хеммінговому просторі

Представлення цифрових даних у ТЧБ Радемахера-Крестенсона та особливо Хаара-Крестенсона, які базуються на математичних основах модульної арифметики та системи числення залишкових класів дозволяють на 2–3 порядки підвищити швидкодію виконання алгоритмів згідно виразів (8.1) незалежно від розрядності чисел, а саме:

- кожену операцію сумування  $x_i + x_j$  та множення  $x_i \times x_j$  – за 2 мікротакти;
- операцію піднесення до квадрату – за 1 мікротакт;
- операцію визначення квадрату різниці  $[x_i - x_j]^2$  – за 5 мікротактів;
- операцію модульної різниці  $|x_i - x_j|$ , яка може бути реалізована шляхом сканування масиву квадратів  $(x_i - x_j)^2$  СЗК з представництвом модульних різниць у базисі Н-С на основі вентильних матриць, що є можливим при  $0 \leq x_i \leq 255$  – за 21 мікротакт.

## 8.4. Методи поліфункціональної структуризації пікселів кольорових зображень у ТЧБ розширених полів Галуа

### 8.4.1. Метод кодування пікселів RGB-стандарту у базисах Радемахера та Крестенсона

Кодування кольорів для пікселя Хеммінгового простору монітора, заданих у декартових координатах, може бути однозначно представлене у системі залишкових класів (СЗК) ТЧБ Крестенсона. Таке представлення реалізується заданням трьох взаємно простих модулів  $(P_1, P_2, P_3)$ , які дозволяють однозначно закодувати у двійковій системі числення ТЧБ Радемахера кожен піксель RGB-системи шляхом виконання прямого цілочисельного перетворення СЗК згідно виразу [13, 15]:

$$N_k = \text{res} \sum_{i=1}^3 b_i \cdot B_i \pmod{P_0}, \quad (8.2)$$

де  $B_i$  – ортогональні базиси СЗК, які розраховуються згідно Діофантових рівнянь:



$$\begin{aligned} B_1 &= P_2 \cdot P_3 \cdot m_1 \equiv 1(\text{mod } P_1); \\ B_2 &= P_1 \cdot P_3 \cdot m_2 \equiv 1(\text{mod } P_2); \\ B_3 &= P_1 \cdot P_2 \cdot m_3 \equiv 1(\text{mod } P_3), \end{aligned} \quad (8.3)$$

де  $m_1, m_2, m_3$  – обернені елементи кодової системи СЗК [16];

$P_0 = P_1 \cdot P_2 \cdot P_3$  – діапазон кодування пікселя кольорового зображення з розрядністю  $K_0 = E[\log_2 P_0]$ ,  $E[\bullet]$  – цілочисельна функція з округленням до більшого цілого.

Забезпечення однозначного кодування RGB-пікселів у базисі Радемахера-Крестенсона досягається вибором наступних значень діапазону кодування залишків  $b_i$  у базисі Радемахера:

$$b_1 = b_R; \quad 0 \leq b_R \leq 255; \quad (00000000 \div 11111111);$$

$$b_2 = b_G; \quad 0 \leq b_G \leq 255; \quad (00000000 \div 11111111);$$

$$b_3 = b_B; \quad 0 \leq b_B \leq 255; \quad (00000000 \div 11111111).$$

Крім того, з врахуванням коефіцієнтів  $m = 1.0$ ,  $n = 4.5907$ ,  $p = 0.0601$ , для найбільш насиченого зеленого кольору діапазон його зміни можна задати у діапазоні  $0 \leq b_G \leq 254$ , що дозволяє забезпечити взаємну простоту наступних модулів:  $P_1 = 256$ ,  $P_2 = 255$ ,  $P_3 = 257$ .

Для перевірки взаємної простоти вибраної системи модулів факторизуємо їх на множники:  $256 = 2^8$ ,  $255 = 5 * 51$ ,  $257$  – просте число. Тобто  $P_0 = 16776960$ , яке  $P_0 < 2^{24} = 16777216$ . Тобто задовольняється умова формування 24 розрядного коду пікселя у базисі Радемахера-Крестенсона.

У двійковій системі числення базису Радемахера коди модулів представляються:

$$P_1 = 100000000_{(2)}; \quad P_2 = 11111111_{(2)}; \quad P_3 = 100000001_{(2)}.$$

$$\text{Тоді } P_0 = 1111111111111111100000001_{(2)}.$$

Оскільки серед модулів  $P_1, P_2, P_3$  є модуль  $P_1 = 2^8$ , то залишок від числа  $N_k$  ( $G$  – ознаки кольору), згідно зворотнього перетворення СЗК, буде представлятися без декодування 8-ми молодшими розрядами числа  $N_k$ , представленою у базисі Радемахера.

Згідно рішення діофантових рівнянь (8.3) отримуємо наступні значення обернених елементів  $m_i$  та базисних чисел  $B_i$ :

$$\begin{aligned} m_1 &= 255, B_1 = 16711425; \\ m_2 &= 128, B_2 = 8421376; \\ m_3 &= 129, B_3 = 8421120 \end{aligned}$$

Перевірка правильності розрахунків даних перетворення СЗК виконуємо згідно рівняння:

$$N_k = (b_R \cdot B_1 + b_G \cdot B_2 + b_B \cdot B_3) \cdot (\text{mod } P_0) = 1$$

при  $b_R = 1, b_G = 1, b_B = 1$ .

$$\text{Тобто } N_k = (1 \cdot 16711425 + 1 \cdot 8421376 + 1 \cdot 8421120) \cdot (\text{mod } P_0) = 1.$$

Наприклад:  $R = 10, G = 200, B = 100$ .

Тоді

$$\begin{aligned} N_k &= (10 \cdot 16711425 + 200 \cdot 8421376 + 100 \cdot 8421120) \times \\ &\times (\text{mod } 16776960) = 9187850 \end{aligned}$$

що відповідає двійковому представленню RGB-пікселя у базисі Крестенсона ( $100011000011001000001010_2$ ).

Декодування такого представлення:

$$r_i = \text{res}N_k (\text{mod } P_1); g_i = \text{res}N_k (\text{mod } P_2); b_i = \text{res}N_k (\text{mod } P_3).$$

#### 8.4.2. Метод кодування пікселів кольорових зображень у ТЧБ Радемахера-Крестенсона та Хаара-Крестенсона

Кодування пікселів кольорових зображень у стандарті RGB здійснюється 24-х розрядним двійковим кодом, де інтенсивності кожного з кольорів представляються 8-ми бітними двійковими кодами базиу Радемахера:

$$\begin{aligned} R &\left\{ \begin{array}{l} r_{8-1} \\ \dots \\ r_i \\ \dots \\ r_0 \end{array} \right. ; & G &\left\{ \begin{array}{l} g_{8-1} \\ \dots \\ g_i \\ \dots \\ g_0 \end{array} \right. ; & B &\left\{ \begin{array}{l} b_{8-1} \\ \dots \\ b_i \\ \dots \\ b_0 \end{array} \right. ; \\ 0 \leq r_i \leq 255; & 0 \leq g_i \leq 255; & 0 \leq b_i \leq 255. \end{aligned}$$

Кодування RGB-пікселів кольорових зображень у ТЧБ Радемахера-Кестенсона (R-C) та ХаараКрестенсона (H-C) виконуємо шляхом вибору системи взаємно простих модулів  $(P_1, P_2, P_3)$ , добуток яких перевищує діапазон квантування значень яскравості  $(r_i, g_i, b_i)$ .

Такій умові може задовольняти різний набір модулів дискретного перетворення СЗК, наприклад:  $P_1 = 5, P_2 = 7, P_3 = 8$ , який забезпечує однозначне кодування яскравостей  $r_i, g_i$  та  $b_i$  у діапазоні  $P_0 = 5 \cdot 7 \cdot 8 = 280 > 255$ . При цьому формується наступна кодова структура у базисі R-C, яка однозначно представляє відповідний код RGB-пікселя:

$$R \vee G \vee B \begin{cases} a_2 \\ a_1 \\ a_0 \end{cases}; \quad \begin{cases} c_2 \\ c_1 \\ c_0 \end{cases}; \quad \begin{cases} d_2 \\ d_1 \\ d_0 \end{cases};$$

$$P_1 = 5; \quad P_2 = 7; \quad P_3 = 8,$$

де  $a_i \in \overline{0,1}$ ;  $c_i \in \overline{0,1}$ ;  $d_i \in \overline{0,1}$ ;  $i \in \overline{0,2}$ .

При цьому кожне значення  $a_i, c_i, d_i$  розраховується як залишок згідно виразів:  $a_i = \text{res}(r_i \text{ mod } P_1)$ ;  $c_i = \text{res}(g_i \text{ mod } P_2)$ ,  $d_i = \text{res}(b_i \text{ mod } P_3)$ .

Для заданого набору модулів розраховуємо обернені елементи  $m_i$  та базисні числа  $B_i$  згідно рішень діофантових рівнянь (8.2), отримаємо:

$$m_1 = 1; B_1 = 56; m_2 = 3; B_2 = 120; m_3 = 3; B_3 = 105. \quad (8.4)$$

Виконаємо перевірку правильності отриманих значень  $m_i$  та  $B_i$  згідно виразу (8.2):

$$N_1 = (1 \cdot 56 + 1 \cdot 120 + 1 \cdot 105) \text{ mod } 280 = 1.$$

Розглянемо приклад. Нехай задані наступні значення інтенсивностей кольорів RGB-пікселя:  $r_i = 10$ ;  $g_i = 100$ ;  $b_i = 37$ .

Тоді отримаємо коди RGB-пікселя у базисах:

1. Радемахера:

$$r_i = 00001010_{(2)}; g_i = 01100100_{(2)}; b_i = 00100101_{(2)}.$$

## 2. Радемахера-Крестенсона:

$$r_i = \overbrace{(000011101)}^{P_1 \ P_2 \ P_3}_{(5,7,8)}; \quad g_i = \overbrace{(000010010)}^{P_1 \ P_2 \ P_3}_{(5,7,8)}; \quad b_i = \overbrace{(010010101)}^{P_1 \ P_2 \ P_3}_{(5,7,8)}.$$

Представлення коду RGB-пікселя у базисі Хаара-Крестенсона для кожного значення інтенсивності  $r_i$ ,  $g_i$  та  $b_i$  виконується згідно структури:

$$R \vee G \vee B \begin{cases} a_{P_1-1} \\ \dots \\ a_i \\ \dots \\ a_0 \end{cases}; \quad \begin{cases} c_{P_2-1} \\ \dots \\ c_i \\ \dots \\ c_0 \end{cases}; \quad \begin{cases} d_{P_3-1} \\ \dots \\ d_i \\ \dots \\ d_0 \end{cases};$$

$$P_1 = 5; \quad P_2 = 7; \quad P_3 = 8,$$

де  $i \in \overline{0, P_i - 1}$ .

Для заданих значень інтенсивності кольорів RGB-пікселя  $r_i = 10$ ;  $g_i = 100$ ;  $b_i = 37$  отримаємо наступну структуру коду у базисі Н-С:

$$\begin{aligned} r_i &= (10000..0001000..00000100); \\ g_i &= (10000..0010000..00100000); \\ b_i &= (00100..0010000..00000100). \end{aligned}$$

Представлення цифрових значень яскравостей кольорів  $r_i$ ,  $g_i$  та  $b_i$  у різних ТЧБ приводить до відповідно різної розрядності структур кодів згідно виразів:

1. У базисі Радемахера (R):

$$K_R = \log_2 2^8 = 8 \text{ біт.}$$

2. У базисі Радемахера-Крестенсона (R-C):

$$K_{R-C} = \sum_{i=1}^3 [E(\log_2 P_i - 1)] = 3 + 3 + 3 = 9 \text{ біт.}$$

3. У базисі Хаара-Крестенсона (H-C):

$$K_{H-C} = \sum_{i=1}^n P_i = 5 + 7 + 8 = 20 \text{ біт.}$$

### 8.4.3. Метод кодування зразків кольороутворення у стандартних мішенях

#### 8.4.3.1. Стандартна мішень IT8.7/2

Розглянемо процеси структуризації даних у базисах R, R-C та H-C при кодуванні стандартних мішеней кольороутворення [8]. Колірна шкала мішені IT8.7/2 при числі номерів від 1 до 22, числі індексів від A до L (12) та 22 відтінки сірого, що в сумі складає 286 колірних зразків (рис. 8.5). Колірні зразки від A20 до L22 не регламентуються стандартом IT8.7/2 і можуть бути заповнені на розсуд виробника. Так, фірма Kodak розміщує тут 12 контрольних кольорів. Таким чином, загальне число колірних зразків даної стандартної мішені, з врахуванням 12 контрольних зразків, становить 262 колірні зразки. Таким чином, кодування даної мішені не перевищує діапазон кодування чисел у базисах R-C та H-C з аналогічним набором модулів кодування RGB-пікселів ( $P_1 = 5, P_2 = 7, P_3 = 8$ ), добуток яких перевищує число колірних зразків даної мішені ( $280 > 262$ ). Тобто кодування даної колірної мішені у базисах R-C та H-C буде виконуватися згідно розрахованих обернених елементів ( $m_1, m_2, m_3$ ), базисних чисел ( $B_1, B_2, B_3$ ) (8.4), а відповідна розрядність R, R-C та H-C кодів буде складати: 9; 9 та 20 біт.

#### 8.4.3.2. Стандартна мішень Color Checker SG

Аналогічно кодування колірної мішені стандарту Color Checker SG виконується згідно параметрів: номери від 1 до 10, індекси від A до N (14), що становить 140 колірних зразків. Кодування такої колірної мішені у базисах R, R-C та H-C не перевищує 7 біт розрядності двійкових чисел базису Радемахера, і відповідно при системі модулів  $P_1 = 5, P_2 = 7, P_3 = 4$ , що задовольняє умову однозначного кодування колірних зв'язків ( $140 = 140$ ) і відповідній розрядності кодів R-C 8 біт та 17 біт кодів H-C.

Збільшення розрядності структур кодів, які представляють RGB-пікселі кольорових зображень є доцільним і ефективним для прискорення виконання наступних логічних або обчислювальних операцій над RGB-кодами. Такі операції виконуються у процесі перетворень для різних стандартів кольороутворення, цифрового телебачення, друку типу дисплеїв, модемів, принтерів та ін.[7, 8]. При цьому, основна перевага R-C та H-C кодів, як показано у роботах [16, 17], полягає у суттєвому (2–3 порядки) збільшенні швидкодії обчислень у названих кодах на основі модульної арифметики, у порівнянні з двійковими кодами базису Радемахера, де застосовуються операції з наскрізними переносами.

Наприклад, операція додавання двох 32-х розрядних двійкових чисел потребує більше 100 мікротактів, операція множення – більше 500 мікротактів, а виконання аналогічних операцій у базисі H-C, незалежно від розрядності, виконується за 2 мікротакти.

Вказана перевага H-C базису реалізується застосуванням швидкодійного АЦП паралельного типу з розширеними функціональними можливостями, запропонованого в патенті № 116176 [18].

### **8.5. Розробка структури та експериментальні дослідження структурної, часової та апаратної складності АЦП з вихідними кодами R та H-C**

Поліфункціональне кодування RGB-пікселів у базисах R-C та H-C доцільне на рівні аналого-цифрового перетворення інтенсивностей аналогових сигналів RGB-сенсорів. Такий принцип поліфункціональної структуризації даних у галузі кольороутворення здійснюється АЦП паралельного типу, структура якого приведена на рис. 8.10.

АЦП містить: 1 – вхідна шина аналогового потенціалу; 2 – парафазні компаратори; 3 – вхідна шина еталонного потенціалу; 4 – взірцеві резистори; 5 – перші логічні елементи "I-HE"; 6 – другі логічні елементи "I-HE", 7 – вихідна шина АЦП.

Швидкодія АЦП оцінюється згідно виразу:

$$\tau_{АЦП_2} = \tau_{к_2} + \tau_{ЛЕ_2} + \tau_{ЛЕ_3},$$

де  $\tau_{k_2} = 2v$  – тривалість переключення парафазного компаратора;

$\tau_{LE_2} = 1v$  – тривалість переключення двовходового логічного елемента "І-НЕ";

$\tau_{LE_3} = 1v$  – тривалість переключення багатовходового логічного елемента "І-НЕ".

Тобто швидкодія АЦП визначається сумарною затримкою сигналів:

$$\tau_{АЦП_2} = (2 + 1 + 1)v = 4 \text{ мікротакти} .$$

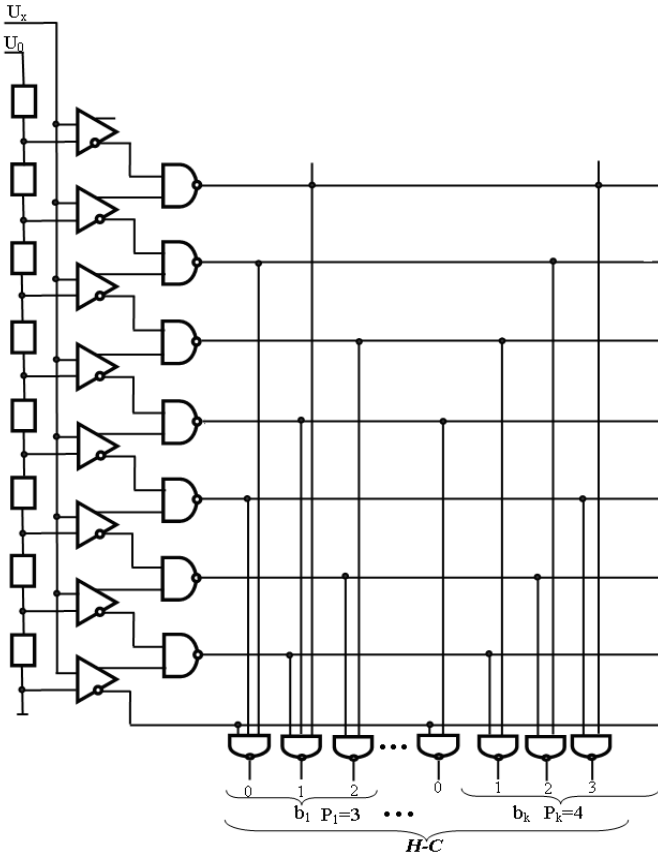


Рис. 8.10. Структура поліфункціонального АЦП паралельного типу з вихідними кодами у базисі Радемахера та Хаара-Крестенсона

При розрахунках часової складності компонентів АЦП враховано, що тривалість переключення парафазного компаратора у 2,5 рази менша у порівнянні з однофазним за рахунок позитивного тригерного зворотнього зв'язку між прямим та інверсним виходами.

## 8.6. Спосіб криптозахисту RGB-пікселів кольорових зображень

Криптозахист RGB-пікселів зображень виконується з метою обмеження несанкціонованого доступу до кольорових зображень, які формуються в реальному часі, кодуються в різних системах числення, передаються по каналах зв'язку, реєструються у накопичувачах баз даних та відображаються на моніторах користувачів. Існують різні методи криптозахисту файлів даних окремих кольорових зображень та масивів даних, що представляють певні об'єми кольорових зображень. При цьому в інформаційних системах використовуються стандартні алгоритми захисту масивів даних від несанкціонованого доступу на основі хешування, симетричних та несиметричних алгоритмів RSA, еліптичних кривих та ін. [19, 20].

Запропоновано спосіб шифрозахисту окремих RGB-пікселів кольорових зображень, які представляються R, R-C та H-C кодами описаних методів. При цьому структуризовані R-C та H-C коди проблемно-орієнтовані до підвищення швидкодії наступних операцій перетворення, опрацювання та розпізнавання зображень згідно модульної арифметики системи числення залишкових класів базису Крестенсона.

В якості базового методу криптозахисту кодів RGB-пікселів доцільно застосувати ефективний метод на основі процедур хешування окремих розрядів їх кодів та логічного складання з бітами генерованих послідовностей Галуа згідно графів [11]:



$$\begin{array}{ccccccc}
 a_n & a_{n-1} & \dots & a_i & \dots & a_0 & \\
 \swarrow & & & \searrow & & & \\
 b_n & b_{n-1} & \dots & b_i & \dots & b_0 & \\
 \oplus & \oplus & & \oplus & & \oplus & \\
 G_{n+j} & G_{n-1+j} & \dots & G_{i+j} & \dots & G_{0+j} & \\
 \hline
 (P_n & P_{n-1} & \dots & P_i & \dots & P_0) = \{PX\}
 \end{array} \quad (1)$$

де  $a_i$  – біти R-C або H-C кодів пікселів; 1 – операція хешування ( $b_i := b_j, i \neq j, i \in \overline{0, n}$ ),  $P_i, i \in \overline{0, n}$  – утворений код криптозахищеного пікселя  $PX$ .

Генерація бітів кодів Галуа  $\{G_i\}$  виконується згідно таємних ключів.

Отже, в результаті проведених досліджень обґрунтована актуальність розробки теоретичних засад, методів та алгоритмів кодування пікселів кольорових зображень шляхом проблемно-орієнтованої поліфункціональної структуризації даних та представлення кодів пікселів кольорових зображень у теоретико-числових базисах (ТЧБ) Радемахера (R), Радемахера-Крестенсона (R-C), Хаара-Крестенсона (H-C) та Галуа (G).

Підвищення швидкодії алгоритмів перетворення, опрацювання та розпізнавання цифрових зображень здійснюється завдяки застосуванню модульної арифметики розширених полів Галуа на основі математики арифметичних операцій непозиційної системи числення залишкових класів.

Виконаний аналіз математичних основ існуючих алгоритмів опрацювання та розпізнавання кольорових зображень методами сегментування на основі гістограм з одним порогом та кумулятивних гістограм, статистичних оцінок середнього значення, дисперсії, асиметрії та міри контрастності однорідності гістограм інтенсивності, врахування дисперсії координат пікселів фрагментів та силуетів зображень, а також методів кластеризації зображень.

У результаті встановлено, що базовими компонентами алгоритмів названих методів опрацювання зображень є арифметичні операції

ції:  $\sum x_i$ ,  $P(i) = n_i/n_0$ ,  $|x_i - x_j|$ ,  $x_i^2$ ,  $x_i \times x_j$ ,  $[x_i - x_j]^2$ ,  $W \times [x_i - x_j]^2$ ,  $\sum x_i x_j$ , які традиційно виконуються згідно низькошвидкісної арифметики двійкової системи числення ТЧБ Радемахера.

Запропоновано здійснювати структуризоване кодування пікселів кольорових зображень у кодах непозиційних систем числення R-C, H-C та G, що дозволяє на 2–3 порядки підвищити швидкодію виконання перелічених обчислювальних компонентів алгоритмів опрацювання зображень.

### **Список джерел, використаних у 8 розділі**

1. Stephen D. Burd. Systems Architecture / Stephen D. Burd. – Edition 7. – Cengage Learning US, 2015. – 656 p.
2. Dong Chin Sun. Features of Liquid Crystal Display Materials and Processes / Dong Chin Sun. – Scitus Academics LLC, 2016. – 264 p.
3. Otsu N. A threshold selection method from grey level histograms / N. Otsu // IEEE Trans. Systems Man Cybernet. – 1979. – № 9. – P. 62–66.
4. Zhang Yu. Fast Document Image Binarization Based on an Improved Adaptive Otsu's Method and Destination Word Accumulation / Yudog Zhang, Lenan Wu // Journal of Computational Information Systems. – 2011. – № 6. – P. 1886–1892.
5. Ramer U. An Iterative Procedure for the Polygonal Approximation of Plane Curves / U. Ramer // Computer Graphics Image Processing. – 1972. – Vol. 1, № 3. – P. 244–256.
6. Мельник Р. А. Алгоритми та методи опрацювання зображень : навч. посіб. / Р. А. Мельник. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2017. – 220 с.
7. Лотошинська Н. Д. Теорія кольору та кольороутворення : навч. посіб. / Н. Д. Лотошинська, О. В. Івахів. – Львів : В-во Львів. політехніки, 2014. – 204 с.
8. Воробель Р. А. Логарифмічна обробка зображень / Р. А. Воробель – К. : Наук. думка, 2012. – 231 с.

9. Русин Б. П. Біометрична аутентифікація та криптографічний захист / Б. П. Русин, Я. Ю. Варецький. – Л. : Коло, 2007. – 287 с.
10. Гуменний П. В. Теоретичні основи визначення залишків на основі лічильників у різних теоретико-числових базисах / П. В. Гуменний, О. І. Волинський // Вісник Хмельницького національного університету. – 2016. – № 4 (239). – С. 164–173.
11. Николайчук Я. М. Коды поля Галуа: теория и применения : моногр. / Я. М. Николайчу. – Тернопіль : Терно-граф, 2012. – 576 с.
12. Nykolaychuk Ya. Rademacher-Krestenson's method of between-bases transformations in designing processors / Yaroslav Nykolaychuk, Orest Volynskyu, Andrii Borovyi // Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications : Proceedings of the 6th International Conference. – Prague, 2011. – P. 310–313.
13. Круліковський Б. Б. Теоретичні основи та критерії оцінки структурної складності обчислювальних компонентів процесорів багаторозрядної арифметики / Б. Б. Круліковський, Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук // Тези доповідей III Міжнародної науково-практичної конференції науковців. – Рівне : НУВГП, 2014. – С. 65–67.
14. Николайчук Я. Методи спектрального косинусного перетворення Фур'є для розпізнавання сигналів у Хеммінговому просторі на основі різних кореляційних функцій та теоретико-числових базисів / Я. Николайчук, В. Піх, Т. Заведюк, Н. Возна // Вісник національного університету "Львівська політехніка". – 2013. – № 773. – С. 89–98. – (Серія : "Комп'ютерні системи та мережі").
15. Возна Н. Я. Метод формування структуризованих даних квазістаціонарних об'єктів на основі системи числення залишкових класів базису Крестенсона / Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук, Н. Г. Ширмовська // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2011. – № 3 (40). – С. 62–65.
16. Nykolaychuk Ya. M. Theoretical Foundations for the Analytical Computation of Coefficients of Basic Numbers of Krestenson's Transformation / Ya. M. Nykolaychuk, M. M. Kasianchuk, I. Z. Yaky-menko // Cybernetics and Systems Analysis. – 2014. – September. – Vol. 50, Iss. 5. – P. 649–654.

17. Nykolaychuk Ya. M. Theoretical Foundations of the Modified Perfect form of Residue Number System / Ya. M. Nykolaychuk, M. M. Kasianchuk, I. Z. Yakymenko // Cybernetics and Systems Analysis. – 2016. – March. – Vol. 52, Iss. 2. – P. 219–223.

18. Круліковський Б. Б. Пат.116176 Україна МПК Н03М 1/38 (2006.01) Аналого-цифровий перетворювач / Б. Б. Круліковський, Я. М. Николайчук, В. М. Грига, В. Я. Піх // № а 2016 12016; заявл. 28.11.2016; опубл. 12.02.2018, Бюл. № 3/2018.

19. Задирака В. К. Облачные вычисления в криптографии и стеганографии / В. К. Задирака, А. М. Кудин // Кибернетика и системный анализ. – 2013. – Т. 49, № 4. – С. 113–119.

20. Задирака В. К. Новые подходы к разработке алгоритмов скрытия информации / В. К. Задирака, Л. Л. Никитенко // Штучний інтелект. – 2008. – № 4. – С. 353–357.

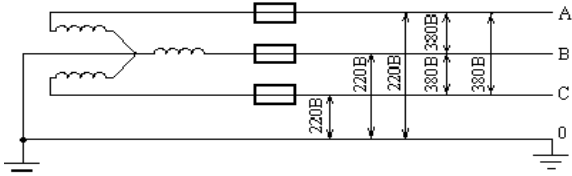
# 9. РОЗРОБКА МЕТОДУ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ГАРМОНІЧНИХ СИГНАЛІВ ТА РОЗПІЗНАВАННЯ ЗБУРЕНЬ У ЛІНІЯХ ЕЛЕКТРОПЕРЕСИЛАНЬ

## 9.1. Аналіз різних типів електромереж

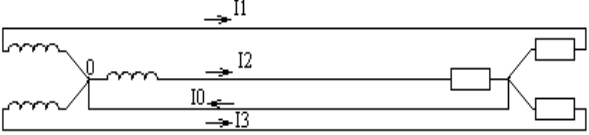
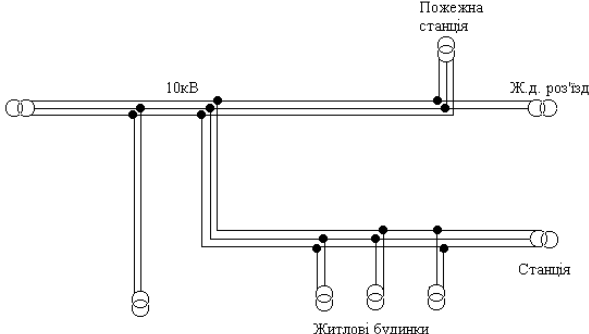
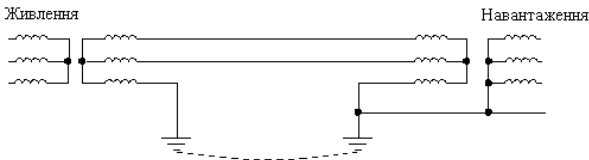
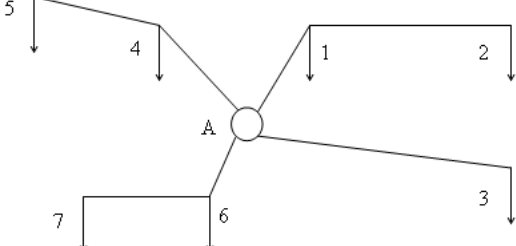
Існують наступні типи електромереж: розімкнуті мережі з рівномірним навантаженням фаз, розімкнуті мережі з нерівномірним навантаженням фаз, мережі напругою до 1000В з активним навантаженням, мережі напругою більше 1000В із змішаним навантаженням, трьохфазно-однофазні мережі, мережі з використанням землі в якості провідника та замкнуті мережі.

Структури класифікованих видів мереж та оцінки їх структурної складності представлені в табл. 9.1 [1–2]

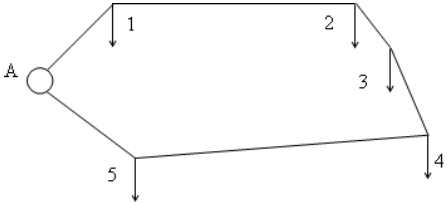
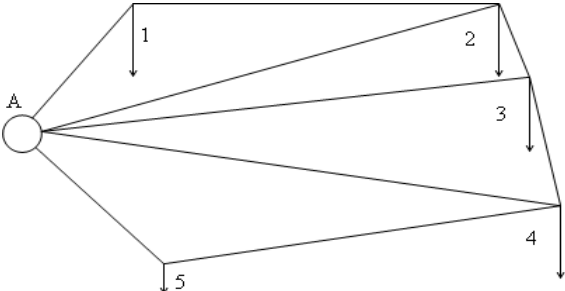
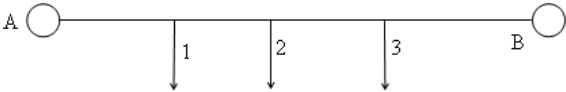
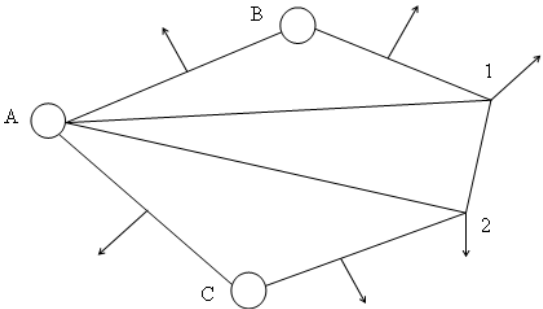
Таблиця 9.1 – Структури різних типів електромереж

№ пп	Назва структури	Структура мережі	Оцінка структур. складності
1	2	3	4
1	Чотирьох-провідна мережа напругою 380 В		$k_c = 119,6$

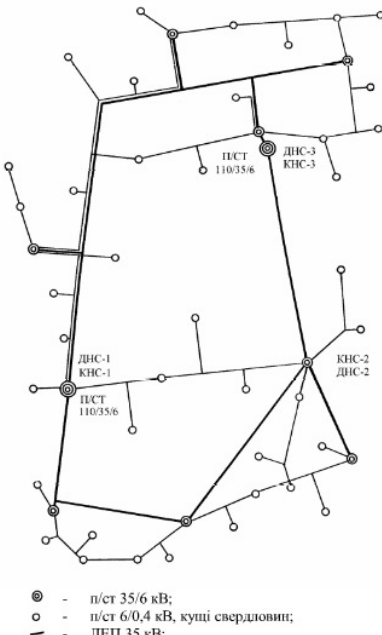
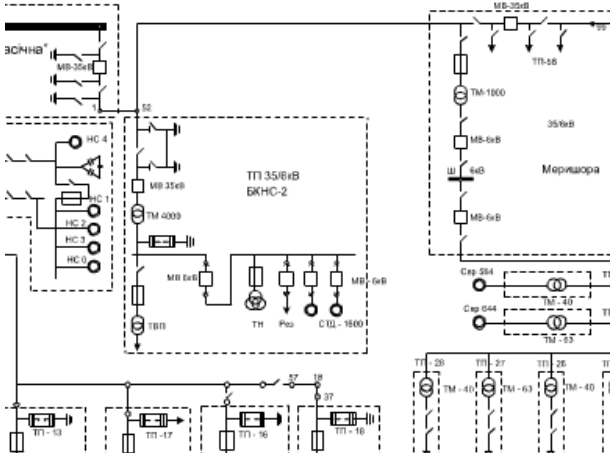
Продовження табл. 9.1

1	2	3	4
2	Мережа високої напруги із з'єднанням навантажень в зірку з нульовим дротом		$k_c = 97,4$
3	Змішана трьохфазно-однофазової мережі		$k_c = 70,8$
4	Трьохфазова мережа з використанням землі в якості провідника		$k_c = 100,4$
5	Радіальна мережа		$k_c = 90,2$

Продовження табл. 9.1

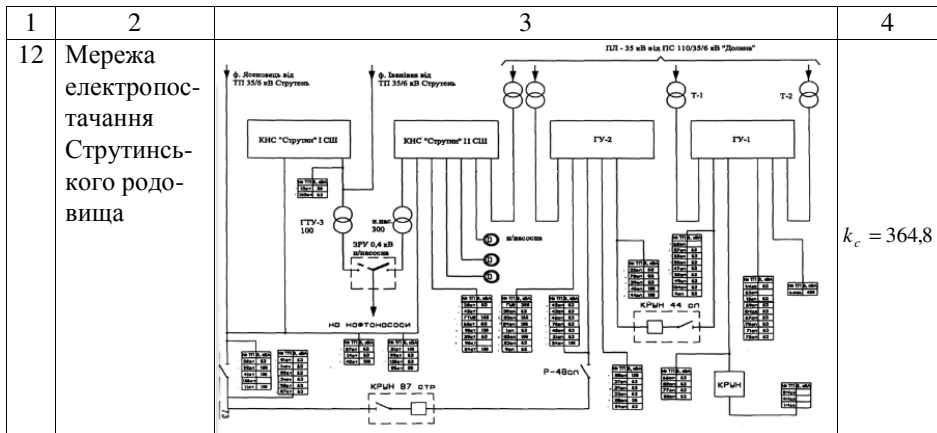
1	2	3	4
6	Проста замкнена мережа з одним джерелом живлення.		$k_c = 69,2$
7	Складна замкнена мережа з одним джерелом живлення		$k_c = 74,2$
8	Лінія з двостороннім живленням		$k_c = 50,4$
9	Складна замкнена мережа з кількома джерелами живлення		$k_c = 82,6$

Продовження табл. 9.1

1	2	3	4
10	Мережа електропостачання нафтового родовища	 <p>             ● - п/ст 35/6 кВ;              ○ - п/ст 6/0,4 кВ, кулі свердловин;              — - ЛЕП 35 кВ;              - - ЛЕП 6 кВ         </p>	$k_c = 164,2$
11	Однолінійна мережа електропостачання Пасіччанського родовища		$k_c = 383,8$



Закінчення табл. 9.1



Опис характеристик структур електричних мереж, наведених в табл. 4.1, поданий у додатку 4.1.

## 9.2. Методи ідентифікації станів електромереж [3–7, 11]

В кожній енергосистемі в тій чи іншій мірі відбувається постійна неперервна зміна її параметрів (частоти  $f$ , напруги  $U$ , струму  $I$ , потужності  $P$  і  $Q$ , кут зсуву між напругою в різних точках лінії і т. д.). Різне поєднання цих параметрів, які впливають один на одного в кожний момент часу називається станом енергосистеми.

При досить складних структурах електричних мереж, у залежності від їх призначення, використовуються наступні методи аналізу.

Основним методом дослідження та ідентифікації процесів в електромережах є гармонічний аналіз, метою якого є виявлення та вимірювання періодичних коливань. При цьому у склад обладнання електричної мережі входять синхронні двигуни в режимі перезбудження, нерегульовані і регульовані конденсаторні установки, статичні тиристорні компенсатори реактивної потужності. Слід відзначити, що за допомогою перетворення Фур'є можна будь-який ряд динаміки представити сумою певної кількості гармонік, але задача гармонічно-

го аналізу складається в визначенні основних гармонік, які містять основні закономірності розвитку явища, яке досліджується.

Загальну задачу гармонічного аналізу – визначення періодичностей – можна сформулювати наступним чином. Нехай, на кінцевому інтервалі –  $L1, L2$  задана функція  $x(t)$  неперервним записом чи таблично. Висунемо гіпотезу про те, що функція  $x(t)$  містить періодичну функцію  $g(t)$ , так що

$$x(t) = g(t) + u(t),$$

де  $u(t)$  – випадкова функція часу з нульовим математичним очікуванням і дисперсією  $\sigma^2$ .

Функція  $g(t)$  є повністю визначеною, якщо відомі її період  $T$  (або частоти  $\omega = \frac{2\pi}{T}$ ) і коефіцієнти ряду Фур'є

$$g(t) = \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos k\omega t + b_k \sin k\omega t).$$

Таким чином, якщо визначені параметри  $T, a_k, b_k$ , задача розв'язана.

В частковому випадку визначення функції  $g(t)$  може бути зв'язана лише з  $\cos$  – або  $\sin$  – перетворенням Фур'є, наприклад,

$$g(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_k \sin(k \frac{2\pi}{T} t + a_k)$$

Задача, по суті, зводиться до апроксимації процесу  $x(t)$  з деяким процесом

$$y(t) = A_0 + \sum_{k=1}^n (A_k \cos \omega_k t + B_k \sin \omega_k t),$$

де  $A_0$  – математичне очікування процесу  $x(t)$ ;  $A_k, B_k, \omega_k$  – невідомі параметри.

Основним методом апроксимації (визначення невідомих параметрів) є метод, який широко використовувався в статистиці, найменших квадратів, який мінімізує функцію.

Інтегральний метод ковзної середньої, який базується на обставині, що при визначенні середніх значень випадкові відхилення погашаються. При згладжуванні ковзної середньої фактичні знання ряду динаміки замінюють середнім значенням, які характеризують серед-

ню точку періоду ковзання. Можна використовувати дві модифікації метода ковзної середньої – просте згладжування і зважене згладжування.

Просте згладжування основане на складанні нового ряду з простих середніх арифметичних, які обраховані для проміжків часу довжиною  $p$ :

$$\bar{y}_k = \frac{\sum_{t=k}^{p+k} y_t}{p}, \quad (k = 1, \dots, N - p + 1),$$

довжина періоду згладжування  $p$  залежить від характеру тимчасового ряду;  $k$  – порядковий номер середньої.

Зважене згладжування основане на визначенні зважених середніх для різних точок ряду динаміки.

Візьмемо перші  $2p+1$  рівні динаміки. В якості функції тенденції можна вибрати деякий поліном ступеня  $k$ :

$$\bar{y}_t = \sum_{i=0}^k a_i t^i, \quad (9.1)$$

параметри якого оцінюються методом найменших квадратів за допомогою рівнянь типу

$$a_0 \sum_{-p+1}^{p+1} t^i + a_1 \sum_{-p+1}^{p+1} t^{i+1} + \dots + a_k \sum_{-p+1}^{p+1} t^{i+k} = \sum y_t t^i \quad (9.2)$$

Середній рівень полінома знаходиться в точці  $p+1$ .

Отриманий поліном (9.1) є найкращою кривою згладжування для  $2p+1$  перших членів ряду, який досліджуємо і його можна розглядати як тенденцію в точці  $p+1$ . В випадку коли відлік часу починається в точці  $m+1$ , тенденція ряду в цій точці дорівнює  $a_0$ . Коли розглянемо рівняння (9.2), то бачимо, що суми, які використовуємо є сумами степеня значень  $t$ , які знаходяться в інтервалі  $-(p+1) \leq t \leq +(p+1)$ . Отже, суми степеня залежать тільки від значень  $p$  і  $k$ .

Обчислюючи рівняння по відношенню  $a_0$ , отримаємо

$$a_0 = b_1 Y_1 + b_2 Y_2 + \dots + b_{2p+1} Y_{2p+1}, \quad (9.3)$$

де всі значення  $b_i$  залежать тільки від значень  $p$  і  $k$ . Отримане рівняння (9.3) представляє з себе зважене середнє арифметичне з перших  $2p+1$  значень ряду динаміки.

Метод ковзної середньої має ряд переваг перед іншими методами:

– ковзне середнє дає функцію тенденції, значення якої найближчі до значень ряду, який досліджуємо, оскільки для окремих частин ряду вибирається найкраща тенденція;

– до ряду, який досліджується можуть бути додані нові рівні.

Недоліком інтегрального методу ковзної середньої є те, що при збільшенні періода ковзання втрачається інформація про крайні періоди ряду, що не є допустимим при деяких аналізах часових рядів (наприклад, спектральний аналіз).

Метод кореляційних моделей базується на використанні кореляційних функцій.

Коефіцієнт взаємкореляції між двома процесами  $x_i$  та  $y_i$  розраховується на основі виразу взаємкореляційної функції у нульовій точці

$$\rho_{xy}(0) = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot y_i}{\delta_x \cdot \delta_y}.$$

На рис. 9.1 показано приклад розрахунку нормованого коефіцієнта взаємкореляції між двома процесами  $x_i$  та  $y_i$ .

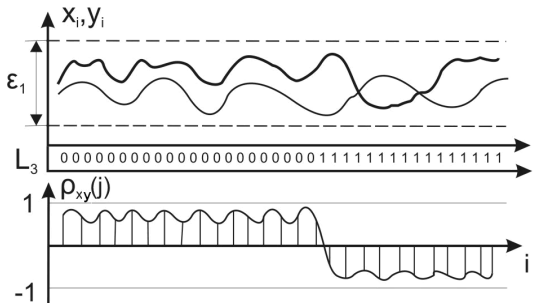


Рис. 9.1. Приклад обчислення нормованого коефіцієнта взаємкореляції

Кореляційні моделі, що дозволяють розпізнати, в якому обладнанні мають місце зміни. Вони дають можливість визначити характер взаємного протікання перехідних процесів для пар відповідних коор-

динат. Для ідентифікації стану електромережі та обладнання в реальному часі слід використовувати взаємоковаріаційну, взаємомодульну взаємознакову, та взаємоеквівалентну функції, які не потребують центрування масивів значень координат струмів та напруг і мають запізнення на величину робочої вибірки  $n$  для дискретних процесів. Для точнішого аналізу доцільніше використовувати взаємокореляційну функцію, та нормовані взаємоструктурну, взаємомодульну, взаємокореляційну функції, оскільки вони дозволяють виключити з оцінки взаємозалежності інформаційних параметрів вплив різниці амплітуд. При цьому дані функції більш адекватно відображають характер зміни взаємозв'язків між відповідними параметрами, але не придатні для роботи в режимі реального часу, тобто можуть бути побудовані тільки після завершення всього періоду спостереження.

Метод ентропійних моделей. Систематизація аналітики відомих оцінок ентропії з певною повнотою викладена в роботах [7–10].

### **9.3. Методи та засоби контролю та реєстрації перехідних процесів у високовольтних ЛЕП**

#### **9.3.1. Структури та компоненти керувально-діагностичних систем моніторингу режимів та збурень у високовольтних ЛЕП**

Успішний розвиток мікропроцесорної та мікроелектронної техніки створив необхідні сприятливі умови створення та широкомасштабного тиражування автоматизованих моніторингових розподілених комп'ютерних систем (PKC) для контролю та управління віддаленими технологічними об'єктами у різних галузях промисловості.

Прикладом успішного застосування такого класу SCADA систем є розробки відомих зарубіжних фірм та вітчизняних підприємств ABB, Siemens, Alstom, General Electric, Schneider, Areva, Nari, Vamp, Київприлад, Радіус Автоматика та ін. [12–20].

У галузі електроенергетики такі PKC розроблені та ефективно впроваджуються Тернопільським конструкторським бюро (ТКБР)

"Стріла" та Інститутом мікропроцесорних систем керування об'єктами електроенергетики (ІМСКОЕ, м. Львів) [21, 22].

Такі інформаційні системи є багатофункціональними і охоплюють широкий спектр функцій моніторингу, ідентифікації та керування обладнанням електричних підстанцій 6–35 кВ.

Важливою умовою постійного розширення функціональних можливостей, покращення системних характеристик та вдосконалення компонентів є їх оснащення спеціалізованими мікроконтролерами та спецпроцесорами з глибоким рівнем цифрового опрацювання сигналів. Насамперед це стосується розпізнавання та ідентифікації збурень у високовольних ЛЕП при виникненні накидів, короточасних пробів кабельних ліній, замикань на землю та запуску потужних електроприводів, наприклад, на промислах нафтогазової галузі. Теоретичною базою алгоритмів цифрового опрацювання сигналів фазних струмів та напруг при виникненні перехідних процесів та збурень у ЛЕП є методи розпізнавання образів, статистичний, кореляційний, спектральний та ентропійний аналіз.

### **9.3.1.1. Автоматизована система дистанційного управління (АСДУ) "Стріла"**

АСДУ розроблена ТКБР "Стріла" [21] здійснює дистанційний контроль, збір параметрів телесигналізації та телевимірювання на електричних підстанціях 6–35 кВ.

Контрольований пункт (КП) телемеханіки "Стріла" виконує попереднє опрацювання сигналів фазних напруг та струмів, архівну реєстрацію цифрових даних та передавання закодованих повідомлень на віддалений диспетчерський пункт (ДП) районної електромережі (РЕМ). Крім того, КП приймає та виконує дистанційно передані з ДП команди управління.

Базова структура оперативно-інформаційного комплексу "Стріла", яка належить до класу SCADA систем, складається з двох віддалених модулів ПС 35/10 кВ, який монтується на території електричної підстанції та серверного обладнання, яке розміщується в офісах диспетчерських служб РЕМ та Обленерго.

Структура КП ПС 35/10 кВ показана на рис. 9.5.

КП має наступні інформаційні характеристики:

512 (32x16) дискретних входів (ТС);

256 (16x16) аналогових входів (ТВ);

128 (16x8) об'єктів управління (ТУ);

RS-485 – провідний інтерфейс до 2000 М;

МЕК 870-5-101 – протокол кодової взаємодії між КП та ДП.

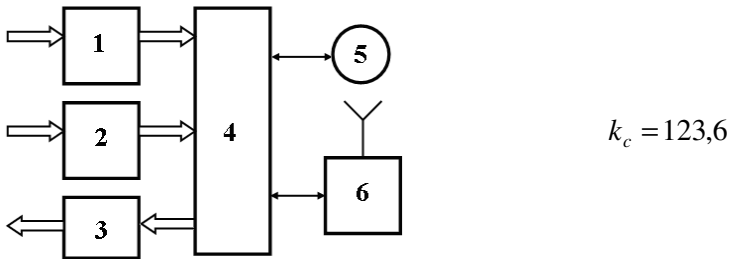


Рис. 9.5. Структура КП:

1 – модуль телесигналізації; 2 – модуль телеконтролю;

3 – модуль телекерування; 4 – процесор (мікроконтролер);

5 – клавіатура оператора; 6 – радіомодем.

Засобами контролера лічильників (КЛ) здійснюється опитування телеметричних параметрів електронних лічильників (SL7000, НІК, EPQS, Елвін, АДД, Арго, L&G, ЕМН), пристроїв релейного захисту (MP3C, Siprotec, АВВ) та цифрових вимірювачів (DIRIS А-20 / А-40, SENTRON, PAC 3100) по зовнішньому інтерфейсу RS-485. Підтримується робота за протоколами: Modbus RTU, IEC 1107, DLMS / COSEM, IEC 62056-31.

У процесі роботи КП проводить діагностику компонентів і передає інформацію на ДП.

Структура серверного обладнання "Стріла" на РЕМ показана на рис. 9.6.

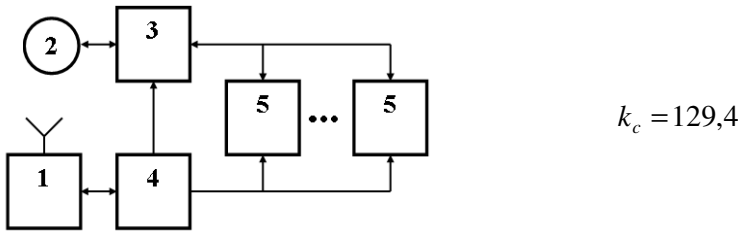


Рис. 9.6. Структура серверного обладнання "Стріла" на РЕМ:  
1 – радіомодем; 2 – монітор диспетчера; 3 – сервер системи безпеки;  
4 – маршрутизатор; 5 – адміністративні персональні комп'ютери.

Серверним обладнанням ДП на РЕМ комплексом "Стріла" виконується:

- 3G CDMA EV-DO – програмне забезпечення системи безпеки;
- IEC 60870-5-101 – протокол для роботи з обладнанням;
- IEC 60870-5-104 – для інтеграції з серверним обладнанням енергокомпанії верхнього рівня CRM "UDS Consulting" (Call-центр) із прямою передачею інформації про положення комутаційних апаратів енергооб'єктів.

Серверна система РЕМ виконує:

- графічне відображення таблиць струму, напруги та потужності приєднань на контрольованих електричних підстанціях;
- реєстрацію подій системи (телекерування, запити, стани програм, діагностика каналів, тощо.);
- управління мнемосхемою диспетчерського щита, індексація положення комутаційних апаратів та аварійної сигналізації.

Описана структура та функціональні можливості системи "Стріла" свідчить, що вона за рівнем мікроелектронного та програмного оснащення відповідає світовому рівню існуючих проблемно-орієнтованих інформаційних систем класу SCADA, які випускаються ведучими зарубіжними фірмами у галузі електроенергетики.

У той же час, класичне відображення станів технологічного обладнання електричних підстанцій у вигляді часових трендів та табличного представлення цифрових даних про контрольовані параметри та процеси значно ускладнює інтерактивну взаємодію операторів системи, суттєво знижує швидкодію та результативність їх реакцій на



передаварійні та аварійні відхилення станів технологічних об'єктів від норми. Крім того, система "Стріла", як і інші системи цього класу, не передбачають і не здійснюють глибоке статистичне, кореляційне, спектральне та ентропійне опрацювання сигналів телевимірювань з можливістю розпізнавання та ідентифікації збурень у високовольтних ЛЕП при інваріантних значеннях фазних струмів та напруг. Наприклад, при виникненні накидів та запусків потужних електроприводів пускові фазні струми можуть значно перевищувати фазні струми замикань на землю на значній віддалі від комутаційного обладнання підстанцій із певними настройками засобів релейного захисту.

Такі функції успішно можуть бути реалізовані спеціалізованими процесорами у мікроелектронному виконанні на ПЛІС або розширенням проблемної орієнтації прикладного програмного забезпечення вбудованих комп'ютерів у складі таких систем. При чому, висока швидкодія спецпроцесорів, які на 1–2 порядки прискорюють опрацювання сигналів у порівнянні з універсальними процесорами, що застосовуються у багатофункціональних мікроконтролерах, дозволяє на інтервалі 1–2 періодів промислової частот реалізувати ефективний та надійний захист промислового обладнання енергосистем.

### **9.3.1.2. Керувально-діагностична система "Альтра-МініАльтра"**

Система "Альтра" розроблена ІМСКОЕ [22] здійснює локальний та дистанційний моніторинг стану ізоляції електричної мережі 6–35 кВ з довільною конфігурацією з ізольованою або компенсованою нейтраллю.

Система "Альтра" виконує безперервний у реальному часі моніторинг стану ізоляції приєднань на електричній підстанції визначення ділянки із пошкодженням та її локалізації.

У склад функцій системи "Альтра" входять:

- фіксація часткових пробоїв ізоляції довільної тривалості, за якими ведеться діагностування стану ізоляції ділянок мережі;
- визначення ділянки електричної мережі з ослабленою ізоляцією, дистанційна передача інформації про її координати режиму на диспетчерський пункт;

– вимкнення приєднання захистом від однофазних замикань на землю із забезпеченням відповідної селективності у залежності від виду (металічне дугове), тривалості, категорії споживачів, особливостей ізоляційних матеріалів;

– відображення на моніторі диспетчерського пункту схеми мережі, ідентифікація ділянки з ослабленою ізоляцією;

– дистанційне управління комутаційними апаратами підстанцій на розподільчих пристроях обладнаних відповідними приводами.

Система "Альтра-МініАльтра" побудована за багаторівневим принципом де базовими блоками є пристрої "Альтра" та "МініАльтра". Пристрій "Альтра" встановлюється на підстанціях та розподільчих пунктах 6–35 кВ з метою визначення та реєстрації однофазних замикань на землю. Пристрій розрахований на обслуговування до 12 приєднань, схема його підключення показана на рис. 9.7.

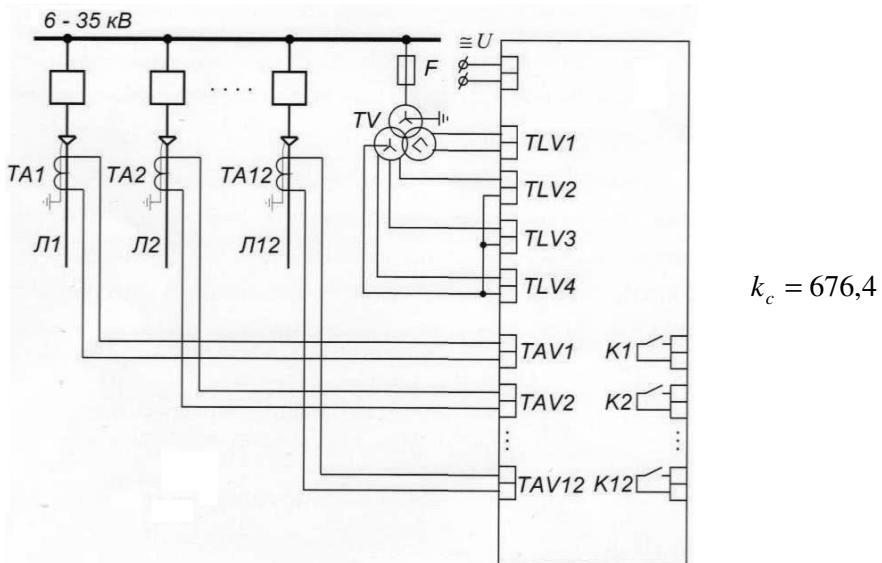


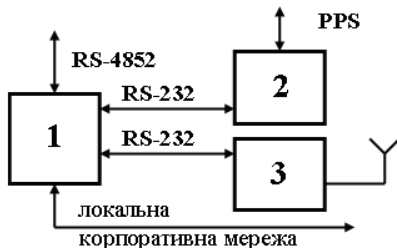
Рис. 9.7. Схема приєднань та підключення пристрою "Альтра":

ТА – трансформатор струму; TV – трансформатор напруги;

Л1 – Л12 – лінії приєднань; F – плавкий запобіжник;

К1 – К12 – комутаційний апарат

Функціональна структура концентратора системи "Альтра" показана на рис. 9.8.

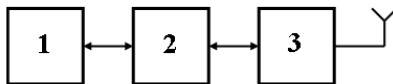


$$k_c = 202,2$$

Рис. 9.8. Функціональна структура концентратора системи "Альтра": 1 – вбудований комп'ютер; 2 – приймач міток синхронізації; 3 – GSM-модем

Пристрій "Альтра" спрацьовує за фактом уземлення фази приєднання. За будь-якої тривалості уземлення фази на табло пристрою "Альтра" відображається дата та час події, на якій зафіксований пробій ізоляції та діюче значення струму нульової послідовності приєднання. В енергетично незалежну пам'ять записуються цифрограми усіх координат режиму. Положення комутаційних апаратів контролюється блоком контролю за станом дискретних сигналів.

Для селективного визначення ділянки мережі з ослабленою ізоляцією на підстанціях, де відсутній контроль напруги, встановлюються пристрої "Міні-Альтра" (рис. 9.9).



$$k_c = 64,2$$

Рис. 9.9. Функціональна структура пристрою "Міні-Альтра": 1 – процесор; 2 – модуль комутації; 3 – GSM-модем

Цей пристрій контролює струм нульової послідовності приєднань підстанцій (8 приєднань). Визначення ділянки мережі з ослабленою ізоляцією, де частково немає контролю напруг на окремих підстанціях відбувається на основі інформації, отриманої як від пристрою

їв "Альтра", так і від пристроїв "Міні-Альтра". Тому ці пристрої забезпечені синхронізацією у часі за GPS-технологією з точністю до 1 мс.

Функції збору інформації виконує концентратор на основі вбудованого комп'ютера.

Функціональна схема збору інформаційної системи "Альтра" на основі концентратора показана на рис. 9.10.

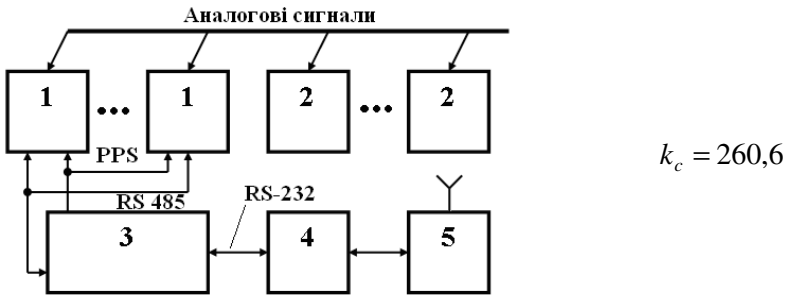


Рис. 9.10. Функціональна схема збору інформації на основі концентратора:

- 1 – Альтра; 2 – Міні-Альтра; 3 – концентратор;  
4 – АРМ диспетчера; 5 – GSM-модем.

Удосконалення програмно-апаратних засобів керувально-діагностувальної системи "Альтра" та розширення її функціональних можливостей здійснюється її дооснащенням спецпроцесорними пристроями релейного захисту високовольтних ліній електропересилань, структура яких показана на рис. 9.11 [22–25].

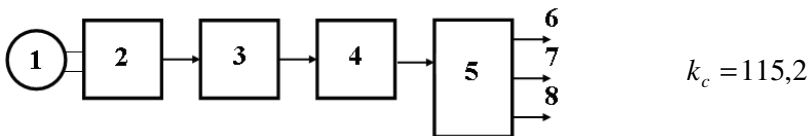


Рис. 9.11. Структура запропонованого спецпроцесорного пристрою релейного захисту:

- 1 – трансформатор струму; 2 – двохпівперіодний випрямляч;  
3 – АЦП; 4 – цифровий корелятор; 5 – інтегрально-імпульсний квадратор; 6, 7, 8 – відповідно сигнали накиду, замикання на землю та запуску потужного електроприводу.

На рис. 9.12 показана функціональна схема концентратора системи "Альтра".



Рис. 9.12. Функціональна схема концентратора системи "Альтра"

Пристрої релейного захисту на основі мікроелектронного спецпроцесора можуть широкомасштабно застосовуватися в якості компонентів комп'ютеризованих систем контролю та управління обладнанням електричних підстанцій, а також у вигляді автономних спеціалізованих пристроїв релейного захисту.

## 9.4. Дослідження структур спотворень гармонічних сигналів при виникненні накидів та коротких замикань у високовольтних лініях електропередач

### 9.4.1. Дослідження спотворень гармонічних сигналів при виникненні накидів

Зміна амплітудних характеристик струму та напруги у високовольтних лініях електропередач типу накидів виникають при комутації режимів роботи енергосистем (рис. 9.13) [26].

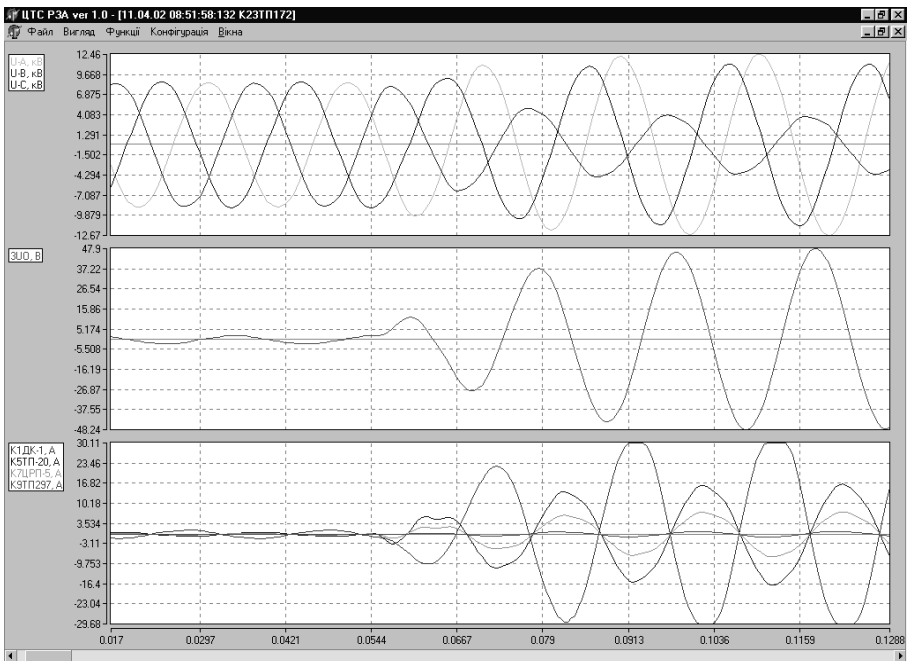


Рис. 9.13. Графіки координат фазових напруг, напруг у нейтралі і струмів при комутації режимів роботи енергосистем

Дослідження перехідних процесів струмів і напруг показує, що часто один тип аварії розвивається і переходить в інший. Наприклад, на (9.14– 9.16) показано графіки струмів і напруг аварійної ситуації, яка почалась з двох полярної дуги на відносному інтервалі часу  $[0,1; 0,3]$ . Потім на  $[0,3; 0,92]$  мс розвиток аварії в однополярну несиметричну дугу і на інтервалі  $[0,92...]$  перехід у двохполярну симетричну дугу. Як видно з наведених графіків кожен вид аварійних ситуацій має характерний тип перехідних процесів. Проте на сьогоднішній день не існує методів і засобів для автоматизованого визначення типу аварії і тим більше місця пошкодження чи пошкодженого обладнання.

З рис. 9.13 видно, що при комутації режимів роботи енергосистем можуть виникати зростання струмів в кілька разів. Особливо це спостерігається при різкому підвищенні напруг в нейтралі.

Експериментальні цифрограми накиду в електричних мережах при успішному запуску потужних електродвигунів показано на рис. 9.14–9.25.

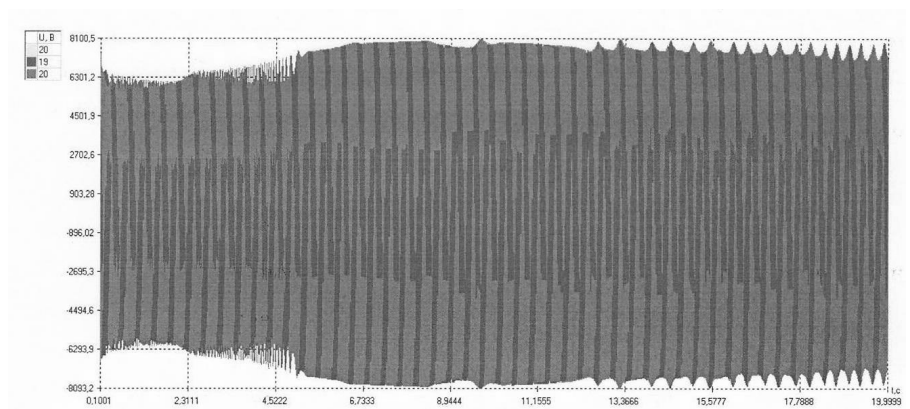


Рис. 9.14.

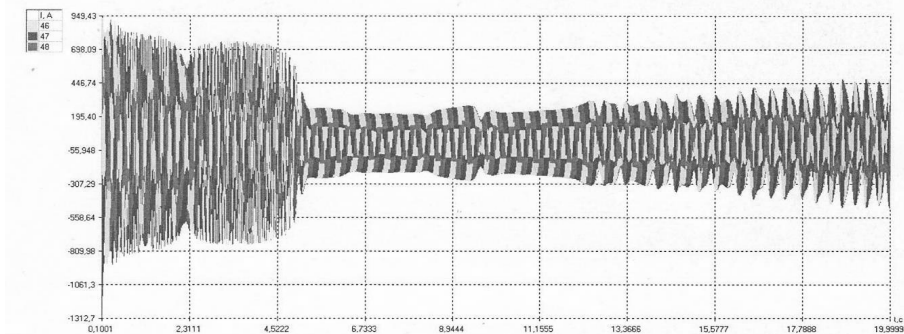


Рис. 9.15.

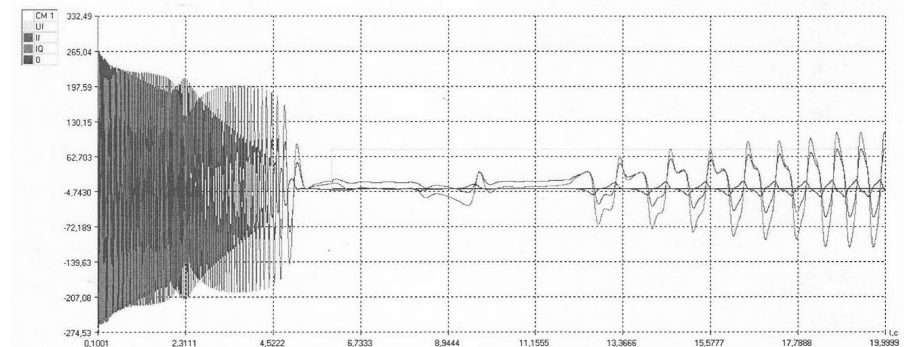


Рис. 9.16.

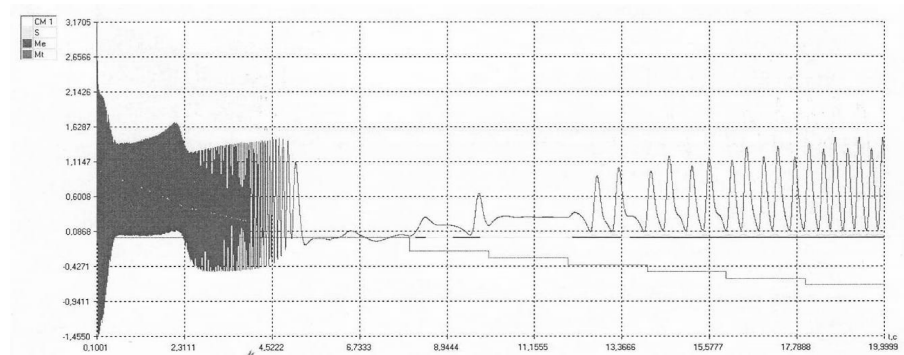


Рис. 9.17.



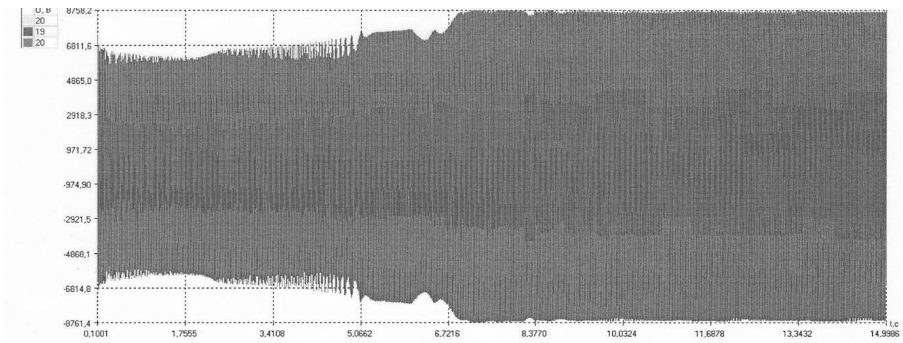


Рис. 9.18.

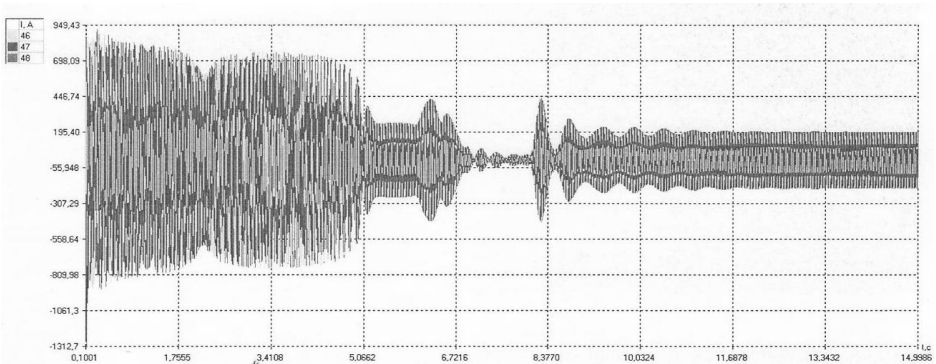


Рис. 9.19.

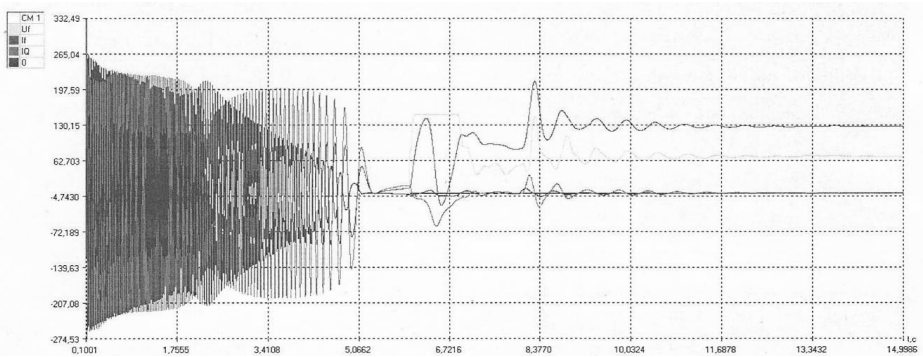


Рис. 9.20.

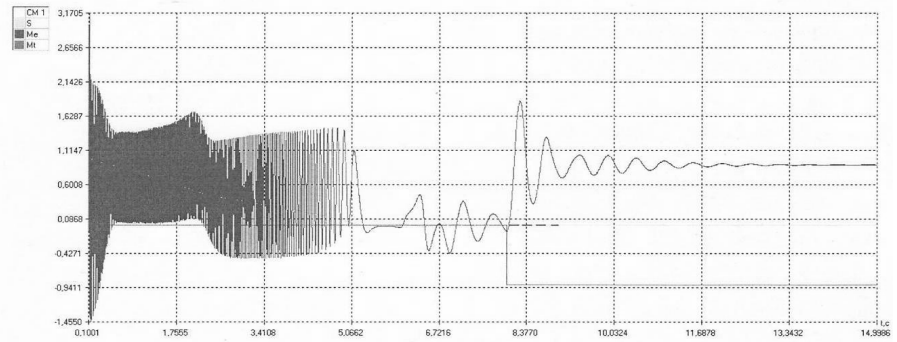


Рис. 9.21.

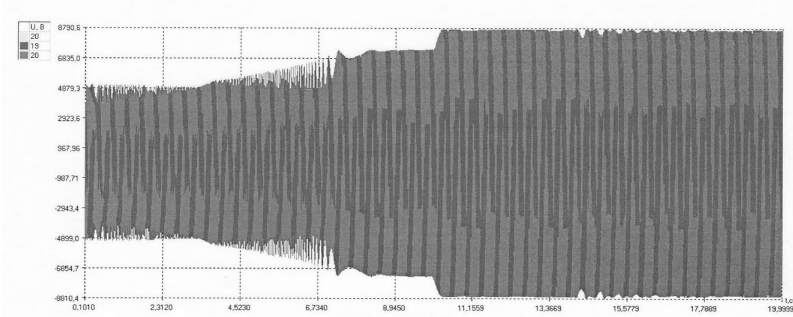


Рис. 9.22.

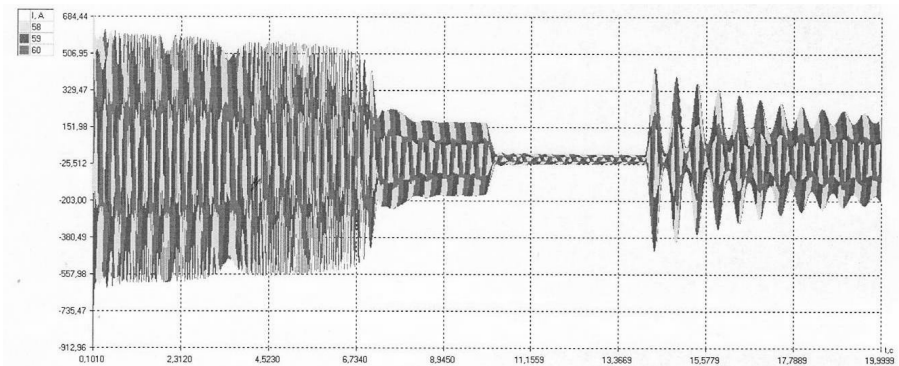


Рис. 9.23.

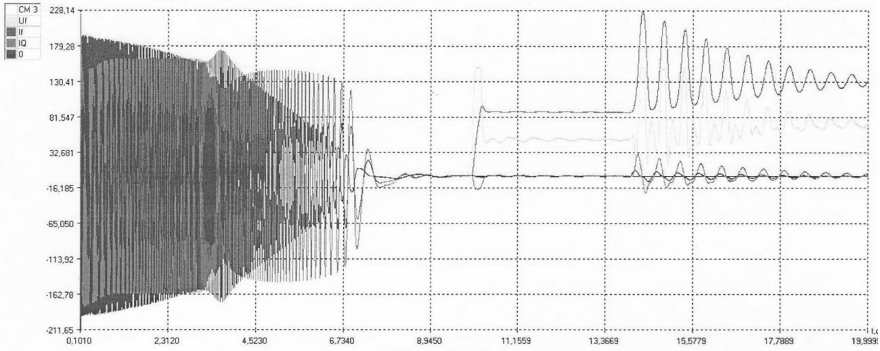


Рис. 9.24.

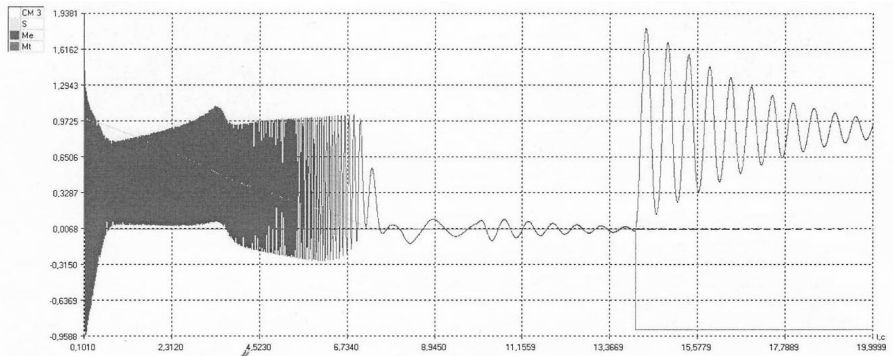


Рис. 9.25.

З рисунків видно, що характеристики наростання струмів у процесі запуску потужних електродвигунів не спостерігається від’ємна експоненціальна складова, характерна для коротких замикань.

На рис. 9.26–9.29 показані експериментальні цифрограми накиду в електричних мережах при неуспішному запуску потужних електродвигунів, які супроводжуються експоненціальними характеристиками змін струмів в електромережі у моменти запуску потужних електродвигунів [27].

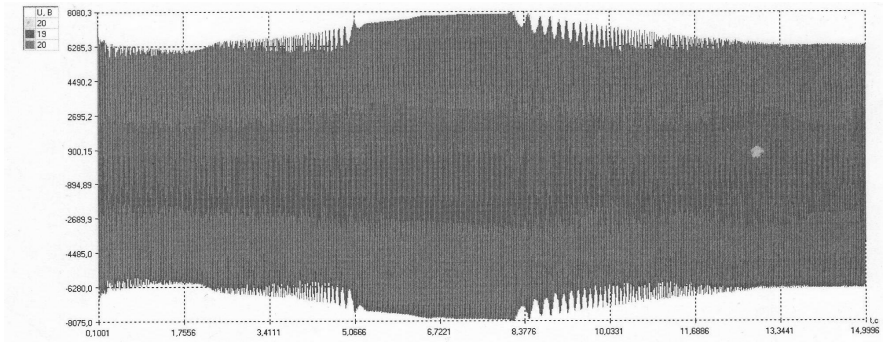


Рис. 9.26.

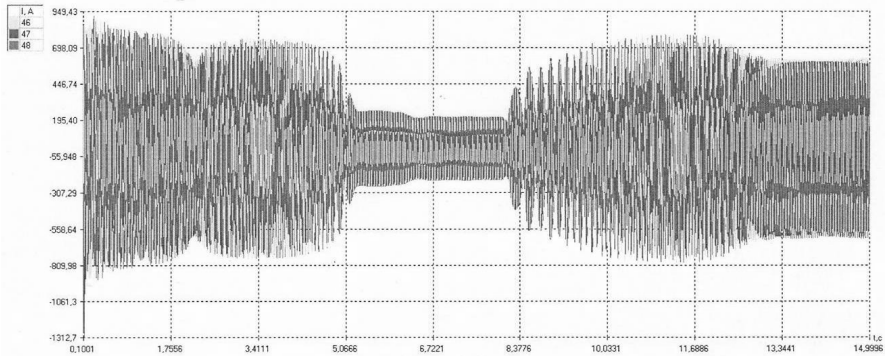


Рис. 9.27.

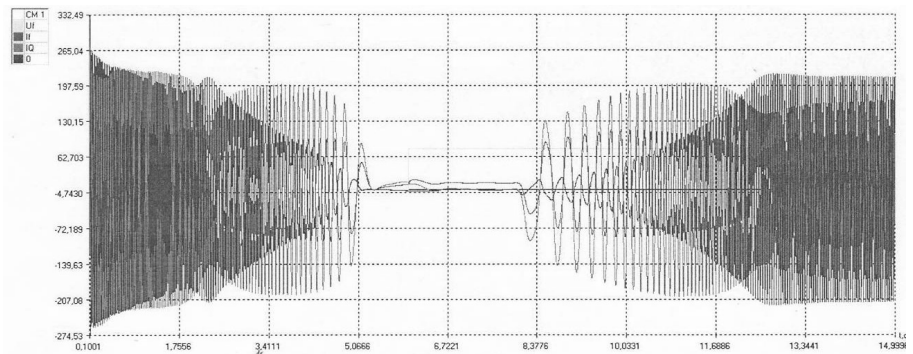


Рис. 9.28.

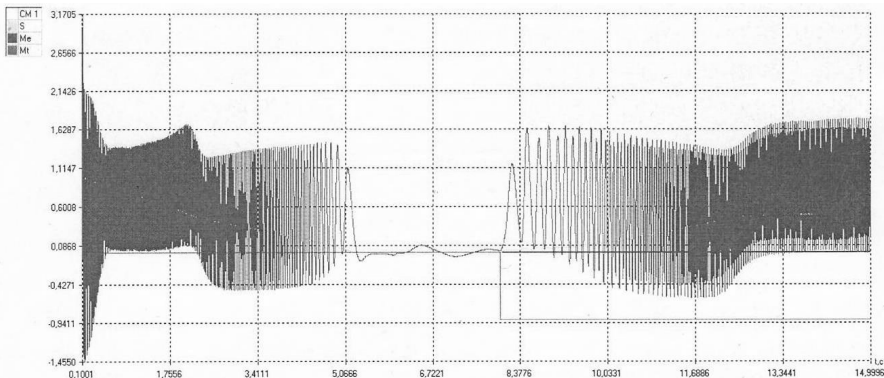


Рис. 9.29.

#### 9.4.2. Дослідження спотворень при коротких замиканнях у високовольтних лініях електропередач

В результаті наведеного аналізу мереж Львівського та Ужгородського регіонів виділено наступні типи аварій, які найчастіше зустрічаються на практиці (рис. 9.30).

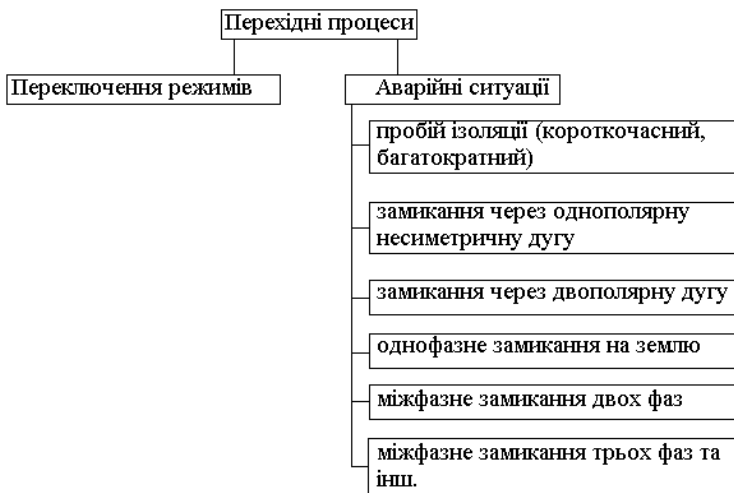


Рис. 9.30. Класифікація перехідних процесів в електричних мережах

При виникненні міжфазних замикань у високовольтних лініях електропередач виникають стрибки струмів, які характеризуються значними спотвореннями гармонічних сигналів. При цьому розпізнавання такого типу коротких замикань може бути принципово здійснене на інтервалі 1,5–2 періодів промислової частоти, що характерно показано на рис. 9.33, при трифазному замиканні

Міжфазне замикання в момент часу 0,175 с. Замикання між фазами А і В у максимум фазної напруги. Замикання в кінці лінії (рис. 9.31).

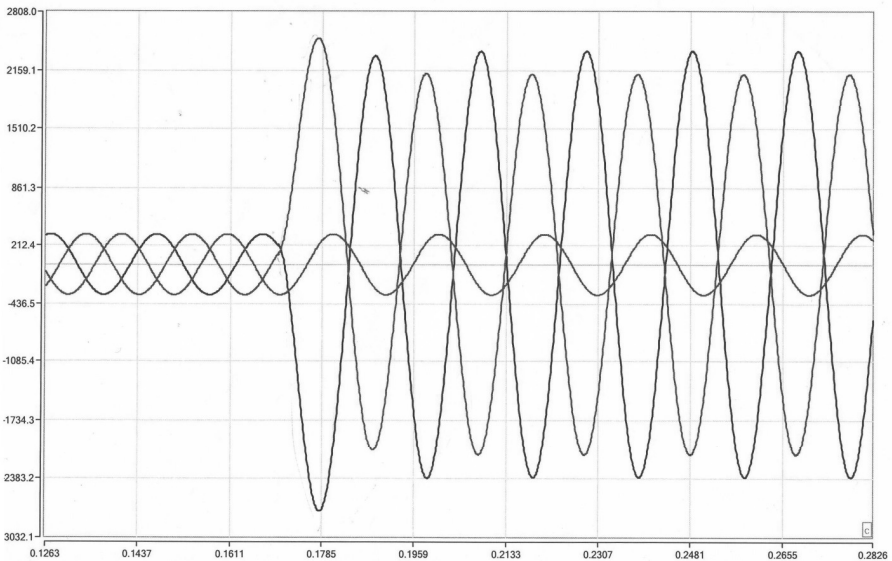


Рис. 9.31.

Міжфазне замикання в момент часу 0,1455 с. Замикання між фазами А і В в максимумі фазної напруги. Замикання в кінці лінії (рис. 9.32).

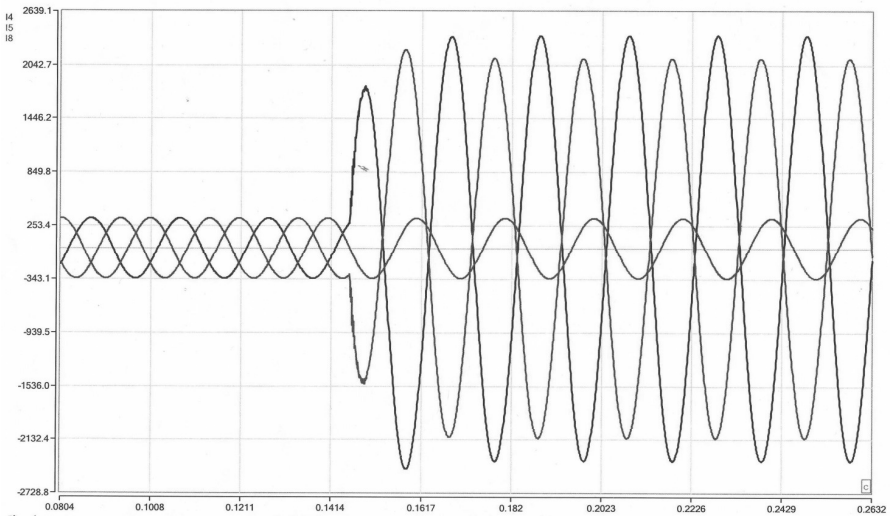


Рис. 9.32.

Трифазне замикання в момент часу 0,1455 с. Замикання в кінці лінії (рис. 9.33).

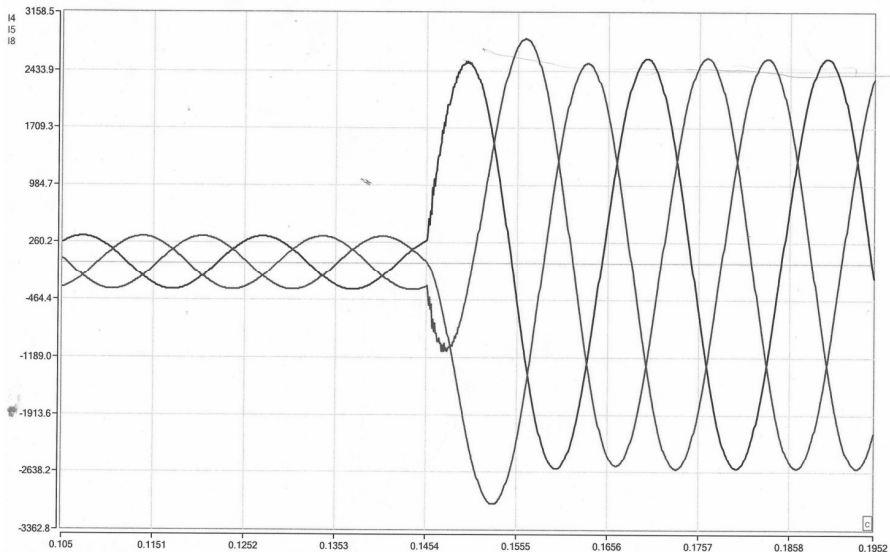


Рис. 9.33.

### **9.4.3. Дослідження цифрограм перехідних процесів при пуску потужних електроприводів промислових установок нафтогазової галузі**

Потужні електроприводи масово використовуються в нафтогазовій промисловості в штангових глибиннопомпових установках (ШГПУ) [28]. До двигунів, що застосовуються для приводу верстатів-гойдалок висуваються специфічні вимоги щодо їх робочих характеристик [31–33], зокрема вони повинні мати підвищений пусковий момент, а також високу перевантажувальну здатність. Це досягається застосуванням двигунів з фазним ротором і глибоким пазом або подвійною кліткою. Однією з найважливіших проблем, пов'язаних із вибором автоматичних пристроїв систем керування та протиаварійного захисту, а також із забезпечення умов стійкості і надійності роботи електроприводу є:

- визначення характеру та тривалості перехідного процесу;
- визначення ударних (максимальних) значень струмів та моменту асинхронного двигуна.

Перехідні процеси при запуску електроприводів супроводжуються появою вільних складових струмів, значних коливань швидкості обертання ротора, перенапруг та зниження напруги в системі електропостачання. Зниження напруги в мережі при одночасному запуску кількох електроприводів зумовлює зміну активної і реактивної потужності та співвідношення між ними. У разі зниження напруги живлення збільшується ковзання ротора двигуна, а за дефіциту реактивної потужності в системі може відбуватися лавинноподібне зниження напруги, що може привести до гальмування двигунів інших установок.

Прямий пуск асинхронного двигуна супроводжується значними пусковими струмами, величина яких може досягати 7-кратного значення порівняно з номінальним [34–36], що приводить до провалів напруги в ЛЕП (6,3 кВ), а також впливає на роботу інших споживачів та комунікаційної апаратури релейного захисту. Ситуація може погіршуватися тим, що промислові нафтовидобувні установки мають велику інерційну масу рухомих частин, що робить процес пуску елект-



роприводу зтяжним. Інформаційним параметром запуску потужного електроприводу є величина струму, яка визначається переважно його реактивною складовою.

На рис. 9.34 показано перехідні процеси.

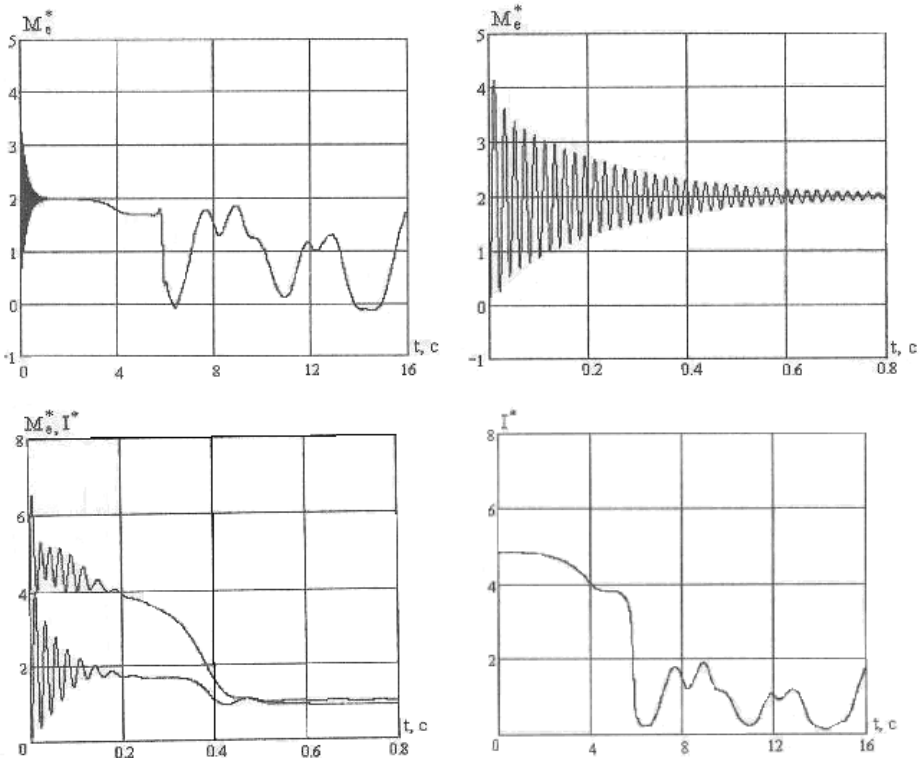


Рис. 9.34. Перехідні процеси

Не менш важливою є проблема групового запуску двигунів [36, 37], які живляться від одного трансформатора.

На рис. 9.35 показані часові залежності густини струмів у п'яти елементах стержня ротора під час пуску двигуна без навантаження (а) та з навантаженням (б) [28].

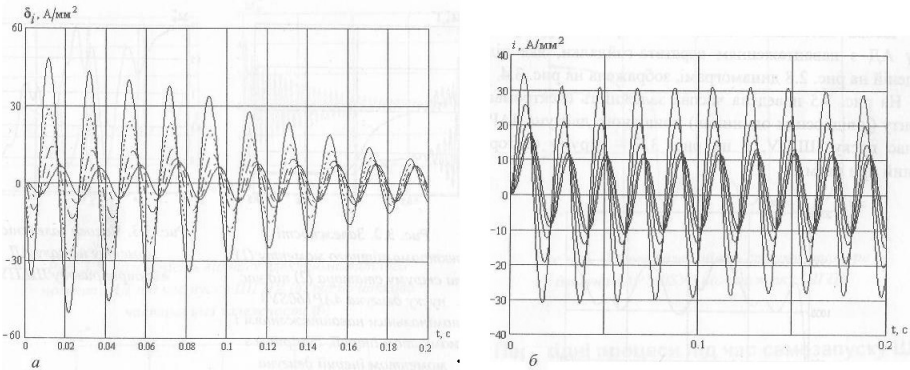


Рис. 9.35. Часові залежності густини струмів у п'яти елементах стержня ротора

#### 9.4.4. Перехідні процеси під час самозапуску електродвигуна

Однією з важливих є проблема реалізації самозапуску двигунів, тобто автоматичне їх вмикання у разі відновлення напруги в мережі. При цьому, у порівнянні із звичайним пуском електроприводу, самозапуск відрізняється наступним:

- у момент відновлення напруги ротор електроприводу може продовжувати обертатись з будь-якою швидкістю;
- під час самозапуску навантаження може мати максимальне значення;
- одночасно можуть запускатись кілька електроприводів.

Якщо від одного джерела електроенергії живляться кілька груп електроприводів, вони вмикаються із різною заданою наперед витримкою часу, чим зменшується накладання пускових струмів великої кількості електроприводів, які одночасно запускаються. В роботі [28] показано, що алгоритм роботи системи автоматики може бути запрограмований наперед на підставі математичного моделювання процесів пуску або здійснюватись відповідно до ситуації на підставі прогностичних розрахунків з використання ефективних математичних моделей, які дають змогу аналізувати процеси в реальному часі їх протікання і вибрати оптимальний алгоритм роботи автоматики.

Практичне значення мають також дослідження перехідних процесів під час гальмування електроприводів або їх групи у результаті зникнення напруги живлення.

На рис. 9.36 показані перехідні характеристики пуску електроприводу з врахуванням змінних навантажень, що задаються нафтовидобувною установкою.

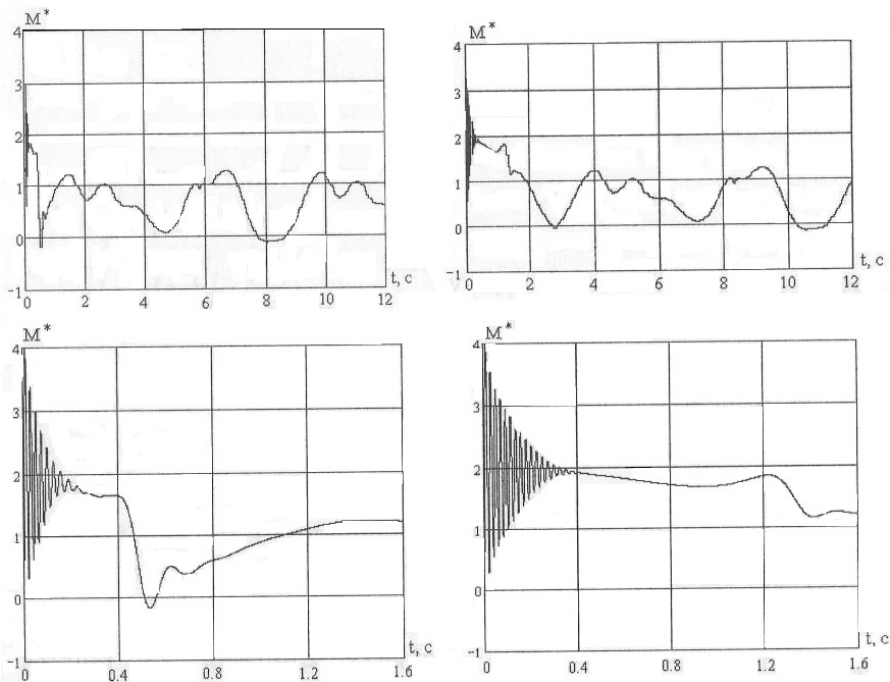


Рис. 9.36. Залежності електромагнітного моменту під час пуску електроприводу з різним навантаженням промислової установки

На рис. 9.37 наведені експериментальні цифрограми струмів фаз асинхронних електроприводів під час пуску нафтовидобувного верстата-гойдалки [28].

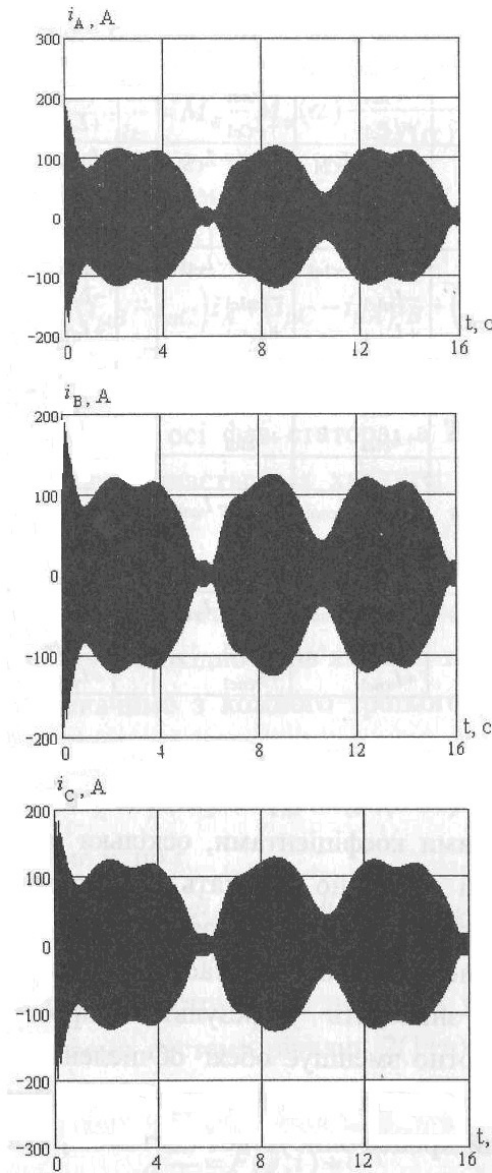


Рис. 9.37. Залежності від часу струмів фаз асинхронних електроприводів під час пуску нафтовидобувного верстата-гойдалки

### 9.4.5. Перехідні процеси під час гальмування електроприводу в умовах компенсації реактивної потужності

На рис. 9.38 показані залежності лінійної напруги (а), струму фази та частоти обертання (б) ротора електроприводу з паралельно ввімкненими конденсаторами [31].

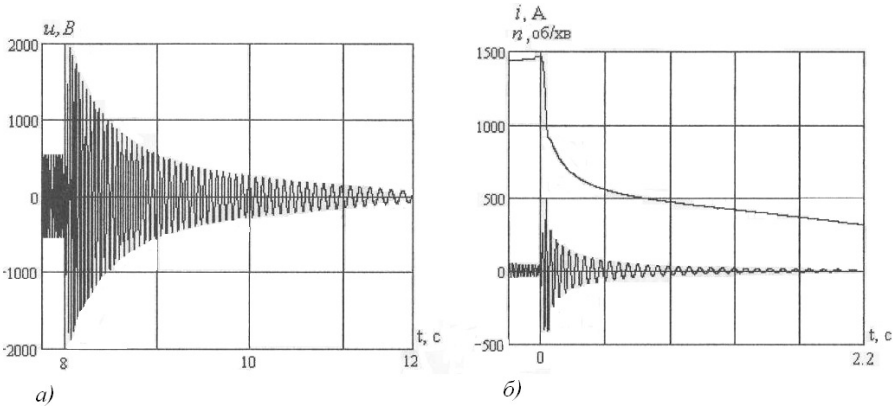


Рис. 9.38. Залежності лінійної напруги (а), струму фази та частоти обертання (б) ротора електроприводу з паралельно ввімкненими конденсаторами

На рис. 9.39 показані значення струму у фазі електроприводу (1) та в лінії (2) під час пуску із увімкненими конденсаторами [31].

На рис. 9.40 показані часові залежності діючого значення струму в лінії під час пуску електроприводу за відсутності компенсації реактивної потужності (1) та з компенсацією (2) при  $\cos \varphi = 0,8$  [31].

На рис. 9.41 показана залежність струму фази електроприводу з паралельно увімкненими конденсаторами під час пуску та вимкнення (при  $t = 8$  c) напруги живлення [31].

У разі використання тиристорних перетворювачів напруги часові залежності струмів статора електроприводу у перехідному процесі показані на рис. 9.42 [31].

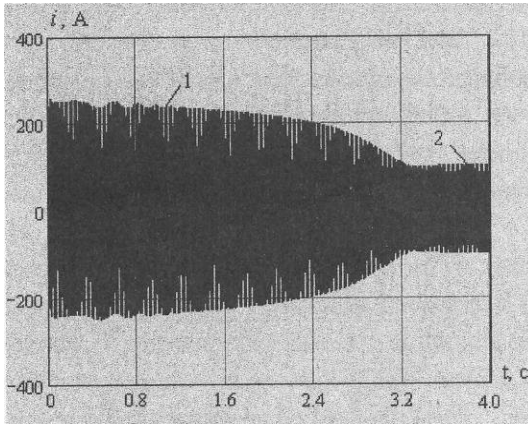


Рис. 9.39. Залежності значення струму у фазі електроприводу (1) та в лінії (2) під час пуску із увімкненими конденсаторами

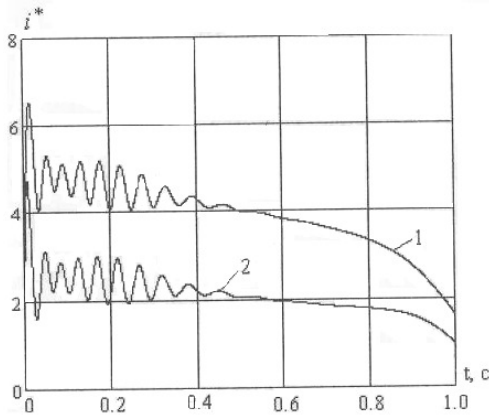


Рис. 9.40. Часові залежності діючого значення струму в лінії під час пуску електроприводу за відсутності компенсації реактивної потужності (1) та з компенсацією (2) при  $\cos \varphi = 0,8$

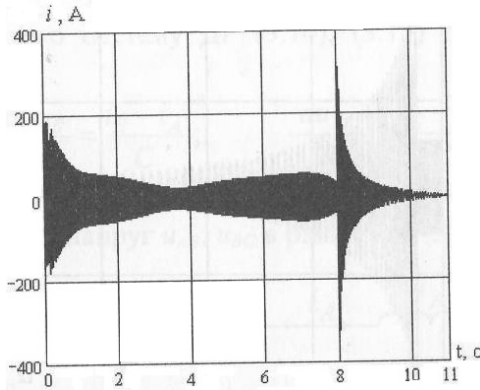


Рис. 9.41. Залежність струму фази електроприводу з паралельно увімкненими конденсаторами під час пуску та вимкнення (при  $t = 8$  с) напруги живлення

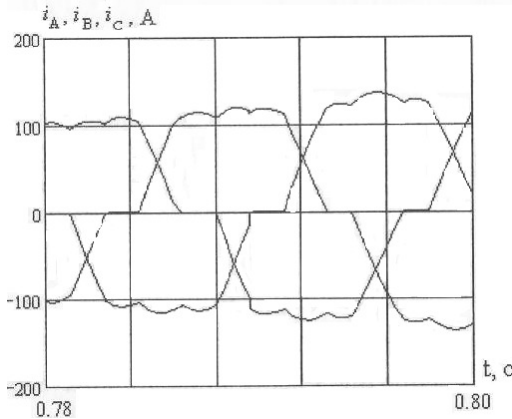


Рис. 9.42. Залежності струмів статора електроприводу у перехідному процесі

Проведений аналіз експериментальних цифрограм запусків потужних електроприводів в різних умовах експлуатації та компенсації реактивної потужності показує, що зазначені перехідні процеси одночасно відповідають характеристикам накидів та коротких замикань,

що потребує глибоких теоретичних досліджень та розробки засобів релейного захисту на основі цифрового опрацювання сигналів перекладних процесів та теорії розпізнавання образів.

## 9.5. Методи та алгоритми розпізнавання та ідентифікації збурень або накидів у високовольтних електромережах

### 9.5.1. Структурні характеристики алгоритму рандомізації

Рандомізація (англ. random – випадковий, нерегулярний, безпорядковий) – це нелінійна процедура навмисного внесення "випадковості" або шумоподібності в обробку вибірових даних для перетворення деяких систематичних помилок у випадкові. Рандомізація полягає в перемішуванні інформаційної вибірки відповідно до певного закону. В контексті шифрування інформації цю процедуру називають перемішуванням, при організації доступу до пам'яті – хешуванням (обробка на основі hash-функцій), при перемішуванні пакетів даних на носіях інформації типу CD – перехресне чергування.

Оператором рандомізації  $\mathfrak{Ran}$  послідовності  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n\}$  виконується дія [38], яка полягає в переміщенні  $i$ -го елемента на місце  $j$ -го елемента послідовності  $X$ , а відповідність між  $i$  та  $j$  будемо називати законом рандомізації:

$$X = \{x_i\}, \mathfrak{Ran}(X) = \mathfrak{Ran}(\{x_i\}) = X^{\mathfrak{Ran}}, \\ X^{\mathfrak{Ran}} = \{x_j\}, i = \overline{1, n}, j = k_i.$$

$K = \{k_i\}$  – масив-ключ (закон) процедури рандомізації  $\mathfrak{Ran}$ .

Рандомізація виконується над кожним елементом послідовності  $X$ . Для того, щоб показати, що  $i$ -й елемент послідовності  $X$  переміщено на місце  $\mathfrak{Ran}(x_i)$ , використовуємо наступну форму запису:

$$\mathfrak{Ran}(X) = (\mathfrak{Ran}(x_0), \mathfrak{Ran}(x_1), \dots, \mathfrak{Ran}(x_i), \dots, \mathfrak{Ran}(x_n)).$$

В результаті рандомізації послідовності  $X$  утворюється послідовність  $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_j, \dots, y_n\}$ , причому  $x_i = y_j$ ,  $i = \overline{1, n}$ ,  $j = \overline{1, m}$ . У більшості випадків рандомізації  $n = m$ , тобто рандомізована послідо-



вність має ту саму довжину, що і початкова. Проте, скажімо при зсуві фази сигналу на основі рандомізації, відбувається розширення розміру рандомізованої послідовності, тобто  $m = n + r$ , де  $r$  – величина зсуву.

Існує очевидна процедура  $\mathcal{K}an^{-1}$  обернена до  $\mathcal{K}an$ , тобто така, що дозволяє отримати початкову послідовність з рандомізованої, тобто:

$$\mathcal{K}an^{-1}(Y) = X.$$

Якщо пряма процедура  $\mathcal{K}an$  виконується згідно виразу  $y_i = x_{s_i}$ , тоді процедура  $\mathcal{K}an^{-1}$  виконується так:

$$\mathcal{K}an^{-1}: \quad z_{s_i} = y_i.$$

де  $S = \{s_i\}$  – масив-ключ (закон) рандомізації. Очевидно, що  $z_i = x_i$ , отже робимо висновок, що процедура рандомізації є зворотною.

Кількість можливих варіантів рандомізації  $N$  (тобто кількість різних ключів) визначається довжиною масиву-ключа рандомізації  $S = \{s_i\}, i = \overline{1, n}$ , тобто:

$$N = n!$$

Застосування більшості із  $N$  ключів рандомізації не є практично ефективними. Проте серед них є ключі, застосування яких дозволяє виконувати наступні операції:

- сортування послідовності по зростанню;
- сортування послідовності по спаданню;
- утворення сигналу типу "білий шум";
- перетворення сигналу одної форми в іншу (в т. ч. утворення ШПС);
- збільшення або зменшення частоти гармонійного сигналу.

Закон перепорядкування  $\mathcal{K}an$  може бути побудований на базі функції випадкових чисел  $RND(N)$ , що генерує випадкове число з проміжку  $[0, N - 1]$ . Для реалізації такої процедури потрібно генерувати множину  $S = \{s_i\}$ ,  $i = \overline{0, N - 1}$  випадкових чисел, що не повторюються.

Серед  $N$  можливих ключів рандомізації є ще й такі, які при рандомізації сигналу певної форми дозволяють отримати сигнал іншої,

наперед заданої форми. Така рандомізація є сигнальною або функціональною і дозволяє доцільно змінювати структурні характеристики гармонічних сигналів.

Особливе значення мають перетворення на основі рандомізації гармонійних сигналів у шумоподібні, які характеризуються унікальними властивостями автокореляційних функцій і широко застосовуються для завадостійкого передавання інформації.

На рис. 9.43 наведений ФМ сигнал, що складається прямокутних імпульсів. Практично завжди форма імпульсів однакова і в більшості випадків вона є прямокутною. Таке припущення про прямокутність імпульсів, що утворюють ФМ сигнал, справедливе для теоретичних досліджень. Однак при формуванні ФМ сигналів і їхній передачі по каналах зв'язку з обмеженою смугою пропускання імпульси викривляються і ФМ сигнал перестає бути таким ідеальним, як це показано на рисунку.

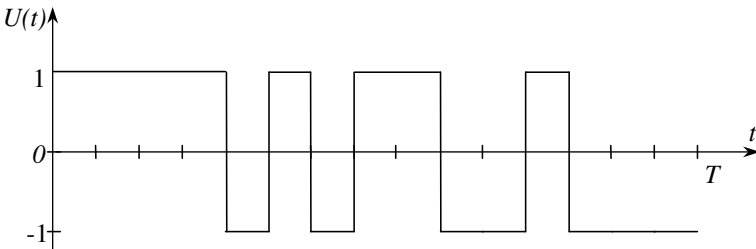


Рис. 9.43. Фазоманіпульований сигнал

Прямокутний імпульс  $u_0(t)$  з одиничною амплітудою і тривалістю  $\tau_0$  записується як

$$u_0(t) = 1 \text{ при } 0 < t < \tau_0.$$

Такий імпульс є одиничним прямокутним імпульсом. Він тотально рівний нулю поза відрізком  $[0, \tau_0]$ . Нехай амплітуда  $n$ -го імпульсу в ФМ сигналі  $a_n$  дорівнює  $+1$  або  $-1$ , що відповідає початковим фазам  $0$  або  $\pi$ . При цьому ФМ сигнал записується наступним чином

$$U(t) = \sum_{n=1}^N a_n u_0[t - (n-1)\tau_0],$$

і складається з  $N$  прямокутних імпульсів  $u_0(t)$ , причому  $n$ -й імпульс має амплітуду  $a_n$  і запізнюється відносно початку координат на час  $(n-1)\tau_0$ , рівний сумарній тривалості усіх попередніх імпульсів. Тривалість ФМ сигналу:

$$T = N\tau_0.$$

Послідовність символів (амплітуд імпульсів)  $A = (a_1, a_2, \dots, a_i, \dots, a_n)$  називається кодовою послідовністю. Кодова послідовність має вигляд:

$$A = (1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1 \ 1 \ 1 \ -1 \ -1 \ 1 \ -1 \ -1).$$

На рис. 9.44, а наведено фазомодульований ШПС на основі М-послідовності з довжиною періоду  $N = 15$ . На рис. 4.33, б зображений графік автокореляційної функції цього ШПС.

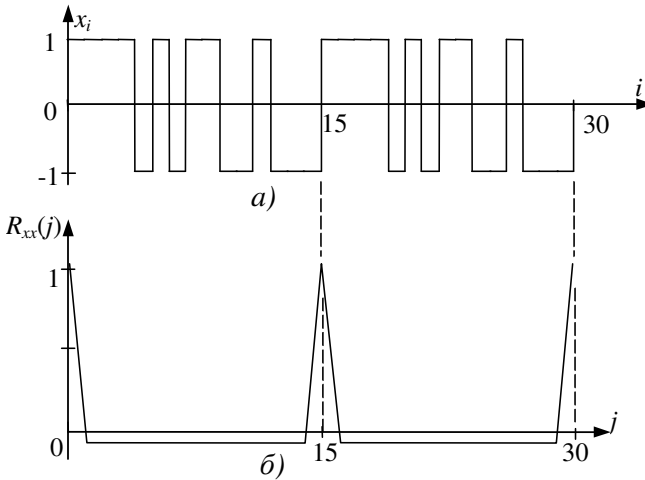


Рис. 9.44. ШПС та його автокореляційна функція

Як видно з рисунків, сам ШПС і його АКФ періодичні, і в точках з нульовою фазою АКФ має чіткі центральні піки, їх амплітуда становить  $R_{xx}(0) = 1$ . Амплітуда бічних піків становить  $R_{xx}(\tau) = -1/N$ , де  $1 \leq \tau \leq N-1$ . Це дуже важлива властивість ШПС, яка використову-

ється в кореляційних приймачах для завадостійкого передавання сигналів.

Замість автокореляційної функції  $R_{xx}(j)$ , технічна реалізація якої утруднена через наявність в алгоритмі обчислення процедури множення, з аналогічними властивостями можуть бути ефективно використані більш простіші функції автокореляції, а саме структурна  $C_{xx}(j)$ , модульна  $G_{xx}(j)$ , та еквівалентності  $Z_{xx}(j)$ .

Застосування рандомізації дозволяє виконати зміну структури сигналу. Розглянемо ці перетворення, визначимо математичну формалізацію процедур.

Розглянемо сигнальну рандомізацію одного періоду синусоїди  $x_i = \sin\left(\frac{2\pi i}{70}\right)$ , де  $i = \overline{1,70}$ , з приведенням її до форми М-последовності довжиною  $n = 7$  біт, яка записується у вигляді 1110100. Оскільки кількість відліків синусоїди більша за кількість бітів М-последовності, необхідно здійснити розширення М-последовності з коефіцієнтом  $k = 10$ , тобто кожен інформаційний біт записувати 10 разів. При цьому утворена последовність матиме довжину  $n \cdot k = 70$  біт.

При сигнальній рандомізації виконується переміщення дискретизованих значень синусоїди  $x_i$  з метою отримання форми огибаючої, максимально близької до М-последовності (рис. 9.45).

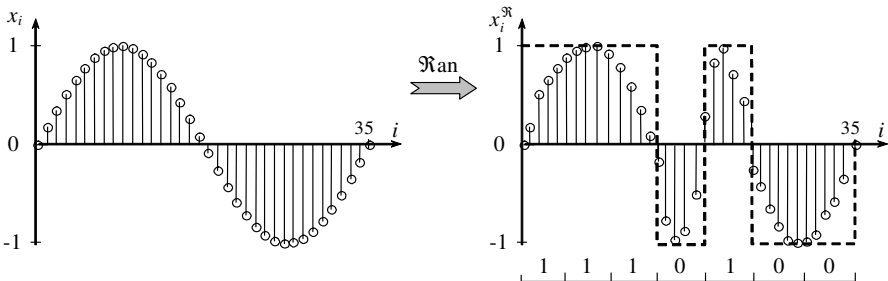


Рис. 9.45. Сигнальна рандомізація синусоїди

При цьому властивості утвореного сигналу будуть наближуватись до властивостей М-последовності.

На рисунку 9.46 наведено АКФ рандомізованого сигналу. З рисунку видно, що АКФ має чітко виражені центральні піки, хоча рівень бічних піків помітно зріс, і відношення амплітуди центрального піка до амплітуди максимальних бічних піків погіршилося в порівнянні з АКФ М-послідовності. Для характеристики цього відношення введемо коефіцієнт:

$$k_{ef.} = \frac{a_{\delta,max}}{a_{\psi,max}}$$

де  $a_{\delta,max}$  – максимальна амплітуда бічних піків АКФ,  $a_{\psi,max}$  – максимальна амплітуда центральних піків АКФ. Зрозуміло, що  $k_{ef.}$  завжди менше одиниці, і чим  $k_{ef.}$  є менше, тим краще.

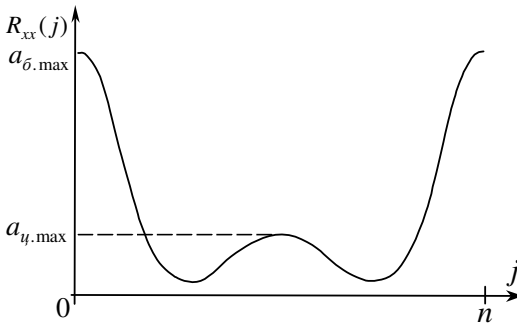


Рис. 9.46. Автокореляційна функція рандомізованого сигналу

Структурне перетворення гармонічного сигналу у ШПС може бути покращене ваговою рандомізацією шляхом перемішування інформаційної послідовності  $X = \{x_1, x_2, \dots, x_i, \dots, x_n\}$  із введенням масиву додаткових множників – вагових коефіцієнтів рандомізації  $v_i$ , що відповідно визначається оператором вагової рандомізації  $\check{\mathfrak{R}}_{an}$ :

$$X = \{x_i\}, \quad \check{\mathfrak{R}}_{an}(X) = \check{\mathfrak{R}}_{an}(\{x_i v_i\}) = X^{\check{\mathfrak{R}}_{an}},$$

$$X^{\check{\mathfrak{R}}_{an}} = \{x_j v_j\}, \quad i = \overline{1, n}, \quad j = k_i.$$

Розглянемо сигнальну вагову рандомізацію синусоїди з попереднього прикладу. При цьому масив вагових коефіцієнтів  $v_i$  призначений для "дотягування" дискретних значень синусоїди до рівня  $+1$  або  $-1$ , і обчислюється згідно виразу:

$$v_i = \begin{cases} 1 - x_i, & \text{при } 0 \leq x_i \leq 1, \\ -1 - x_i, & \text{при } -1 \leq x_i \leq 0. \end{cases}$$

де  $x_i$  – дискрети синусоїди.

На рис. 9.47 наведено графік вагових коефіцієнтів, а на рис. 9.48 – графік рандомізованого сигналу синусоїди з ваговими коефіцієнтами. Як видно, рандомізований сигнал і  $M$ -послідовність збігаються, а отже АКФ рандомізованого сигналу і АКФ  $M$ -послідовності однакові. Таким чином, шляхом застосування вагової сигнальної рандомізації можна перетворити гармонійний сигнал у ШПС, що є дуже важливо при реалізації цифрових заводо захищених приймачів з вузькосмуговими каналами зв'язку.

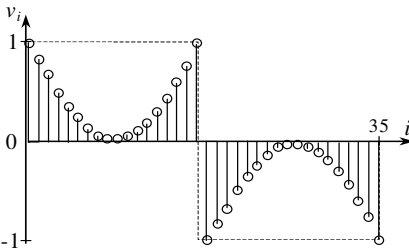


Рис. 9.47. Вагові коефіцієнти.

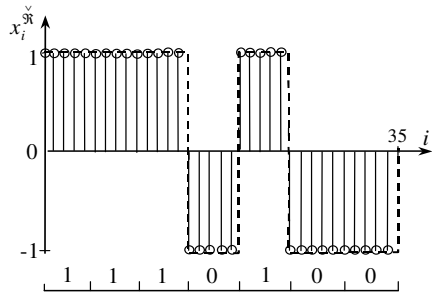


Рис. 9.48. Рандомізована послідовність.

Описаний метод рандомізації синусоїдального сигналу та його кореляційної згортки дозволяє його застосувати для ідентифікації та розпізнавання збурень в лініях електропередач при виникненні коротких замикань та накидів. При цьому у випадку виникнення накиду характеристики зміни гармонічного сигналу незалежно від скачків амплітуди спектрально не змінюються і в результаті кореляційної

згортки його рандомізованого зображення виникає один пік кореляційного максимуму. У випадку виникнення короткого замикання спостерігається спотворення гармонічного сигналу, а також з'являється експоненціальна складова його затухання, що приводить до суттєвої зміни спектральних характеристик рандомізованого сигналу. Тому в результаті опрацювання таких збурень в електромережах відбувається різке зменшення амплітуди головного піку та поява інших піків кореляційної функції, що використовується для ідентифікації даного виду збурень в електромережі.

### **9.5.2. Метод розпізнавання перехідних процесів в енергетичних системах на основі процесора з нейрокомпонентами квадратично-імпульсного перетворення гармонічних сигналів**

Актуальною задачею при створенні сучасних інформаційних систем контролю технологічних параметрів є розробка теоретичних засад кореляційного опрацювання гармонічних сигналів, які описують технологічні параметри об'єктів. Особливо важливою задачею розпізнавання гармонічних сигналів є ідентифікація їх спотворень у високоевольювальних енергетичних системах при виникненні коротких замикань, що приводить до зміни їх кореляційних та спектральних характеристик. Успішне рішення такої задачі може бути досягнуто на основі квадратично-імпульсного перетворення спецпроцесорами з нейрокомпонентами.

На вході нейрона гармонічний синусоїдальний сигнал на рівні збуджувальних і заторможуючих входів трансформується у квадратичний простір [39].

В основу методу [40] покладене квадратично-імпульсне перетворення гармонічного сигналу, яке забезпечує формування потоку імпульсів з адаптованим до особливих точок кроком дискретизації, алгоритм виконання якого описується у формалізованому виді наступним фреймом (а) та функціоналом (b):

$$a) F_H \succ \left\langle \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|c|} \hline a & 0 & 0 & b & c & d & 0 & 0 & e & 0 & 0 & f & g & h & 0 & 0 \\ \hline \end{array} \right\rangle ;$$

$$b) F_H = F_1[x(t)] \Rightarrow F_2[x(t)^2] \Rightarrow F_3[a] \Rightarrow F_4[0] \Rightarrow F_5[b] \Rightarrow F_6[c] \Rightarrow F_5[d] \Rightarrow \\ \Rightarrow F_4[0] \Rightarrow F_3[e] \Rightarrow F_4[0] \Rightarrow F_5[f] \Rightarrow F_6[g] \Rightarrow F_5[h] \Rightarrow F_4[0] \Rightarrow Z(t) ,$$

де  $F_1, \dots, F_6$  – відповідно формалізований опис операцій перетворення та реєстрації особливих точок гармонічного сигналу.

$F_1$  – вхідний аналоговий гармонічний сигнал,  $x(t) = \sin x$ .

$F_2$  – піднесення вхідного сигналу до квадрату,  $x(t)^2 = \sin^2 x$ .

$F_3$  – порівняння нульового сигналу з поточним  $\sin^2 x - 0 = 0$  та формування порогового значення одиничного імпульсу  $Z(t) = 1$ .

$F_4$  – формування нульових значень порогової функції  $Z(t) = [00]$ .

$F_5$  – порівняння поточного сигналу з його похідною  $\sin^2 x = \frac{d(\sin^2 x)}{dt}$

та формування порогового значення  $Z(t) = 1$ .

$F_6$  – порівняння поточного сигналу з максимумом амплітуди при  $t_i = \frac{\pi}{4}$ ,  $\sin^2 x = \max$  та формування порогового значення  $Z(t) = 1$ .

На рис. 9.49 показана структура кореляційного спецпроцесора на основі моделі рекурентного нейрона [39], яка є найбільш адекватною для опрацювання та імпульсно-кореляційного порогового розпізнавання характеристик гармонічних сигналів [41]. Представлена структура призначена для розпізнавання гармонічних сигналів, де  $x(t)$  – вхідний сигнал;  $\alpha_1, \alpha_2, \dots$  - вагові коефіцієнти;  $Z(t)$  – вихідний сигнал;  $\Phi$  – пристрій формування імпульсів;  $a, b, \dots, h$  – моменти часу формування імпульсів, зображених на рисунку 9.50,б, де  $Z_i$  – функція реакції нейрона на вхідний сигнал  $x_i$ ,  $\alpha_i$  – ваговий коефіцієнт,  $p$  – порогове значення,  $H_i$  – вихідний сигнал.

На рис. 9.50 приведена реалізація методу квадратично-імпульсного порогового перетворення гармонічного сигналу [39, 40, 43].



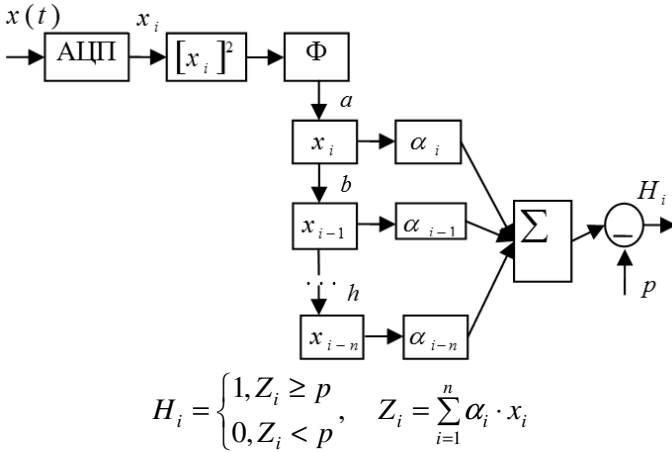


Рис. 9.49. Структура кореляційного нейропроцесора для розпізнавання гармонічних сигналів на основі моделі рекурентного нейрона

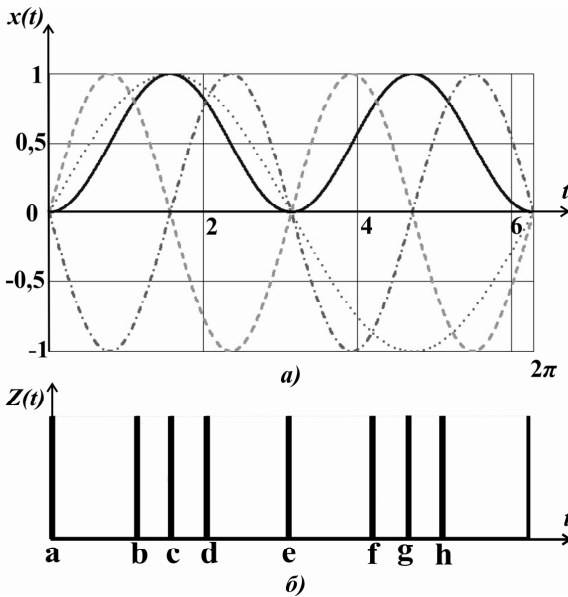
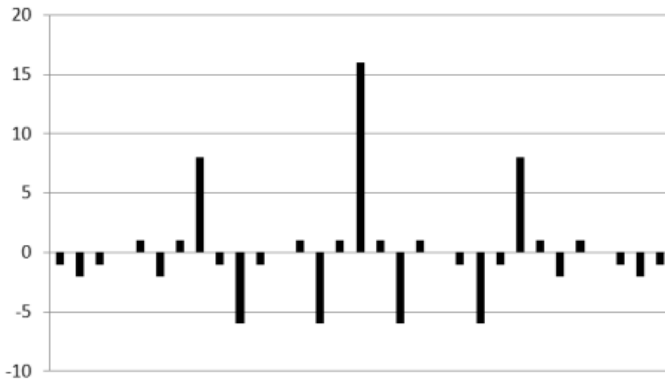


Рис. 9.50. Реалізація методу квадратично-імпульсного порогового перетворення гармонічного сигналу

В результаті опрацювання імпульсного потоку сигналів, який формується на виході формувача імпульсів процесором зі структурою рекурентного нейрона (рис. 9.50), отримується сигнальний імпульсний код, приведений на рис. 9.51 [43].



*Рис. 9.51.* Результат згортки коду, який формується квадратично-імпульсним перетворювачем

Аналіз результату згортки такого імпульсного коду показує, що гармонічний сигнал на одному періоді в площині додатніх значень представляється трьома найбільш активними імпульсними відкликами, кожен з яких виникає на інтервалі  $\frac{1}{4}$ ,  $\frac{1}{2}$  і  $\frac{3}{4}$  періоду вхідного гармонічного сигналу. Характеристики такого імпульсного потоку наближаються до характеристик шумоподібних сигналів, які широко застосовуються в системах передавання даних на основі М-сигналів та кодів Баркера і характеризуються покращеними властивостями виявлення та розпізнавання модульованих та маніпульованих сигналів. Такі властивості можуть бути ефективно використані для опрацювання гармонічних сигналів в енергетиці та розпізнавання їх пошкоджень при виникненні коротких замикань та інших перехідних процесів у високовольтних лініях.

Згортка сигнального коду, подана на рис. 9.51, що отримана в результаті опрацювання гармонічного сигналу рекурентним нейроном, враховує одиничні вагові коефіцієнти в структурі моделі нейрона.

В результаті досліджень, спрямованих на покращення характеристик дискретного квадратично-імпульсного перетворення гармонічного сигналу шляхом підбору найбільш підходящих вагових коефіцієнтів, отримані результати, подані на рис. 9.52 [44].

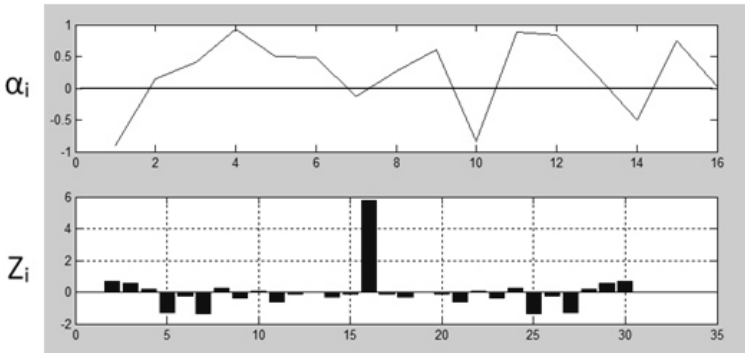


Рис. 9.52. Результат підбору оптимальних вагових коефіцієнтів  $\alpha_i$

На рис. 9.53 показана згортка сигналу, отриманого в результаті короткого замикання на високовольтній електричній мережі. Вона суттєво відрізняється від згортки еталонних гармонічних сигналів, що дає змогу ідентифікувати коротке замикання.

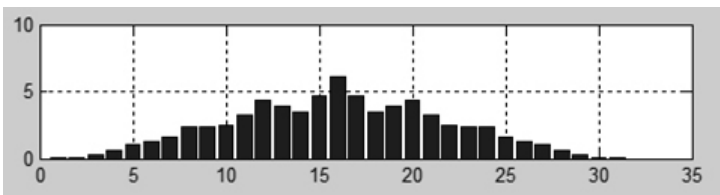


Рис. 9.53. Згортка сигналу, отриманого в результаті короткого замикання на високовольтній електричній мережі

Дослідивши згортку сигналів, були отримані результати, що свідчать про можливість ефективного розпізнавання нештатних ситуацій у високовольтних електричних мережах та можливість розрізнити виникнення перехідних процесів (наприклад, при зміні станів системи в моменти ввімкнення/вимкнення) від короткого замикання.

### 9.5.3. Інтегральні та диференціально-різницеві алгоритми

Метод кінцевих різниць базується на відомому в математиці факті, що значення кожного полінома кінцевого ступеня можна звести до нуля шляхом створення послідовних різниць.

Нехай, ряд динаміки містить тенденцію  $y(t)$  і випадкову компоненту  $\varepsilon_t$ , тобто

$$y_t = y(t) + \varepsilon_t.$$

Тенденція  $y(t)$  представляє з себе функцію часу. Якщо функція  $y(t)$  гладка, то наступні рівні тимчасового ряду є автокореляційними. Шляхом визначення наступних різниць елімінувати тенденцію та автокореляцію. Залишки  $\varepsilon_t$  розподілені приблизно нормально, мають середнє 0 і дисперсію  $\sigma^2$ .

Основною проблемою є визначення порядку різниць, при яких вплив тенденції еліміновано. Вирішення цієї проблеми складається з порівнянь дисперсій. Варіацію фактичних рівнів ряду динаміки як різниць нульового ступеня можна визначити за формулою:

$$V_0 = \frac{\sum_{t=1}^N y_t^2 - \frac{(\sum_{t=1}^N y_t)^2}{N}}{N-1}.$$

Варіація різниць порядку  $k$  визначається формулою

$$V_k = \frac{\sum_{t=k}^N (\Lambda^k y_t)^2}{(N-k)_{2k} C_k},$$

де  ${}_{2k}C_k$  – біноміальні коефіцієнти, які визначаються з таблиць відповідно до значення  $k$ .

Якщо визначені різниці, при яких вплив тенденції еліміновано, то

$$V_k \approx V_{k+1} \approx V_{k+2} \approx \dots$$

Метод кінцевих різниць – один з найпростіших методів. В практиці обмежуються визначенням таких різниць, при яких дисперсії приблизно рівні між собою. Потім визначається контрольна величина.

Виходячи з умови задачі, шукану величину знаходимо у вигляді:

$$H(t) = |S_1(t)| - |S_0(t)|.$$

На основі розрахунку інтегральних алгоритмів можна записати:

$$S_1(t) = \int_j^{\frac{\pi}{2}+j} S(t)dt, \text{ де } j = n \cdot \frac{\pi}{2}, n = 0, 1, 2, \dots$$

$$S_0(t) = \int_j^{\pi+j} S(t)dt, \text{ де } j = n \cdot \frac{\pi}{2}, n = 0, 1, 2, \dots$$

Звідси

$$H(t) = |S_1(t)| - |S_0(t)| = \left| \int_j^{\frac{\pi}{2}+j} S(t)dt \right| - \left| \int_j^{\pi+j} S(t)dt \right|.$$

Також дане рівняння можна представити з використанням сум Дарбу. Тобто

$$S_1(t) = \Delta t \cdot \sum_{i=j}^{\frac{\pi}{2}+j} S_i(\Delta t), \text{ де } \Delta t = \frac{\pi}{2}.$$

Отже, шукане рівняння  $H(t) = |S_1(t)| - |S_0(t)|$  набуде вигляду:

$$H(t) = \Delta t \cdot \left| \sum_{i=j}^{\frac{\pi}{2}+j} S_i(\Delta t) \right| - \Delta t \cdot \left| \sum_{k=\frac{\pi}{2}+j}^{\pi+j} S_k(\Delta t) \right| = \Delta t \cdot \left( \left| \sum_{i=j}^{\frac{\pi}{2}+j} S_i(\Delta t) \right| - \left| \sum_{k=\frac{\pi}{2}+j}^{\pi+j} S_k(\Delta t) \right| \right).$$

Якщо значення знайдених рівностей дорівнюють нулю, то процеси, які відбуваються в системі, є стабільними.

Коли ж  $H(t) > 0$ , тоді відбуваються певні нерівноважні процеси, що вказує на виникнення передаварійних станів у системі.

Для аналогових процесів  $H(t) = S'(t)$ .

Для дискретних процесів  $H_j^0 = \frac{S_{j+\frac{\pi}{2}} - S_j}{\Delta t}$ , де  $\Delta t = \frac{\pi}{2}$ ,  
 $j = \frac{\pi n}{2}, n = 0, 1, 2, \dots$

$$H_j^1 = \frac{S_{j+\pi} - S_{j+\frac{\pi}{2}}}{\Delta t}.$$

$$\text{Звідси } H(t) = \left| |H_j^1| - |H_j^0| \right| = \left| \left| \frac{S_{j+\pi} - S_{j+\frac{\pi}{2}}}{\Delta t} \right| - \left| \frac{S_{j+\frac{\pi}{2}} - S_j}{\Delta t} \right| \right|.$$

Якщо значення знайдених рівностей дорівнюють нулю, то процеси, які відбуваються в системі, є стабільними.

Коли ж  $H(t) > 0$ , тоді відбуваються певні нерівноважні процеси, що вказує на виникнення передаварійних станів у системі.

#### 9.5.4. Метод на основі нормованого коефіцієнта взаємкореляції

Одним з ефективних методів опрацювання сигналів для вирішення задачі розпізнавання образів є обчислення взаємкореляційних функцій

Для розробки алгоритмів розпізнавання накидів при запуску потужних електроприводів (ПЕД) після оцифрування цифrogram необхідно виконувати частотну фільтрацію сигналів з метою виділення низькочастотної огинаючої та огинаючої високочастотних складових, які виникають при запуску ПЕД.

На рис. 9.54 показані характеристики огинаючої високих частот (ОВЧ) та низьких частот (ОНЧ), які опрацьовуються цифровим способом на інтервалі часу  $\tau$  перехідних процесів при запуску потужного електроприводу при успішному запуску (а) та неуспішному запуску (б).

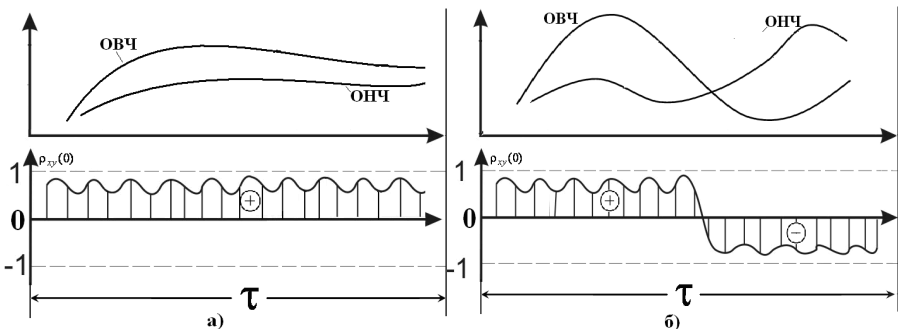


Рис. 9.54. Приклади розрахунку  $\rho_{xy}(0)$  при перехідних процесах запуску електроприводу

З рис. 9.54 видно, що при успішному запуску потужного електроприводу (а) характеристика коефіцієнта взаємкореляції  $\rho_{xy}(0)$  є

позитивною на всьому інтервалі часу  $\tau$ , оскільки ОВЧ та ОНЧ є корельовано на всьому інтервалі  $\tau$ , при неуспішному запуску електроприводу (б) відбувається зміна полярності коефіцієнта взаємкореляції  $\rho_{xy}(0)$  на інтервалі часу  $\tau$ , що обумовлено появою антикореляції між ОВЧ та ОНЧ.

Перевагою даного методу є високий рівень інваріантності перехідних процесів при запусках електроприводів, оскільки розрахунок коефіцієнта взаємкореляції виконується над нормованими та центрованими функціями огинаючих (ОНЧ та ОВЧ) перехідних процесів.

Слід зауважити, що даний метод характеризується певною обчислювальною складністю, оскільки потребує розрахунку математичних сподівань, центрованих значень та дисперсій сигналів ОНЧ та ОВЧ, а також реалізації швидкодіючих алгоритмів обчислення сум добутоків та ділення на добуток нормуючих значень  $\delta_x$  та  $\delta_y$ .

Таким чином алгоритм розпізнавання запусків потужних електроприводів в умовах можливих накидів та коротких замикань на основі нормованих коефіцієнтів взаємкореляції буде визначатися наступним алгоритмом згідно послідовності операцій:

1. Ідентифікується момент початку перехідних процесів шляхом визначення модульної різниці між текучим та затриманим на півперіода значенням фазного струму.

2. В реальному часі шляхом фільтрації випрямлених значень фазних струмів розраховуються огинаючі низьких та високих частот.

3. На інтервалі часу  $\tau$ , який відповідає 2–4 періодам промислової частоти обчислюються математичні сподівання ОНЧ та ОВЧ

$M_x, M_y$ , їх центровані значення  $x_i \cdot y_i$ , дисперсії  $D_x, D_y$  та середньоквадратичні відхилення  $\delta_x, \delta_y$ .

4. Розраховується в реальному часі ковзне значення нормованого коефіцієнта взаємкореляції  $\rho_{xy}(0)$ .

5. Отримані значення  $\rho_{xy}(0)$  з кроком дискретизації  $j \in \overline{0, \tau}$  на інтервалі часу  $\tau$  інтегруються, а ідентифікація типу перехідних процесів в ЛЕП виконується згідно інтегральних характеристик, що показані на рис. 9.55.

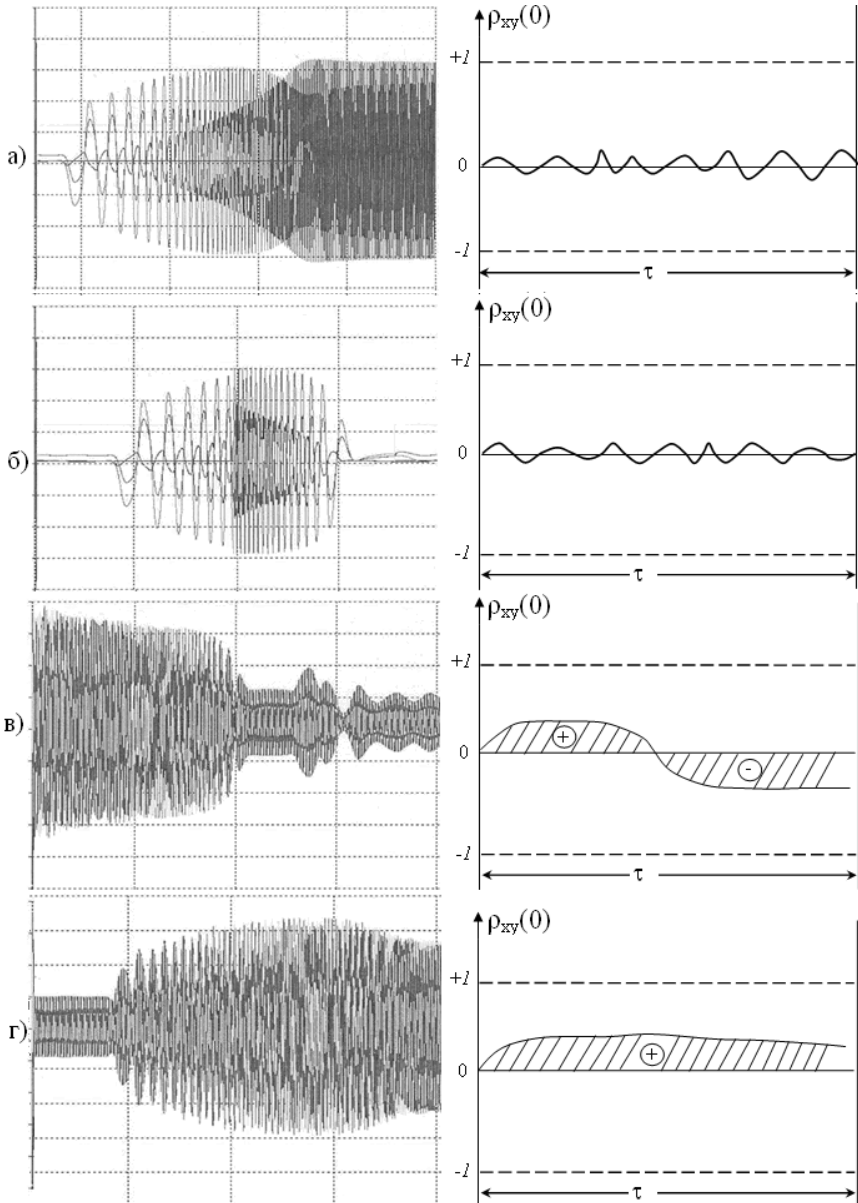


Рис. 9.55. Інтегральні характеристики нормованого коефіцієнта взаємкореляції на інтервали перехідних процесів збурень в ЛЕП



З рис. 9.55 видно, що даний метод не дозволяє розрізняти перехідні процеси при накидах та коротких замиканнях (рис. 9.55, а, б).

Розпізнавання успішних та неуспішних запусків потужних електроприводів на інтервалі часу  $\tau/2$  не ідентифікуються, а на інтервалі  $\tau$  – успішно розпізнаються шляхом порівняння інтегралу коефіцієнтів взаємкореляції з пороговим значенням  $P$ , що показано на рис. 9.56.

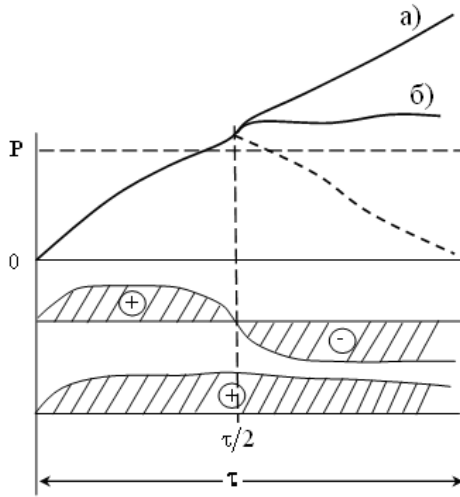


Рис. 9.56. Порогове розпізнавання успішних (а) та неуспішних (б) запусків електроприводу на основі коефіцієнта взаємкореляції між ОНЧ та ОВЧ

### 9.5.5. Метод на основі автокореляційних функцій ОНЧ та ОВЧ

В основу методу покладена фільтрація огинаючих низьких та високих частот, які виникають при збуреннях та перехідних процесах в ЛЕП.

Серед названих АКФ, найчастіше вживаними та популярними є кореляційні центровані та нормовані АКФ, однак характеризуються досить складними алгоритмами обчислень, оскільки потребують на

інтервалі вибірки  $n = 256$  визначати математичні сподівання, центровані значення та дисперсії. Більш простими алгоритмами характеризується структурна  $C_{xx}(j)$  та модульна  $G_{xx}(j)$  АКФ, які потребують аналогічного об'єму вибірки, але не містять операцій множення та центрування вхідних сигналів. Найпростішим алгоритмом обчислення АКФ характеризується функція еквівалентності  $F_{xx}(j)$ , яка містить тільки одну операцію порівняння (менше з двох), представлена в лінійному просторі і потребує вибірки  $n = 128$ .

На рис. 9.57 показані характеристики дисперсії, тобто ковзні значення АКФ в нульових точках ОНЧ та ОВЧ при успішному та неуспішному запусках електроприводу.

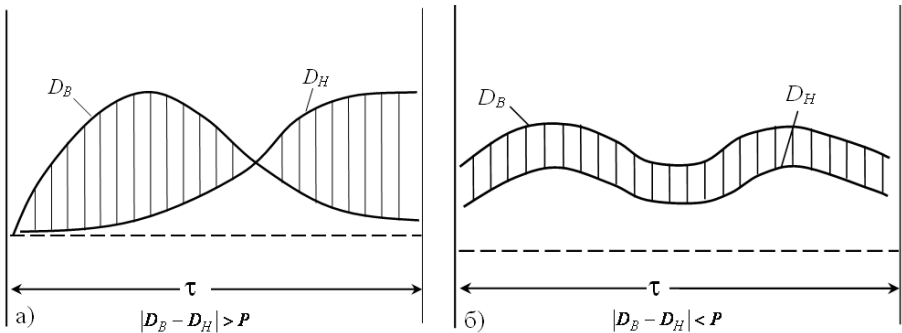


Рис. 9.57. Характеристики дисперсії в нульових точках ОНЧ та ОВЧ при успішному та неуспішному запусках електроприводу

На рис. 9.58 показано інтегральні характеристики модульних різниць дисперсій  $Z_i = \sum_{j=0}^{\tau} |(R_{xx}(0))_{ОНЧ(j)} - (R_{xx}(0))_{ОВЧ(j)}|$  на інтервалі часу  $\tau$ .

Даний метод характеризується достатньо простим алгоритмом обчислень, оскільки потребує обчислення АКФ в нульових точках та накоплення суми модульних різниць між ковзними дисперсіями ОНЧ та ОВЧ  $Z_i = \sum_{j=0}^{\tau} |D_{ОНЧ(j)} - D_{ОВЧ(j)}|$ .

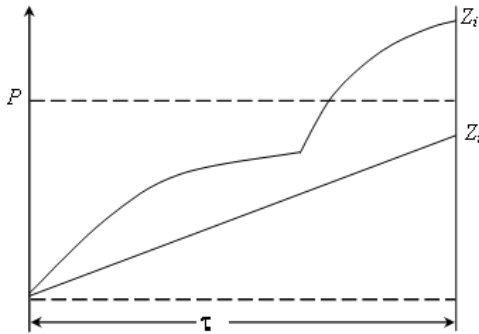


Рис. 9.58. Інтегральні характеристики модульних різниць дисперсій

### 9.5.6. Розробка алгоритму ідентифікації запусків ПЕД інваріантних до окремо виникаючих накидів, коротких замикань

Алгоритм інваріантного розпізнавання накидів, коротких замикань та запусків ПЕД реалізується на основі методу сумісного використання трансформаторів струму та напруги.

Під час запуску ПЕД виникає значне споживання реактивної потужності, що супроводжується зсувом фаз між напругою та струмом. Дану ознаку можна використати сумісно з розробленою системою ідентифікації коротких замикань та накидів для ефективного інваріантного розпізнавання окремо виникаючих перехідних процесів ЛЕП, які ідентифікуються як накиди, к.з. та запуски ПЕД.

На рис. 9.59 показані діаграми фазних напруг струму та різниці фаз при накидах, коротких замиканнях та запуску ПЕД у високовольтних ЛЕП.

Сумісне використання часових діаграм ідентифікації накидів, к. з. та запусків ПЕД, що представлені на рис. 9.59 дозволяє шляхом логічного опрацювання сигналу різниці фаз та ідентифікаційних сигналів розпізнавання накидів та к.з. інваріантно до зміни величини фазних струмів ідентифікувати шляхом логічного опрацювання окремо виникаючі перехідні процеси в ЛЕП типу накидів, к. з. та запуску електродвигунів.

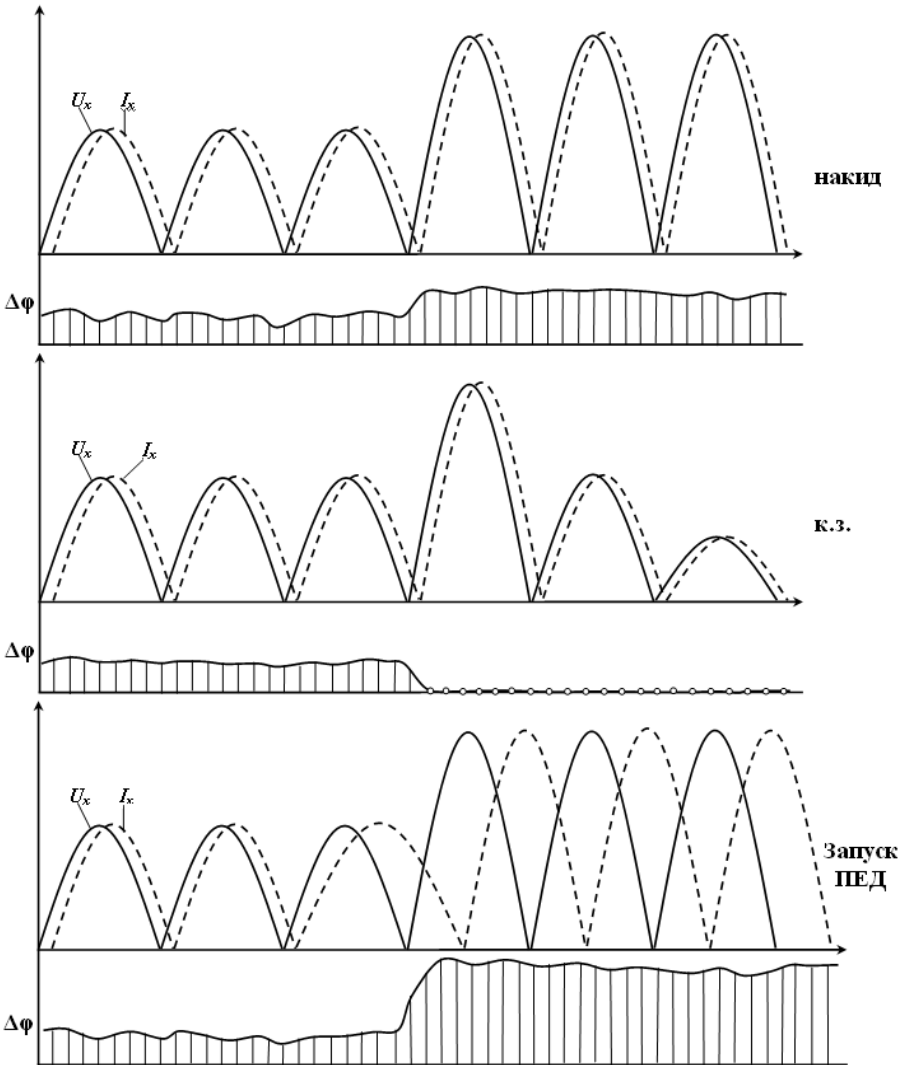


Рис. 9.59. Часові діаграми випрямлених значень фазної напруги, струму та різниці фаз  $\Delta\phi$  при накидах, коротких замиканнях та запуску ПЕД у високовольтних ЛЕП

Вихідні сигнали (рис. 9.59) пристрою розпізнавання NCZ описуються логічними рівняннями:

$$N = \overline{F} \wedge \overline{C} \wedge N;$$

$$C = \overline{F} \wedge C \wedge \overline{N};$$

$$Z = F \wedge \overline{C} \wedge N \vee F \wedge C \wedge \overline{N} = F \wedge (\overline{C} \wedge N \vee C \wedge \overline{N}).$$

На рис. 9.60 показана структура логічної схеми.

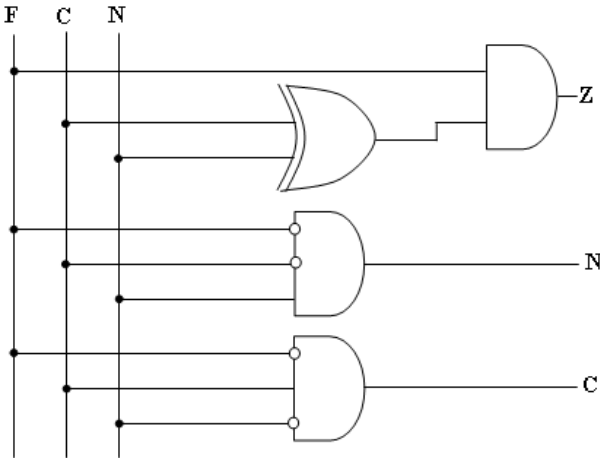


Рис. 9.60. Логічна схема

Аналіз досліджених методів ідентифікації розпізнавання окремо виникаючих накидів, коротких замикань та запусків ПЕД показує, що найбільш інформаційним та перспективним для розробки алгоритму опрацювання та спец процесорів, що забезпечують інваріантну ідентифікацію перехідних процесів незалежно від амплітуди фазних струмів, є метод на основі сумісного використання трансформаторів струму і напруги та логічного опрацювання характеристик перехідних процесів при виникненні накидів, к.з. та запусків ПЕД.

### 9.5.7. Розробка диференціально-різницевого методу структуризованого розпізнавання та ідентифікації накидів та коротких замикань у високовольтних лініях електрозв'язку

Розглянемо моделі накиду та коротких замикань в ЛЕП  
(рис. 9.61, 9.62)

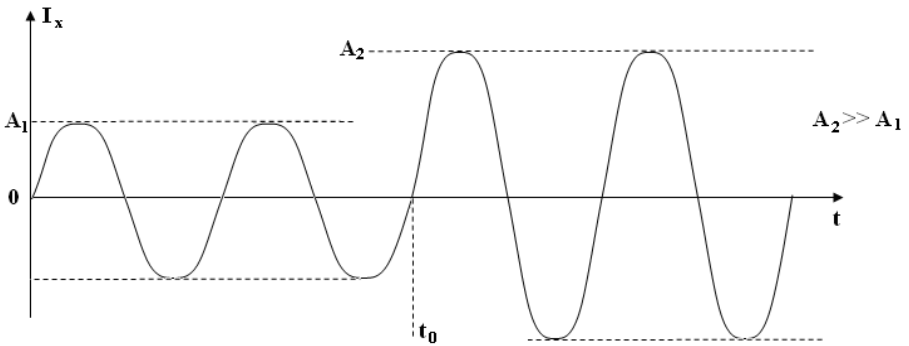


Рис. 9.61. Модель накиду струму при включенні  
у момент  $t_0$  потужного споживача

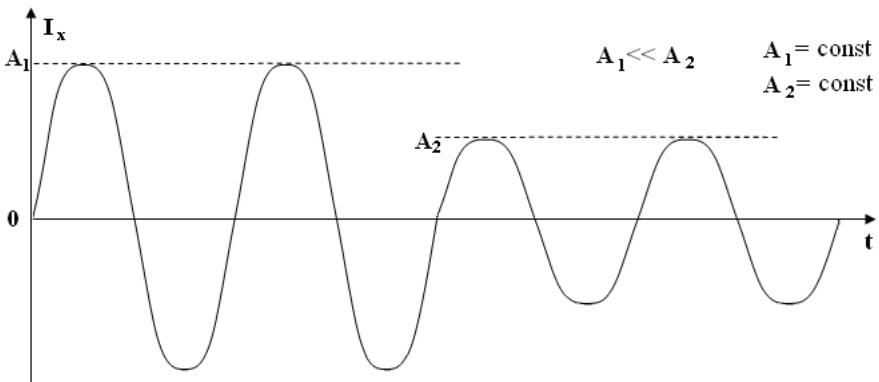


Рис. 9.62. Модель квазістаціонарної зміни (зменшення) струму  
при відключенні потужного споживача

Характерними ознаками накиду є:

1. Незмінність якісних характеристик гармонічного сигналу при  $t < t_0$  та  $t \geq t_0$ .

2. Стрибок струму у будь-який момент фази струму від значення  $A_1(t < t_0)$  до значення  $A_2(t > t_0)$ . (Цей стрибок може на 1–2 порядки перевищувати початкове значення  $A$ ).

Аналогічний стрибок струму може спостерігатися при відключенні потужного споживача від електромережі (рис. 9.62).

3. До накиду чи спаду навантаження амплітуди струмів є постійні, тобто

– накид  $A_1 = const$ ;  $A_2 = const$ ;  $A_1 \ll A_2$ ;

– спад  $A_1 = const$ ;  $A_2 = const$ ;  $A_1 \gg A_2$ .

Задача розпізнавання такого збурення у ЛЕП може бути успішно вирішена цифровим опрацюванням гармонічних сигналів  $X_i = A_i \cos \omega_0 t$  згідно наступного алгоритму (рис. 9.63).

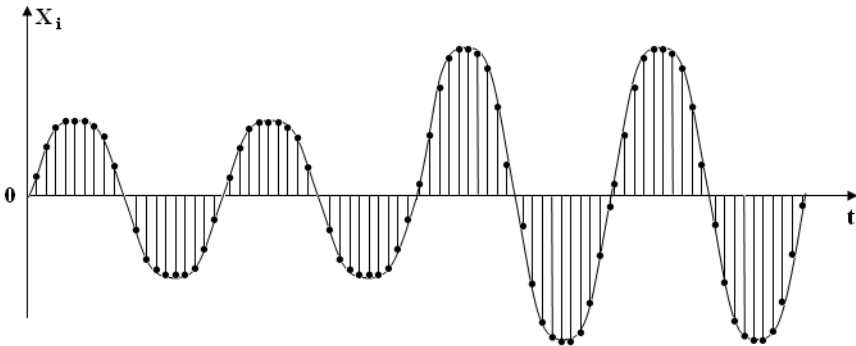


Рис. 9.63. Модель накиду з врахуванням дискретизації по амплітуді гармонічного сигналу при  $\Delta t = const$ ,  $\delta = const$

У результаті на виході АЦП на інтервалі одного періоду гармонічного сигналу отримаємо потік цифрових центрованих відліків

$$(\dot{x}_1, \dot{x}_2, \dots, \dot{x}_i, \dots, \dot{x}_n), \text{ де } M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \dot{x}_i = 0; -A \leq x_i \leq A.$$

З метою спрощення рішення задачі подамо  $\dot{x}$  у вигляді  $|\dot{x}|$ , тобто це можна зробити на виході АЦП шляхом відкидання знаку або до входу АЦП шляхом випрямлення гармонічного сигналу  $|\dot{x}|$  (рис.9.64).

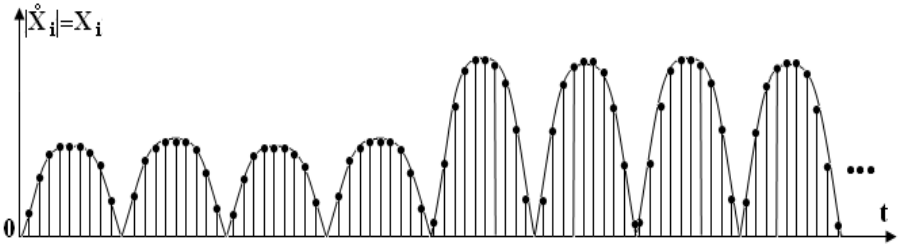


Рис. 9.64. Модульна характеристика моделі накиду гармонічного сигналу

Алгоритм опрацювання даних такої моделі виконується з кроком  $\Delta t = \pi/2$ , тобто у ковзному режимі через півперіод гармонічного сигналу.

Для виконання різницевого імпульсно-квадратичного методу необхідно рекурентно (у стековому режимі) запам'ятовувати цифрові відліки  $x_i$  у регістрі пам'яті  $x_i \rightarrow x_{i-1} \rightarrow x_{i-2} \dots \rightarrow x_{i-j} \dots \rightarrow x_{i-n}$  і різницево порівнювати ці запам'ятовані значення з текучими відліками  $x_i$ . Тобто згідно схеми  $\rightarrow x_i \rightarrow x_{i-1} \rightarrow x_{i-2} \dots \rightarrow x_{i-j} \dots \rightarrow x_{i-n} \Rightarrow x_i - x_{i-n}$ .

Це означає, що операція віднімання буде виконуватися над даними гармонічного сигналу у наступні моменти зміщені на  $\pi/2$  (рис. 9.65).

У результаті виконання такої операції у ковзному режимі з кроком  $\Delta t$  отримуємо

$$Z_i = |x_i - x_{i-n}|,$$

де модульна операція враховує симетрію зміни амплітуд струмів у напрямі зростання при накиді та спадання при скиді навантаження в електромережі.



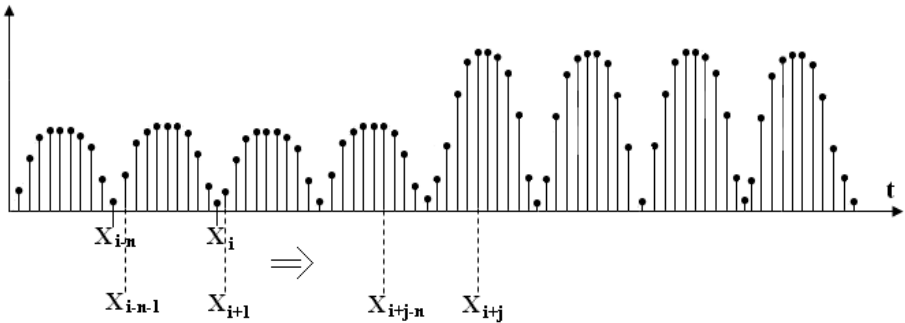


Рис. 9.65. Модель формування різниць текучих та запам'ятованих значень гармонічного сигналу

Графік зміни  $Z_i$  в часі при накиді показаний на рис. 9.66.

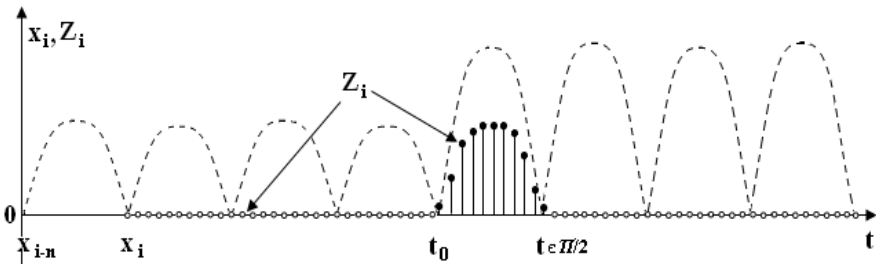


Рис. 9.66. Характеристика розпізнавання та ідентифікації "накиду" навантаження в електромережі

З рис. 9.66 видно, що реакція процесора буде мати зміну амплітуди струму у момент стрибка:  $A_1 \rightarrow A_2$ ;  $A_1 \ll A_2$  на інтервалі півперіоду, але є інваріантна до можливих інших більших чи менших стрибків амплітуди струму у інші моменти часу, тобто

$$Z_i = \begin{cases} 0, t \leq t_0; \\ (A_2 - A_1) \sin \omega t, t_0 \leq t \leq t_0 + \pi/2; \\ 0, t > t_0 + \pi/2. \end{cases}$$

Розглянемо задачу розпізнавання та ідентифікації короткого замикання в електромережі.

Експериментальні дослідження та реєстрація збурень в електромережах за допомогою пристроїв "Альтра" та їх модифікацій показують, що при виникненні коротких замикань різної природи спостерігається наближення до експоненціального затухання або спотворення форми гармонічного сигналу на кількох періодах синусоїди струму на інтервалі часу  $t > t_0$ . У цьому випадку дискретна модель короткого замикання має вигляд, показаний на рис. 9.67.

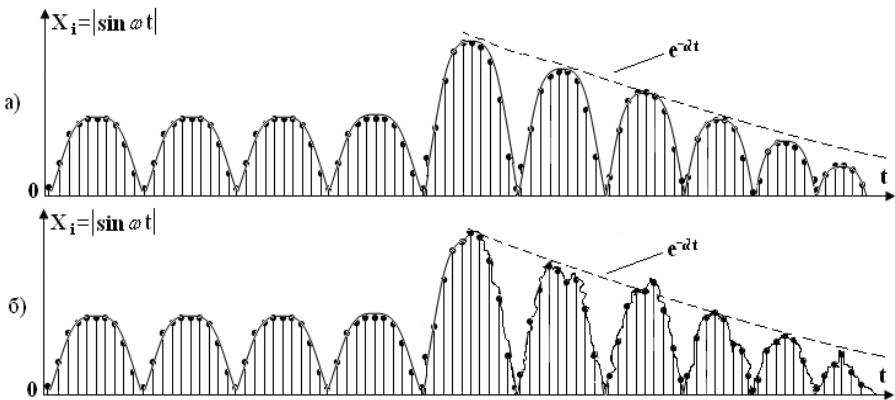


Рис. 9.67. Дискретні моделі коротких замикань в електромережах з експоненціальним спадом струму (а) та одночасним спотворенням гармонічного сигналу (б)

При виникненні такого роду збурення в електромережах у результаті різницево-імпульсного опрацювання гармонічних сигналів в околі часу  $t_0$  отримаємо графік, що показаний на рисунку 9.68 (модель рис. 9.67(a)).

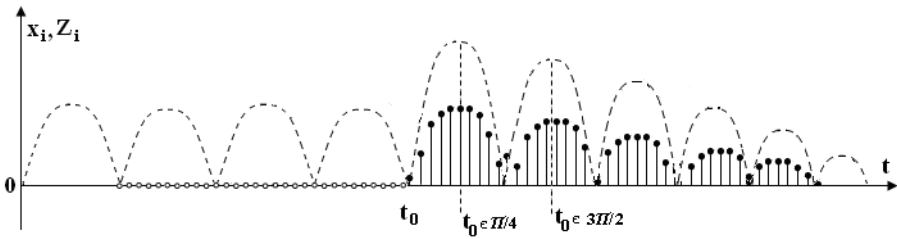


Рис. 9.68. Характеристика розпізнавання та ідентифікації короткого замикання в електромережах без спотворення гармонічного сигналу

Таким чином на основі запропонованого модульно-різницевого методу факт виникнення збурення в електромережі буде зареєстрований на інтервалі часу  $t_0 + \frac{\pi}{2}$  або навіть на інтервалі  $t_0 + \frac{\pi}{4}$ .

З метою підвищення чутливості та дозволяючої здатності ідентифікації факту короткого замикання на початковій стадії його розвитку, а також спрощення алгоритму обчислень та структури спецпроцесора, на інтервалі часу  $t > t_0 + \frac{\pi}{2}$  доцільно застосувати квадратично-імпульсний метод цифрового опрацювання даних  $Z_i$  згідно виразу:

$$S_{к.з.} = \begin{cases} 1, Z_i^2(t > t_0 + \frac{\pi}{2}) > P_0; \\ 0, Z_i^2(t > t_0 + \frac{\pi}{2}) < P_0, \end{cases}$$

де  $P_0$  – порогове значення, яке вибирається експертним шляхом або у процесі багаторазових випробувань на реальних прикладах. Даний поріг  $P_0$  є інваріантний до величини стрибка струму  $A_2 \gg A_1 = \text{var}$ , тобто не залежить від можливої різниці  $\Delta = |A_2 - A_1|$  у момент виникнення збурення  $t_0$ . Оскільки у випадку накиду коефіцієнт експоненти  $\alpha \approx 0$  і на інтервалі часу  $t_0 > t_0 + \frac{\pi}{2}$   $Z_i \approx 0$ .

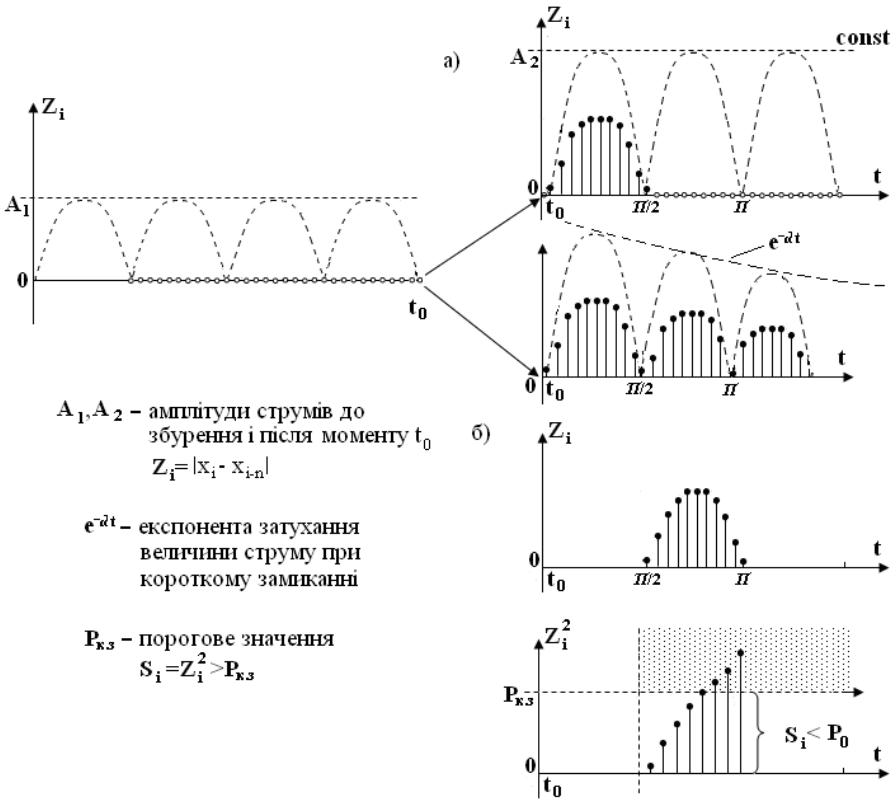


Рис. 9.69. Часова продукційна модель виявлення, розпізнавання та ідентифікації збурень в електромережах типу накиду та короткого замикання

Як видно з рис. 9.69 при виникненні короткого замикання згідно розробленого методу, його можна ідентифікувати на інтервалі часу  $t_0 + \pi/4 < t_0 + \pi/2 < t_0 + \pi$ . Тобто на інтервалі чверть або півперіоду після реєстрації збурення в електромережі.

У той же час очевидно, що процеси розвитку коротких замикань можуть мати більш складний характер, ніж показано на моделі (рис. 9.67). У процесі пробоїв ізоляції у високовольтних кабелях можуть спостерігатися кілька наростаючих стрибків чи випадково амплі-

літудних стрибків струму. У цьому випадку може з'явитися необхідність більш потужного опрацювання серій ідентифікованих коротких замикань, що є предметом більш глибоких теоретичних, експериментальних та промислових досліджень на основі теорії Марківських моделей ідентифікації станів квазістаціонарних об'єктів управління та джерел інформації.

Реалізація такого спецпроцесора може бути легко реалізована на одному кристалі ПЛІС або на спеціальній платформі конкретної фірми. Швидкодія такого спецпроцесора може бути реалізована на тактовій частоті до 50 МГц, що забезпечує цифрову реєстрацію 1024 10-ти бітних відліків на виході АЦП трансформатора струму.

При цьому апаратна складність спецпроцесора складає:  $A = 10 \text{ (Т-тригерів)} + 20 \text{ (}\Sigma\text{-суматорів)} + 20 \text{ (Д-тригерів)}$  або, враховуючи, що один Т-тригер містить 4 вентилі, суматор – 5 вентилів, Д-тригер – 2 вентилі отримаємо сумарне число вентилів на ПЛІС  $10 \cdot 4 + 20 \cdot 5 + 20 \cdot 2 = 180 \approx 200 \cup$ , де  $\cup$  – символ вентиля "І-НЕ" на ПЛІС.

Оскільки типові ПЛІС мають число вентилів  $5 \cdot 10^6$  і більше, то на одному кристалі можна реалізувати кілька тисяч таких спецпроцесорів, без врахування структур АЦП для паралельного контролю та реєстрації коротких замикань на електричних підстанціях з великим числом приєднань.

Можливо зробити спеціальний процесор на одному кристалі чи корпусі, який буде випрямляти синусоїду на виході трансформатора струму, мати АЦП-однополярний кристал, реєстри зсуву і логічні елементи, два однорозрядні накопичувальні суматори, генератор унітарних кодів і спецпроцесор-квадратор з виходом, який ідентифікує коротке замикання у процесі його розвитку на інтервалі менше одного періоду. Ці спецпроцесори можуть бути емульовані на типовому сигнальному однокристалльному процесорі шляхом його програмування згідно розробленого алгоритму.

## 9.6. Обґрунтування алгоритму розпізнавання сигналів промислової частоти енергосистем

Алгоритм розпізнавання сигналів промислової частоти енергосистем методом інтегрального диференціально-різницевого розпізнавання та ідентифікації збурень та накидів у високовольтних електромережах будується на основі теорії алгоритмів, проблемно орієнтованих до систем реального часу [29]. На рис. 9.70 показано уточнену структуру розробленого алгоритму розпізнавання досліджуваних спотворень гармонічних сигналів.

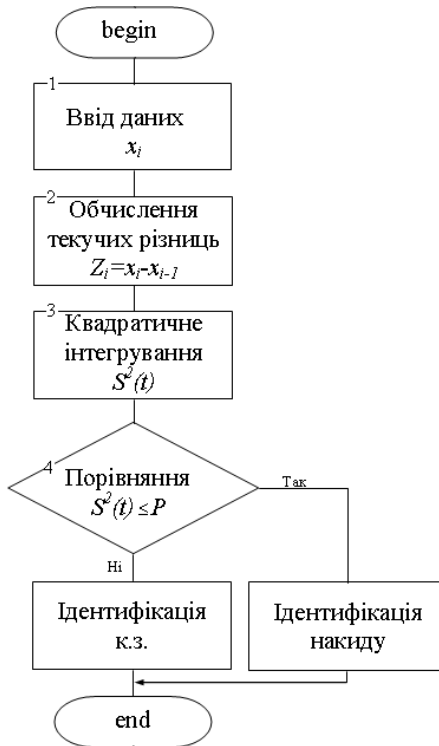


Рис. 9.70. Алгоритм розпізнавання спотворень гармонічних сигналів

Проведені дослідження у 2013 році за темою "Розробка алгоритмів функціонування захистів електропередач за коротких замикань на основі теорії кореляційних функцій" [30] показують, що серед запропонованих методів розпізнавання перехідних процесів в енергетичній системі даним умовам реалізації алгоритму відповідає метод інтегрального диференціально-різницевого розпізнавання та ідентифікації збурень та накидів у високовольтних електромережах.

### **Список джерел, використаних у 9 розділі**

1. Столлингс В. Структурная организация и архитектура компьютерных систем / В. Столлингс. – 5-е изд. – М. : Изд. дом "Вильямс", 2002. – 8 96с.
2. Соломчак О. В. Електропостачання технологічних комплексів нафтової і газової промисловості : навч. посіб. / О. В. Соломчак. – Івано-Франківськ : ІФНТУНГ, 2005. – 421 с.
3. Маляр А. В. Системи автоматизованого керування і моніторингу процесом видобування нафти : моногр. / А. В. Маляр, Б. С. Калужний. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2012. – 272 с.
3. Блок В. М. Электрические сети и системы : учеб. пособ. [для электроэнергет. спец. вузов] / В. М. Блок. – М. : Высш. школа, 1986.
4. Сегеда М. С. Математичне моделювання в електроенергетиці / М. С. Сегеда. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2002. – 300 с.
5. Николайчук Я. М. Теорія джерел інформації / Я. М. Николайчук. – 2-е вид., випр. – Тернопіль : Терно-граф, 2010. – 536 с.
6. Сегін А. І. Оцінка впливу старіння інформації на кореляційні моделі багатоканальних об'єктів управління / А. І. Сегін // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. – 1999. – Т. 6, № 36.– С. 80–88. – (Серія : "Технічна кібернетика та електрифікація об'єктів паливно-енергетичного комплексу").
7. Николайчук Я. Теоретичні основи формування ентропійних моделей на базі кореляційних функцій / Я. Николайчук, А. Сегін, І. Сабадаш // Інформаційні технології і системи. – 2002. – Т. 5, № 1–2. – С. 13–21.

8. Боюн В. П. Динамическая теория информации. Основы и приложения / В. П. Боюн. – К. : Ин-т кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины, 2001. – 326 с.

9. Николайчук Я. М. Теоретичні основи мір ентропії та їх застосування в інформаційних технологіях формування та опрацювання сигналів / Я. М. Николайчук, А. Р. Воронич // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2010. – № 1 (19). – С. 50–64.

10. Воронич А. Р. Ентропійні методи формування та опрацювання сигналів в розподілених спеціалізованих комп'ютерних системах / А. Р. Воронич // Вісник Хмельницького національного університету. – 2010. – № 4. – С. 69–71.

11. Кідиба В. П. Релейний захист електроенергетичних систем: навч. посібник / В. П. Кідиба. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2015. – 504 с.

12. [www.abb.ua](http://www.abb.ua)

13. <https://www.siemens.com>

14. <https://www.ge.com/>

15. <https://www.schneider-electric.ua>

16. [www.new.areva.com](http://www.new.areva.com)

17. [www.kievpribor.com.ua](http://www.kievpribor.com.ua)

18. <http://www.rza.ru>

19. <https://owen.ua>

20. <http://elektrosvit.com.ua>

21. <https://www.ua-region.com.ua>

22. <http://imskoe.org.ua>

23. Liura O. Theoretical Principles and Methods of Distortions Recognition in Load Surges, Short Circuits and Powerful Electric Drives Launching Type Power Lines / Oleh Liura, Ivan Ostrovka, Iryna Sabadash, Yaroslav Nykolaichuk // Modern Problem of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science : Proceedings of the XIII th International Conference TSET'2016, February 23–26, 2016. – P. 33–36.

24. Николайчук Я. М. Пат.103938 Україна МПК H02H 9/00 (2015.01) Пристрій релейного захисту високовольтних ліній електропередач / Я. М. Николайчук, Н. Я. Возна, О. П. Люра, І. І. Островка,



І. І. Сабадаш // № u201505713; заявл. 09.06.2015; опубл. 12.01.2016, Бюл. № 1/2016.

25. Люра О. П. Дослідження та оптимізація характеристик компонентів мікроелектронного пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропересялань / О. П. Люра, Н. Я. Возна // Науковий вісник НЛТУ України. – 2017. – № 27 (5). – С. 148–154.

26. Наконечний А. Й. Цифрова обробка сигналів : навч. посіб. / А. Й. Наконечний, Р. А. Наконечний, В. А. Павлиш. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2010. – 368 с.

27. Розробка математичного забезпечення захисту ліній електропередач номінальною напругою 6–35 кВ на основі теорії розпізнавання сигналів : звіт про науково-дослідну роботу / № держреєстрації 0113U007679. – Тернопіль, 2014. – 71 с.

28. Маляр А. В. Системи автоматизованого керування і моніторингу процесом видобування нафти : моногр. / А. В. Маляр, Б. С. Калужний. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2012. – 272 с.

29. Хемминг Р. В. Теория кодирования и теория информации / Р. В. Хемминг. – М. : Радио и связь, 1983. – 176 с.

30. Розробка алгоритмів функціонування захистів електропередач за коротких замикань на основі теорії кореляційних функцій : звіт про науково-дослідну роботу / № держреєстрації 0112U007886. – Тернопіль, 2013. – 167 с.

31. Попович М. Г. Електромеханічні системи автоматичного керування та електроприводи : навч. посіб. / М. Г. Попович, О. Ю. Лозинський [та ін.] ; за ред. М. Г. Поповича, О. Ю. Лозинського. – К. : Либідь, 2005. – 680 с.

32. Иванов-Смоленский А. В. Электрические машины / А. В. Иванов-Смоленский. – М. : Энергия, 1980. – 928 с.

33. Ключев В. И. Теория электропривода: учебник для вузов / В. И. Ключев – М. : Энергоатомиздат, 2001. – 704 с.

34. Маляр А. В. Компенсація реактивних струмів в пускових режимах електроприводу штангових нафтовидобувних установок / А. В. Маляр // Вісник НУ "Львівська політехніка". – 2007. – № 587. – С. 65–70. – (Серія : "Електроенергетичні та електромеханічні системи").

35. Маляр А. В. Пускові режими електроприводу штангової глиннопомпової установки / А. В. Маляр // Вісник НУ "Львівська політехніка". – 2006. – № 563. – С. 76–82. – (Серія : "Електроенергетичні та електромеханічні системи").

36. Иванов В. С. Режимы потребления и качество электроэнергии систем электроснабжения промышленных предприятий / В. С. Иванов, В. И. Соколов. – М. : Энергоатомиздат, 1987. – 336 с.

37. Носов Б. К. Средства и способы самозапуска электродвигателей / Б. К. Носов, Н. М. Дворак. – Кемерово : Кемеровское изд-во, 1985. – 270 с.

38. Лазарович І. М. Метод рандомізації та цифрової обробки інформаційних потоків в системах автоматизації виробничих процесів / І. М. Лазарович, Я. М. Николайчук // Вісник технологічного університету Поділля. – 2002. – Т. 2, № 3. – С. 91–94.

39. Николайчук Я. М. Пристрій формування імпульсів. Патент № 100263 від 10.12.2012 / Я. М. Николайчук, Т. О. Заведюк // МПК Н03К5/153. Заявка № а201013543 від 15.11.2010.

40. Заведюк Т. О. Методи опрацювання гармонічних сигналів на основі спецпроцесорів з нейрорподібними компонентами / Т. О. Заведюк // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2013. – № 751. – С. 18–28. – (Серія : "Комп'ютерні науки та інформаційні технології").

41. Николайчук Я. М. Структура та функції кореляційного спецпроцесора для ідентифікації та реєстрації гармонічних сигналів / Я. М. Николайчук, Т. О. Заведюк // Питання оптимізації обчислень (ПОО-XL) : зб. праць міжнародної наукової конференції. – К. – Кацивелі, 2013. – С. 190–191.

42. Лазарович І. М. Метод рандомізації та цифрової обробки інформаційних потоків в системах автоматизації виробничих процесів / І. М. Лазарович, Я. М. Николайчук // Вісник технологічного університету Поділля. – 2002. – Т. 2, № 3. – С. 91–94.

43. Zavedyuk T. The method of detection of transients in power systems based on neural processor square-pulse conversion of harmonic signals / T. Zavedyuk, Y. Nykolaychuk // Advanced Computer Systems

and Networks: Design and Application (ACSN'2013) : Proceedings of the 6-th International Conference. – Lviv, 2013. – P. 171–172.

44. Заведюк Т. О. Метод ідентифікації спотворень гармонічних сигналів на основі дискретного квадратично-імпульсного перетворення / Т. О. Заведюк, Я. М. Николайчук // Вісник Хмельницького національного університету. – 2013. – № 6. – С. 130–135.

## **10. РЕАЛІЗАЦІЯ ПРОГРАМНО-АПАРАТНИХ ЗАСОБІВ СТРУКТУРИЗАЦІЇ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ДАНИХ У КОМПОНЕНТАХ СКЛАДНИХ СИСТЕМ**

Згідно розробленої концепції, теоретичних основ вирішення задач структуризації даних в інформаційних комп'ютеризованих системах, викладених в роботі [1] та переліку задач, які вирішують проблему, що охоплює: розроблення способів оптимізації системних характеристик компонентів різних архітектур багаторозрядних спецпроцесорів, які забезпечують можливість підвищення швидкодії, зменшення апаратної складності та спрощення задач розпізнавання образів у Хеммінговому просторі; розроблення структурних рішень пристроїв синтезованого формування алфавітно-цифрових даних, розпізнавання накладів та коротких замикань у високовольтних ЛЕП, системи перетворення та захищеного від несанкціонованого доступу передавання даних в комп'ютерних мережах, які, у порівнянні з відомими, мають покращені часові, апаратні, функціональні та структурні системні характеристики; розроблення структурних рішень компонентів обчислювальних засобів розподілених комп'ютерних систем з вдосконаленими та покращеними структурними, часовими та апаратними характеристиками на основі запропонованих критеріїв складності, у тому числі, запропонованих в роботі оцінок структурної складності компонентів, мікроелектронних компонентів складних обчислювальних систем, Вирішення комплексу, поставлених в роботі, взаємопов'язаних задач, а також запропонованих нових методів їх вирі-

шення, розроблені нові вдосконалені структурні рішення компонентів складних комп'ютерних систем з покращеними системними характеристиками.

## **10.1. Пристрої структуризації даних на основі аналого-цифрових перетворювачів у різних теоретико-числових базисах**

### **10.1.1. Структури високопродуктивних АЦП та їх компонентів у базисах Радемахера та Хаара-Крестенсона**

Відома структура аналого-цифрового перетворювача паралельного типу (рис. 10.1) [2], який містить першу шину вводу вхідного аналогового потенціалу, яка з'єднана з першими входами лінійки компараторів, другу вхідну шину еталонного потенціалу, з'єднану з першим входом послідовно з'єднаних взірцевих резисторів, відповідні  $i$ -ті виходи яких з'єднані з відповідними другими входами  $i$ -тих компараторів, однофазні виходи яких з'єднані з першими входами  $i$ -тих та другими входами  $i + 1$ -их логічних елементів "Виключаюче АБО", виходи яких з'єднані з відповідними входами діодного дешифратора, виходи якого є виходами аналого-цифрового перетворювача у паралельному двійковому коді теоретико-числового базису (ТЧБ) Радемахера.

У структурі такого паралельного АЦП вхідний аналоговий сигнал на виходах компараторів перетворюється у прямий паралельний код унітарного ТЧБ, який на виходах лінійки логічних елементів "Виключаюче АБО" перетворюється у прямий розрядно-позиційний код ТЧБ Хаара, який на виході діодного шифратора перетворюється у прямий позиційний двійковий код ТЧБ Радемахера.

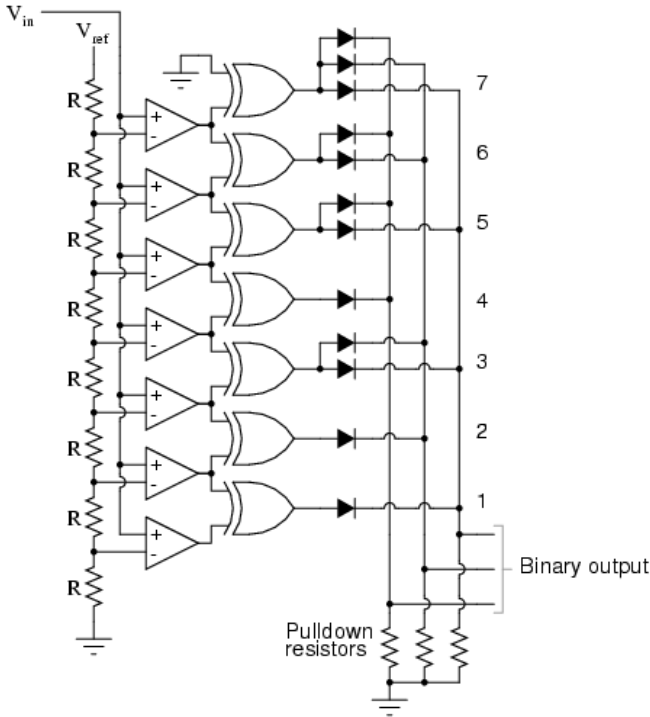


Рис. 10.1. Структура АЦП паралельного типу базису Радемахера з шифратором на діодних вентилях

Недоліком такого АЦП є висока апаратна складність та низька швидкодія, обумовлена наявністю великого числа ( $2^k$ , де  $k$  – розрядність АЦП) структурно-складних елементів "Виключаюче АБО", які містять 4–5 логічних елементів І, АБО, НЕ [3], в яких не менше трьох логічних елементів з'єднані послідовно, тому вихідний сигнал формується не менше, як за три мікротакти переключення логічних вентилів. Тобто апаратна та часова складність лінійки логічних елементів "Виключаючого АБО" у такому АЦП відповідає оцінкам:

$$A_1 = 2^k (4 \div 5)V ; \tau_1 = 3v ,$$

де  $V$  – апаратна складність одного мікроелектронного вентиля, а  $v$  – тривалість мікротакту його переключення.

Велика апаратна складність такого АЦП обумовлена також великим числом вентиляльних діодів у шифраторі розрядно-позиційного коду ТЧБ Хаара у вихідний двійковий код ТЧБ Радемахера, кількість яких складає  $2^k \times k / 2$ .

Наприклад, для 10-ти бітного АЦП відомого аналога, число елементів у лінійці логічних елементів "Виключаюче АБО" складає  $1024(4 \div 5) = 4096 \div 5120$  логічних вентилів, а діодних вентилів у шифраторі двійкових кодів  $1024 \cdot 5 = 5120$ .

Відома також структура аналого-цифрового перетворювача (рис. 10.2) [4], у якому застосовані парафазні компаратори, виходи яких з'єднані з першими входами відповідних  $i$ -тих та  $i+1$ -х логічних елементів "І", виходи яких з'єднані з відповідними входами діодного шифратора, виходи якого є виходами аналого-цифрового перетворювача у паралельному двійковому коді ТЧБ Радемахера.

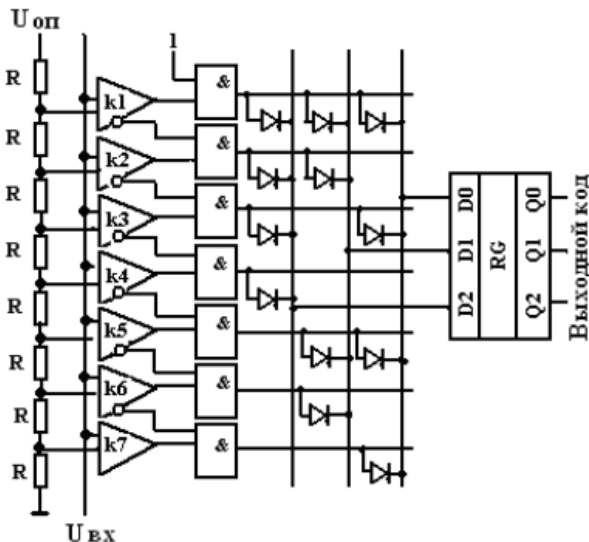


Рис. 10.2. Структура АЦП базису Радемахера на основі пара фазних компараторів.

Недоліком такого АЦП є велика апаратна та структурна складність, обумовлена наявністю діодного шифратора з великим числом вентиляльно-діодних елементів та складною структурою.

Загальним недоліком відомих структур АЦП є обмежені функціональні можливості, обумовлені формуванням вихідних двійкових кодів ТЧБ Радемахера, які ускладнюють структуру пристроїв та знижують швидкодію виконання операцій додавання та перемноження кодів у процесорах кореляційного, спектрального та ентропійного опрацювання сигналів за рахунок наявності наскрізних переносів між розрядами в арифметиці двійкових кодів.

Структура швидкодіючого АЦП, який є компонентом цифрового автокорелятора (рис. 10.3) [5], який перетворює паралельний унітарний код у паралельний розрядно-позиційний код ТЧБ Хаара та паралельний розрядно-позиційний код ТЧБ Хаара-Крестенсона системи числення залишкових класів.

Недоліком такого АЦП є велика апаратна складність та низька швидкодія, яка обумовлена реалізацією шифратора паралельного унітарного коду у паралельний код Хаара-Крестенсона на основі лінійних логічних елементів "Виключаюче АБО" та матриці з великою кількістю діодних вентилів.

При розрядності даного АЦП рівній  $K$ , апаратна складність шифратора на вентиляльних діодних повторювачах буде рівна:

$$A_{ш} = \left[ 2^k (4 \div 5) + 2^k \left( \sum_{i=1}^n P_i \right) \right] V,$$

де перший доданок визначає апаратну складність лінійки логічних елементів "Виключаюче АБО", а другий доданок – число вентилів діодної матриці, яке розраховується згідно набору взаємно простих модулів  $(P_1, P_2, \dots, P_b, \dots, P_n)$  системи залишкових класів ТЧБ Крестенсона, виходячи з умов однозначного кодування даних у двійкових кодах та кодах системи залишкових класів згідно виразів:

$$\prod_{i=1}^n P_i > 2^k; \sum_{i=1}^n \hat{E}[\log_2 P_i] \geq k + 1,$$

де  $\hat{E}[\bullet]$  – цілочисельна функція з округленням до більшого цілого, яка визначає двійкову розрядність модулів  $P_i$ ;  $m$  – число взаємнопростих модулів.



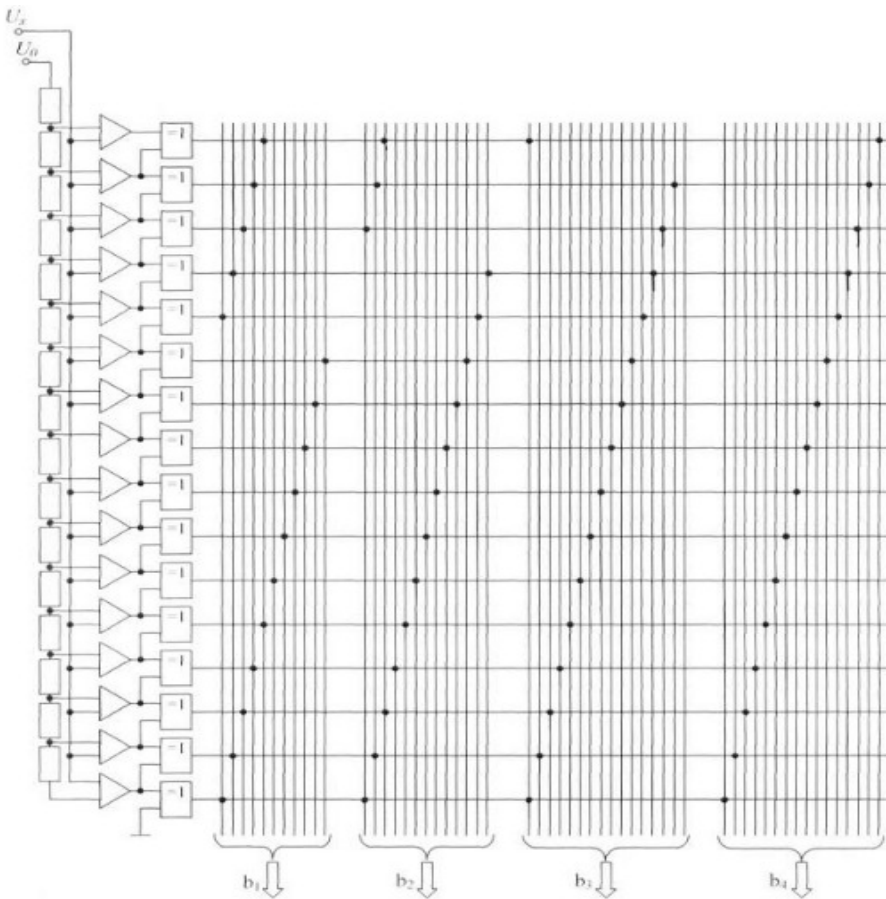


Рис. 10.3. Структура АЦП з матричним шифратором кодів Хаара-Крестенсона

Тобто, числове значення добутку модулів повинно перевищувати число рівнів квантування АЦП  $2^k$ , а сума розрядностей двійкових кодів  $P_i$  повинна бути не менша  $k + 1$ .

Наприклад: такій першій умові, при  $k=10$  біт відповідає набір модулів та їх добуток:  $P_1 = 32$ ,  $P_2 = 33$ ;  $P_1 \cdot P_2 = 1056 > 1024$ , а другій умові –  $(6 + 6) = 12$  біт.

Оскільки у ТЧБ Хаара-Крестенсона вихідні коди модульних залишків представляються  $P_i$ -розрядними кодами Хаара, то число вентилів у шифраторі відомого проототипу для  $k = 10$  буде рівним  $1024 \cdot (32 + 33) = 66560$  V, загальне число вентилів з врахуванням апаратної складності лінійки логічних елементів "Виключаюче АБО" буде становити:

$$1024 \cdot (4 \div 5) + 66560 = 70656 \div 71680 + 66565 = 137221 \div 138245.$$

При застосуванні набору модулів  $P_1 = 7, P_2 = 12, P_3 = 13$  їх добуток буде рівний  $1092 > 1024$ , сума розрядів двійкових модулів  $3 + 4 + 4 = 11$ , а сума  $P_i$ -розрядних кодів Хаара  $(7 + 12 + 13) = 32$ .

Отже, для такого набору модулів АЦП з вихідним кодом Хаара-Крестенсона, апаратна складність шифратора становитиме:

$$A_{ш} = [2^{10} \cdot (4 \div 5) + 2^{10} (7 + 12 + 13)] = 1024 \cdot (4 \div 5) + 1024 \cdot 32 = 70656 \div 71680 + 32768 = 103424 \div 104448V$$

Автором запропоновано [6, 7] вирішення задачі вдосконалення АЦП шляхом зменшення апаратної складності та підвищення швидкодії заміною апаратно складних та низько швидкодійних логічних елементів "Виключаюче АБО" (рис. 10.4) [3] відповідними логічними елементами "І-НЕ".

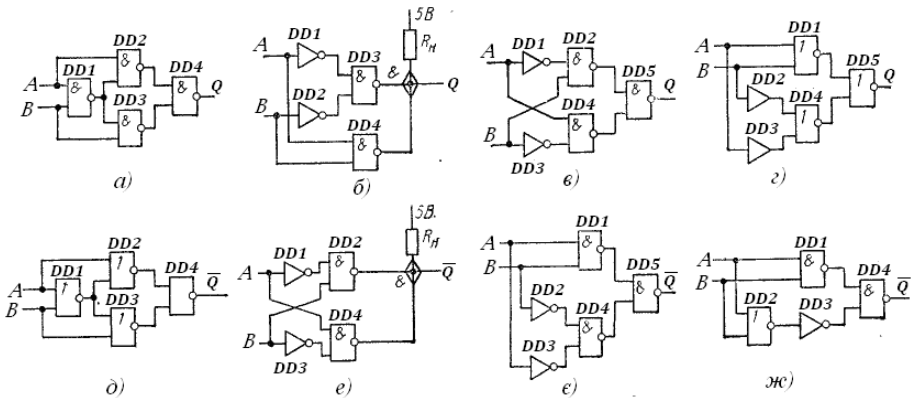


Рис. 10.4. Структури вузла "Виключаюче АБО" без інверсії (а-г) та з інверсією (д-ж).

Класична мікроелектронна реалізація логічного елемента "Виключаюче АБО" показана на рис. 10.5.

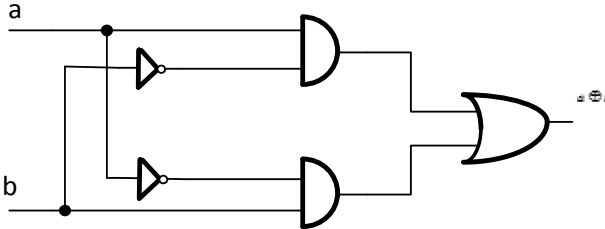


Рис. 10.5. Структура елемента "Виключаюче АБО"  
на логічних елементах "І", "АБО", "НЕ"

При застосуванні парафазних входів структура логічного елемента "Виключаюче АБО" спрощується, що показано на рис. 10.6.

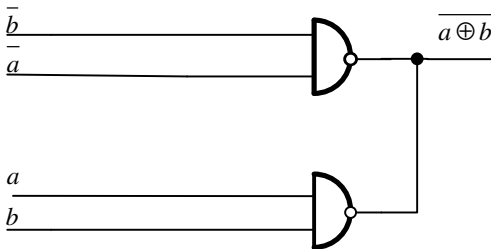


Рис. 10.6. Структура логічного елемента "Виключаюче АБО"  
на основі входних парафазних сигналів та об'єднання  
інверсних виходів елементів "І-НЕ"

Реалізація такого компонента АЦП (рис. 10.6) – перетворювача паралельного унітарного коду у код Хаара є універсальною і відповідає симетричній схемі перетворення, тому є структурно надлишковою. Запропонована реалізація компонента – перетворювача унітарного коду у паралельний код Хаара, який враховує переключення компараторів в одиничний стан, починаючи з нульової позиції, на базі одного логічного елемента "І-НЕ".

Діаграма оцінки структурної складності вузлів "Виключаюче АБО" (рис. 10.4–10.6) приведена на рис. 10.7.

Оцінка структурної складності вузлів "Виключаюче АБО"

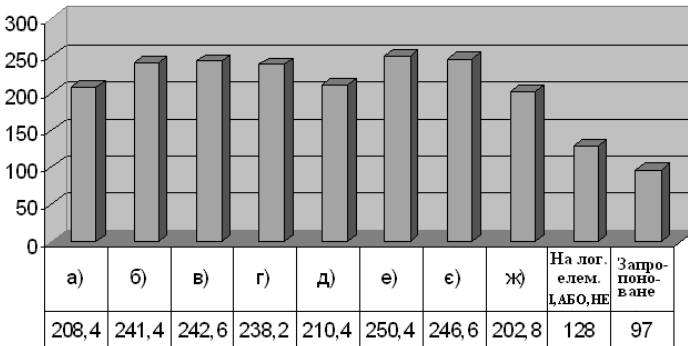


Рис. 10.7. Діаграма оцінки структурної складності вузлів "Виключаюче АБО"

У результаті застосування компараторів з парафазними виходами та реалізації логічного елемента "Виключаюче АБО" на логічних елементах "І-НЕ", отримуємо компонент АЦП, який відповідає одному рівню квантування згідно наступної структури (рис. 10.8).

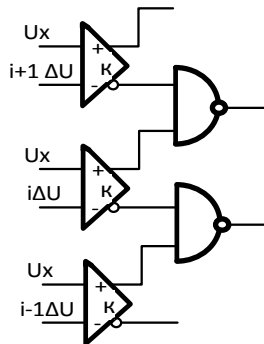


Рис. 10.8. Структура компонента  $i$ -того рівня квантування АЦП Хаара-Крестенсона на основі міжрівневих парафазних зав'язків

Пристрій містить першу шину вводу вхідного аналогового потенціалу, яка з'єднана з першими входами лінійки компараторів, другу вхідну шину еталонного потенціалу з'єднану з першим входом послідовно з'єднаних взірцевих резисторів, відповідні  $i$ -ті виходи яких з'єднані з відповідними другими входами  $i$ -тих компараторів, шифратор паралельного унітарного коду у паралельний код Хаара-Крестенсона, виходи якого є виходами АЦП, введені компаратори з парафазними виходами, перші прямі виходи  $i$ -тих компараторів з'єднані з першими входами перших  $i$ -тих логічних елементів "І-НЕ", другі входи яких з'єднані інверсними виходами  $i+1$ -их компараторів, а виходи – з'єднані з відповідними входами других логічних елементів "І-НЕ", виходи яких є виходами АЦП у паралельному розрядно-позиційному коді Хаара-Крестенсона системи залишкових класів.

АЦП включає: 1 – вхідну шину аналогового потенціалу; 2 – парафазні компаратори; 3 – вхідну шину еталонного потенціалу; 4 – взірцеві резистори; 5 – перші логічні елементи "І-НЕ"; 6 – другі логічні елементи "І-НЕ", 7 – вихідну шину АЦП.

АЦП працює наступним чином: вхідний аналоговий потенціал  $U(x)$  подається на першу вхідну шину 1, яка з'єднана з першими входами парафазних компараторів 2; еталонний потенціал  $U_0$  подається на вхід другої шини 3, яка з'єднана з входом лінійки взірцевих резисторів 4, на виходах яких формуються квантовані значення взірцевого потенціалу, які у компараторах 2 порівнюються з потенціалом  $U(x)$  першої вхідної шини. При цьому на прямих виходах компараторів формується прямий паралельний унітарний код Хаара, а на інверсних виходах компараторів формується зворотній паралельний унітарний код Хаара, який відповідає виміряному цифровому значенню вхідного потенціалу  $U(x)$ , а на виходах перших логічних елементів "І-НЕ" відповідно формується зворотній паралельний код Хаара, який поступає на відповідні входи других логічних елементів "І-НЕ", на виходах яких формується прямий паралельний код Хаара-Крестенсона системи залишкових класів.

Апаратна складність АЦП (рис.10.8) розраховується згідно виразу:

$$A_1 = 2^k [(A_{k_1} + A_{ЛЕ_1}) + (p_1 + p_2 + \dots p_n) \nu],$$

де  $k$  – розрядність АЦП;  $A_{k_1}$  – апаратна складність компаратора з однофазним виходом ( $A_{k_1} = 3$ );  $A_{ЛЕ_1}$  – апаратна складність логічного елемента "Виключаюче АБО" ( $A_{ЛЕ_1} = 1$ );  $p_1 + p_2 + \dots p_n$  – взаємнопрості модулі системи залишкових класів.

Апаратна складність удосконаленого АЦП розраховується згідно виразу:

$$A_2 = 2^k (A_{k_2} + A_{ЛЕ_2}) + (p_1 + p_2 + \dots p_n) ЛЕ_3,$$

де  $A_{k_2}$  – апаратна складність компаратора з парафазними виходами ( $A_{k_2} = 4$ );  $A_{ЛЕ_2}$  – апаратна складність двохвходового логічного елемента "І-НЕ" ( $A_{ЛЕ_2} = 1$ );  $A_{ЛЕ_3}$  – апаратна складність багатовходового логічного елемента "І-НЕ" ( $A_{ЛЕ_3} = 2$ ).

Структура удосконаленого АЦП ілюструється рисунком (рис. 10.9).

При розрахунках відомого та удосконаленого АЦП враховується, що апаратна складність парафазного компаратора (рис. 10.10) [8] на 25% вища за апаратну складність однофазного компаратора оскільки його структурна схема додатково містить інверсний вихід, а апаратна складність багатовходового логічного елемента "І-НЕ" у два рази перевищує відповідну складність двохвходового елемента "І-НЕ" ( $A_{ЛЕ_3} = 2 \cdot A_{ЛЕ_2}$ ) при їх реалізації на ЕЗЛ мікроелектронній технології.

При  $k = 10$  та наборі модулів  $P_1 = 32$ ,  $P_2 = 33$  оцінки апаратної складності відомого прототипу та вдосконаленого АЦП наступні:

$$A_1 = 1024 \cdot [3 + (4 \div 5) + 65] = 1024 \cdot (72 \div 73) = 73728 \div 74752 \nu.$$

$$A_2 = 1024 \cdot (4 + 1) + 65 \cdot 2 = 5120 + 130 = 5250 \nu.$$

При  $k = 10$  та наборі модулів  $P_1 = 7$ ,  $P_2 = 12$ ,  $P_3 = 13$  оцінки апаратної складності відомого прототипу та вдосконаленого АЦП наступні:

$$A_1 = 1024 \cdot [3 + (4 \div 5) + 32] = 1024 \cdot (39 \div 40) = 39936 \div 40960 \nu.$$

$$A_2 = 1024 \cdot (4 + 1) + 32 \cdot 2 = 5120 + 64 = 5184 \nu.$$

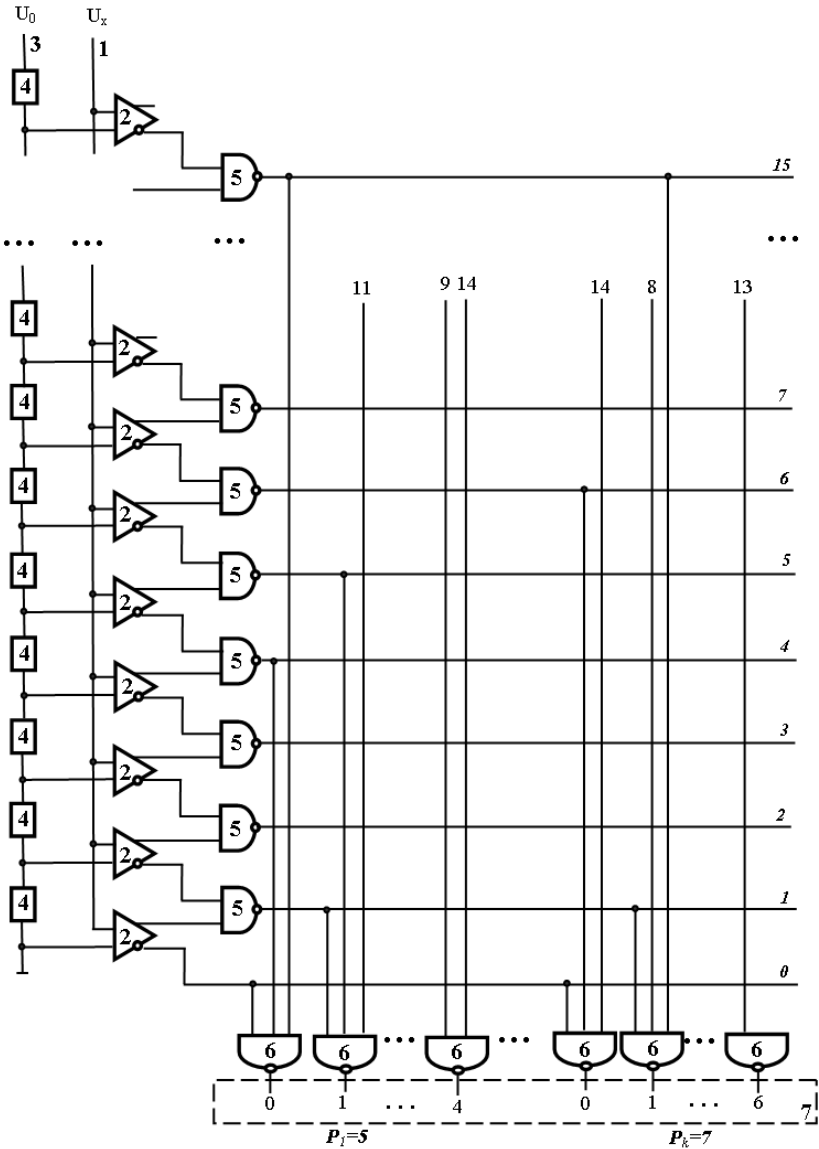


Рис. 10.9. Удосконалена структура високопродуктивного АЦП з вихідними кодами у базисі Хаара-Крестенсона

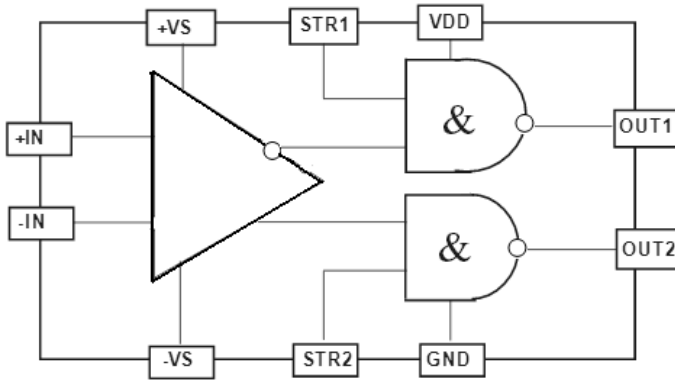


Рис. 10.10. Функціональна схема парафазного компаратора

Отже, апаратна складність вдосконаленого АЦП розрядністю 10 *bit* у порівнянні з прототипом аналогічної розрядності при наборі модулів вихідного коду Хаара-Крестенсона ( $P_1 = 32$ ,  $P_2 = 33$ ) зменшується у 14 разів, а при наборі модулів ( $P_1 = 7$ ,  $P_2 = 12$ ,  $P_3 = 13$ ) – майже у 8 разів.

Швидкодія АЦП – прототипу оцінюється згідно виразу:

$$\tau_{АЦП_1} = \tau_{k_1} + \tau_{ЛЕ_1} + \tau_{ЛВ},$$

де  $\tau_{k_1} = 5$  – тривалість переключення однофазного компаратора;  $\tau_{ЛЕ_1} = (3)\nu$  – тривалість переключення логічного елемента "Виключаюче АБО";  $\tau_{ЛВ} = 1\nu$  – тривалість переключення діодного вентиля.

Тобто, швидкодія АЦП – прототипу визначається сумарною затримкою сигналів:  $\tau_{АЦП_1} = (5 + 3 + 1)\nu = 9$  мікротактів.

Швидкодія удосконаленого АЦП оцінюється згідно виразу:

$$\tau_{АЦП_2} = \tau_{k_2} + \tau_{ЛЕ_2} + \tau_{ЛЕ_3},$$

де  $\tau_{k_2} = 2\nu$  – тривалість переключення парафазного компаратора;  $\tau_{ЛЕ_2} = 1\nu$  – тривалість переключення двохходового логічного елемента "І-НЕ";  $\tau_{ЛЕ_3} = 1\nu$  – тривалість переключення багатовходового логічного елемента "І-НЕ".



Тобто швидкодія удосконаленого АЦП визначається сумарною затримкою сигналів:

$$\tau_{АЦП_2} = (2 + 1 + 1)v = 4 \text{ мікротакти} .$$

При розрахунках часової складності компонентів АЦП враховано, що тривалість переключення парафазного компаратора у 2,5 рази менша у порівнянні з однофазним за рахунок позитивного тригерного зворотнього зв'язку між прямим та інверсним виходами (рис. 10.11) [9].

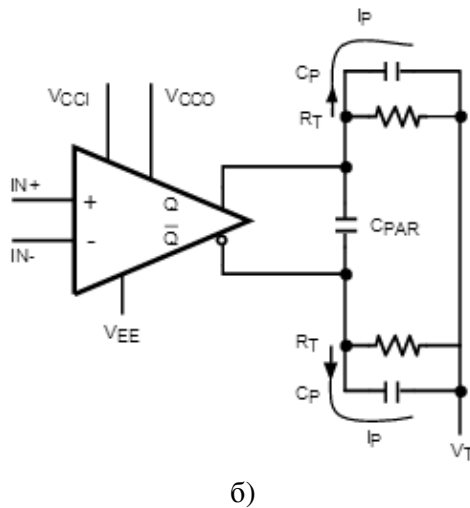
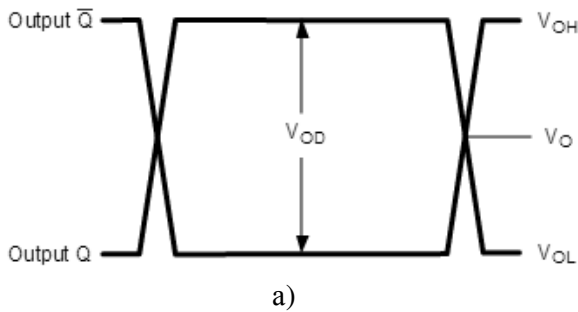


Рис. 10.11. Парафазний компаратор: а) вихідний сигнал; б) структура

Таким чином досягнуто підвищення швидкодії удосконаленого АЦП у 2 рази у порівнянні з відомим АЦП, який формує вихідні паралельні коди Хаара-Крестенсона.

### 10.1.2. Поліфункціональний АЦП з розширеними функціональними можливостями у базисі Радемахера та Хаара-Крестенсона

Структура АЦП, який одночасно формує вихідні паралельні коди у двійковій системі числення базису Радемахера та системи числення залишкових класів базису Крестенсона приведена на рис. 10.12 [10].

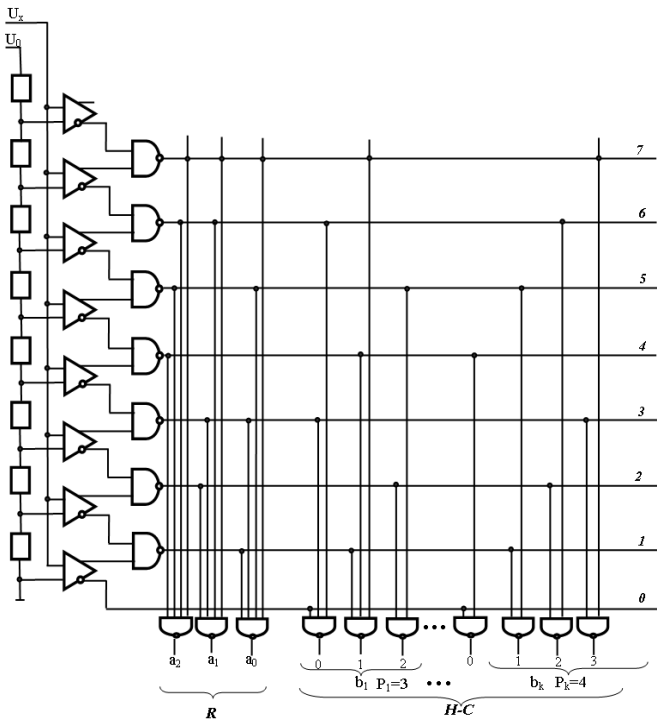


Рис. 10.12. Структура поліфункціонального АЦП паралельного типу з вихідними кодами у базисі Радемахера та Хаара-Крестенсона

Результати розрахунку системних характеристик складності АЦП виконуються згідно виразів:

$$A_R = (A_{к.з} + A_P + A_K + A_{ЛЕ1}) \cdot 2^{n-1} + n \cdot A_{ЛЕ2}$$

$$A_{Н-С} = (A_{к.з} + A_P + A_K + A_{ЛЕ1}) \cdot 2^{n-1} + \sum P_k \cdot A_{ЛЕ2}$$

$$A = (A_{к.з} + A_P + A_K + A_{ЛЕ1}) \cdot 2^{n-1} + n \cdot A_{ЛЕ2} + \sum P_k \cdot A_{ЛЕ2}$$

$$\tau = n \cdot \tau_{к.з.} + n \cdot \tau_P + n \cdot \tau_K + 2^{n-1} \cdot \tau_{ЛЕ1} + \sum P_k \cdot \tau_{ЛЕ2}$$

$$k_c = k_{с.к.з.} + k_{с.Р} + k_{с.К} + k_{с.ЛЕ1} + k_{с.ЛЕ2}$$

Синтез структури поліфункціонального паралельного АЦП у теоретико-числових базисах Радемахера та Хаара-Крестенсона виконаний на основі формалізованих рішень формування паралельних кодів на виходах АЦП.

Розрахунок ентропійної складності виконується на основі аналітики оцінок ентропії компонентів та вхідних кодів АЦП, які приведені в таблиці 10.1.

Таблиця 10.1 – Вагові коефіцієнти ентропійної складності поліфункціонального АЦП в базисах Радемахера та Хаара-Крестенсона

ТЧБ	Оцінки ентропії			
	Р. Хартлі	К. Шеннона	В. Боюна	Я. Николайчука
Р	3	3	2	< 3
Н-С	7	7	3	7

Загальна оцінка ентропійної складності поліфункціонального АЦП складає 10 біт.

На основі оцінки міри ентропії розрахуємо ентропійну складність перетворювача інформації чи процесора згідно виразу:

$$k_e = \frac{I_{вх.}}{I_{вих.}},$$

де  $I_{вх.}$ ,  $I_{вих.}$  – відповідно ентропія на вході і на виході структури.

$$U_x = x(t) = I \rightarrow \infty; U_0 = 3 \text{ біти}, I_{вих.} = 7 + 3 = 10 \text{ біт};$$

$$k_{eR} = \frac{3}{3} = 1; k_{eН-С} = \frac{7}{10} = 0,7; k_{eАЦП} = \frac{3}{10} = 0,33.$$

Розрахунок структурної емерджентності поліфункціонального АЦП виконується згідно оцінки одиниці руху даних Дж.Мартіна, яка відповідає відношенню числа зв'язків до числа компонентів системи та становить  $K_d = \frac{72}{33} = 2,18$ .

Також для визначення апаратних витрат системи використовується оцінка складності Квайна [11], яка характеризується кількістю устаткування, що становить схему. Оцінка по Квайну визначається сумарним числом входів та виходів логічних елементів у складі схеми та визначається за формулою:  $C = \sum g$ , де  $g$  – входи всіх логічних елементів, з яких складається схема.

Викладені результати вдосконалення структури та системних характеристик АЦП паралельного типу з вихідними кодами у різних ТЧБ та поліфункціональними властивостями сумісності з іншими арифметико-логічними пристроями обчислювальної техніки відповідають реалізації нових методів структуризації поліфункціональних даних, представлених у структурному відображенні концепції.

## **10.2. Реалізація удосконалених структур швидкодіючих однорозрядних та багаторозрядних суматорів базису Радемахера**

Арифметична операція додавання існує практично у всіх алгоритмах опрацювання сигналів та обчислень. Ця операція та компоненти, які її реалізують є ваговим атрибутом, який суттєво може впливати на продуктивність, апаратну та структурну складність високорозрядних БСП, що є предметом досліджень даної роботи.

На рис. 10.13 та рис. 10.14 показані входи/виходи та позначення однорозрядних напівсуматорів (НС) та повних суматорів (СМ) паралельного типу.

У загальному випадку структура однорозрядного напівсуматора та суматора паралельної дії у базисі Радемахера представлена на рис. 10.13.

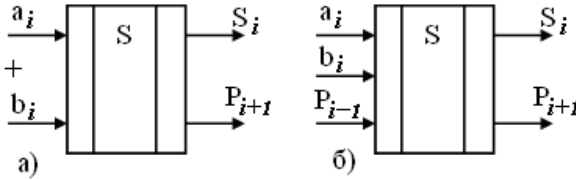


Рис. 10.13. Вхідні та вихідні логічні сигнали напівсуматора (а) та повного суматора (б) базису Радемахера:  
 $a_i, b_i$  – відповідно біти  $i$ -го розряду;  $S_i$  – результат сумування в  $i$ -му розряді;  $P_{i-1}, P_{i+1}$  – відповідно переноси бітів з  $i$ -го розряду та  $i+1$ -й розряд.

При побудові структурних схем багаторозрядних суматорів, арифметико-логічних пристроїв (АЛП), міжбазисних перетворень коду у двійковий код та матричних перемножувачів використовують умовні позначення неповного (а) та повного (б) суматорів, поданих на рис. 10.14.

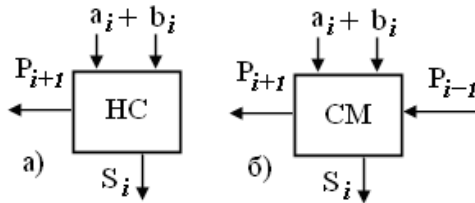
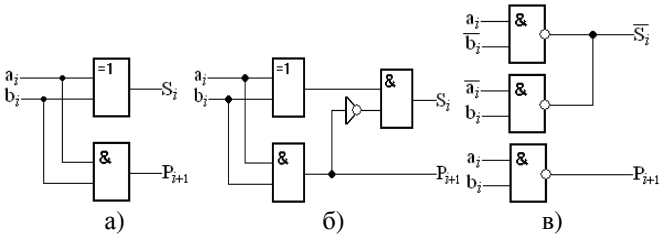
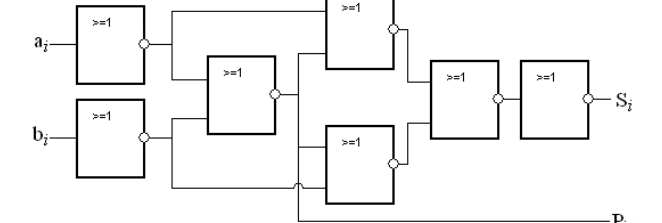
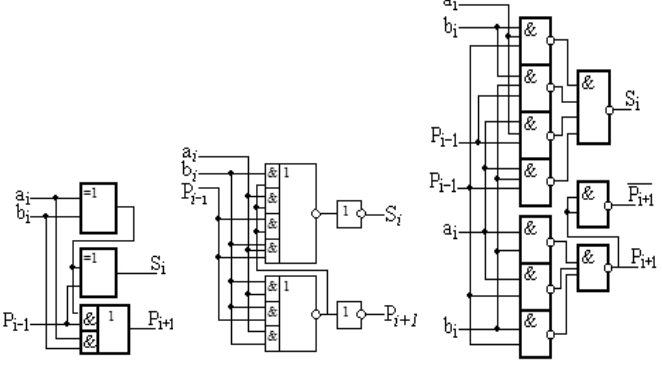


Рис. 10.14. Умовні позначення неповного (а) та повного (б) суматорів.

Одним з критеріїв системної складної структури однорозрядних двійкових суматорів розроблені в роботах [12, 13] є системна характеристика  $k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i$ , – структурна складність, яка включає  $\alpha_i$  – вагові коефіцієнти експертних оцінок інформативності компонентів атрибутів ПФД,  $P_i$  – параметри атрибутів ПФД.

Структурні рішення та структурна складність однорозрядних суматорів приведені в табл. 10.2 [14]

Таблиця 10.2 – Системні характеристики суматорів

№	Структурне рішення	Структурна складність
1	2	3
1	Напівсуматори	
1.1	 <p>а) б) в)</p>	<p>а) <math>k_c = 118</math>                  б) <math>k_c = 158</math>                  в) <math>k_c = 192</math></p>
1.2		<p><math>k_c = 293</math></p>
2	Повні суматори	
2.1	 <p>а) б) в)</p>	<p>а) <math>k_c = 194</math>                  б) <math>k_c = 334</math>                  в) <math>k_c = 491</math></p>

Продовження табл. 10.2

1	2	3
<p>2.2</p>	<p>а) б) в)</p>	<p>а) <math>k_c = 239</math>                  б) <math>k_c = 254</math>                  в) <math>k_c = 422</math></p>
<p>2.3</p>	<p>а) б)</p>	<p>а) <math>k_c = 417</math>                  б) <math>k_c = 637</math></p>





Продовження табл. 10.2

1	2	3
2.6	<p>a) б)</p>	<p>a) <math>k_c = 375</math>                  б) <math>k_c = 395</math></p>
3	<p>Однорозрядний суматор по модулю 2</p>	<p><math>k_c = 84</math></p>
4	<p>Однорозрядний СМ модульних операцій <math>(a_i + b_i) \bmod P_i</math></p> <p>a) б)</p>	<p>a) <math>k_c = 253</math>                  б) <math>k_c = 259</math></p>

Продовження табл. 10.2

1	2	3
5	<p>Реалізація однорозрядних НС та СМ на ПЛІМ</p> <p>а) б)</p>	<p>а) <math>k_c = 293</math> б) <math>k_c = 628</math></p>
6	<p>Суматор Унітарно-Хаара міжбазисного перетворення</p>	<p><math>k_c = 493</math></p>

За результатами розрахунку структурної складності  $k_c$  досліджуваних схемотехнічних рішень суматорів табл. 10.2 побудована відповідна діаграма, яка представлена на рис. 10.15.

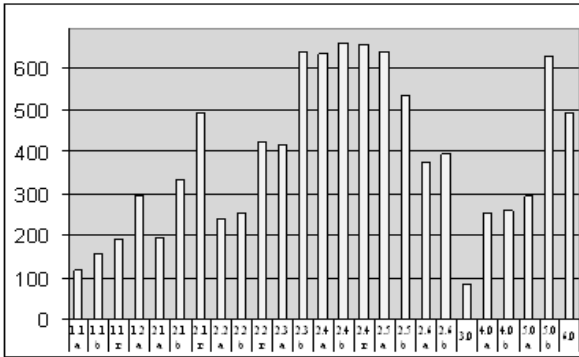


Рис. 10.15. Діаграми розрахунку структурної складності досліджуваних схемотехнічних рішень суматорів

Аналіз структурної складності існуючих однорозрядних суматорів дозволяє константувати їх певну надлишковість, що є основою для вдосконалення структурних рішень однорозрядних суматорів з метою забезпечення максимальної швидкодії або мінімальної часової складності.

### 10.2.1. Структурні методи підвищення швидкодії однорозрядних неповних та повних двійкових суматорів

Базовою структурою однорозрядного суматора, яка була розроблена Карцевим М. А. [15], в якому використовуються вхідні парафазні сигнали, представлені на рис. 10.16.

Недоліком такого однорозрядного суматора є низька швидкодія обумовлена наявністю трьох послідовно з'єднаних логічних елементів І-АБО-НЕ при формуванні інверсного біта переносу у старший розряд та обмежені функціональні можливості обумовлені відсутністю формування інверсного біта суми двійкового однорозрядного суматора, а також відсутністю входу блокування результату однорозрядного суматора.

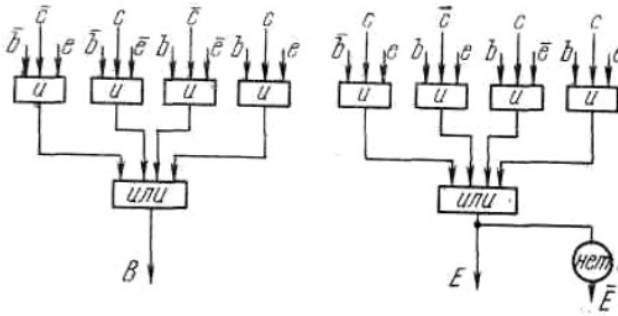


Рис. 10.16. Структура повного двійкового однорозрядного суматора на логічних елементах І, АБО, НЕ ( $k_c = 460,6$ )

Більш високою швидкістю, зменшеною апаратною та структурною складністю характеризується однорозрядний суматор, в якому застосоване монтажне об'єднання інверсних виходів логічних елементів "І-НЕ", структура якого представлена на рис. 10.17 [15].

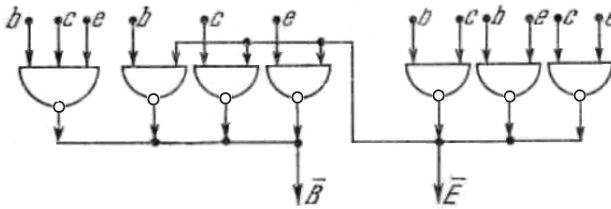


Рис. 10.17. Структура повного двійкового однорозрядного суматора на елементах І-НЕ ( $k_c = 299,2$ )

Незважаючи на підвищену швидкість такого однорозрядного суматора, який спрацьовує за 2 мікротакти, його структура характеризується обмеженими функціональними можливостями, що не дозволяє його використання в якості компонента багаторозрядних матричних перемножувачів.

Відомий однорозрядний суматор (рис. 10.18) [16], що є базовим компонентом матричного перемножувача. Його структура побудована на основі однофазних сигналів (11, 12, 14) та додаткового входу

управління (13), який дозволяє формувати нульові виходи суми (15) та переносу (16).

Недоліком такого однорозрядного суматора є низька швидкодія обумовлена наявністю трьох послідовно з'єднаних логічних елементів НЕ-І-АБО при формуванні прямих бітів суми та переносу однорозрядного суматора та обмежені функціональні можливості обумовлені відсутністю інверсних інформаційних входів та виходів однорозрядного суматора.

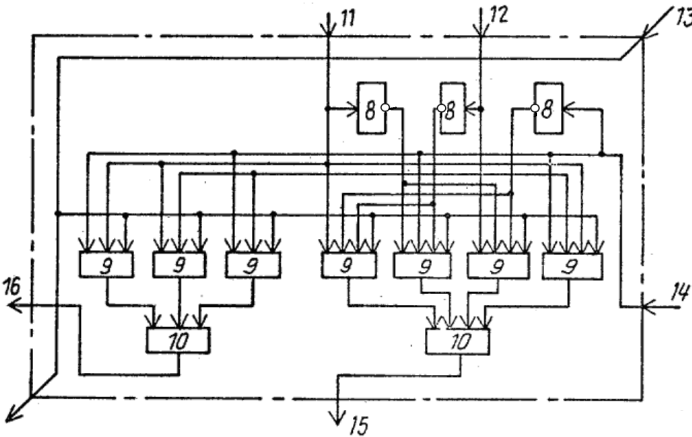


Рис. 10.18. Структура однорозрядного суматора на елементах І, АБО, НЕ з входом управління ( $k_c = 556,2$ )

Відсутність повного набору прямих та інверсних бітів на входах та виходах однорозрядного суматора суттєво обмежує його функціональні можливості та його застосування у якості компонента більш складних обчислювальних пристроїв, а також у принципі не дозволяє максимально підвищити його швидкодію до рівня одного мікро такту переключення одного логічного елемента у структурі однорозрядного суматора.

На рис.1 0.19 показано функціональне позначення запропонованого однорозрядного суматора:  $a$ ,  $b$ ,  $P$  – відповідно третій, перший та другий інформаційні входи однорозрядного суматора;  $\bar{a}$ ,  $\bar{b}$ ,  $\bar{P}$  –

відповідно четвертий, п'ятий та шостий інверсні інформаційні входи однорозрядного суматора;  $P$ ,  $S$  – відповідно перший та другий виходи переносу та суми однорозрядного суматора;  $\bar{P}+$ ,  $\bar{S}$  – відповідно третій та четвертий інверсні виходи переносу та суми однорозрядного суматора;  $Y$  – вхід блокування результату однорозрядного суматора.

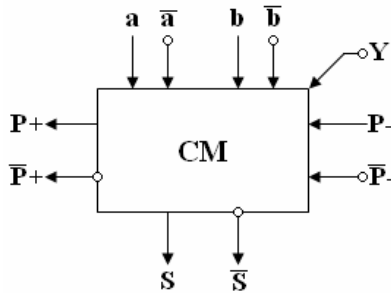


Рис. 10.19. Функціональна схема повного суматора з керуючим входом ( $k_c = 178,2$ )

В роботі [17] запропонована структура повного однорозрядного суматора (рис. 10.20), шляхом введення інверсних входів та виходів та логічних елементів І-НЕ, мультиплексно-з'єднаних виходами між собою, що дозволяє забезпечити можливість збереження високої швидкодії при його застосуванні у якості компонента структурно складніших багаторозрядних матричних та багатокаскадних засобів обчислювальної техніки, в яких передбачені операції додавання двійкових чисел теоретико-числового базису Радемахера.

Такий суматор містить: 1, 2, 3 – прямі інформаційні входи; 4, 5, 6 – інверсні інформаційні входи; 7 – вхід блокування результату однорозрядного суматора; 8 – група логічних елементів І-НЕ; 8.1, 8.2, 8.3, 8.4 – відповідно перша, друга, третя та четверта підгрупи логічних елементів І-НЕ; 9.1, 9.2 – перший та другий логічні повторювачі з інверсними виходами (реалізовані на основі двох послідовно з'єднаних логічних елементів НЕ, на рис. 10.20 позначено інверсією на вході та виході у якості міжкаскадних підсилювачів); 10, 11 – прямий та інверсний виходи переносу, 12, 13 – прямий та інверсний виходи суми однорозрядного суматора.

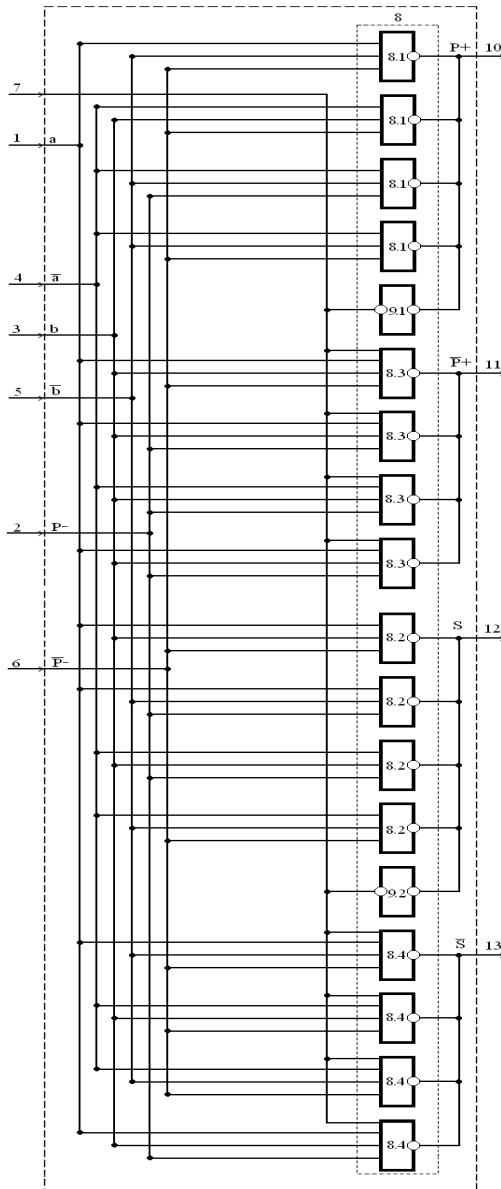


Рис. 10.20. Структурна схема швидкодіючого однорозрядного повного суматора на логічних елементах I-HE

Однорозрядний суматор працює наступним чином.

При подачі на прямі та інверсні входи 1–6 однорозрядного суматора комбінації парафазних логічних значень "0" та "1" бітів, що додаються, на прямих 10, 12 та інверсних 11, 13 виходах однорозрядного суматора за один мікротакт одночасного переключення логічних елементів І-НЕ у підгрупах 8.1, 8.2, 8.3 та 8.4 формуються прямі та інверсні логічні значення суми та переносу однорозрядного суматора.

При подачі на вхід 7– блокування результату однорозрядного суматора логічного значення "0" на виходах першого 9.1 та другого 9.2 логічного повторювача з інверсним виходом формуються нульові потенціали, які відповідно формують логічні значення "0" на виходах переносу 10 та суми 12 однорозрядного суматора. При цьому одночасно формуються потенціали "0" на входах логічних елементів І-НЕ другої 8.2 та четвертої 8.4 підгруп логічних елементів у результаті чого на інверсних виходах переносу 11 та суми 13 формуються логічні значення "1".

Таким чином блокується результат однорозрядного суматора з прямими та інверсними виходами суми та переносу.

У результаті запропонованої структури створено швидкодіючий однорозрядний суматор з розширеними функціональними можливостями у якості компонента багаторозрядних та багатокаскадних засобів обчислювальної техніки з часовою складністю  $\tau = 1v$  де  $v$  – тривалість переключення одного логічного вентиля, реалізованого згідно відповідної мікроелектронної технології на спеціалізованих кристалах або ПЛІС, що у 2–5 разів перевищує швидкодію відомих повнофункціональних по входах і виходах однорозрядних суматорів на логічних елементах І, АБО, НЕ.

Оцінка структурної складності такого суматора складає:

$$k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i = 1338,4$$

В роботі [18] запропоновано однорозрядний повнофункціональний суматор, структура входів/виходів якого показана на рис. 10.21.



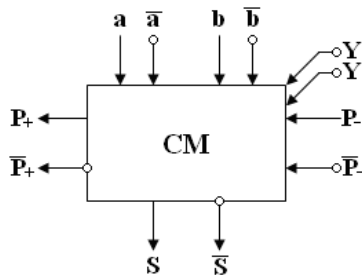


Рис. 10.21. Функціональна схема повного суматора з двома керуючими входами ( $k_c = 197,4$ )

На рис. 10.21 показано функціональне позначення однорозрядного суматора:  $a$ ,  $b$ ,  $P_+$ , відповідно третій, перший та другий інформаційні входи однорозрядного суматора;  $\bar{a}$ ,  $\bar{b}$ ,  $\bar{P}_+$  відповідно четвертий, п'ятий та шостий інверсні інформаційні входи однорозрядного суматора;  $P$ ,  $S$  – відповідно перший та другий виходи переносу та суми однорозрядного суматора;  $\bar{P}_+$ ,  $\bar{S}$  – відповідно третій та четвертий інверсні виходи переносу та суми однорозрядного суматора;  $Y$  – вхід блокування результату однорозрядного суматора.

Підвищення швидкодії та розширення функціональних можливостей такого однорозрядного суматора досягнуто шляхом введення чотирьох груп мультиплексно-з'єднаних виходами логічних елементів "І-НЕ" та повноти прямих та інверсних виходо-виходів, що дозволяє забезпечити принципову можливість збереження високої швидкодії при його застосуванні у якості структурного базового компонента функціонально складніших багаторозрядних матричних, пірамідальних та багатокаскадних засобів обчислювальної техніки, в яких передбачені операції довання двійкових чисел теоретико-числового базису Радемахера

На рис. 10.22 показана структурна схема удосконаленого швидкодіючого однорозрядного суматора з максимальною швидкодією та розширеними функціональними можливостями, який містить: 3, 1, 2 – відповідно третій, перший і другий прямі інформаційні входи  $a$ ,  $b$ ,  $e$ ; 4, 5, 6 – відповідно третій, перший і другий інверсні інформа-

ційні входи  $\bar{a}$ ,  $\bar{b}$ ,  $\bar{e}$ ; 7, 8 – відповідно перший та другий парафазні входи блокування результату однорозрядного суматора; 9, 10, 11, 12 – відповідно перший прямий вихід суми  $B$ , другий прямий вихід переносу  $E$ , третій інверсний вихід суми  $\bar{B}$  та четвертий інверсний вихід переносу  $\bar{E}$  однорозрядного суматора; 13, 14 – відповідно перший та другий логічні елементи І; 15, 16 – відповідно перший та другий логічні елементи АБО з першим прямим та другим інверсним входами; 17.1, 17.2, 17.3, 17.4 – відповідно перша, друга, третя та четверта групи логічних елементів І-НЕ.

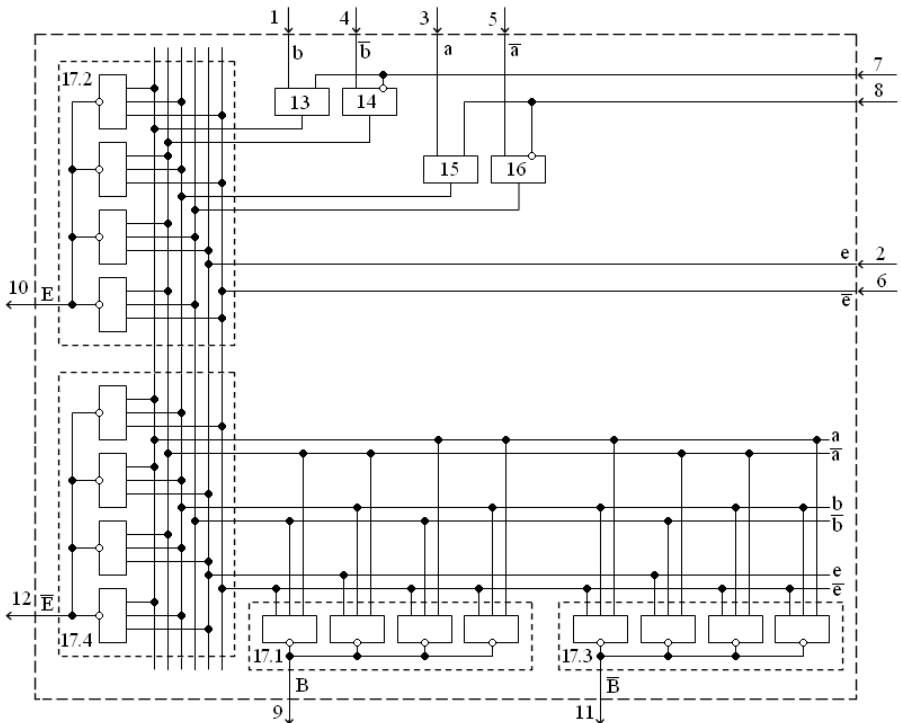


Рис. 10.22. Структура однорозрядного повного швидкодіючого суматора з розширеними функціональними можливостями.

При подачі на прямі та інверсні входи 1–6 однорозрядного суматора комбінації парафазних логічних значень "0" та "1" бітів:  $a, \bar{a}, b, \bar{b}, e, \bar{e}$ , що додаються та наявності на входах 7, 8 блокування результату однорозрядного суматора логічних значень "1" реалізується пофнофункціональна робота однорозрядного суматора за один мікротакт одночасного переключення відповідних логічних елементів І-НЕ у групах 17.1, 17.2, 17.3 та 17.4, а на прямих  $B$  та інверсних  $\bar{B}$  виходах суми однорозрядного суматора та прямих  $E$  та інверсних  $\bar{E}$  виходах переносу формуються парафазні прямі та інверсні двійкові значення результату додавання.

При вибірковій подачі на вхід 7 блокування результату однорозрядного суматора логічного значення "0" відповідно на виходах першого логічного елемента 13 І формується біт "0", а на виході першого логічного елемента 14 АБО формується біт "1", що приводить до блокування першого прямого  $b$  та другого інверсного  $\bar{b}$  інформаційних входів однорозрядного суматора.

При вибірковій подачі на вхід 8 логічного значення "0" відповідно на виході другого логічного елемента 15 І формується біт "0", а на виході другого логічного елемента 16 АБО формується біт "1", що приводить до блокування третього прямого  $a$  та інверсного  $\bar{a}$  інформаційних входів однорозрядного суматора.

При одночасній подачі на входи 7 та 8 логічних значень "0" блокуються обидва прямі  $a, b$  та інверсні  $\bar{a}, \bar{b}$  інформаційні входи однорозрядного суматора.

При одночасній подачі на другий прямий  $e$  вхід переносу однорозрядного суматора логічного значення «0», а на 6 інверсний вхід переносу  $\bar{e}$  логічного значення «1» блокуються інформаційні входи переносу і однорозрядний суматор функціонально трансформується у неповний однорозрядний суматор з двома парафазними інформаційними входами  $a, \bar{a}$  та  $b, \bar{b}$ , що розширює можливість застосування такого суматора у якості граничного компонента матричних перемножувачів Брауна та мультиплексорів Бута.

У результаті запропонованого удосконалення структурного рішення однорозрядного суматора створено швидкодіючий однорозря-

дний суматор, що у 2–5 разів перевищує швидкодію відомих однорозрядних суматорів на основі логічних елементів "І", "АБО", "НЕ".

Оцінка структурної складності такого суматора складає:

$$k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i = 1057,4.$$

### 10.2.2. Удосконалені структури однорозрядних неповних та повних суматорів на основі логічного елемента "Виключаюче І"

Застосування логічного елемента "Виключаюче АБО" на основі парафазних входів та монтажного об'єднання вихідних інверсних виходів логічних елементів "І-НЕ" (рис. 10.6) дозволяє спростити структуру однорозрядного неповного суматора, який є компонентом структури комбінаційного суматора з парафазними входами та виходами [19]. Такий суматор містить 5 логічних елементів "І-НЕ" та один елемент "І" і виконує операцію додавання за один мікротакт.

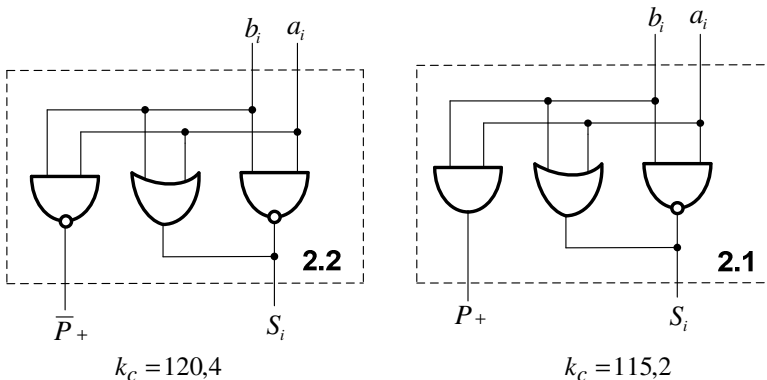


Рис. 10.23. Спрощені структури одно розрядних неповних суматорів на логічних елементах "Виключаюче І".

В роботі [20] запропоновано компоненти однорозрядних неповних суматорів (рис. 10.23) з прямими та інверсними виходами переносу, в яких застосована реалізація логічного елемента "Виключаюче

Г" шляхом об'єднання інверсного виходу логічного елемента "І-НЕ" з прямим виходом логічного елемента "АБО", запропонованого в [21].

На основі структур таких однорозрядних неповних суматорів (рис. 10.23), де застосований логічний елемент "Виключаюче Г", реалізована структура повного однорозрядного суматора, функціональна схема якого показана на рис. 10.24.

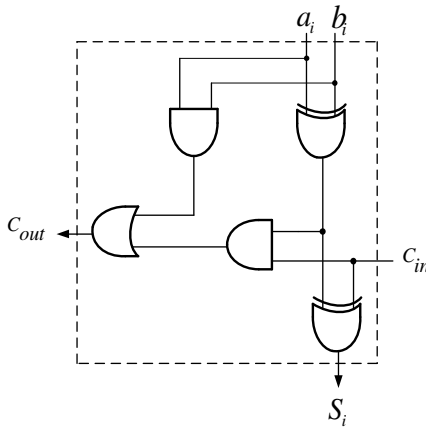


Рис. 10.24. Класична структура повного однорозрядного суматора ( $k_c = 160,4$ )

При класичній реалізації повних однорозрядних двійкових суматорів зі структурою на рис. 10.24 [22], які містять 2 логічних елементи "Виключне АБО", кожен з яких містить 4 логічні елементи (рис. 10.24) [3], 2 логічні елементи "І" та один логічний елемент "АБО", що в сумі складає 11 логічних елементів.

Оцінка апаратної та структурної складності запропонованого повного однорозрядного суматора (рис. 10.24) складає 8 вентилів, а структурна складність становить  $k_c = \sum_{i=1}^n \alpha_i P_i = 160,4$ .

Запропонований однорозрядний повний двійковий суматор (рис. 10.25) характеризується підвищеною у 4 рази швидкістю формування переносів у старші розряди у порівнянні з класичним, що дозволяє відповідно у 2 рази підвищити швидкість багаторозрядних

двійкових суматорів паралельного типу при його використанні у якості однорозрядного компонента.

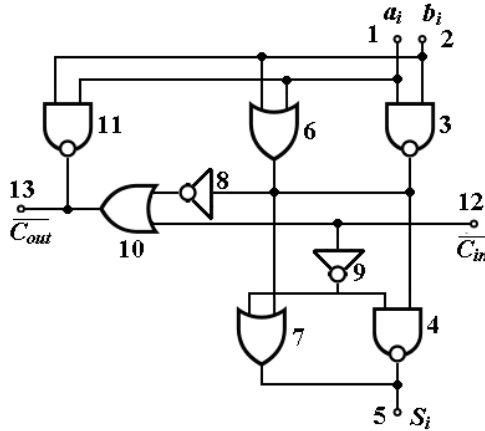


Рис. 10.25. Структура повного однорозрядного суматора на елементах "Виключаюче І" з інверсними переносами ( $k_c = 199,6$ )

Однорозрядний суматор працює наступним чином: при подачі на входи  $a_i$  (1) та  $b_i$  (2) логічних значень "0" або "1" на монтажно з'єднаному виході першого логічного елемента І-НЕ (3) та першого логічного елемента АБО (6) з затримкою на 1 мікротакт формується логічний сигнал, який відповідає модульній сумі  $a_i \oplus b_i$ , який поступає на перші входи другого логічного елемента І-НЕ (4), другого логічного елемента АБО (7) та першого логічного елемента НЕ (8). При появі на інверсному вході переносу  $\overline{C_{in}}$  (12) на виході третього логічного елемента АБО (10) згідно правила Де-Моргана булевої алгебри  $\overline{S \vee C_{in}} = S \wedge S_{in}$  формують сигнал інверсії їх кон'юнкції, який на виході монтажного з'єднання з третім логічним елементом І-НЕ (11), реалізує функцію логічного елемента «Виключаюче АБО» та формує інверсне логічне значення біта переносу  $\overline{C_{out}}$  на його виході, який є другим виходом однорозрядного суматора.

### 10.3. Структуризація комбінаційних суматорів

#### 10.3.1. Комбінаційний суматор пірамідального типу з парафазними інформаційними зв'язками

Комбінаційний суматор належить до засобів обчислювальної техніки і може бути використаний у якості компонента швидкодіючих арифметико-логічних пристроїв та процесорів опрацювання цифрових даних.

Відомий аналог – комбінаційний суматор (рис. 10.26) [23], який містить вхідну шину, з'єднану з відповідними входами пірамідальної структури, що містить з'єднані між собою вертикальними та горизонтальними зв'язками логічні елементи І та АБО, виходи якої з'єднані з відповідними входами вихідної шини, яка є виходом пристрою.

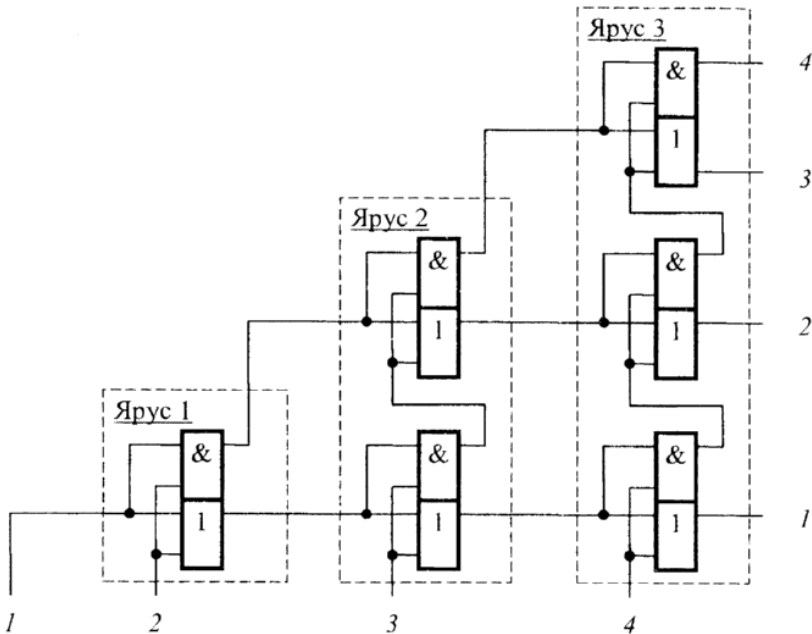


Рис. 10.26. Комбінаційний суматор

Недоліком такого комбінаційного суматора є обмежені функціональні можливості обумовлені тим, що такий суматор виконує додавання бітів вхідного двійкового число-імпульсного коду і представляє результат додавання у розрядно-позиційному двійковому коді. Тому такий комбінаційний суматор не забезпечує додавання двох паралельних двійкових кодів і представлення результатів додавання у коді двійкової системи числення.

Відомий прототип – комбінаційний суматор (рис. 10.27) [24], який містить 6-ти розрядну вхідну шину, виходи якої з'єднані з відповідними прямими входами пірамідальної структури, яка містить з'єднані між собою горизонтальними та вертикальними інформаційними зв'язками логічні елементи "Виключаюче АБО" та "І", виходи якої з'єднані з відповідними входами вихідної шини, яка є виходом пристрою.

Недоліком такого комбінаційного суматора є обмежені функціональні можливості та низька швидкодія.

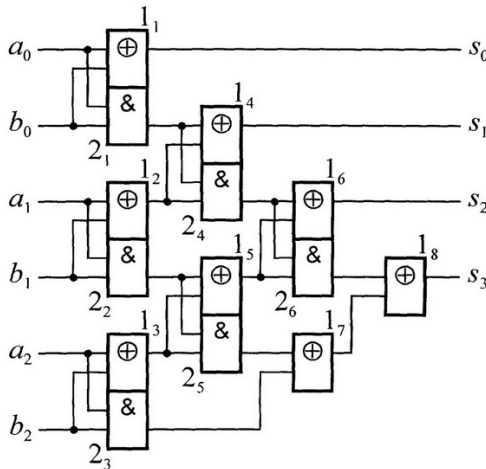


Рис. 10.27. Комбінаційний суматор, що містить елементи "Виключаюче АБО" (1) та "І" (2).



Практично, кожен два логічні елементи "Виключаюче АБО" та "І", пірамідальної структури такого суматора реалізують структуру та функції однорозрядного неповного двійкового суматора з прямими входами та прямими виходами сум, що формують сигнали прямих горизонтальних інформаційних зв'язків, та переносу, що формують відповідні прямі вертикальні інформаційні зв'язки пірамідальної структури комбінаційного суматора. Крім того ланцюжок послідовно з'єднаних входами та виходами логічних елементів "виключаюче АБО" у старшому розряді пірамідальної структури такого суматора фактично виконує функції логічного елемента АБО для формування відповідного біта на виході старшого розряду вихідної шини пристрою, що ускладнює структуру такого суматора та знижує швидкість при збільшенні розрядності комбінаційного суматора.

Обмежені функціональні можливості такого суматора обумовлені тим, що відомий суматор дозволяє виконувати додавання тільки 3-х розрядні двійкові числа, а низька швидкість такого суматора обумовлена тим, що пірамідальна структура містить логічні елементи "Виключаюче АБО" тільки з прямими входами та прямим виходом, що потребує застосування структурної реалізації логічних елементів "Виключаюче АБО" на основі не менше 3-х послідовно з'єднаних логічних елементів "НЕ", "І-НЕ" та "АБО-НЕ".

В основу удосконалення комбінаційного суматора поставлена задача, розширення його функціональних можливостей та підвищення швидкості додатковим введенням вхідної шини довільної розрядності, в яку додатково введені логічні елементи "НЕ" та додатковим формуванням на її виходах, крім прямих додаткових інвертованих кодів двійкових чисел, додатковим застосуванням у пірамідальній структурі комбінаційного суматора швидкодіючих, з затримкою сигналів на 1 мікротакт, однорозрядних неповних двійкових суматорів з прямими та інверсними (парафазними) входами та виходами (рис. 10.28), та додаткового введення логічного елемента "НЕ" у старшому розряді пірамідальної структури для формування біта старшого розряду суми комбінаційного суматора.

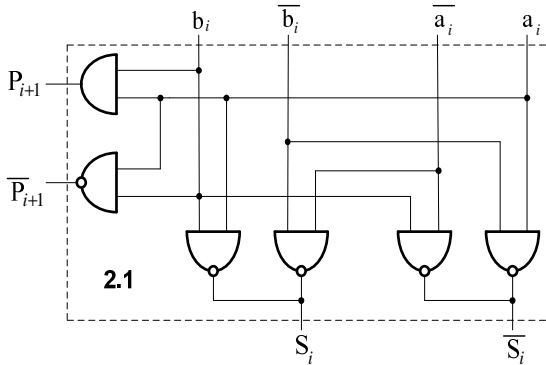


Рис. 10.28. Структура однорозрядного неповного двійкового суматора з парафазними входами та виходами.

Комбінаційний суматор містить вхідну шину, виходи якої з'єднані з відповідними прямими входами пірамідальної структури, яка містить з'єднані між собою прямими горизонтальними та вертикальними інформаційними зв'язками структури однорозрядних неповних двійкових суматорів з прямими входами та виходами, вихідну шину, входи якої з'єднані з відповідними розрядними виходами пірамідальної структури комбінаційного суматора, а виходи є виходом пристрою, згідно запропонованого пристрою, містить додатково введену  $2n$ -розрядну вхідну шину ( $n$ -ціле число  $\geq 3$ ), яка містить  $2n$  додатково введених логічних елементів "НЕ", входи яких додатково з'єднані з відповідними розрядними входами вхідної шини, а інверсні виходи додатково з'єднані з додатково введеними інверсними входами пірамідальної структури комбінаційного суматора, яка містить додатково введені інверсні горизонтальні та вертикальні інформаційні зв'язки між однорозрядними неповними двійковими суматорами з додатково введеними інверсними входами та виходами, виходи суматорів старшого  $(n-1)$ -го, починаючи з нульового, розряду пірамідальної структури комбінаційного суматора додатково з'єднані між собою і входом додатково введеного логічного елемента "НЕ", вихід якого додатково з'єднаний з  $n$ -м входом вихідної шини пристрою.

На рис. 10.29 зображена структурна схема комбінаційного суматора: 1- вхідна  $2n$ -розрядна шина  $(a_0b_0, a_1b_1, a_2b_2, \dots, a_{n-1}b_{n-1})$ ; 1.1 – логічні елементи "НЕ"; 2 – пірамідальна структура з однорозрядними входами, яка містить: наступні типи однорозрядних неповних суматорів: 2.1 – з однорозрядними входами і однорозрядними виходами суми та переносу (рис.10.28); 2.2 – з однорозрядним виходом переносу і прямим виходом суми (рис.10.30, а); 2.3 – з однорозрядним виходом суми та інверсним виходом переносу (рис. 10.30, б); 2.4 – з інверсним виходом переносу і прямим виходом суми (рис. 10.30, в); 2.5 – інвертор; 3 – вихідна шина комбінаційного суматора  $(S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}, S_n)$ .

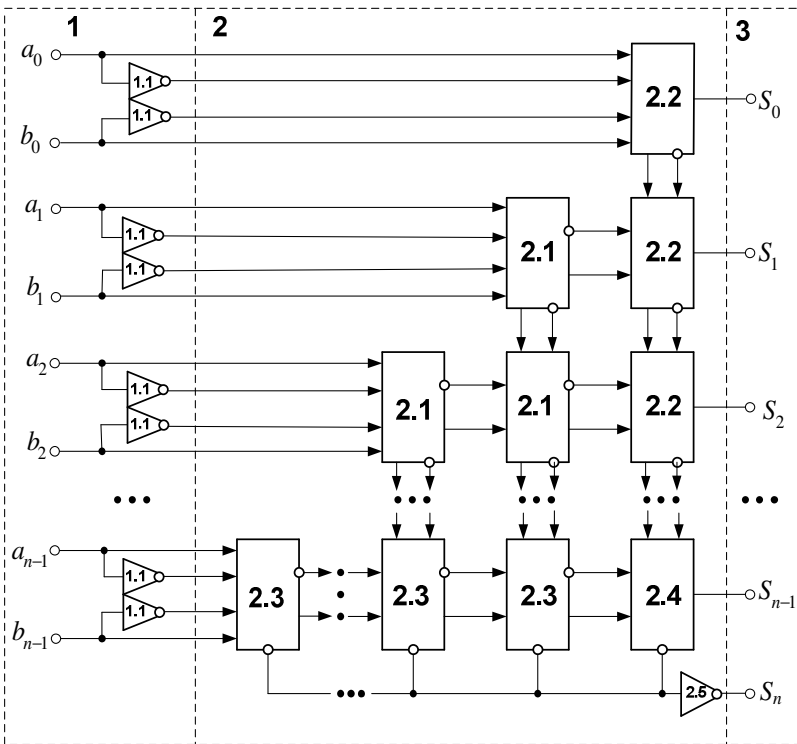


Рис. 10.29. Структурна схема комбінаційного суматора

Двійкові  $n$ -розрядні коди ( $n$  – ціле число  $\geq 3$ ) подаються на відповідні входи ( $a_0b_0, a_1b_1, a_2b_2, \dots, a_{n-1}b_{n-1}$ ) вхідної шини 1. Парафазні виходи вхідної шини 1 з'єднані з відповідними входами однорозрядних неповних суматорів 2.1, 2.2 та 2.3 комбінаційної структури 2. Прямі виходи суми всіх однорозрядних суматорів 2.2 та 2.4 з'єднані з відповідними входами ( $S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}$ ) вихідної шини 3. Інверсні виходи переносів всіх суматорів (2.3 та 2.4) комбінаційної структури 2 з'єднані між собою та входом інвертора 2.5, вихід якого є  $S_n$ -им виходом вихідної шини комбінаційного суматора.

При поступленні на вхідну шину 1  $n$ -розрядних кодів двійкових чисел ( $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1}$ ) та ( $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{n-1}$ ) на її виходах формуються однорозрядні двійкові коди ( $a_0\overline{a_0}, a_1\overline{a_1}, a_2\overline{a_2}, \dots, a_{n-1}\overline{a_{n-1}}$ ) та ( $b_0\overline{b_0}, b_1\overline{b_1}, b_2\overline{b_2}, \dots, b_{n-1}\overline{b_{n-1}}$ ), які поступають на відповідні однорозрядні входи комбінаційної структури 2.

При цьому на виходах лінійки однорозрядних суматорів (2.2, 2.4) формується  $n$ -розрядний двійковий код суми вхідних кодів, який поступає на входи ( $S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}$ ) вихідної шини 3, а на виходах інверсних переносів суматорів (2.3, 2.4) формується інверсний сигнал переносу, який поступає на вхід логічного елемента НЕ (2.5) на виході якого формується старший біт суми  $S_n$ , що поступає на вихідну шину 3.

Таким чином, у результаті запропоновано удосконалення комбінаційного суматора, і у порівнянні з прототипом досягнуто розширення функціональних можливостей комбінаційного суматора за рахунок здійснення додавання двох двійкових кодів з розрядністю  $n \geq 3$ .

Досягнуте збільшення швидкодії комбінаційного суматора визначається порівнянням оцінок часової складності прототипу та запропонованої структурної схеми суматора згідно виразу  $\tau_{KC} = n\tau_k$ , де  $n$  – розрядність вхідних кодів;  $\tau_k$  – число мікро-тактів затримки сигналів у найдовшому ланцюжку послідовно з'єднаних логічних елементів або вентилів комбінаційної структури.

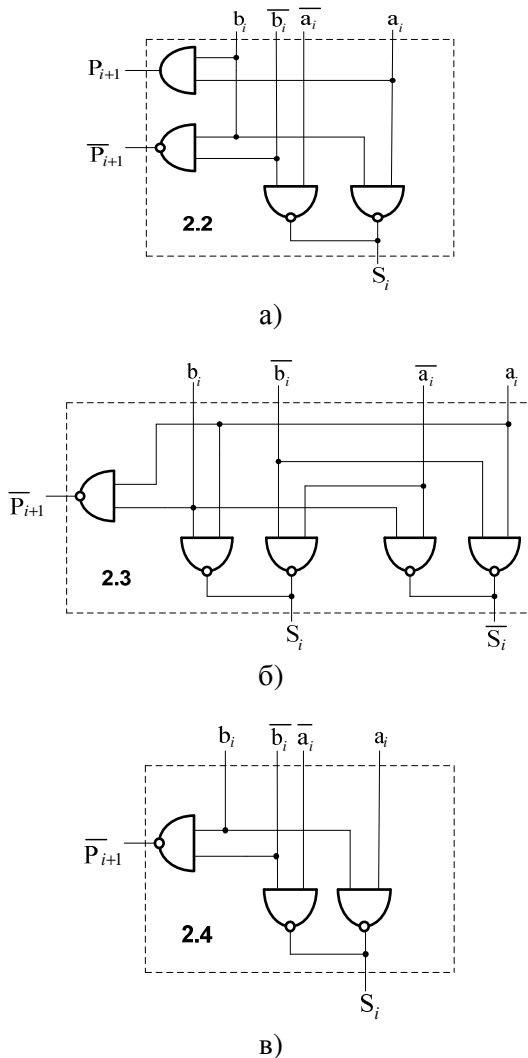


Рис. 10.30. Структури однорозрядних неповних суматорів з однорозрядними входами та виходами – компонентів пірамідальної структури комбінаційного суматора:  
 а) з однорозрядним виходом переносу і прямим виходом суми;  
 б) з однорозрядним виходом суми та інверсним виходом переносу;  
 в) з інверсним виходом переносу і прямим виходом суми.

Оскільки у прототипі застосована схема логічного елемента "виключаюче АБО", з одно розрядними входами та виходами з затримкою сигналів не менше  $\tau_k = 3\nu$  ( $\nu$  – мікротакт), то загальна затримка сигналів у відомому комбінаційному суматорі у залежності від розрядності вхідних кодів  $n$  буде рівна  $\tau_{C1} = n \times 3$ .

Тобто, наприклад, при  $n = 8, 16, 32, 64, 128$ , що відповідає розрядності АЛП сучасних персональних комп'ютерів у структурній схемі комбінаційного суматора прототипа буде відповідна затримка сигналів на  $\tau_{C1} = 24, 48, 96, 192, 384\nu$ .

Затримка сигналів у однорозрядному неповному суматорі, згідно структурної схеми представленої на рис. 10.28, рівна  $\tau_k = 1\nu$ . Отже загальна затримка сигналів у запропонованому  $n$ -розрядному комбінаційному суматорі з врахуванням часової затримки вхідного сигналу інвертором (1.1) вхідної шини 1 та у вихідному інверторі (2.5), оцінка часової затримки буде наступна:  $\tau_{C2} = 1 + n \times \tau_k + 1$ . Тобто, при  $n = 8, 16, 32, 64, 128$   $\tau_{C2} = 10, 18, 34, 66, 130\nu$ .

Таким чином досягнуто підвищення швидкодії запропонованого комбінаційного суматора у порівнянні з прототипом в  $2,4 \cong 3$  рази, при розрядності вхідних двійкових чисел у діапазоні  $8 \div 128$  біт.

### 10.3.2. Комбінаційний суматор пірамідального типу з однофазними інформаційними зв'язками

Комбінаційний суматор належить до засобів обчислювальної техніки і може бути використаний у якості компонента швидкодіючих арифметико-логічних пристроїв та процесорів опрацювання цифрових даних.

В основу удосконалення комбінаційного суматора поставлена задача розширення його функціональних можливостей, зменшення апаратної складності та підвищення швидкодії шляхом введення вхідної  $2n$ -розрядної та вихідної  $n + 1$ -розрядної шини ( $n \geq 3$ ), введенням у кожен елемент пірамідальної структури швидкодіючого однорозрядного суматора з затримкою сигналів на 1 мікротакт, який містить не більше 3-х логічних елементів, з прямими виходами переносів (крім

старшого розряду пірамідальної структури) та введенням у старший розряд пірамідальної структури комбінаційного суматора швидкодіючих, з затримкою сигналів на 1 мікротакт, однорозрядних двійкових суматорів з інверсним виходом переносу, виходи яких з'єднані між собою та входом додатково введеного інвертора, вихід якого з'єднаний з  $n + 1$ -им входом вихідної шини пристрою.

Поставлена задача вирішується тим, що комбінаційний суматор містить вхідну  $2n$  – розрядну шину, виходи якої з'єднані з відповідними прямими входами пірамідальної структури, яка містить, з'єднані між собою прямими горизонтальними та вертикальними інформаційними зв'язками, структури однорозрядних неповних двійкових суматорів, які містять елементи "І" та "Виключаюче АБО" з прямими входами та виходами, вихідну шину, входи якої з'єднані з відповідними розрядними виходами пірамідальної структури комбінаційного суматора, а виходи з'єднані з входами вихідної шини пристрою, згідно запропонованого пристрою, містить  $2n$ -розрядну шину та додатково введена  $n + 1$ -розрядна вихідна шину, які відповідно з'єднані з входами та виходами пірамідальної структури комбінаційного суматора, введенням у кожен елемент пірамідальної структури швидкодіючого однорозрядного суматора з затримкою сигналів на 1 мікротакт, який містить не більше 3-х логічних елементів, з прямими виходами переносів (крім старшого розряду пірамідальної структури) та введенням у старший розряд пірамідальної структури комбінаційного суматора швидкодіючих, з затримкою сигналів на 1 мікротакт, однорозрядних двійкових суматорів з інверсним виходом переносу, виходи яких з'єднані між собою та входом введеного інвертора, вихід якого з'єднаний з  $n+1$ -им входом вихідної шини пристрою. швидкодіючого, однорозрядного неповного двійкового суматора.

На рис. 10.31 зображена структурна схема комбінаційного суматора: 1 – вхідна  $2n$ -розрядна шина ( $a_0b_0, a_1b_1, a_2b_2, \dots, a_{n-1}b_{n-1}$ ); 2- пірамідальна структура, яка містить: наступні типи однорозрядних неповних суматорів: 2.1 – з прямими виходами переносу (рис. 10.23); 2.2 – з інверсним виходом переносу (рис. 10.23); 2.3 – інвертор; 3 – вихідна шина комбінаційного суматора ( $S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}, S_n$ ).

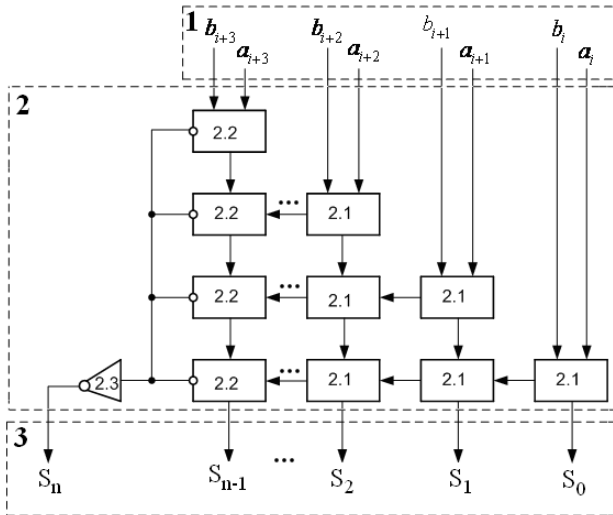


Рис. 10.31. Структурна схема комбінаційного суматора

Двійкові  $n$ -розрядні коди ( $n$ -ціле число  $\geq 3$ ) подаються на відповідні входи ( $a_0b_0, a_1b_1, a_2b_2, \dots, a_{n-1}b_{n-1}$ ) вхідної шини 1. Виходи вхідної шини 1 з'єднані з відповідними входами однорозрядних неповних суматорів 2.1, 2.2 комбінаційної структури 2. Прямі виходи суми всіх однорозрядних суматорів 2.1 та 2.2 з'єднані з відповідними входами ( $S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}$ ) вихідної шини 3. Інверсні виходи переносів всіх суматорів (2.2) комбінаційної структури 2 з'єднані між собою та входом інвертора 2.3, вихід якого є  $S_n$ -им виходом вихідної шини комбінаційного суматора.

При поступленні на вхідну шину 1  $n$ -розрядних кодів двійкових чисел ( $a_0, a_1, a_2, \dots, a_{n-1}$ ) та ( $b_0, b_1, b_2, \dots, b_{n-1}$ ) на її виходах формуються двійкові коди, які поступають на відповідні входи комбінаційної структури 2.

При цьому на виходах лінійки однорозрядних суматорів (2.1, 2.2, рис. 10.14) формується  $n$ -розрядний двійковий код суми вхідних кодів, який поступає на входи ( $S_0, S_1, S_2, \dots, S_{n-1}$ ) вихідної шини 3, а на



виходах інверсних переносів суматорів (2.2) старшого розряду комбінаційної структури 2 формується інверсний сигнал переносу, який поступає на вхід логічного елемента "НЕ" (2.3), на виході якого формується старший біт суми  $S_n$ , що поступає на вихідну шину 3.

Таким чином, у результаті запропоновано удосконалення комбінаційного суматора, у порівнянні з прототипом, досягнуто розширення функціональних можливостей комбінаційного суматора за рахунок здійснення додавання двох двійкових кодів з розрядністю  $n \geq 3$ .

Досягнуто зменшення апаратної складності запропонованого комбінаційного суматора за рахунок зменшення числа логічних елементів у кожному однорозрядному двійковому суматорі та застосуванні одного інвертора для формування сигналу  $S_n$ -ого виходу комбінаційного суматора. Тобто число логічних елементів запропонованого  $n$ -розрядного комбінаційного суматора складає:

$A_C = A_{ПС} + A_I = \left(\frac{n^2}{2} + 2\right) \cdot 3 + 1$  ( $A_{ПС}$  – апаратна складність пірамідальної структури,  $A_I$  – апаратна складність інвертора) Наприклад, при  $n = 4$ :  $A_C = \left(\frac{16}{2} + 2\right) \cdot 3 + 1 = 31$  логічний елемент. Відповідно апаратна

складність прототипу рівна:  $A_C = \left(\frac{n^2}{2} + 2\right) \cdot 5 + n = \left(\frac{16}{2} + 2\right) \cdot 5 + 4 = 54$  логічних елементи. Тобто, апаратна складність запропонованого комбінаційного суматора, не залежно від розрядності двійкових кодів, що додаються, зменшена більш, ніж у 1,5 рази.

Досягнуте збільшення швидкодії комбінаційного суматора виражається порівнянням оцінок часової складності прототипу та запропонованої структурної схеми суматора згідно виразу  $\tau_{КС} = n \tau_k$ , де  $n$  – розрядність вхідних кодів;  $\tau_k$  – число мікротактів затримки сигналів у найдовшому ланцюжку послідовно з'єднаних логічних елементів або вентилів комбінаційної структури.

Оскільки у прототипі застосована схема ланцюга логічних елементів "Виключає АБО" у старшому розряді комбінаційного суматора з відомою структурою та затримкою сигналів не менше  $\tau_k = 3v$  ( $v$  – мікротакт), то загальна затримка сигналів у відомому комбінаційному суматорі у залежності від розрядності вхідних кодів  $n$  буде

рівна  $\tau_{C1} = n \times 3$ . У запропонованому комбінаційному суматорі затримка сигналів у старшому розряді комбінаційної структури рівна  $n + 1$ . Тобто при  $n = 4$  підвищення швидкодії запропонованого комбінаційного суматора у порівнянні з прототипом розраховується згідно виразу:  $\frac{3n}{(n+1)}$  і рівне:  $\frac{12}{5} \Rightarrow 2$ .

Таким чином досягнуто розширення функціональних можливостей пристрою введенням  $n > 3$ -розрядної шини, зменшенням апаратної складності більш, ніж у 1,5 рази та підвищенням швидкодії пристрою більш, ніж у 2 рази.

### 10.3.3. Багаторозрядний суматор з прискореним переносом

Пристрій належить до засобів обчислювальної техніки і може бути використаний у якості швидкодіючих компонентів арифметико-логічних пристроїв процесорів цифрового опрацювання сигналів та даних.

Відомий аналог – суматор з прискореним переносом (рис. 10.32) [22], який містить вхідну  $2n$ -розрядну шину, виходи якої з'єднані з відповідними входами  $n$ -комірок Brenta-Кунга, виходи яких з'єднані з відповідними входами комбінаційної структури з прискореним переносом, виходи якої з'єднані з відповідними входами  $(n+1)$ -розрядної вихідної шини.

Недоліком такого пристрою є велика апаратна складність, яка обумовлена наявністю великого числа компонентів, які реалізують комбінаційну структуру пристрою на логічних елементах, число яких швидко зростає при збільшенні розрядності суматора.

Відомий пристрій додавання багаторозрядних двійкових чисел (рис. 10.33) [25], який містить першу та другу  $n$ -розрядні вхідні шини, виходи яких з'єднані з відповідними входами комбінаційної структури з прискореним переносом, виходи якої з'єднані з відповідними виходами  $n$ -розрядної вихідної шини.

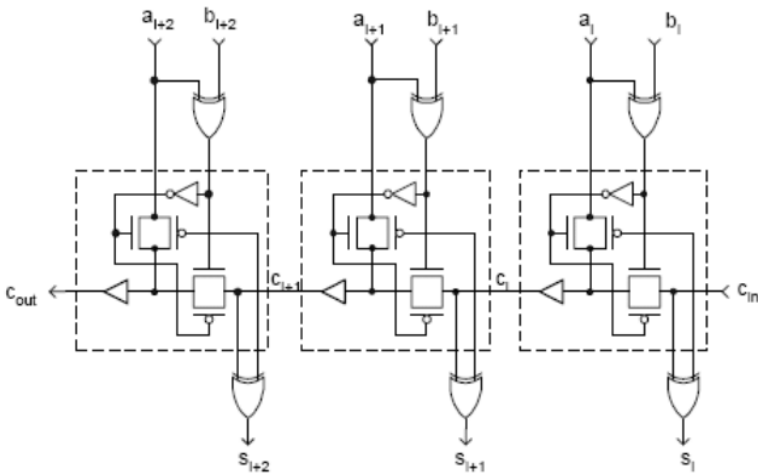


Рис. 10.32. Схема суматора з прискореним переносом

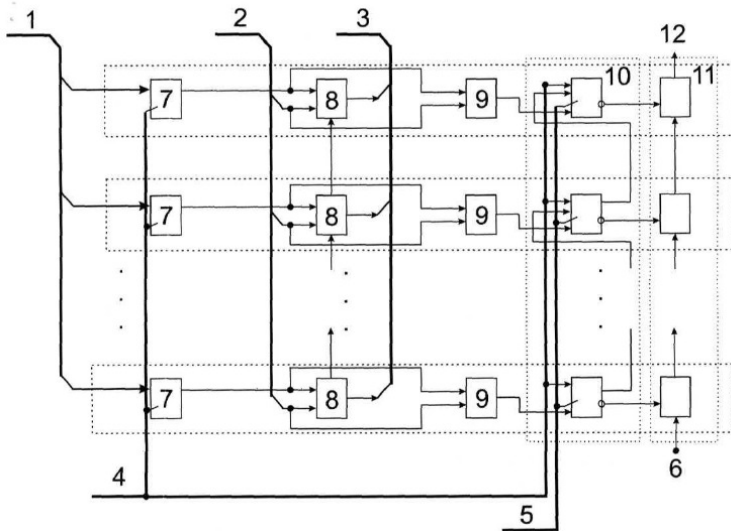


Рис. 10.33. Структурна схема пристрою додавання багаторозрядних  
двійкових чисел

Недоліком такого пристрою є прискорення отримання суми двійкових чисел згідно середньостатистичної імовірнісної характеристики, яка залежить від випадкових значень двійкових кодів, що додаються.

Прискорення операції додавання у такому пристрої може значно перевищувати оцінку часової затримки переносів  $\tau = \log_2 n$ , особливо при невеликій розрядності таких суматорів для  $n=16,32,64$ , що характерно для типових мікроконтролерів та універсальних процесорів персональних комп'ютерів.

Відомий суматор з прискореним переносом (рис. 10.34) [22], який містить  $2n$ -розрядну вхідну шину,  $(k = n/m)$   $m$ -розрядних суматорів, на перші входи переносу яких поданий логічний "0",  $(k - 1)$   $m$ -розрядних суматорів на перші входи переносу яких подана логічна "1",  $(k - 1)$   $m + 1$ -розрядних двовходових мультиплексорів з першими прямими керуючими входами,  $n + 1$ -розрядну вихідну шину, в якому відповідні виходи вхідної шини з'єднані з відповідними другими інформаційними входами всіх  $m$ -розрядних суматорів з нульовими та одиничними входами переносу, перші інформаційні виходи першого  $m$ -розрядного суматора з'єднані з відповідними, починаючи з нульового, розрядами вихідної шини, перші інформаційні виходи кожної пари  $m$ -розрядних суматорів з відповідними нульовими та одиничними входами переносу з'єднані з відповідними першими інформаційними входами кожного відповідного мультиплексора, перші виходи якого з'єднані з відповідними входами вихідної шини, другі інформаційні входи кожного мультиплексора з'єднані з другими виходами переносу відповідних пар  $m$ -розрядних суматорів, третій прямий керуючий вхід першого мультиплексора з'єднаний з другим виходом переносу першого  $m$ -розрядного суматора, другі виходи кожного мультиплексора з'єднані з третіми прямими входами кожного наступного мультиплексора, а другий вихід останнього мультиплексора з'єднаний з  $(n)$ -м входом вихідної шини пристрою.

Недоліком такого пристрою є велика апаратна складність та низька швидкодія. Велика апаратна складність обумовлена великою апаратною складністю  $(k - 1)$   $m$ -розрядних суматорів на входи наскрізних переносів яких подана логічна "1", та наявністю у кожному мультиплексорі двох інверторів.

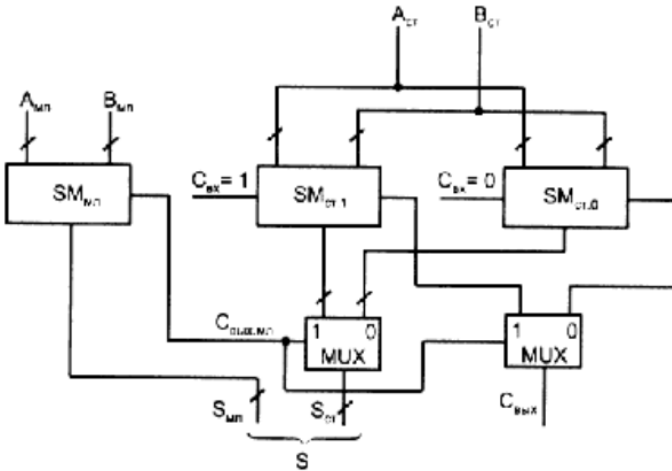


Рис. 10.34. Схема суматора з прискореним переносом

Оцінка апаратної складності відомого суматора з прискореним переносом визначається сумарною кількістю логічних елементів у структурах  $m$ -розрядних суматорів та мультиплексорів при заданій розрядності вхідних  $n$ -розрядних двійкових кодів, які додаються, згідно виразу:  $A = A_{C_0} + A_{C_1} + A_{МП}$ , де  $A_{C_0}$  – апаратна складність всіх  $m$ -розрядних суматорів з входами логічного "0";  $A_{C_1}$  – апаратна складність всіх  $m$ -розрядних суматорів з входами логічної "1";  $A_{МП}$  – апаратна складність всіх  $(m+1)$ -розрядних мультиплексорів з однофазними прямими входами.

Оцінка його апаратної складності при розрядності вхідних двійкових кодів  $n = 32$  і 4-розрядних суматорів ( $m = 4$ ), отримаємо  $A = 8A_{C_0} + 7A_{C_1} + 7A_{МП}$ .

В основу удосконаленого суматора поставлена задача зменшення апаратної складності та підвищення швидкодії суматора з прискореним переносом, який містить  $2n$ -розрядну вхідну шину, ( $k = n/m$ )  $m$ -розрядних суматорів, на перші входи переносу яких поданий логічний "0",  $(k - 1)$   $m$ -розрядних суматорів на перші входи переносу

яких подана логічна "1",  $(k-1)$   $m+1$ -розрядних двовходових мультиплексорів з першими прямими керуючими входами,  $n+1$ -розрядну вихідну шину, в якому відповідні виходи вхідної шини з'єднані з відповідними другими інформаційними входами всіх  $m$ -розрядних суматорів з нульовими входами переносу, перші інформаційні виходи першого  $m$ -розрядного суматора з'єднані з відповідними, починаючи з нульового, розрядами вихідної шини, перші інформаційні виходи кожного  $m$ -розрядного суматора з нульовими входом переносу з'єднані з відповідними першими інформаційними входами кожного відповідного мультиплексора, перші виходи якого з'єднані з відповідними входами вихідної шини, другі інформаційні входи кожного мультиплексора з'єднані з другими виходами переносу відповідного  $m$ -розрядного суматора з нульовими входом переносу, третій прямий керуючий вхід першого мультиплексора з'єднаний з другим виходом переносу першого  $m$ -розрядного суматора, другі виходи кожного мультиплексора з'єднані з третіми прямими входами кожного наступного мультиплексора, а другий вихід останнього мультиплексора з'єднаний з  $n$ -м входом вихідної шини пристрою, в якому другі інформаційні входи кожного мультиплексора додатково з'єднані з першими виходами кожного відповідного додатково введеного інкрементного  $m$ -розрядного суматора з входом переносу логічної одиниці, перший вхід якого з'єднаний з другим виходом першого  $m$ -розрядного суматора, а в кожній наступній відповідній парі  $m$ -розрядних суматорів, перший вхід відповідного інкрементного  $m$ -розрядного суматора з'єднаний з прямим виходом попереднього мультиплексора, другі входи кожного  $m$ -розрядного інкрементного суматора з'єднані з першими інформаційними  $m$ -розрядними виходами кожного відповідного  $m$ -розрядного суматора з входом переносу логічного нуля, введений інверсний вихід першого  $m$ -розрядного інкрементного суматора додатково з'єднаний з третім інверсним входом парафазного першого мультиплексора, третій інверсний вихід першого та кожного мультиплексора з'єднаний з кожним інверсним входом кожного наступного мультиплексора.



якого поступають на відповідний прямий та інверсний входи наступного мультиплексора 4. Утворені вихідні коди кожного, починаючи з другого  $m$ -розрядного суматора 2, одночасно поступають на відповідні інформаційні входи відповідних мультиплексорів 4 та інформаційні входи відповідних інкрементних суматорів 3 (рис. 10.23), сигнали інформаційних виходів яких поступають на відповідні  $m$ -розрядні інформаційні входи мультиплексорів 4. У результаті виконується операція додавання двох  $n$ -розрядних двійкових чисел з затримкою сигналів на 5 мікротактів у кожній парі послідовно з'єднаних  $m$ -розрядних суматорів 2 з нульовим входом переносу на основі пірамідальної структури поданої на (рис. 10.24) з реалізацією компонентів на основі однорозрядних неповних суматорів (рис. 10.25) та суматорів 3 з входом логічної одиниці на основі інкрементного суматора зі структурою поданою на (рис. 10.37).

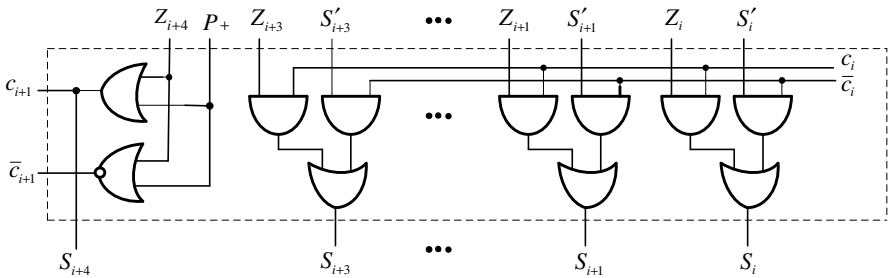


Рис. 10.36. Структура мультиплексора

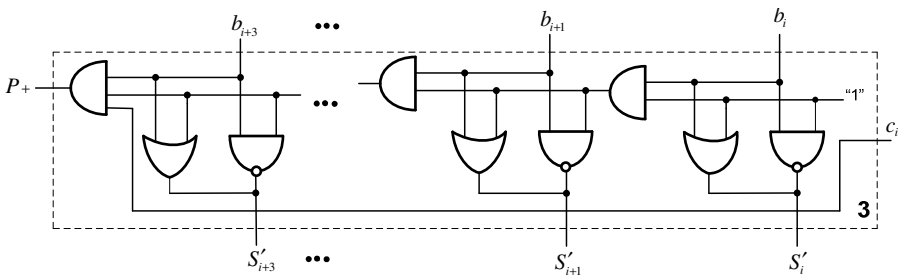


Рис. 10.37. Структура інкрементного суматора



Апаратна складність запропонованого суматора з прискореним переносом аналогічно розраховується згідно виразу:  $A = A_{C_0} + A_{C_1} + A_{МП}$ , де  $A_{C_0}$  – апаратна складність всіх  $m$ -розрядних пірамідальних суматорів 2 (рис. 10.31) з входами логічного нуля;  $A_{C_1}$  – апаратна складність всіх  $m$ -розрядних інкрементних суматорів 3 з входами логічної одиниці (рис. 10.37);  $A_{МП}$  – апаратна складність мультиплексора 4 з парафазними керуючими входами та виходами (рис. 10.36)

При  $n = 32$  і  $m = 4$ , отримаємо  $A = 8A_{C_0} + 7A_{C_1} + 7A_{МП}$ .

Апаратна складність пірамідального суматора 2:

$$A_{C_0} = 10 \times 3 + 1 = 31.$$

Апаратна складність інкрементного суматора 3:

$$A_{C_1} = 1 + (3 \times 3) = 10.$$

Апаратна складність мультиплексора 4:

$$A_{МП} = (3 \times 4) + 2 = 14.$$

Таким чином оцінка загальної апаратної складності запропонованого суматора з прискореним переносом складає:

$$A = (8 \times 31) + (7 \times 10) + (7 \times 14) = 416 \text{ логічних елементів.}$$

Часова складність запропонованого суматора з прискореним переносом, в якому затримка сигналів у першому 4-розрядному суматорі 2 з пірамідальною структурою (рис.10.31), в якому застосовані неповні однорозрядні суматори з затримкою сигналів переносу на 1 мікротакт (рис. 10.23), а також затримкою сигналів у вихідному інверторі 2.3 (рис. 10.31) складає 5 мікротактів та затримкою сигналів у мультиплексорах з парафазними входами на 2 мікротакти, загальна затримка сигналів у запропонованому суматорі при  $n = 32$  біти і  $m = 4$  буде рівна  $\tau = (n/m - 1) \times \tau_{МП} + \tau_{CM}$ . Тобто,  $\tau = (7 \times 2) + 5 = 19 \nu$ .

Отже, зменшення апаратної запропонованого суматора з прискореним переносом по відношенню до прототипа складає  $842/416 = 2$  рази, а збільшення швидкодії складає  $29/19 = 1,5$  рази.

У результаті створено суматор з прискореним переносом, як засобу обчислювальної техніки та швидкодіючих компонентів арифметико-логічних пристроїв процесорів цифрового опрацювання сигналів та даних, зі зменшеною апаратною складністю у порівнянні з прототипом у 2 рази та підвищеною швидкістю у 1,5 рази.

#### 10.4. Структури сортування даних

Сортування є одною з типових проблем обробки даних і зазвичай розуміється, як задача розміщення елементів неупорядкованого набору значень масивів даних, в порядку монотонного зростання або спадання [26]. Забезпечити виконання такої операції у реальному часі є можливим на спеціалізованих засобах, архітектура яких повністю відображає структуру алгоритму сортування і орієнтована на реалізацію у вигляді програмовних інтегральних схем (ПЛІС) чи надвеликих інтегральних схем (НВІС). Використання спеціалізованих пристроїв дає можливість з високою ефективністю виконати операцію сортування заданого алгоритму по відношенню до універсальної комп'ютерної системи. Відомою є значна кількість алгоритмів послідовного та паралельного сортування масивів даних, які можна апаратно реалізувати [26–31].

Паралельне виконання операцій алгоритму сортування декількома операційними пристроями одночасно значно прискорює час виконання алгоритму. Серед алгоритмів сортування паралельне виконання операцій можна виконувати для алгоритмів, в яких послідовність виконуваних операцій залежить тільки від числа вхідних даних і не залежить від значень їхніх ключів (неадаптивні або "інваріантні до зсуву" алгоритми). До них можна віднести наступні алгоритми сортування: методом Бетчера [27], модифікованим методом "бульбашки" [26], методом "парно-напарної" перестановки [28], методом злиття [28] та інші.

Реалізація високоефективних спецпроцесорів сортування масивів даних потребує широкого використання сучасної елементної бази, удосконалення існуючих та розроблення нових методів, алгоритмів і схемотехнічних рішень орієнтованих на реалізацію у вигляді ПЛІС та НВІС.

У зв'язку з цим доцільно удосконалити схемотехнічні рішення апаратної реалізації спецпроцесорів сортування масивів чисел з метою покращення системних характеристик та провести порівняльний аналіз з відомими варіантами реалізації даних алгоритмів.

На рис. 10.38 зображено граф алгоритму сортування чисел методом "бульбашки".

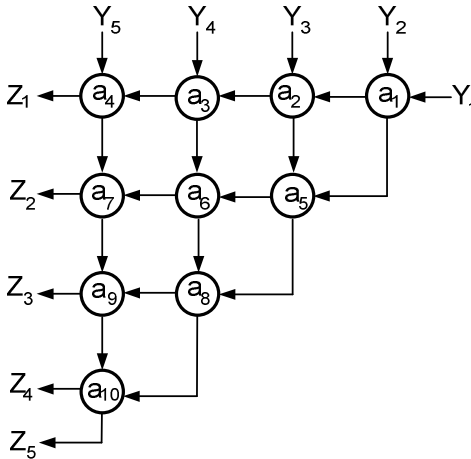


Рис. 10.38. Граф алгоритму сортування 5-ти значень методом "бульбашки"

Структура даного алгоритму складається з однотипних операцій "порівняти і переставити". Для  $N$  вхідних значень кількість операцій алгоритму сортування методом "бульбашки" складає  $N(N-1)/2$ . Ширина потокового графу алгоритму (найбільша кількість вершин у ярусі) складає  $N/2$ , а висота ПГА (кількість усіх ярусів) складає  $(2N-3)$  операцій.

На рис. 10.39 зображено граф алгоритму сортування "парно-непарної" перестановки для 6-ти вхідних значень.

Для  $n$  вхідних значень кількість операцій алгоритму сортування методом "парно-непарної" перестановки складає  $N(N-1)/2$ . Ширина ПГА складає  $N/2$ , а висота ПГА  $N$  операцій "порівняти і переставити".

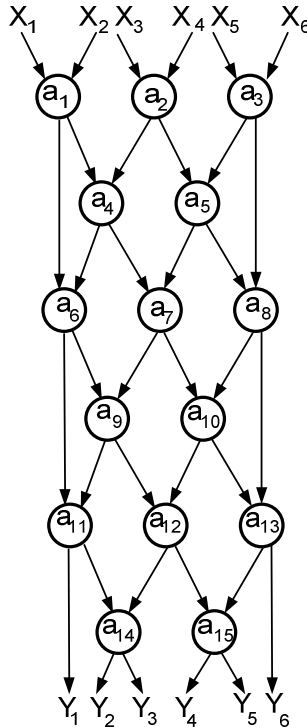


Рис. 10.39. Граф алгоритму сортування 6-ти значень методом "парно-непарної" перестановки

Для  $N$  вхідних значень кількість операцій порівняння і переставлення алгоритму сортування методом Бетчера складає  $0,48N \ln^2 N$ . Ширина ПГА сортування методом Бетчера складає  $N/2$ , а висота ПГА –  $(\frac{1}{2}[\log_2 N](\log_2 N + 1))$  операцій "порівняти і переставити".

На рис. 10.40 зображено граф алгоритму сортування методом Бетчера.

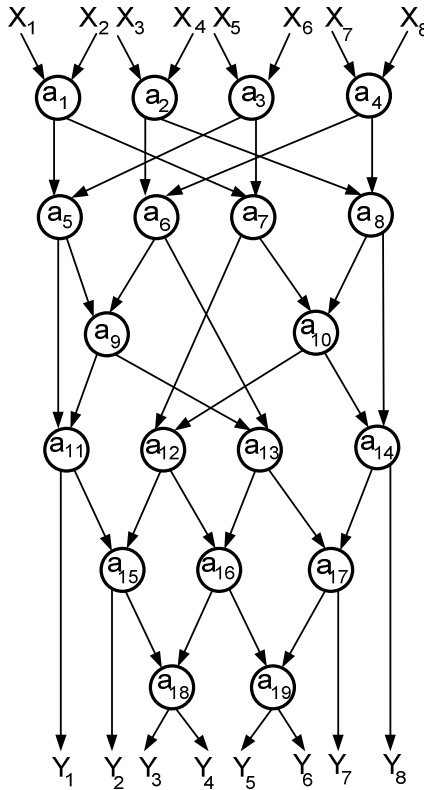


Рис. 10.40. Граф алгоритму сортування 8-ми значень  
методом Бетчера

Апаратна реалізація описаних вище алгоритмів сортування передбачає повне відображення їхніх ПГ у структуру операційного пристрою, в якому вершинам графу (функціональним операторам) буде відповідати апаратний блок (операція) а дугам – лінії для передачі вхідних даних та проміжних і кінцевих результатів. Розглянуті алгоритми сортування масивів чисел складаються з базових елементів, які виконують однотипну операцію "порівняти і переставити". Внутрішня структура базового елемента, який виконує операцію "порівняти і переставити" представлена на рис. 10.41.

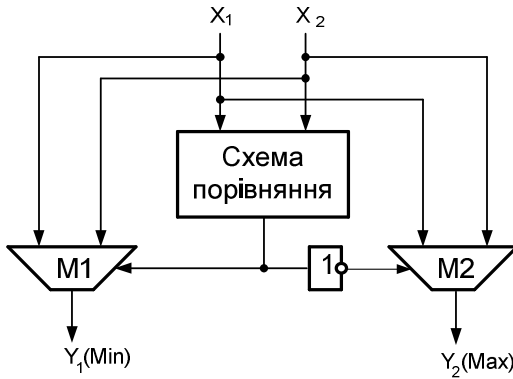


Рис. 10.41. Внутрішня структура базового елемента операції "порівняти і переставити"

Щоб виконати порівняння двох чисел ( $X_1$ ,  $X_2$ ), їх потрібно подати на схему порівняння, яка повинна визначити більше число ( $X_1 > X_2$ ), в результаті на виході схеми сформується ознака порівняння, пряме значення якої буде керувати мультиплексором M1, для видачі меншого числа ( $Y_1$ ) а інверсне значення буде керувати мультиплексором M2 для видачі більшого числа ( $Y_2$ ).

На рис. 10.42 наведено комбінаційну схему порівняння двох чотирьохрозрядних двійкових чисел "на більше" [29], яка містить логічні елементи "НЕ", "І", "АБО" та "ВИКЛЮЧАЮЧЕ АБО".

Враховуючи, що елемент "Виключаюче АБО" складається з 4-ох вентилів і має часову затримку 3 мікротакти, то апаратна складність представленої комбінаційної схеми буде рівна –  $A_{СП} = 24$  (вентилі) а часова складність –  $\tau_{СП} = 6V$  (мікротактів).

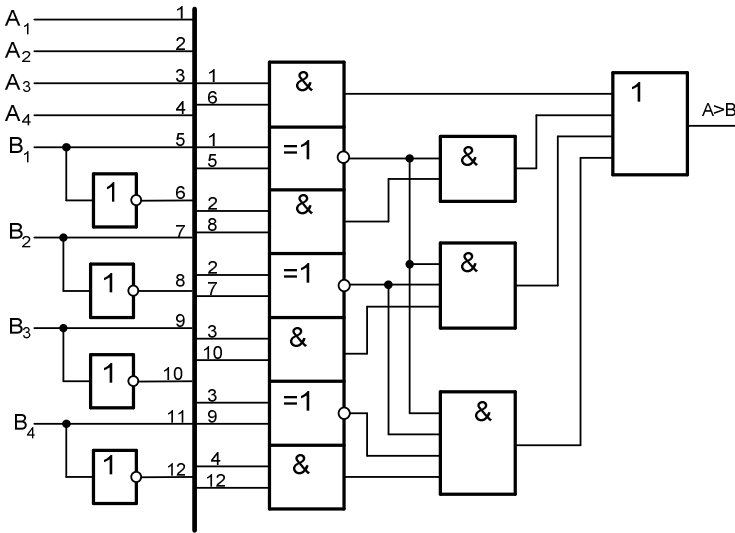


Рис. 10.42. Комбінаційна схема порівняння двох чотирьох-розрядних двійкових чисел "на більше"

На рис. 10.43 подано спецпроцесор сортування (СПС) 4-ох розрядних двійкових чисел ( $m = 4$ ) для 8-ми вхідних значень ( $n = 8$ ) методом "бульбашки".

Вхідні дані ( $X_1, Y_2 - Y_8$ ) поступають на входи однотипних базових елементів, які виконують операцію "порівняти і переставити", сумарна кількість яких при  $n = 8$  складає 28 елементів.

На виходах ( $Z_1 - Z_8$ ) СПС отримується відсортована послідовність масиву вхідних даних у порядку спадання.

Враховуючи, що однобітовий 2-входовий мультіплексор складається з 4-ох вентилів, то при  $m = 4$  його апаратна складність буде рівною –  $A_{МП} = 28$  (вентилів) а часова складність –  $\tau_{МП} = 3\nu$  (мікротакти).

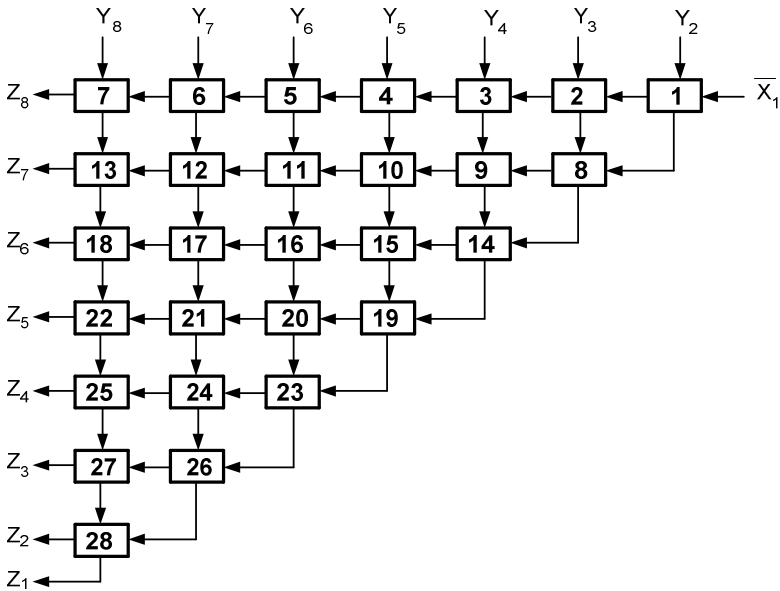


Рис. 10.43. Структура спецпроцесора сортування 8-ми чисел методом "бульбашки"

Отже, сумарна апаратна складність даного СПС для  $n = 8$  і  $m = 4$  буде рівною:

$$A_{СПС} = n \times (n-1) / 2 \times (A_{СП} + 2 \times A_{МП}) = 28 \times (24 + 56) = 2240 \text{ (вентилів).}$$

Сумарна часова складність такого СПС буде рівна:  $\tau_{СПС} = k \times (\tau_{СП} + \tau_{МП}) = 13 \times (6 + 3) = 117\nu$  (мікротактів), де  $k$  – кількість ярусів ПГА.

Наведену вище класичну структуру СПС можна удосконалити шляхом виконання незалежних базових операцій окремо для першої та другої половини вхідних даних на двох структурах (рис. 10.44).

Значення  $Z_{ij}$  вже впорядковані по спаданню і їх потрібно ще подати на  $((n/2)^2 - n/2) / 2 + n/2$  пристроїв порівняння.



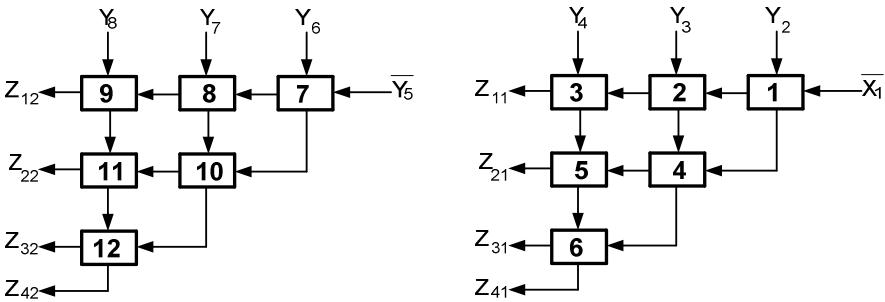


Рис. 10.44. Схема розпаралелення вхідних даних на дві частини.

На рис. 10.45 зображена структура базової операції "порівняти і переставити" реалізована на основі неповних однорозрядних двійкових суматорів.

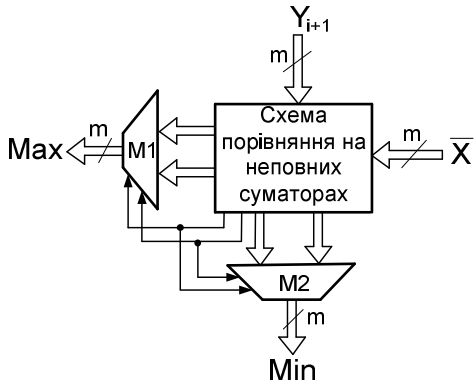


Рис. 10.45. Структура базової операції "порівняти і переставити"

Дана операція складається зі схеми порівняння на неповних суматорах та двох мультиплексорів (M1, M2) для видачі більшого та меншого числа.

Структура схеми порівняння двох 4-ох розрядних двійкових чисел на неповних суматорах подана на рис. 10.46.

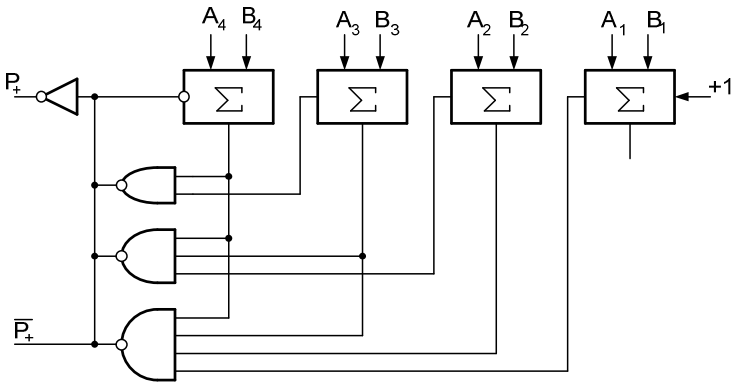


Рис. 10.46. Структура схеми порівняння двох 4-ох розрядних чисел

Дана схема складається з 4-ох неповних суматорів, логічних елементів "І" та логічного елемента "НЕ".

Враховуючи, що однорозрядний неповний суматор має 3 вентилі і часову затримку 3 мікротакти, то апаратна складність представленої схеми порівняння буде рівна –  $A_{СП} = 16$  (вентилів), а часова складність –  $\tau_{СП} = 3\nu$  (мікротакти).

На рис. 10.47 зображено внутрішню структуру мультиплексорів (M1, M2).

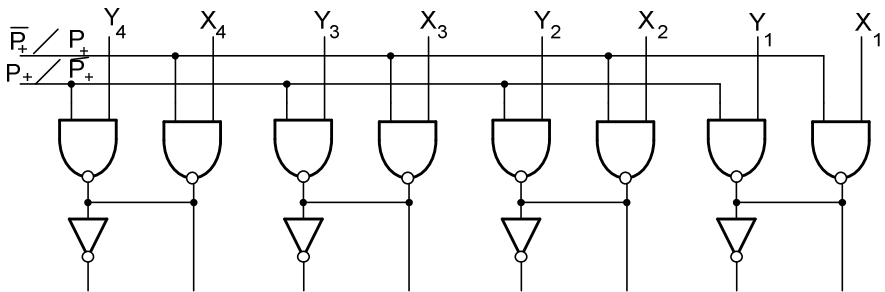


Рис. 10.47. Внутрішня структура мультиплексорів M1 і M2

Структура мультиплексорів  $M1$  та  $M2$  є однаковою, різниця тільки в значеннях керуючих сигналів ( $P_+$  та  $\overline{P_+}$ ).

Апаратна складність одного 2-входового 4-ох розрядного мультиплексора буде рівна –  $A_{МП} = 12$  (вентилів), а часова складність –  $\tau_{МП} = 2\nu$  (мікротакти).

На рис. 10.48 подано удосконалений СПС 4-ох розрядних двійкових чисел ( $m = 4$ ) для 8-ми вхідних значень ( $n = 8$ ).

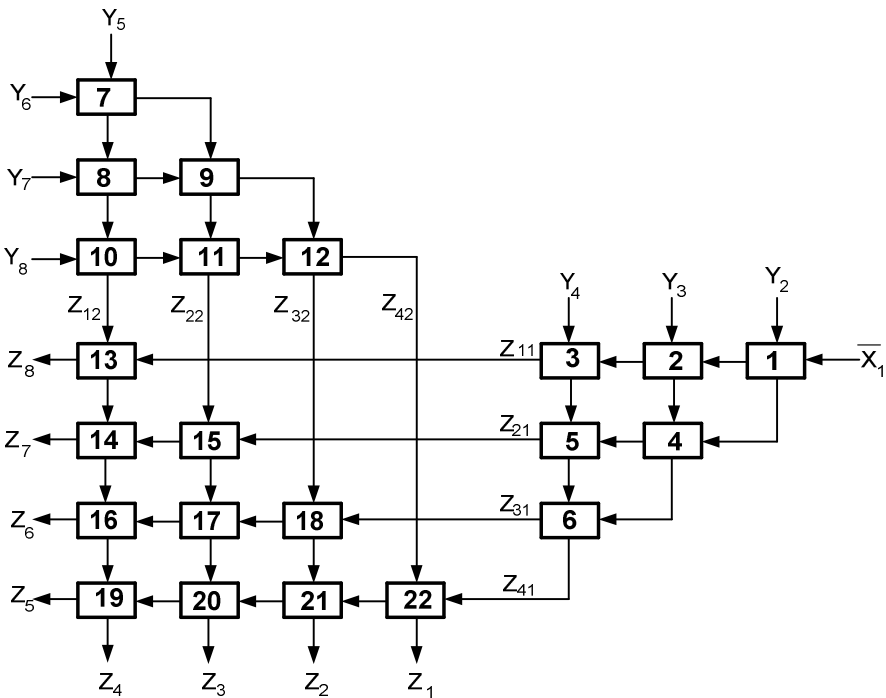


Рис. 10.48. Структура удосконаленого СПС, розпаралеленого на дві частини.

Для  $n$  вхідних значень кількість операцій порівняння і переставлення для даного спецпроцесора сортування масивів даних буде рівна  $-3((n/2)^2 - n/2) / 2 + n/2$ .

Апаратна складність удосконаленого СПС для  $n = 8$  і  $m = 4$  буде рівною:  $A_{СПС} = 22 \times (A_{ПП} + 2 \times A_{МП}) = 22 \times (16 + 24) = 880$  (вентилі).

Часова складність такого СПС буде рівна:  $\tau_{СПС} = k \times (3 + 2) = 9 \times 5 = 45\nu$  (мікротактів).

Отже у порівнянні з класичною реалізацією ми отримуємо зменшення апаратної складності  $K_A = 2240/880=2,5$  рази та підвищення швидкодії  $K_\tau = 117/45=2,6$  рази.

Структури класичного і удосконаленого СПС для 8-ми вхідних однобайтових значень описано на мові опису апаратних засобів – VHDL. В результаті функціональну симуляцію (моделювання) розроблених СПС, отримано їх RTL-схеми та виконано синтез на ПЛІС фірми Xilinx.

На рис. 10.49 наведена функціональна діаграма роботи удосконаленого СПС для 8-ми вхідних однобайтових значень.

На даній діаграмі можна бачити, що на входи СПС ( $D_{in1}, \dots, D_{in8}$ ) подається масив невпорядкованих 8-ми розрядних значень, на виходах ( $D_{out1}, \dots, D_{out8}$ ) отримуємо відсортовані значення в порядку спадання.

В таблиці 10.3 подані результати синтезу реалізованих спецпроцесорів сортування 8-ми однобайтових чисел на ПЛІС фірми Xilinx.

Як видно з табл. 10.3, експериментальні результати співпадають з аналітичними розрахунками.

Таблиця 10.3 – Результати синтезу спецпроцесорів на ПЛІС

№	ПЛІС	Класичний спецпроцесор		Удосконалений спецпроцесор	
		К-ть блоків ПЛІС (CLB)	Тактова частота (МГц)	К-ть блоків ПЛІС (CLB)	Тактова частота (МГц)
1	Virtex 5	917	81,9	372	194,7

Name	V...	S...	20	40	60
⊕ ▸ D_in1	01		01		
⊕ ▸ D_in2	07		07		
⊕ ▸ D_in3	15		15		
⊕ ▸ D_in4	36		36		
⊕ ▸ D_in5	42		42		
⊕ ▸ D_in6	08		08		
⊕ ▸ D_in7	88		88		
⊕ ▸ D_in8	12		12		
⊕ ⇨ D_out1	88		88		
⊕ ⇨ D_out2	42		42		
⊕ ⇨ D_out3	36		36		
⊕ ⇨ D_out4	15		15		
⊕ ⇨ D_out5	12		12		
⊕ ⇨ D_out6	08		08		
⊕ ⇨ D_out7	07		07		
⊕ ⇨ D_out8	01		01		

Рис. 10.49. Діаграма функціональної симуляції СПС  
 8-ми однобайтових чисел

При дослідженні удосконаленої структури спецпроцесора сортування масивів двійкових чисел методом "бульбашки" проведено розрахунок апаратної та часової складності.

У результаті порівняння з класичною структурою спецпроцесора сортування масивів двійкових чисел методом "бульбашки" отримано скорочення затрат обладнання в 2,5 рази та підвищення швидкодії в 2,6 разів, що підтверджується результатами практичної реалізації на ПЛІС.

## 10.5. Процесор обчислення ентропії

Пристрій для визначення ентропії належить до засобів обчислювальної техніки і може бути використаний для розрахунку ентропії випадкових процесів шляхом визначення ймовірнісної міри ентропії згідно оцінки К. Шеннона.

Відомий аналог – пристрій визначення ентропії (рис. 10.50) [32], який містить аналого-цифровий перетворювач (АЦП), перший вхід якого є входом пристрою, а другий вхід з'єднаний з виходом синхронізатора, логічні елементи, шифратор та пірамідальний суматор, вихід якого є виходом пристрою.

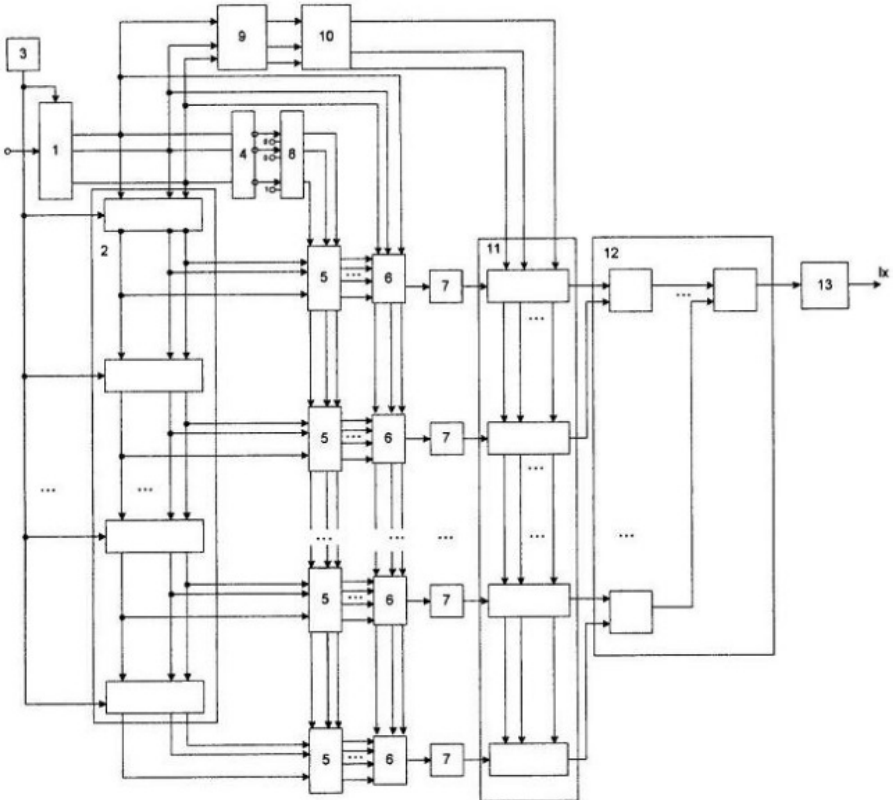


Рис. 10.50. Пристрій визначення ентропії

Недоліком такого пристрою є велика апаратна складність, низька швидкодія та низький рівень регулярності структури пристрою, а також неможливість обчислення ймовірнісної міри ентропії згідно оцінки К. Шеннона

$$I_x = \sum_{i=1}^m (-p_i \log p_i),$$

де:  $p_i$  – ймовірність появи  $i$ -ої події;  $m$  – число статистично незалежних подій.

Найбільш близьким за технічною суттю до удосконаленого є пристрій визначення ймовірнісних повідомлень, який містить АЦП, вхід якого є виходом пристрою, цифровий комутатор, у кожному каналі лічильник, вихід якого з'єднаний через комутатор з виходом АЦП, а вихід з'єднаний з відповідним входом пірамідального суматора, вихід якого є виходом пристрою (рис. 10.51) [33].

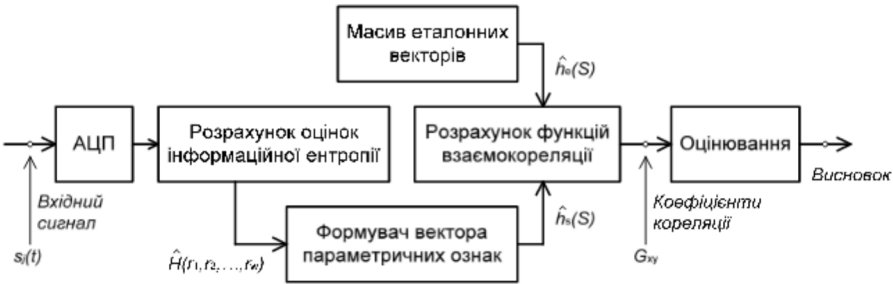


Рис. 10.51. Структурна схема реалізації методу опрацювання широкосмугових фрагментів діагностичних сигналів

Недоліком такого пристрою є велика апаратна складність, низька швидкодія та нерегулярність структури, які обумовлені тим, що пристрій містить АЦП, який формує  $k$ -розрядні вихідні паралельні двійкові коди цифрових значень вхідного сигналу, багатоканальний комутатор, який розподіляє на входи відповідних лічильників імпульси, що відповідають цифровим значенням ймовірнісних подій.

Низька швидкодія такого пристрою також обумовлена наявністю в АЦП перетворювача-шифратора вхідного двійкового коду.

В основу удосконаленого пристрою поставлена задача зменшення апаратної складності, підвищення швидкодії та регулярності структури пристрою для визначення ентропії, шляхом введення АЦП паралельного типу, який містить лінійку взірцевих резисторів, виходи яких з'єднанні з парними виходами у кожному каналі компараторів з парафазними входами, прямий вихід кожного  $i$ -го з яких з'єднаний з першим входом  $i$ -го логічного елемента І-НЕ, другий вхід якого з'єднаний з другим інверсним виходом  $i+1$ -го компаратора, треті входи всіх логічних елементів І-НЕ з'єднанні з першим виходом синхронізатора, другий вихід якого з'єднаний з першим входом лічильників усіх каналів, у кожному  $i$ -му каналі вихід логічного елемента І-НЕ з'єднаний з другим входом лічильника, вихід якого з'єднаний з входом шифратора, вихід якого з'єднаний з відповідним  $i$ -им входом пірамідального суматора, вихід якого є виходом пристрою.

Поставлена задача вирішується завдяки тому, що пристрій, який містить АЦП, вхід якого з'єднаний з входом пристрою, синхронізатор, логічні елементи, лічильники, шифратори та пірамідальний суматор, у кожному каналі містить лічильник, вихід якого з'єднаний з входом шифратора, вихід якого з'єднаний з відповідним першим входом пірамідального суматора, вихід якого є виходом пристрою, вхід АЦП з'єднаний з першими входами всіх введених парафазних компараторів, другі входи яких з'єднані з відповідними виходами взірцевих резисторів, прямий вихід кожного  $i$ -го компаратора з'єднаний з першим входом  $i$ -го логічного елемента І-НЕ, другий вхід якого з'єднаний з другим інверсним виходом  $i+1$ -го компаратора, третій вхід всіх логічних елементів І-НЕ з'єднаний з першим виходом синхронізатора, другий вихід якого з'єднаний з другим входом пірамідального суматора і першим входом всіх лічильників, другі входи яких з'єднані з виходами відповідних логічних елементів І-НЕ.

Основа роботи пристрою визначення ентропії покладено представлення вихідних кодів АЦП паралельного типу в інверсному паралельному коді теоретико-числового базису Хаара, що дозволило паралельно накопичувати цифрові коди ймовірностей  $p_i$ , які відповідають пороговим значенням компараторів у відповідних лічильниках пристрою.



Пристрій визначення ентропії ілюструється рисунком 10.52, де показано структурну схему пристрою, який містить: 1 – АЦП; 2 – інформаційний вхід пристрою, 1.1 – група взірцевих резисторів, 1.2 – компаратори з парафазними виходами (прямим та інверсним), 1.3 – логічні елементи І-НЕ, 3 – лічильники, 4 – синхронізатор; 5 – шифратори, 6 – пірамідальний суматор, 7 – вихід пристрою.

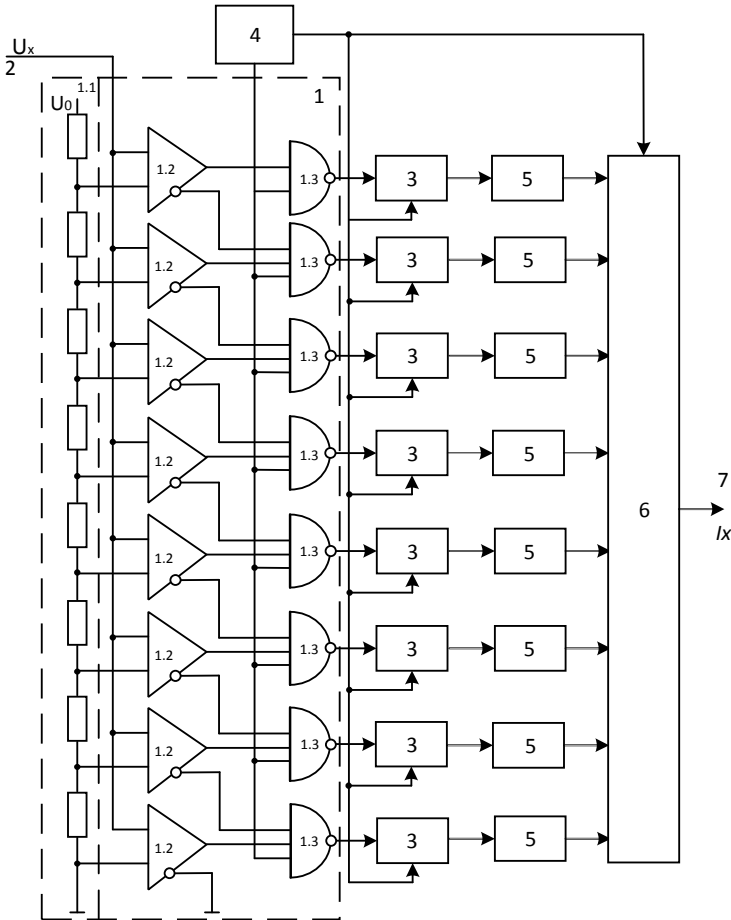


Рис. 10.52. Пристрій визначення ентропії

На початку кожного циклу визначення ентропії сигналом другого виходу синхронізатора 4 всі лічильники 3 скидаються у нульовий стан, а сигнали першого виходу синхронізатора 4 на інтервалі вибірки об'єму випадкових подій  $n$  тактують роботу логічних елементів І НЕ 1.3.

На інтервалі циклу роботи пристрою у кожному лічильнику 3 накопичується відповідне число імпульсів  $N_i$ , коди яких подаються на входи відповідних шифраторів 5, на виходах яких таблично формуються коди добутків  $N_i/n \cdot \log_2(N_i/n)$ , які поступають на відповідні входи багаторозрядного пірамідального суматора 6, з виходу 7 якого на початку кожного циклу роботи пристрою сигналом другого виходу синхронізатора 4 зчитуються коди визначеної ентропії  $I_x$ .

Аналіз швидкодії класичних структурних реалізацій АЦП паралельного типу [3], оснащених однофазним компараторами, логічними елементами XOR та шифраторами вихідних двійкових показує, що їх швидкодія складає

$$\tau_{\text{АЦП}} = \tau_{\kappa} + \tau_{\text{ЛЕ}} + \tau_{\text{Ш}},$$

де:  $\tau_{\kappa} = 2$ ;  $\tau_{\text{ЛЕ}} = 3$ ;  $\tau_{\text{Ш}} = 4$ .

Тобто  $\tau_{\text{АЦП}} = 2 + 2 + 4 = 8v$  (мікротактів), і свідчить що швидкодія запропонованого АЦП з вихідним інверсним кодом Хаара у структурі срецьпроцесора більше ніж у  $8/3 = 2,6$  разів перевищує швидкодію існуючих АЦП паралельного типу з вихідними двійковими кодами.

Запропонований пристрій для визначення ентропії характеризується зменшеною апаратною складністю, оскільки у порівнянні з прототипом не містить у структурі АЦП паралельного типу шифратор двійкового коду та комутатор, який розподіляє інкрементні імпульси на входи відповідних лічильників відповідно до отриманих на виході АЦП цифрових двійкових кодів вхідних випадкових повідомлень. Крім того запропоноване застосування компараторів з парафазними виходами дозволило структурно складні логічні елементи "Виключаюче АБО" (XOR), які містять згідно [3] не менше  $3 \div 5$  логічних елементів з  $2 \div 3$  послідовно з'єднаних логічних елементів І-НЕ, АБО, І у кожному каналі пристрою замінити логічними елементами І-НЕ з за-

тримкою сигналів на 1 мікротакт, що дозволило також підвищити швидкодію пристрою.

Вилучення зі структури пристрою комутатора, який міститься у структурі прототипу, дозволило підвищити регулярність структури пристрою і спростити топологію його мікроелектронної реалізації на кристалі.

### 10.6. Пристрій релейного захисту високовольтних ліній електропередач

Пристрій релейного захисту високовольтних ліній електропередач належить до технічних засобів релейного захисту високовольтних ліній електропередач і може бути використаний для розпізнавання накидів та коротких замикань інваріантних до величини зростання струмів в окремих фазах електроліній.

Одним з найпоширеніших пристроїв захисту високовольтного електротехнічного обладнання є реле струму (РС) [34], функціональна схема та гістерезисна характеристика якого показана на рис. 10.53.

Гістерезисну характеристику РС визначають коефіцієнтом повернення:

$$k_p = \frac{Y_p}{Y_c},$$

де  $Y_p = Y_{ex}$ , яке є меншим від величини вхідного струму, за якого РС спрацьовує –  $Y_p < Y_c$ ;

$Y_p = Y_{ex}$  – уставка значення струму, при якому спрацьовує РС.

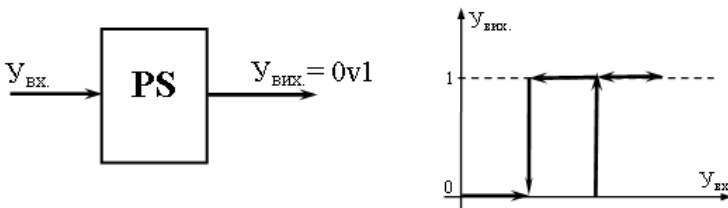


Рис. 10.53. Функціональна схема та гістерезисна характеристика реле струму

На практиці існують і розрізняють реле максимальної дії  $k_p < 1$  та реле мінімальної дії  $k_p > 1$ .

Відомий аналог: пристрій релейного захисту високовольтних ліній електропередач у вигляді реле струму, який містить трансформатор струму, вихід якого підключений до порогового елемента типу електромагнітного реле, виходом якого є керуючі контакти силового вимикача (рис. 10.54) [35].



реле струму PR614



реле струму EPP620

Рис. 10.54. Реле струму

Недоліками пристрою є необхідність багаторазового налаштування порогового рівня спрацювання реле струму при зміні конфігурації та режимів роботи обладнання ЛЕП, а також обмежені функціональні можливості, обумовлені тим, що пристрій не дозволяє автоматично розпізнавати накиди та короткі замикання в ЛЕП, коли вхідна амплітуда зростання струму у фазі при коротких замиканнях (наприклад, у віддаленому участку ЛЕП) менша вхідної амплітуди зростання струму при включенні потужного споживача (наприклад, електроприводу чи відключенні паралельної лінії постачання електроенергії потужному електроспоживачеві);

Всі цифрові пристрої релейного захисту, незалежно від призначення, мають схожу структуру, яка наведена на рис. 10.55.

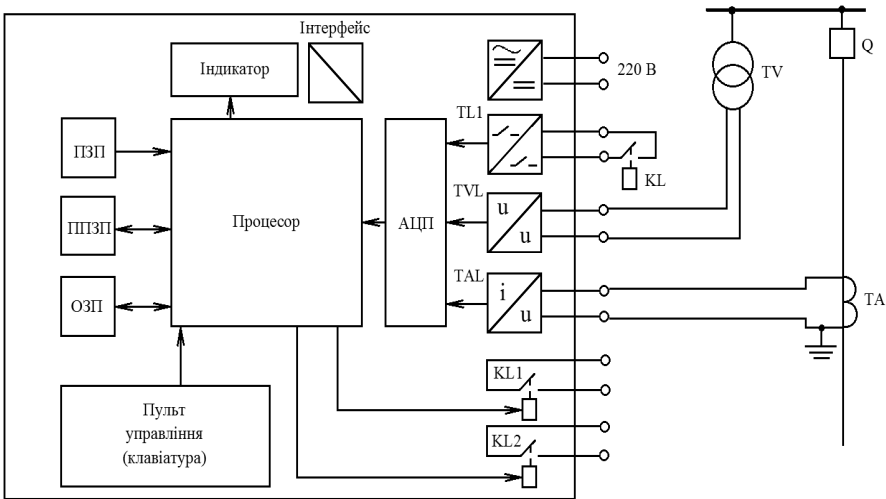


Рис. 10.55. Структурна схема цифрового захисту:

ТА – трансформатор струму; TV – трансформатор напруги; Q – вимикач;  
 KL – вихідне реле іншого пристрою; TL1 – перетворювач бінарних сигналів;  
 TVL, TAL – вхідні перетворювачі аналогових сигналів, напруг та струмів;  
 АЦП – аналогово-цифровий перетворювач; ПЗП – постійний запам’ятовувальний пристрій;  
 ОЗП – оперативний запам’ятовувальний пристрій; ППЗП – перепрограмований запам’ятовувальний пристрій;  
 KL1, KL2 – вихідні реле.

Процесор являється основним елементом цифрового захисту, в якому реалізований алгоритм роботи конкретного захисту. Іноді застосовується один або декілька процесорів в залежності від призначення пристрою та фірми виробника. Відома фірма АВВ надає перевагу багатопроцесорним системам, в яких кожен процесор виконує конкретні завдання алгоритму і ці процесори працюють паралельно. Така робота забезпечує потрібну швидкість і точність. Інші фірми застосовують однопроцесорні системи, що вимагає застосування потужних процесорів для забезпечення потрібних характеристик. Оскільки пристрої релейного захисту працюють у важких умовах експлуатації, застосовують спеціальні процесори – індустріальні, які можуть працювати за температури навколишнього середовища від  $-30$  до  $+50^{\circ}\text{C}$ , та відносної вологості до 80%. Процесор має зв’язок з об’єктом захисту через кола вводу та виводу.

Вхідною інформацією є аналогові сигнали – струми, напруги, температура тощо та бінарні – положення комутаційних апаратів, стан вихідних реле інших пристроїв релейного захисту та автоматики.

Вихідними сигналами цифрових захистів є традиційно бінарні сигнали. Ці сигнали надходять після спрацювання цифрового захисту в колах керування та в колах сигналізації електроенергетичної системи.

Мікроконтролерні засоби релейного захисту мають наступні основні переваги:

- вища точність (до 2%) відтворення заданих характеристик функціонування засобу релейного захисту;
- забезпечення коефіцієнта повернення (до 0,99), що потребує складних технічних рішень в інших типах пристроїв релейного захисту;
- реалізація програмним шляхом характеристик спрацювання будь-якої складності;
- запам'ятовування координат режиму під час спрацювання цифрового пристрою;
- можливість оперативного, в тому числі дистанційного, алгоритму опрацювання сигналів;
- універсальність застосування при вирішенні різних задач захисту від перевантажень та коротких замикань у технологічному обладнанні ЛЕП;
- менші габарити та монтажні затрати;
- можливість самодіагностики та моніторинг надійності;
- менше споживання енергії, що істотно зменшує потужність джерел енергії оперативного струму;
- менші експлуатаційні затрати на профілактичні роботи, які виконуються шляхом тестування програмного забезпечення.

Досвід експлуатації такого класу пристроїв релейного захисту дозволив встановити також ряд негативних особливостей та функціональних обмежень:

- зниження надійності та довговічності, обумовлене характеристиками безвідмовності базових компонентів мікроконтролерних реалізацій: АЦП, мікропроцесора, інтерфейсів вводу/виводу та живлення;

– значна концентрація в одному пристрої багатьох важливих функцій моніторингу стану промислового обладнання ЛЕП, наприклад потужних трансформаторів.

Основою даного пристрою є задача вдосконалення пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач шляхом додаткового введення випрямляча струму, АЦП, логічного елемента "Виключаюче АБО", реєстра зсуву, що дозволяє отримати можливість розпізнавання накидів та коротких замикань в ЛЕП не залежно від абсолютних значень зростання струму в одній із фаз.

Пристрій релейного захисту високовольтних ліній електропередач складається з трансформатора струму (1), вихід якого підключений до входу модуля опрацювання сигналів (2), вхідної шини уставок (3) та вихідної шини управління силовим вимикачем (4), який відрізняється тим, що додатково містить випрямляч струму (5), вхід якого підключений до виходу трансформатора струму (1), а вихід підключений до входу АЦП (6), вихід якого з'єднаний з першим входом логічного елемента "Виключаюче АБО" (7) та входом реєстра зсуву (8), вихід якого підключений до другого входу логічного елемента "виключаюче АБО" (7), вихід якого підключений до входу інтегруючого квадратора (9), вихід якого підключений до першого входу елемента порівняння (10), другий вхід якого з'єднаний з шиною уставки (3), а вихід є керуючим входом силового вимикача (4).

Схема пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач представлена на рис. 10.56.

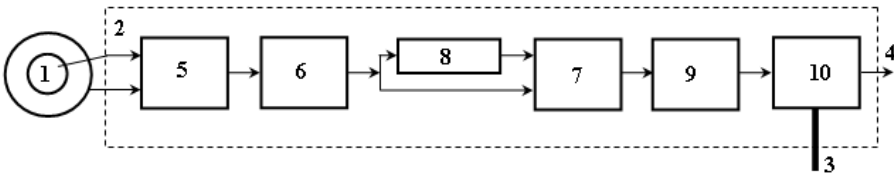


Рис. 10.56. Структурна схема пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач

Характеристики запропонованого пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач:

- розширені функціональні можливості;
- висока швидкодія розпізнавання накидів та коротких замикань на інтервалі одного-двох періодів промислової частоти;
- спрощена схема мікроелектронної реалізації пристрою;
- можливість реалізації у вигляді кристала ПЛІС;
- зменшена вартість пристрою та можливість масового тиражування та впровадження на високовольтних підстанціях;
- підвищена надійність та можливість працювати в широкому діапазоні температур.

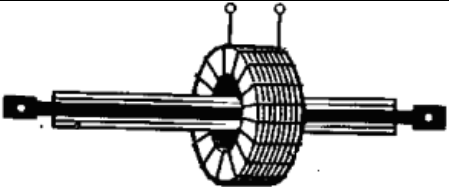
У результаті створено малогабаритний, мікроелектронний швидкодіючий пристрій з розширеними функціональними можливостями розпізнавання накидів та захисту високовольтних ЛЕП від коротких замикань.

### 10.6.1. Схемотехнічні рішення компонентів пристрою розпізнавання накидів та коротких замикань

У результаті проведених теоретичних та експериментальних досліджень обґрунтовано вибір функціональних та структурних рішень пристрою розпізнавання накидів та коротких замикань.

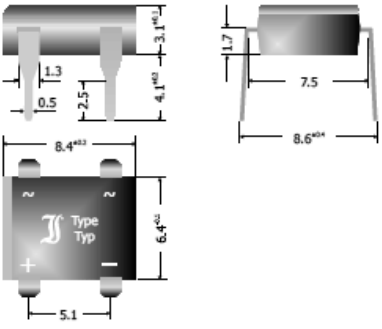
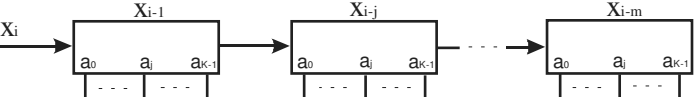
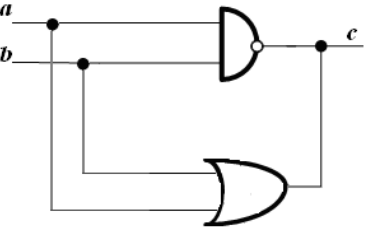
Таким чином для реалізації взірця пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач обґрунтовано наступні компоненти, що подані у таблиці 10.4.

Таблиця 10.4 – Компоненти дослідного взірця пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач

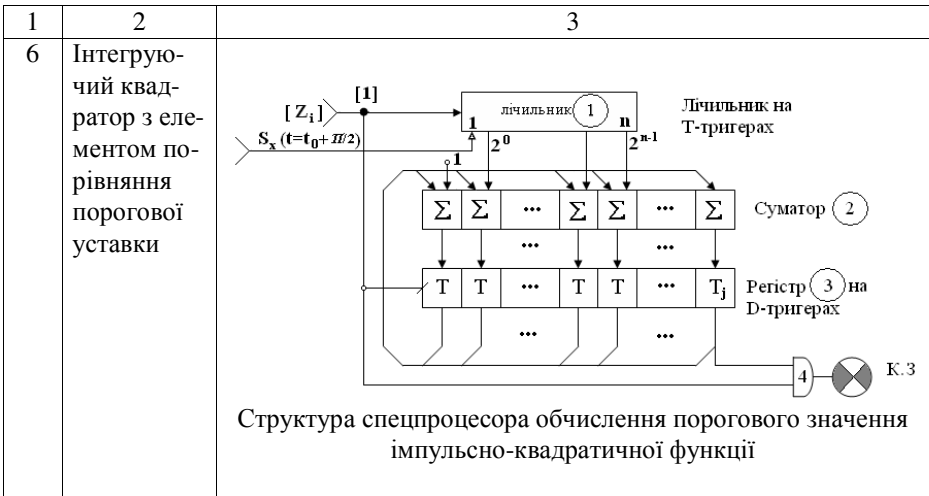
№ п/п	Назва компонента	Спосіб реалізації
1	2	3
1	Трансформатор струму	 <p data-bbox="389 1449 960 1473">Прохідний вимірювальний трансформатор струму</p>



Продовження табл. 10.4

1	2	3
2	Двохпівперіодний випрямляч	 <p style="text-align: center;">CS10D</p>
3	Аналогоцифровий перетворювач	<p>Analogue device AD7690</p>
4	Багаторозрядний регістр зсуву	 <p style="text-align: center;">Біт-орієнтований БРЗ</p>
5	Логічний елемент "Виключаюче АБО"	 <p style="text-align: center;">Логічний елемент "Виключаюче АБО" на основі логічних елементів "І-НЕ" та "АБО" з об'єднаними виходами</p>

Продовження табл. 10.4



### 10.6.1.1. Трансформатор струму

Вимірювальний трансформатор, електричний трансформатор, на первинну обмотку якого впливає вимірюваний струм або напруга, а вторинна, знижуюча, включена на вимірювальні прилади і реле захисту застосовують головним чином в розподільних пристроях і в ланцюгах змінного струму високої напруги для безпечних вимірів сили струму, напруги потужності, енергії. На випадок пошкодження ізоляції з боку високої напруги один із затисків вторинної обмотки заземляють. З допомогою трансформатора можна вимірювати різні значення електричних величин приладами (вольтметром, амперметром, ватметром) електровимірювань. Розрізняють трансформатори. напруги (для включення вольтметрів, частотомірів, паралельних ланцюгів ватметрів, лічильників, фазометрів і реле напруги) і струму (для включення амперметрів, послідовних ланцюгів ватметрів, лічильників, фазометрів і реле струму).

На етапі проектування систем застосовують так звані прохідні трансформатори струму (рис. 10.57). У такому трансформаторі магнітопровід 3 і вторинна обмотка 2 змонтовані на прохідному ізолято-

рі 4, який слугує для введення високої напруги в кузов, а роль первинної обмотки трансформатора виконує мідний стрижень 1, що проходить всередині ізолятора.

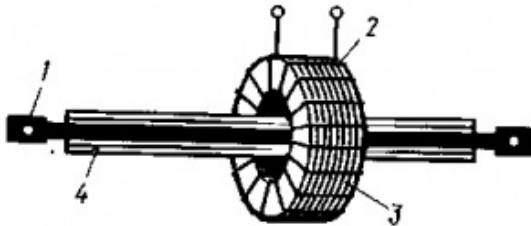


Рис. 10.57. Прохідний вимірювальний трансформатор струму.

Умови роботи трансформаторів струму відрізняються від звичайних. Наприклад, розмикання вторинної обмотки трансформатора струму при включеній первинній обмотці неприпустимо, оскільки це викличе значне збільшення магнітного потоку і, як наслідок, температури сердечника і обмотки трансформатора, тобто вихід з ладу.

При включенні приладів за допомогою вимірювальних трансформаторів виникають похибки двох видів: похибка в коефіцієнті трансформації і кутова похибка (при змінах напруги або струму відношення  $U_1/U_2$  і  $I_1/I_2$  дещо змінюються і кут зсуву фаз між первинною і вторинною напругою і струмами відхиляється від  $180^\circ$ ). Ці похибки зростають при понаднормованому навантаженні трансформатора. Кутова похибка впливає на результати вимірювань приладами, покази яких залежать від кута зсуву фаз між напругою і струмом (наприклад, ватметрів, лічильників електричної енергії та ін.).

### 10.6.1.2. Двохпівперіодний випрямляч

Найбільше поширення в апаратурі дістала однофазна однокатна (місткова) схема випрямляча (рис. 10.58). Тут первинна обмотка трансформатора вмикається в мережу однофазного змінного струму, а до вторинної обмотки приєднуються чотири випрямні діоди, з'єднані за схемою моста, причому в одну діагональ моста вмикається вто-

ринна обмотка силового трансформатора, в іншу – опір навантаження. Через навантаження випрямлений струм проходить за два півперіоди (рис. 10.58). Місткова схема випрямляча має ряд переваг: у ній краще використовується трансформатор; зворотна напруга на діоди вдвічі менша; конструкція трансформатора простіша.

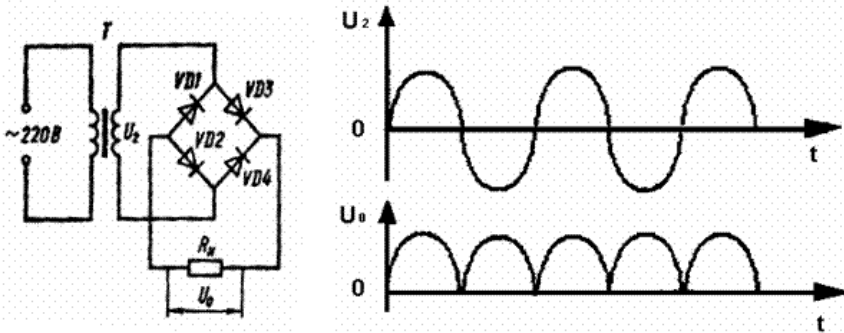


Рис. 10.58. Однофазна однотактна (місткова) схема випрямляча

Таблиця 10.5 – Таблиця максимальних значень і характеристик двохпівперіодних випрямлячів, що випускаються фірмою Diotec.

Тип	Максимальна входна напруга, $V_{VRMS}$ [V]	Пік зворотної напруги, $V_{VRM}$ [V]	Пряма напруга, $V_F$ [V] <sup>1,2</sup>
CS10D	10	20	< 0.50
CS20D	20	40	< 0.50
CS30D	30	60	< 0.70
CS40D	40	80	< 0.79
CS50D	50	100	< 0.79

### 10.6.1.3. Аналого-цифровий перетворювач

Основним критерієм вибору АЦП для інформаційних засобів, які використовуються в електроенергетиці є максимальна точність обчислень та висока швидкодія. Таким вимогам відповідають Сігма-дельта АЦП.

Для виконання обчислювальних операцій розпізнавання накидів та к. з. у високовольтних ЛЕП на один період промислової частоти 50 Гц потрібно зареєструвати не менше 48 64-цифрових відліки у діапазоні 20 біт, що забезпечує надійну ідентифікацію перехідних процесів у високовольтних лініях пересилання електроенергії.

При реалізації пристрою релейного захисту високовольтних ліній електропередач та спрощення виконання математичних операцій визначення модульної різниці між зсунутими на півперіода промислової частоти значеннями струмів, накопичення суми квадратів цих різниць та порівняння з пороговою уставкою доцільно застосувати АЦП розгортую чого типу з вихідним унітарним кодом (рис. 10.59).

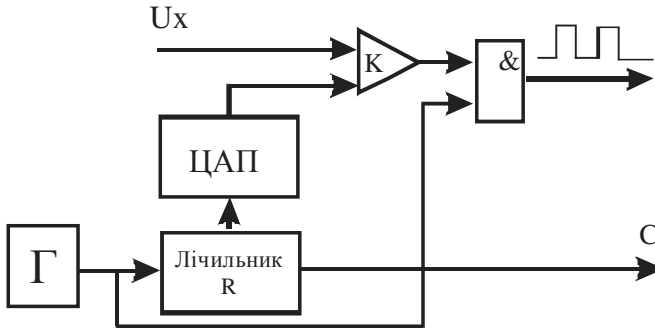


Рис. 10.59. АЦП розгортую чого типу

#### 10.6.1.4. Багаторозрядний регістр зсуву

У залежності від способу кодування сигналів на виході АЦП використовують різні структури багато розрядних регістрів зсуву (БРЗ) [36–37].

У випадку застосування кореляційного АЦП на основі унітарного ТЧБ використовується структура, яка показана на рис. 10.60.

Унітарний ТЧБ породжує унітарні коди, які належать до класу число-імпульсних кодів з нульовою фазою, тобто число імпульсів унітарного коду відповідає значенню вхідних цифрових відліків  $[x_i]$ . У таблиці 10.6 приведені системні характеристики розглянутої структури на основі унітарного ТЧБ.

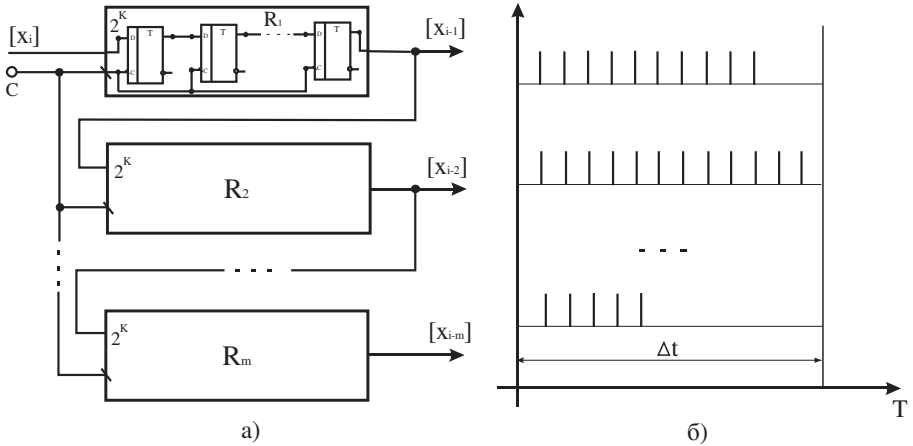


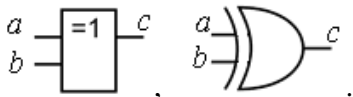
Рис. 10.60. Структура БРЗ в унітарному ТЧБ (а),  
часова діаграма формування унітарних кодів (б)

Таблиця 10.6 – Системні характеристики БРЗ з кодами в унітарному ТЧБ

Системні параметри	Аналітичний вираз	Пояснення
Число розрядів	$K=1$	
Число каскадів	$m$	
Швидкодія	$V=2LE \cdot 2^K$	LE – швидкість переключення логічного вентиля
Об'єм пам'яті	$M=2^K \cdot m$	D – тригерів
Число інформаційних зв'язків	$S=3m+1$	
Число каналів вихідних шин	$N_K=m$	
Коефіцієнт емерджентності	$K_e=1+2/2^K$	

### 10.6.1.5. Логічний елемент "Виключаюче АБО"

Логічний елемент "Виключаюче АБО" виконує логічну операцію додавання двох сигналів по модулю 2:  $c = a \oplus b$  і має наступні позначення:



Незважаючи на високу швидкодію реалізації логічного елемента "Виключаюче АБО" (рис. 10.6), його структура має функціональні обмеження, обумовлені необхідністю формування входних парафазних сигналів.

На рис. 10.61 показана структурна реалізація швидкодіючого логічного елемента "Виключаюче АБО" на основі двох логічних елементів "І-НЕ" та "АБО" з об'єднаними виходами.

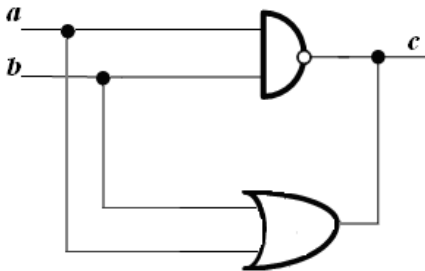


Рис. 10.61. Структура логічного елемента "Виключаюче АБО" на основі логічних елементів "І-НЕ" та "АБО" з об'єднаними виходами

### 10.6.1.6. Інтегруючий квадратор

Операція піднесення до квадрату в обчислювальній техніці є найбільш складною по відношенню до операцій порівняння, сумування, віднімання. Тому ефективна реалізація структури операційних пристроїв піднесення до квадрату є особливо важливою в досягненні необхідних мінімаксних характеристик КСП [38]. Аналіз літературних джерел показує, що для розробки структурних схем пристроїв піднесення до квадрату в найбільшій мірі їх реалізації стосуються отримання парних добутків  $x_i \cdot x_j$  в цифрових кореляторах виключно в кодовій системі двійкових чисел ТЧБ Радемахера. Можливість створення КСП на основі різних ТЧБ приводить до необхідності більш широкого аналізу даного класу операційних пристроїв, у тому числі в кодових системах унітарного ТЧБ, а також базисів Хаара та Крестенсона.

Реалізація операцій піднесення до квадрату може виконуватися на основі різних аналітичних виразів [39–40]:

$$x \cdot y = \frac{(x + y)^2 - (x - y)^2}{4}.$$

Недоліком таких пристроїв є виконання різнотипних операцій, включаючи додавання, віднімання, піднесення до квадрату і ділення. Тому такі спецпроцесори мають громіздку структуру і низьку швидкодію, яка обумовлена роботою по двох циклах. В першому циклі на інтервалі часу вимірювання параметрів  $x$  та  $y$  відбувається арифметичне додавання і віднімання кодів, а в другому циклі обчислення добутків в квадраторах [41].

Іншим ефективним рішенням реалізації унітарного пристрою є застосування алгоритму піднесення до квадрату шляхом сумування непарних чисел:

$$x \cdot x = \sum_{i=1}^x (2i - 1).$$

Наприклад:  $x = 7$ ;  $x \cdot x = 1 + 3 + 5 + 7 + 9 + 11 + 13 = 49$ .



На рис. 10.62 показана структура пристрою піднесення до квадрату, який реалізує піднесення до квадрату однакових значень унітарних кодів  $X$ .

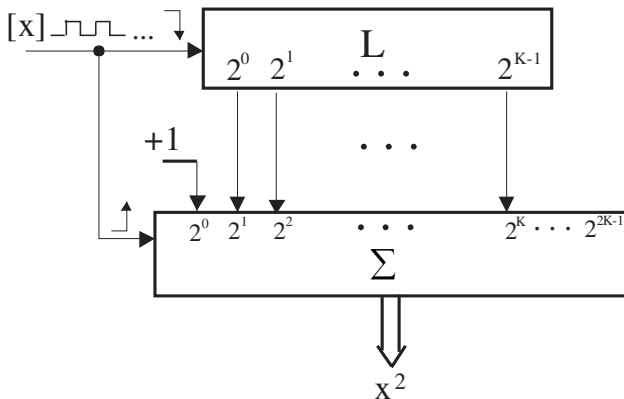


Рис. 10.62. Структура перемножувача шляхом піднесення до квадрату унітарних кодів  
 ( $L, \Sigma$  – відповідно лічильник та суматор у базисі Радемахера)

У таблиці 10.7 показано формування кодів унітарного квадратора в базисі Радемахера.

Таблиця 10.7 – Формування кодів унітарного квадратора в базисі Радемахера ( $x = 7$ )

$x$	$L$	$(2x+1)$	$\Sigma$
0	000...00	0000...00	000000...00
1	100...00	1100...00	100000...00
2	010...00	1010...00	001000...00
3	110...00	1110...00	100100...00
...	...	...	...
7	111...00	1111...00	100011...00
...	...	...	...

Робота пристрою тактується імпульсами вхідного унітарного коду, по фронту наростання яких відбувається сумування та запис суми

кодів, які формуються на виході лічильника L в суматорі суми  $\Sigma$ , а по фронту спаду сумування та формування кодів вхідного числа імпульсів в базисі Радемахера. Перед початком обчислення лічильник та регістр накоплюючого суматора скидаються в нульовий стан.

Для ілюстрації імпульсно-квадратичного порогового розпізнавання та ідентифікації коротких замикань спецпроцесором розглянемо приклад.

Нехай після виявлення факту збурення в електромережі реестрацією цифрового "викиду" значення  $Z_i$  на інтервалі часу  $t_0 < t < t_0 + \frac{\pi}{2}$  у результаті появи експоненціальної складової амплітуди струмів після часу  $t > t_0 + \frac{\pi}{2}$  реєструються значення  $Z_i \neq 0$  у вигляді цифрових різниць  $Z_i = |x_i - x_{i-n}|$

$$(1 \quad 3 \quad 5 \quad 7 \quad 7\dots),$$

що відповідає унітарним кодам:

$$(1 \quad 111 \quad 11111 \quad 1111111 \quad 1111111\dots).$$

Відомо (з теорії чисел), що сума непарних чисел дорівнює квадрату їх числа (табл. 10.8)

Таблиця 10.8 – квадрати суми непарних чисел

Число непарних чисел [x]	Сума непарних чисел	$X^2$
1	1	1
2	1+3	4
3	1+3+5	9
4	1+3+5+7	16
5	1+3+5+7+9	25
6	1+3+5+7+9+11	36
7	1+3+5+7+9+11+13	49
8	1+3+5+7+9+11+13+15	64
9	1+3+5+7+9+11+13+15+17	81
10	1+3+5+7+9+11+13+15+17+19	100
...	...	...

У нашому випадку отримаємо:

$$1 + \underbrace{3+5+7}_{3} + \underbrace{9+11+13+15+17}_{5} + \underbrace{19+21+23+25+27+29+31}_{7} + \underbrace{33+35+37+39+41+43+45}_{7} + \dots$$

Тобто:  $1+15+65+175+273+\dots = S_i$

На рис. 10.63 показаний графік наростання імпульсно-квадратичної функції  $S_i$ .

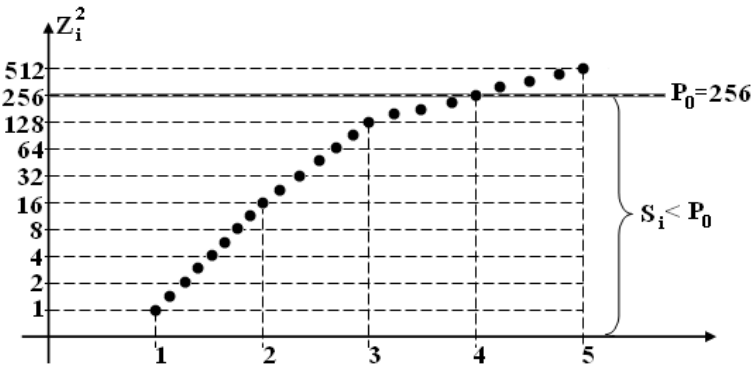


Рис. 10.63. Наростання ідентифікаційної функції розвитку короткого замикання в електромережах

Робота спецпроцесора виконується згідно алгоритму:

1. У момент часу  $t = t_0 + \frac{\pi}{2}$  формується сигнал скиду лічильника 1 у нульовий стан, одночасно "0" записується у регістр – 3.
2. Після кожного імпульсу –1 на вході лічильника  $[Z_i]$  до його вмісту додається одиниця, а за рахунок зміщення його виходів на один розряд вправо плюс "1" у молодшому розряді в суматор додаються коди непарних чисел.
3. У результаті, в накоплюючому регістрі формується код наростаючої імпульсно-квадратичної суми  $S_i$ .
4. Як тільки на виході  $T_j$ -го тригера накопичувального регістра з'явиться сигнал "1" ( $2^j = P_0$ ) на виході логічного елемента 4 формується також сигнал "1", що свідчить про перевищення значення функції  $S_i > P_0$  та ідентифікації розвитку короткого замикання у високовольтній електромережі.

Структура спецпроцесора, який обчислює імпульсно-квадратичну функцію  $S_i$ , показана на рис. 10.64.

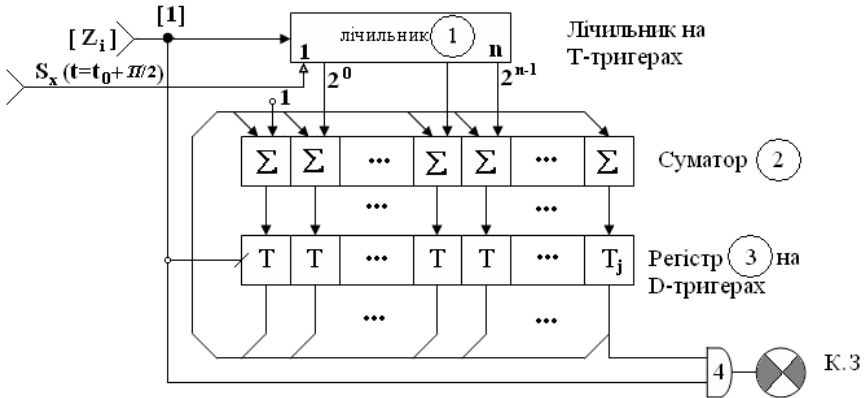


Рис. 10.64. Структура спецпроцесора обчислення порогового значення імпульсно-квадратичної функції  $S_i > P_0$

Реалізація такого спецпроцесора може бути легко реалізована на одному кристалі ПЛІС або на спеціальній платформі конкретної фірми. Швидкодія такого спецпроцесора може бути реалізована на тактовій частоті до 50 МГц, що забезпечує цифрову реєстрацію 1024 10-ти бітних відліків на виході АЦП трансформатора струму.

При цьому апаратна складність спецпроцесора складає:  $A=10$  (Т-тригерів) +  $20$  ( $\Sigma$ -суматорів) +  $20$  (Д-тригерів) або, враховуючи, що один Т-тригер містить 4 вентиля, суматор – 5 вентилів, Д-тригер – 2 вентиля отримаємо сумарне число вентилів на ПЛІС  $10 \cdot 4 + 20 \cdot 5 + 20 \cdot 2 = 180 \approx 200 \cup$ , де  $\cup$  – символ вентиля "І-НЕ" на ПЛІС.

Оскільки типові ПЛІС мають число вентилів  $5 \cdot 10^6$  і більше, то на одному кристалі можна реалізувати кілька тисяч таких спецпроцесорів, без врахування структур АЦП для паралельного контролю та реєстрації коротких замикань на електричних підстанціях з великим числом приєднань.

Можливо зробити спеціальний процесор на одному кристалі чи корпусі, який буде випрямляти синусоїду на виході трансформатора струму, мати АЦП-однополярний кристал, регістри зсуву і логічні елементи, два однорозрядні накопичувальні суматори, генератор унітарних кодів і спецпроцесор-квадратор з виходом, який ідентифікує коротке замикання у процесі його розвитку на інтервалі менше одного періоду. Ці спецпроцесори можуть бути емульовані на типовому сигнальному однокристалльному процесорі шляхом його програмування згідно розробленого алгоритму.

В окремих випадках додаткового введення змінного резистора на виході двохпівперіодного випрямляча дозволяє практично вилучити зі структури пристрою досить складний цифровий елемент порівняння з пороговою уставкою. Також у структурі спецпроцесора обчислення порогового значення імпульсно-квадратичної функції (рис. 10.64) в якості тригера  $T_j$  використати вихід одного фіксованого тригера.

### 10.6.2. Схеми стенду для випробовування

Виконання лабораторних випробувань дослідного взірця ПРЗ.6-10 виконується відповідно до двох етапів:

#### 1. Лабораторні випробування базових компонентів ПРЗ.6-10:

- трансформатор струму (перевіряється відповідність вхідних та вихідних сигналів);
- двохпівперіодний випрямляч (перевіряється осцилограма формування двохпівперіодного випрямлення синусоїдального сигналу),
- аналого-цифровий перетворювач (встановлюється відповідність формування унітарних кодів до амплітуди вхідних сигналів),
- багаторозрядний регістр зсуву (БРЗ) (встановлюється відповідність затримки заданого числа унітарних кодів у БРЗ на основі D-тригерів),
- логічний елемент "Виключаюче АБО" (встановлюється правильність виконання логічної операції XOR на виході логічного елемента),
- інтегруючий квадрататор (встановлюється правильність накопичення суми кодів квадратів на виході компонента),

– елемент порівняння з пороговою уставкою (перевіряється правильність виконання порогової операції по модулю та формування сигналу його перевищення).

2. Лабораторні випробування дослідного взірця ПРЗ.6-10 (виконується шляхом формування вихідного ідентифікаційного сигналу накиду або замикання на землю, що формується лабораторним стендом імітаційного моделювання).

Випробування компонентів та дослідного взірця ПРЗ.6-10 виконуються за допомогою комплексу вимірювальних приладів:

– цифровий вольтметр: 4.5–30В LED, діапазон вимірювання 0–99,9 В;

– цифровий амперметр: АМ1, діапазон вимірювання 0,05–5,5 А;

– осцилограф С1-99;

– ПК для опрацювання результатів експериментів;

– лабораторний стенд імітаційного моделювання накидів та коротких замикань.

Лабораторні випробування базових компонентів ПРЗ.6-10 трансформатора струму, двохпівперіодного випрямляча виконуються за допомогою цифрового вольтметра, амперметра та осцилографа.

Випробування БРЗ, логічного елемента "Виключаюче АБО" та інтегруючого квадратора виконуються за допомогою ПК.

За результатами проведених лабораторних випробувань базових компонентів та дослідного взірця ПРЗ.6-10 складаються та затверджуються відповідні акти згідно ДСТУ 3974-2000.

### 10.6.2.1. Випробування двохпівперіодного випрямляча

На рис. 10.65: латр – трансформатор змінної напруги, V – цифровий вольтметр,  $\rightarrow$  – кристал двохпівперіодного випрямляча, O – осцилограф,  $R_n$  – регульований резистор навантаження.

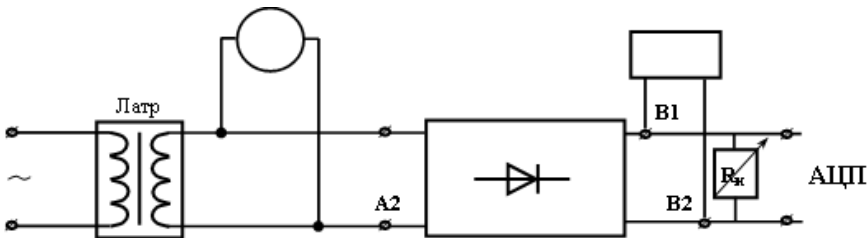


Рис. 10.65. Структурна схема стенду випробування двохпівперіодного випрямляча

Випробовування виконуються наступним чином: до виходів А1, А2 регульованого трансформатора зажимами під'єднується цифровий вольтметр V та входи кристалу двохпівперіодного випрямляча, виходи В1, В2 якого з'єднуються з входами осцилографа та регульованим резистором навантаження., значення якого відповідає вхідному опорі кристала АЦП та використовується для задання уставки порогового спрацювання пристрою. Шляхом регулювання вихідної напруги у діапазоні 0,5 В реєструється пропорційна зміна випрямленої напруги на екрані осцилографа. При невідповідності вихідних параметрів двохпівперіодного випрямляча зміні вхідної напруги, виконується відбраковка випробовуваного кристалу.

### 10.6.2.2. Випробування АЦП

На рис. 10.66: регульований трансформатор струму, V – цифровий вольтметр,  $\rightarrow$  – двохпівперіодний випрямляч, O – осцилограф, АЦП – кристал АЦП, ПК – персональний комп'ютер.

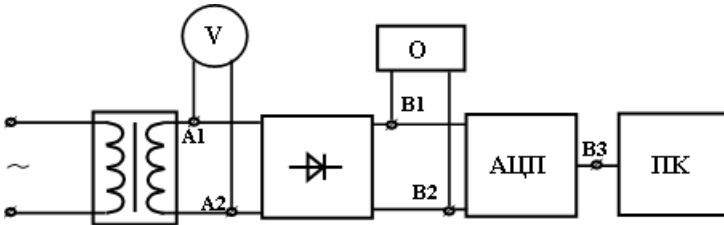


Рис. 10.66. Структурна схема стенду випробування АЦП

Випробовування виконуються наступним чином: зміною напруги на виході латера 1, яка відображається цифровим вольтметром V, який з'єднаний з входами двохпівперіодного випрямляча A1, A2, виходи якого B1, B2 з'єднані з входами АЦП та осцилографом, на якому демонструється випрямлений струм. Вихід АЦП B3 з'єднаний з інформаційним входом ПК, на дисплеї якого відображаються цифрові коди, що відповідають значенням цифрового вольтметра V.

### 10.6.2.3. Випробування багатоканального регістра зсуву

На рис. 10.67: ПК – персональний комп'ютер, БРЗ – багатоканальний регістр зсуву, логічний елемент "Виключаюче АБО".

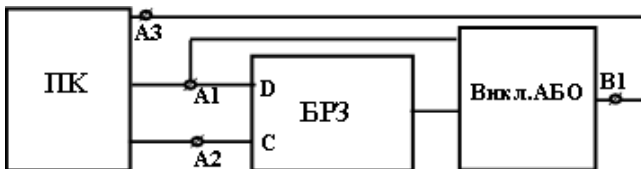


Рис. 10.67. Структурна схема стенду випробування багатоканального регістра зсуву



БРЗ та логічний елемент "Виключаюче АБО" реалізовані на кристалі ПЛІС фірми Analog Devices.

Випробовування виконуються під дією прикладної програми формування  $2^k$ -розрядних унітарних кодів та імпульсів синхронізації, які через з'єднання А1 поступають на інформаційний D-вхід БРЗ, через з'єднання А2 на вхід синхронізації БРЗ (С) поступають сигнали зсуву. З виходу В1 знімаються імпульсні потоки модульної різниці ( $\Delta_i = |x_i - x_{i-j}|$ ), які поступають на вхід АЗ ПК.

#### 10.6.2.4. Випробовування інтегруючого квадратора

На рис. 10.68: ПК – персональний комп'ютер, ІК – інтегруючий квадратор.

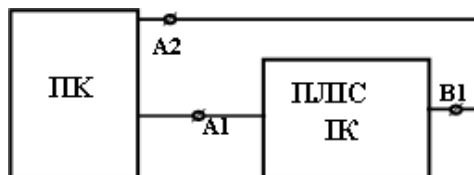


Рис. 10.68. Структурна схема стенду випробування інтегруючого квадратора

Випробовування виконуються наступним чином: згідно прикладної програми на з'єднанні А1 входу кристалу ПЛІС, у якому синтезована структура інтегруючого квадратора, формується потік імпульсів унітарного коду  $[\Delta_i]$ , з виходу В1 якого на вході А2 ПК формується сигнал порогового спрацювання інтегруючого квадратора.

### **10.7. Розробка та оцінка структурної складності малогабаритної синтезованої клавіатури введення алфавітно-цифрових даних**

Малогабаритна синтезована клавіатура відноситься до технічних пристроїв формування та введення алфавітно-цифрових даних і може бути використаний як периферійний пристрій персональних комп'ютерів, мобільних телефонів та в якості маніпулятора "миша", а також спеціалізованих мікропроцесорних засобів та малогабаритних абонентних пунктів набору алфавітно-цифрових даних.

Відомі аналоги:

– маніпулятор типу "миша", який містить від однієї до трьох і більше кнопок, а також додаткові елементи керування належить до пристрою акордної клавіатури, призначений для введення даних "всліпу" та їх відображення на моніторі комп'ютера. Недоліком пристрою є обмежені функціональні можливості, обумовлені тим, що пристрій не дозволяє "всліпу" вводити повний набір символів алфавіту, оскільки дана функція додатково виконується на клавіатурі комп'ютера, яка містить 101 і більше клавіш, що обмежує швидкість введення алфавітно-цифрових даних оператором, який потребує одночасного використання і маніпулятора і великогабаритної клавіатури;

– пристрій для введення алфавітно-цифрових даних (мобільний телефон Nokia 1100), який має обмежене число клавіш, розміщених на малогабаритній панелі і дозволяє шляхом багаторазового натискання однієї клавіші (1–10) вводити алфавітно-цифрові дані. Недоліками пристрою є:

- вузькі клавіші прямокутної форми у зв'язку з необхідністю розміщення 1 цифри і 7–8 букв;
- багато символів на одній клавіші, що потребує багатократного її натискання шляхом формування алфавітно-цифрових даних згідно число-імпульсних унітарних кодів;
- символи розміщені у два ряди і зображені дрібним шрифтом, що потребує додаткової зорової концентрації при вводі даних.

Відомий прототип – пристрій для введення алфавітно-цифрових даних, що складається з несучої панелі 16-ти програмованих клавіш, який відрізняється тим, що на клавіші цифрових символів нанесені сегментні елементи, при чому пристрій містить двовходовий логічний елемент АБО, перший вхід якого підключений до сегментного елемента  $g_1$ , другий вхід підключений до сегментного елемента  $g_2$ , а вихід логічного елемента АБО є одним з вихідних сигналів клавіш пристрою [42].

Недоліком даного пристрою є надлишковість та обмежені функціональні можливості. Обумовлено це тим, що 12 клавіш містять надлишкові елементи сегментів, нанесених на цифрові клавіші, які повторюються при повороті на  $180^\circ$ .

Наприклад:

– клавіші 2, 7, 9, 6, 5, 3 демонструють ідентичні символи (при обертанні на  $180^\circ$  вправо):



– клавіші 4, •; 6, 2; 7, 9 демонструють ідентичні символи (при обертанні на  $180^\circ$  вниз)



Введення функціональних клавіш повороту на  $180^\circ$  вправо і вниз дозволяє вивільнити шість клавіш для формування інших символів.

В основу даного винаходу поставлена задача вдосконалення пристрою для введення алфавітно-цифрових даних шляхом додаткового введення двох функціональних клавіш повороту сегментних елементів відповідно вправо та вниз на  $180^\circ$ , а також додаткового використання функціональної клавіші "цифри" для вводу 10 спеціалізованих розділових та математичних знаків. Таким чином у загальному отримуємо можливість вводу та однозначного кодування не менше 512 алфавітно-цифрових символів та спеціальних знаків.

У результаті створено малогабаритний, малоклавішний, швидкодіючий пристрій для введення алфавітно-цифрових даних з розширеними функціональними можливостями алфавітно-цифрових та додаткових знаків графічних зображень.

Поставлена задача вирішується тим, що пристрій для введення алфавітно-цифрових даних складається з несучої панелі 16-ти програмованих клавіш, 4 з яких функціональні, на клавіші цифрових символів нанесені сегментні елементи та містить двохходовий логічний елемент "АБО", перший вхід якого підключений до сегментного елемента  $g_1$ , другий вхід підключений до сегментного елемента  $g_2$ , а вихід логічного елемента "АБО" є одним з вихідних сигналів клавіш пристрою, який відрізняється тим, що пристрій додатково містить дві функціональні клавіші, перша з яких виконує функції повороту елементів синтезованих символів на  $180^\circ$  вправо, а друга – на  $180^\circ$  зверху-вниз.

Пристрій містить 16 клавіш, 4 з яких функціональні, додатково введені 2 функціональні клавіші повороту вправо та вниз на  $180^\circ$  сегментних елементів, які розміщені на 12 клавішах синтезованого вводу алфавітно-цифрових даних, на яких додатково розміщені 6 нових графічних сегментних елементів вводу графічної інформації. Це дозволило поставити у кращу відповідність сегментні елементи з літерами алфавіту. При цьому введення алфавітно цифрових даних реалізується з допомогою 16-ти клавіш, які при введенні окремих символів даних натискаються не більше 2-х разів, а сигнали клавіш символів сегментних елементів  $g_1, g_2$  обробляються логічною схемою АБО ( $g_1 \vee g_2$ ), які разом з іншими сигналами сегментів  $a, b, c, d, e, f, k$  є вихідними сигналами клавіш пристрою (рис. 10.69). При чому частина алфавітно-цифрових даних вводяться шляхом послідовного натискання однієї з сегментних клавіш та однієї з додатково введених клавіш.

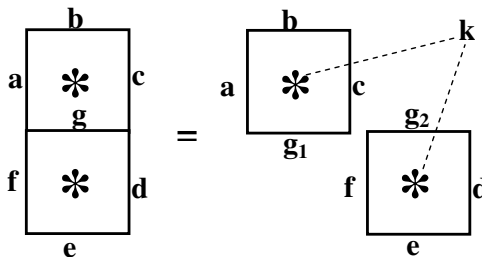


Рис. 10.69. Схема введення алфавітно цифрових даних на синтезованій клавіатурі

Характеристики:

- обмежене число клавiш;
- можливість зміни розміщення та форми сегментів (з властивостями акордної клавіатури);
- можливість зміни комбінацій двократного натискання клавiш при наборі стилізованих символів, непередбачених стандартними алфавітами;
- можливість вводу 512 алфавітно-цифрових символів та спеціальних знаків.

На рис. 10.70 зображено приклад розміщення клавiш пристрою вводу алфавітно-цифрових даних, де 1 – панель, 2 – клавiші, 3 – символи функціонального призначення клавiші. При чому розміщення, форма та величина 16-ти клавiш можуть бути довільними і адаптованими до конкретних умов роботи оператора, який вводить дані. Довільними також можуть бути набори алфавітів: український, англійський та інші.

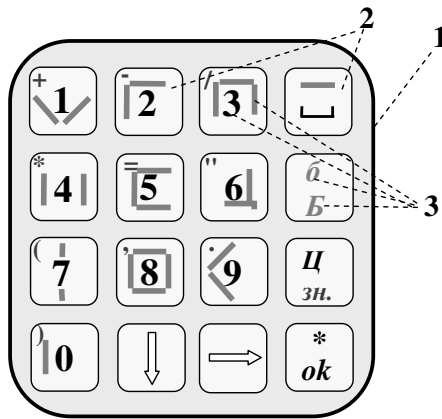


Рис. 10.70. Приклад розміщення клавiш пристрою вводу алфавітно-цифрових даних

На рис. 10.71–10.74, 10.76 показано приклади представлення стандартних алфавітно-цифрових даних на основі розробленого пристрою введення алфавітно-цифрових даних.

На рис. 10.71 показана реалізація вводу великих букв українського алфавіту (при двократному натисканні реєстрової клавіші

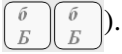
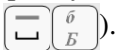


Рис. 10.71. Реалізація вводу великих літер українського алфавіту

На рис. 10.72 показана реалізація вводу великих букв англійського алфавіту (при одночасному двократному натисканні реєстрових клавіш



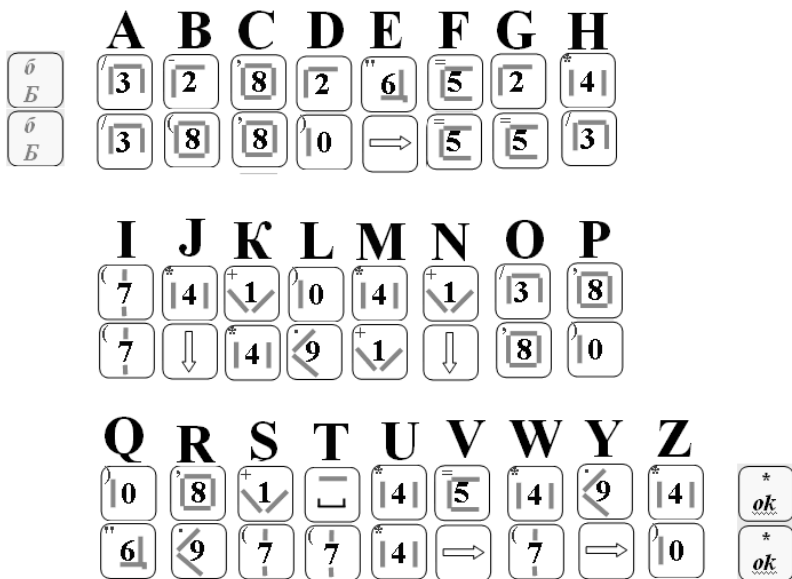


Рис. 10.72. Реалізація вводу великих літер англійського алфавіту

На рис. 10.73, 10.74 показана реалізація введення цифр (при однократному натисканні реєстрової клавіші  $\begin{matrix} Ц \\ \text{зн.} \end{matrix}$ ) та розділових знаків і символів (при двократному натисканні реєстрової клавіші  $\begin{matrix} Ц \\ \text{зн.} \end{matrix}$   $\begin{matrix} Ц \\ \text{зн.} \end{matrix}$ ).



Рис. 10.73. Реалізація введення цифр

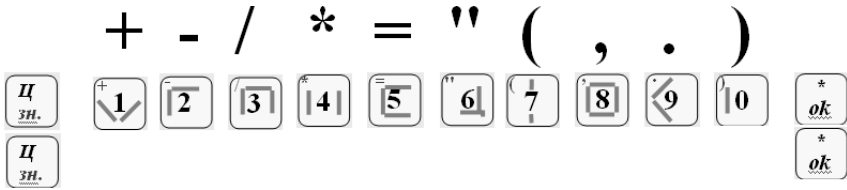


Рис. 10.74. Реалізація введення розділових знаків і символів

На рис. 10.75 показано призначення функціональних клавіш.

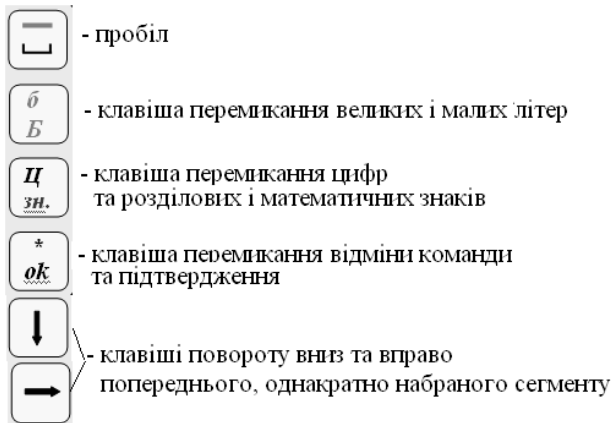


Рис. 10.75. Призначення функціональних клавіш синтезованої клавіатури

На рис. 10.76 показано приклад та процедура введення алфавітно-цифрових даних наступного змісту: "Україна – 2014".



Україна - 2014

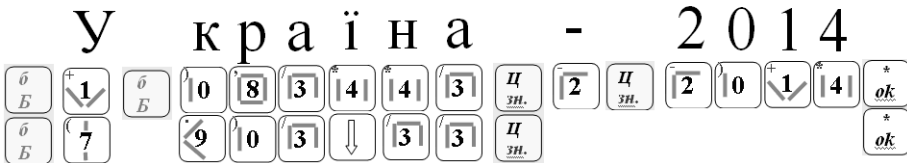


Рис. 10.76. Приклад введення алфавітно-цифрових даних

### 10.8. Практична реалізація пристрою визначення Хеммінгової віддалі

Відомий пристрій визначення залишку по модулю багаторозрядного числа [43] містить вхідну і вихідну шини, які є відповідно  $n$ -розрядними входами і  $n$ -розрядними виходами пристрою. В кожному розряді пристрою міститься однорозрядний суматор, прямий вхід переносу якого підключений до прямого виходу переносу суматора молодшого розряду пристрою, а прямий вихід переносу підключений до прямого виходу переносу суматора старшого розряду пристрою. Такий пристрій дозволяє визначити модульну різницю між двома двійковими кодами

Відомий також багатоканальний пристрій для обчислення модульної кореляційної функції [44], який призначений для статистичного аналізу випадкових процесів в реальному часі. Такий пристрій дозволяє визначити усереднену Хеммінгову віддаль між двома поточними аналоговими сигналами та їх Хеммінгову віддаль між двома зсунутими в часі вхідними аналоговими сигналами.

На рис. 10.77 приведена структурна схема багатоканального пристрою для обчислення модульної кореляційної функції, де 1 – блок перетворення аналог-часовий інтервал, синхронізатор 2, групу регістрів зсуву 3, елементи "Виключне АБО" 4 і блок пам'яті 5.

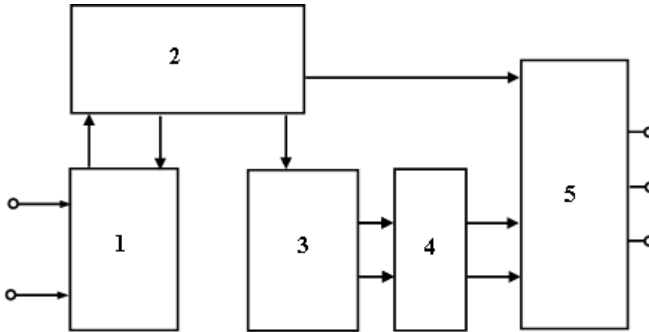


Рис. 10.77. Структурна схема багатоканального пристрою для обчислення модульної кореляційної функції

Недоліком такого пристрою є низька швидкодія обумовлена наявністю перетворювачів аналог-часовий інтервал, які формують вихідні послідовні цифрові унітарні коди з числом імпульсів  $2^n$ , де  $n$  – розрядність відповідних двійкових кодів.

Запропоновано новий пристрій визначення Хеммінгової віддалі між двома аналоговими сигналами, де підвищення швидкодії визначення накопиченого усередненого значення суми модульних різниць оцифрованих аналогових сигналів відповідає оцінці Хеммінгової віддалі між ними згідно виразу:

$$Z = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i - y_i|,$$

де  $i \in \overline{1, n}$  – об'єм вибірки цифрових кодів;  $x_i$  та  $y_i$  – вхідні оцифровані аналогові сигнали  $x(t)$  і  $y(t)$ .

Такий пристрій визначення Хеммінгової віддалі може бути використаний у якості компонента цифрових процесорів розпізнавання образів.

Удосконалення пристрою полягає в тому, що вхідні аналогові сигнали у двоканальному АЦП паралельного типу перетворюються у паралельні унітарні коди, які однозначно представляють більше та менше значення  $x_i$  та  $y_i$ , після чого перетворюються у паралельні інверсні розрядно-позиційні коди Хаара, дешифруються у відповідні:

прямий двійковий код більшого з них, та доповнюючий код меншого з них, які додаються у швидкодіючому багаторозрядному накопичувальному суматорі.

На рис. 10.78 та рис. 10.79 представлена структурна схема пристрою визначення Хеммінгової віддалі між двома сигналами, який містить: 1 – синхронізатор; 2 – перший аналоговий вхід; 3 – перший компаратор  $i$ -го розряду; 4 – другий аналоговий вхід; 5 – другий компаратор  $i$ -го розряду; 6 – схема формування ступінчастих взірцевих потенціалів; 7 – вхід схеми формування ступінчатих взірцевих потенціалів; 8 – логічний елемент АБО; 9 – логічний елемент І; 10 – перший логічний елемент І-НЕ; 11 – перший логічний елемент НЕ; 12 – другий логічний елемент І-НЕ; 13 – другий логічний елемент НЕ; 14 – третій логічний елемент І-НЕ; 15 – перший багаторозрядний суматор; 16 – парафазний вхід логічної 1 0; 17 – накопичуваний суматор; 18 – вхід логічного 0; 19 – вхід скиду в 0 накопичуваного суматора; 20 – вхід синхронізації накопичуваного суматора 17; 21 – вихідна шина пристрою.

На початку циклу роботи пристрою на першому виході синхронізатора 1 формується сигнал скиду у нульовий стан накопичуваного суматора 17 по третьому входу 19, а на другому виході синхронізатора 1 на протязі циклу роботи пристрою формується  $n$  – синхронізуючих імпульсів, які поступають на треті входи всіх логічних елементів "АБО" 8 та логічних елементів І 9. Вхідні аналогові сигнали  $x(t)$   $y(t)$  поступають на відповідні входи пристрою 2, 4, які у вигляді потенціалів  $U_y$  та  $U_x$  поступають на перші входи відповідних компараторів 3, 5, на другі входи яких з'єднані з відповідними виходами схеми формування взірцевих потенціалів 6, вхід якої з'єднаний з третім входом пристрою 7 взірцевого потенціалу  $U_0$ . При цьому на виходах компараторів 8 та 9 формуються відповідні паралельні унітарні коди вхідних потенціалів  $U_y$  та  $U_x$ , які поступають на входи відповідних логічних елементів "АБО" 8, І 9. Логічні елементи "АБО" формують інверсні паралельні унітарні коди більшого з двох цифрових значень  $x_i$  або  $y_i$ , а на виходах логічних елементів І 9 формуються паралельні інверсні коди меншого з двох цифрових значень  $x_i$  або  $y_i$ .

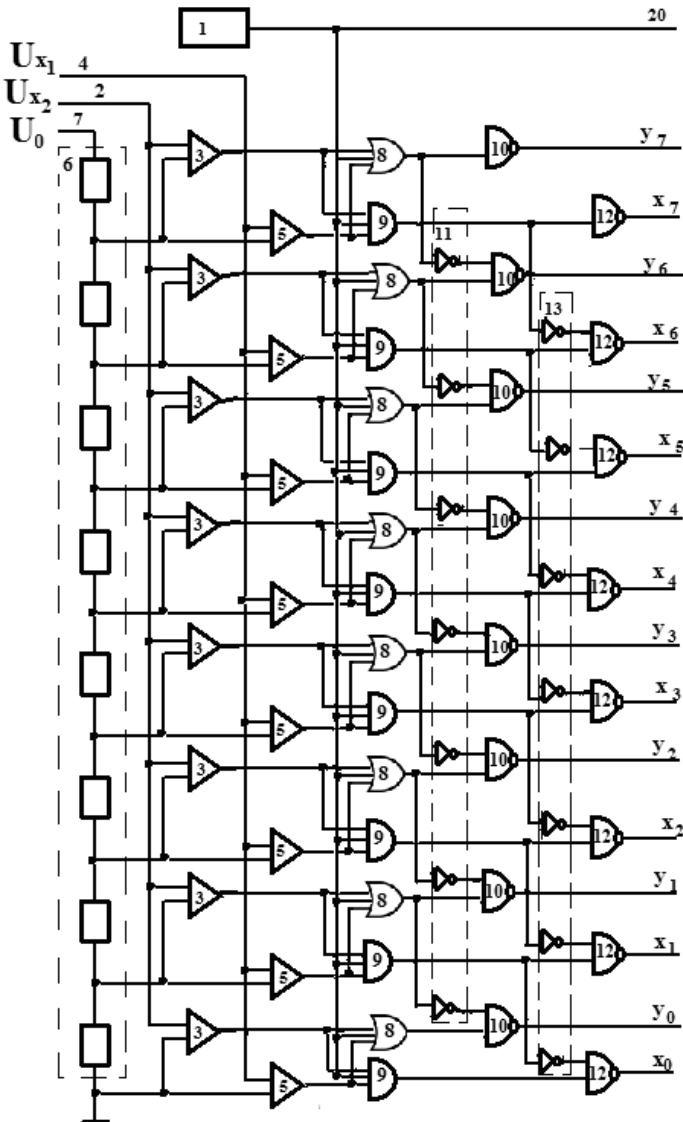


Рис. 10.78. Структурна схема пристрою визначення Хеммінгової віддалі між двома сигналами

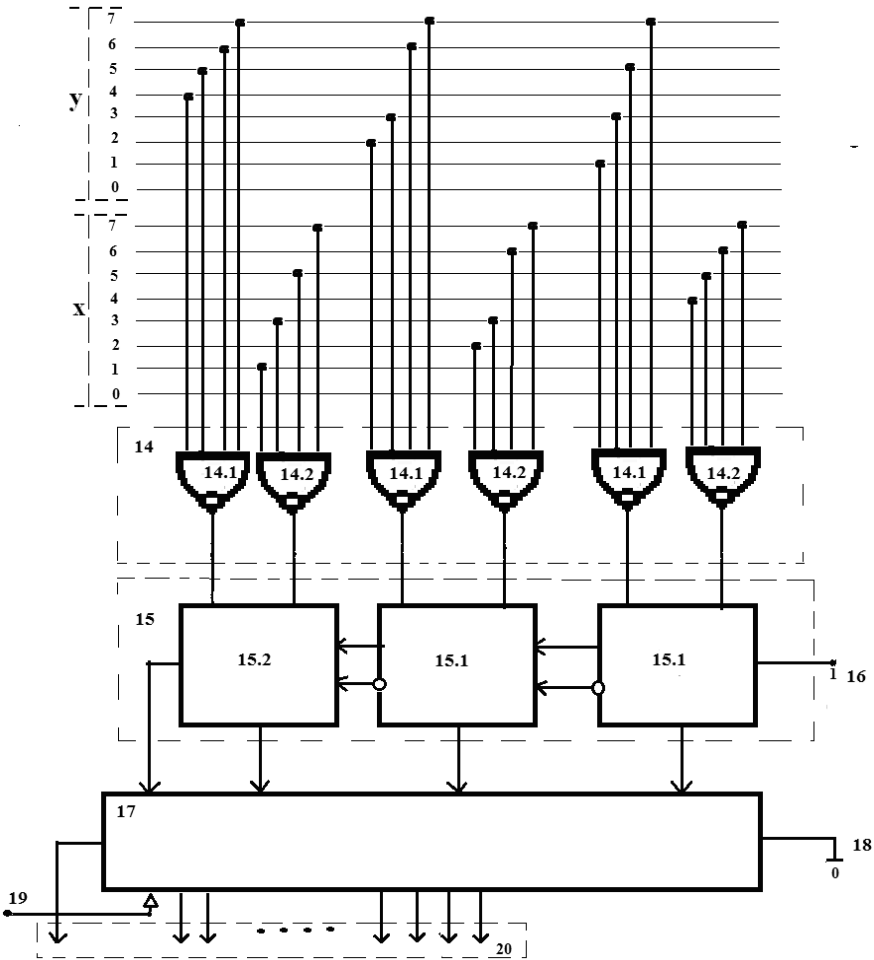


Рис. 10.79. Структурна схема пристрою визначення  
 Хеммінгової віддалі між двома сигналами

При цьому на виходах логічних елементів "І-НЕ" 10 формуються інверсні розрядно-позиційні паралельні коди Хаара більшого з двох цифрових значень  $x_i$  або  $y_i$ , які поступають на відповідні входи третіх логічних елементів "І-НЕ" 14.1, на виходах яких формуються пря-



- 2) формування паралельних унітарних кодів більшого з двох  $x_i$  та  $y_i$  на виходах логічних елементів АБО ( $U$ );
- 3) формування паралельних інверсних кодів Хаара на виходах логічних елементів І-НЕ ( $\bar{N}$ );
- 4) формування паралельного коду Радемахера  $u>$  та інверсного паралельного коду Радемахера  $x<$  на виходах логічних елементів І-НЕ ( $R$ );
- 5) виконання операції додавання прямого коду  $y_i$ , інверсного коду  $\bar{x}_i$  та одиниці доповнюючого коду.

Отже, в результаті розроблених теоретичних засад методу розпізнавання оптичних зображень у Хеммінговому просторі досягнуто підвищення швидкодії у порівнянні з відомими пристроями в  $2^n$  рази пристрою визначення Хеммінгової віддалі між двома сигналами, де  $n$  – розрядність паралельного АЦП. Це дозволяє пришвидшити шифрування інформаційних потоків, які представляють бінарні та напівтонові зображення.

### 10.9. Структура процесора обчислення спектру у ТЧБ Хаара-Крестенсона

На рис. 10.80 наведена структура високопродуктивного спектрального спецпроцесора з представленням даних в базисі Хаара-Крестенсона [45], де: 1 – вхід аналогового сигналу, 2 – регістровий блок пам'яті, 3 – АЦП паралельного типу з вихідним кодом у базисі Хаара-Крестенсона, 4, 6 – модульно-матричні перемножувачі, 5 – генератор імпульсів, 7 – модульно-матричні суматори, 8 – вхід вибору базисної функції ТЧБ, 9 – вхід матричного суматора нульового каналу, 10 – пам'ять базисних функцій в кодах Хаара-Крестенсона, 11 – накопичувальний модульно-матричний суматор; 12 – дешифратор; 13 – вихідна шина кодів спектру.

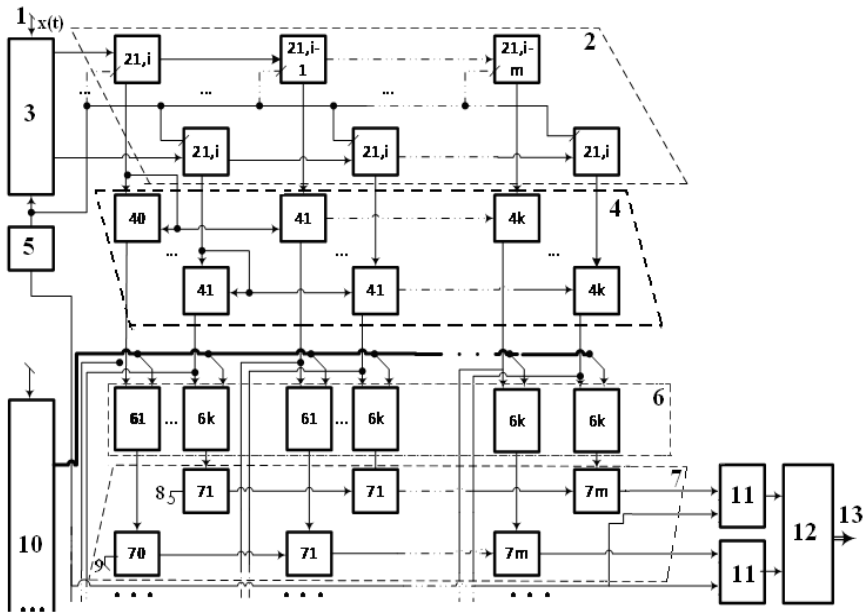


Рис. 10.80. Структурна схема спецпроцесора СКПФ

На рис. 10.81 показана структура матрично-модульного суматора (перемножувача) в базисі Хаара-Крестенсона [46], де  $b_i$ ,  $b_j$  – вхідні дані для виконання модульної операції додавання або множення,  $b_m$  – результат виконання операцій модульного додавання або множення.

При заданих параметрах спектрального спецпроцесора: ( $n = 256$ ,  $r = 7$ ,  $m = 32$ ), застосування мікроелектронних вентилів з частотою перемикання не менше 100 МГц і поданні цифрових даних з використанням кодів Хаара-Крестенсона тимчасова затримка сигналів в: АЦП становить 4 мікротакти, блоці регістрової пам'яті на D-тригерах – 2 мікротакти, в матрично-модульних суматорах, перемножувачах і шифраторах – 3 мікротакти, накопичувальному модульно-матричному суматорі – 96 мікротактів. Загальна тимчасова затримка сигналів в процесі обчислення спектру для однієї базисної функції ТЧБ в запропонованому спектральному спецпроцесорі не перевищує  $256 \times 128 = 32768$  мікротактів.



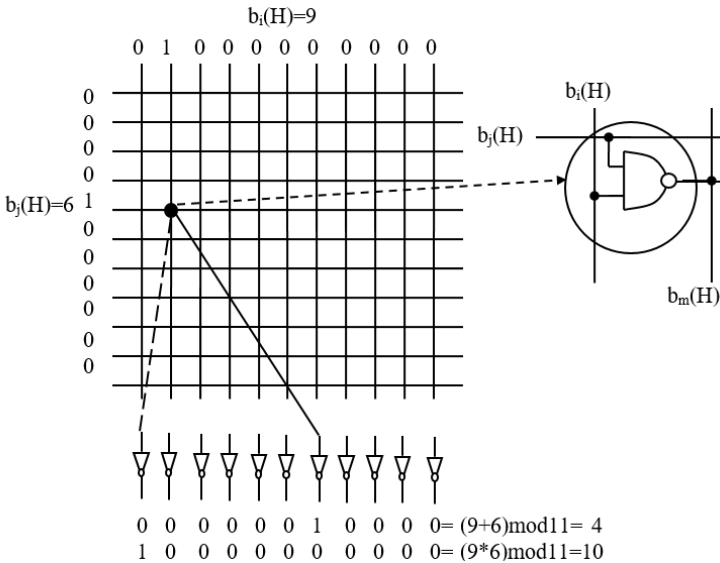


Рис. 10.81. Структура матрично-модульного суматора (перемножувача) в базисі Хаара-Крестенсона (P=11)

Інформаційна технологія застосування теорії косинусного перетворення Фур'є на основі різних аналітичних виразів автокореляційних функцій та ортогональних базисних функцій ТЧБ Радемахера, Хаара та Крестенсона створює основу розробки та побудови спецпроцесорів, функціональна архітектура яких приведена на рис. 10.82.

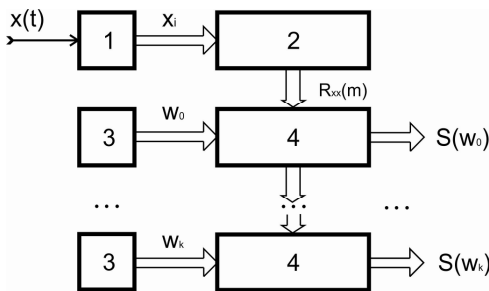


Рис. 10.82. Функціональна структура спецпроцесора косинусного перетворення Фур'є паралельного типу

На рис. 10.82 використані наступні позначення:

1 – аналого-цифровий перетворювач; 2 – спецпроцесор обчислення точок автокореляційної функції; 3 – генератор цифрових значень базисної ортогональної функції у відповідному ТЧБ; 4 – обчислювач коефіцієнта взаємокореляції;  $x(t)$  – вхідний аналоговий сигнал;  $x_i$  – цифрові коди у різних ТЧБ;  $R_{xx}(m)$  – цифрові коди точок відповідної автокореляційної функції;  $w_0, w_1, \dots, w_k$  – цифрові коди базисних ортогональних функцій ТЧБ;  $S(w_0), S(w_1), \dots, S(w_k)$  – цифрові коди спектру сигналу у відповідному ТЧБ.

На рис. 10.83 приведена функціональна структура спектрального спецпроцесора косинусного перетворення Фур'є послідовного типу.

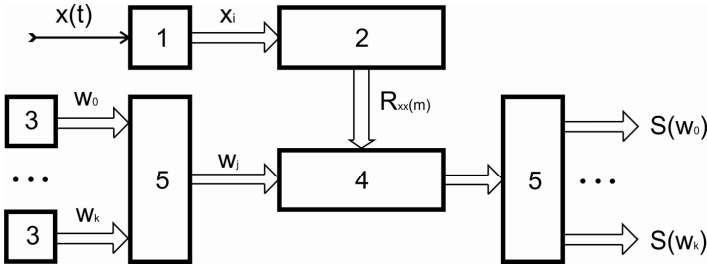


Рис. 10.83. Функціональна структура спецпроцесора косинусного перетворення Фур'є послідовного типу, де 5 – синхронізовані комутатори

Очевидно, що реалізація спектральних спецпроцесорів згідно функціональних схем паралельного та послідовного типу, а також використання аналітики різних автокореляційних функцій та базисних ортогональних функцій різних ТЧБ забезпечить різні оцінки апаратної та часової складності даного класу процесорів, що залежатиме від різних цільових функцій та критеріїв проблемної адаптації спектральних аналізаторів до конкретних задач спектрального аналізу.

**Список джерел,  
використаних у 10 розділі**

1. Vozna N. Ya. Conception and Theoretical Bases for Solving the Problem of Data Structuring in Information Computerized Systems / N. Ya. Vozna, Ya. M. Nycolaychuk, N. I. Alishov // Journal of Qafqaz University. Mathematics and Computer Science. – 2013. – Vol. 1, № 2. – P. 112–117.
2. <http://radiomaster.ru/articles/view/100/>.
3. Шило В. Л. Популярныe цифрове микросхемы : справочник. – М. : Радио и связь, 1987. – 352 с.
4. <http://refdb.ru/look/2134312-pall.html>.
5. Албанський І. Б. Пат. 76622 Україна МПК G06F 17/15 (2016.01), Цифровий автокорелятор / І. Б. Албанський, Я. М. Николайчук, О. І. Волинський // № u201207741; заявл. 25.06.2012; опубл. 10.01.2013, Бюл. № 1/2013.
6. Возна Н. Я. Пат. 116185 Україна МПК H03M 1/12 (2016.01), H03M 1/38 (2006.01) Аналого-цифровий перетворювач / Н. Я. Возна, Б. Б. Круліковський, Я. М. Николайчук, В. М. Грига, В. Я. Піх // № u201612017; заявл. 28.11.2016; опубл. 10.05.2017, Бюл. № 9/2017.
7. Заставний О. М. Структура та системні характеристики вископродуктивного АЦП у теоретико-числових базисах Радемахера та Хаара-Крестенсона / О. М. Заставний, Н. Я. Возна, Б. Б. Круліковський // Матеріали Всеукраїнської конференції з міжнародною участю АСІТ'2017. – Тернопіль : ТНЕУ, 2017. – С. 43–47.
8. <http://www.alfarzp.lv/rus/sc/521CA4.php>.
9. <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lmh7324.pdf>.
10. Vozna N. System Complexity Criteria and Synthesis of High-Performance Multifunctional Parallel ADC in Rademacher's and Haar-Krestenson's Theoretical and Numerical Bases / N. Vozna, Ya. Nykolaichuk, O. Zastavnyy, V. Pikh // Proceedings of the 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CADSM'2017. – P. 218–221.
11. Бойченко О. В. Швидкодiючі багатододанкові суматори комбiнацiйного типу / О. В. Бойченко, Я. І. Торошанко // Комп'ютерно-

інтегровані технології: освіта, наука, виробництво. – 2011 – № 3. – С. 20–24.

12. Возна Н. Я. Основи теорії структуризації поліфункціональних елементів складних систем // Н. Я. Возна // Вісник Хмельницького національного університету. – 2015. – № 2 (223) – С. 204–208.

13. Николайчук Я. М. Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем : навч. посіб. / Я. М. Николайчук, Н. Я. Возна, І. Р. Питух. – Тернопіль : Терно-граф . 2010. – 392 с.

14. Krulikovskiy B. The method to optimize structural, hardware and time complexities characteristics multi-bit adders of special processors for data encryption / B. Krulikovskiy, N. Vozna, V. Kimak, A. Davletova // Proceedings of the XIII the International Conference TCSET'2016. – P. 455–459.

15. Карцев М. А. Арифметика цифровых машин / М. А. Карцев. – М. : Наука, 1969. – 576 с.

16. Шатилло В. В. Пат.1615704 SU МПК G06F 17/16, G06F 11/07 Матричный умножитель / В. В. Шатилло, С. Н. Прохоров, Л. С. Явиц // № 4400235; заявл. 29.03.1988; опубл. 23.12.1990, Бюл. № 47.

17. Давлетова А. Я. Пат.109142 Україна МПК G06F 7/00 (2016.01) Однорозрядний суматор / А. Я. Давлетова, Б. Б. Круліковський, Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук // № u201602165; заявл. 04.03.2016; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15/2016.

18. Круліковський Б. Б. Пат.109136 Україна МПК G06F 7/00 (2006.01) Однорозрядний суматор / Б. Б. Круліковський, А. Я. Давлетова, Н. Я. Возна, Я. М. Николайчук // № u201602122; заявл. 04.03.2016; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 15/2016.

19. Круліковський Б. Б. Пат.116601 Україна МПК G06F 7/501 (2006.01) Комбінаційний суматор / Б. Б. Круліковський, Н. Я. Возна, В. М. Грига, Я. М. Николайчук // № а 2017 00814 заявл. 30.01.2017; опубл. 10.04.2018, Бюл. № 7/2018.

20. Возна Н. Я. Пат.115751 Україна МПК G06F 7/501 (2006.01) Комбінаційний суматор / Н. Я. Возна, Б. Б. Круліковський, В. М. Грига, А. Я. Давлетова, Я. М. Николайчук // № а 2017 01347 заявл. 13.02.2017; опубл. 11.12.2017, Бюл. № 23/2017.

21. Давлетова А. Я. Пат.117572 Україна МПК (2006) G06F 7/00 Однорозрядний напівсуматор / А. Я. Давлетова, Я. М. Николайчук // № u201612463; заявл. 07.12.2016; опубл. 25.04.2017, Бюл. № 8/2017.
22. <http://phg.su/basis2/x134.HTM>, с.1/6, 11.5.
23. Дрозд О. В. Робоче діагностування безпечних інформаційно-керуючих систем / О. В. Дрозд, М. В. Харченко. – Х. : Національний аерокосмічний ун-т ім. М. С. Жуковського "ХАІ", 2012. – 614 с.
24. Гринберг И. П. Пат. 2514785 Россия МПК G06F 7/501 (2006.01) Комбинационный сумматор / И. П. Гринберг // № 2013104382/08; заявл. 01.02.2013; опубл. 10.05.2014, Бюл. № 13/2014.
25. Николайчук Я. М. Пат. 97162 Україна МПК G06F 7/00 Пристрій додавання багаторозрядних двійкових чисел / Я. М. Николайчук, В. Л. Кімак, Б. Б. Круліковський // № u201405380; заявл. 20.05.2014; опубл. 10.03.2015, Бюл. № 5/2015.
26. Knuth D. The art of computer programming / D. Knuth. – М. : Pease, 1978. – 841 p.
27. Braunl Th. Parallel Programming / Thomas Braunl. – К. : Vyscha Shkola, 1997.– 358 p.
28. Kung S. Y. VLSI array processors / S. Y. Kung. – М. : Pease, 1991. – 672 p.
29. Melnyk A. Memory with ordered access : monograph / A. Melnyk. – Lviv : Press Lviv Polytechnic, 2014. – 296 p.
30. Zadiraka V. Methods of effective protection of information flows / Valeriy Zadiraka, Yaroslav Nykolaichuk. – Ternopil : Terno-graf, 2014. – 308 p.
31. Dunets R. Spatio-temporal synthesis of transformation matrix of reverse fast cosine transformation / R. Dunets, V. Gryga // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science : Proceedings of XIIIth International Conference. CADSM'2015. – Lviv–Poljana, 2015. – P. 45–49.
32. Николайчук Я. М. Пат.68044, Україна МПК G06F 17/15 (2006.01) Пристрій для визначення автокореляційної міри ентропії / Я. М. Николайчук, А. Р. Воронич, І. О. Погонєць // № u201110818; заявл. 09.09.2011, опубл. 12.03.2012, Бюл. № 5/2012.

33. Мельничук С. І. Застосування оцінок інформаційної ентропії під час опрацювання широкосмугових акустичних реалізацій діагностичних сигналів / С. І. Мельничук, І. М. Лазарович // Вісник Хмельницького національного університету. – 2017. – № 1 – С. 186–190.

34. Кідиба В. П. Релейний захист електроенергетичних систем : навч. посіб. / В. П. Кідиба. – Львів : Вид-во Львів. політехніки, 2015. – 504 с.

35. Устройство РЗА по току РС81 [Электронный ресурс]. – Режим доступа : [www.amtorg.com.ru/releynoe-oborudovanie/rs-81/](http://www.amtorg.com.ru/releynoe-oborudovanie/rs-81/).

36. Николайчук Я. М. Теоретичні основи формування ентропійних моделей на базі кореляційних функцій / Я. М. Николайчук, І. О. Сабадаш, А. І. Сегін // Інформаційні технології і системи. – 2002. – Т.5, № 1–2. – С. 13–21.

37. Сегін А. І. Теорія побудови ентропійних моделей складних об'єктів управління на базі кореляційних функцій / А. І. Сегін, І. О. Сабадаш, Я. М. Николайчук // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. – 2002. – Т. 3, № 1. – С. 69–79.

38. Албанський І. Б. Дослідження системних характеристик цифрових пристроїв множення, реалізованих в різних теоретико-числових базисах / І. Б. Албанський, О. І. Волинський // Вісник Хмельницького національного університету. – 2012. – № 2. – С. 179–186.

39. Николайчук Я. М. Теорія проектування спеціалізованих комп'ютерних систем на базі аналогії системних об'єктів енергетики / Я. М. Николайчук, А. І. Сегін, Н. Д. Круцкевич, Н. Я. Возна // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – 2003 – № 470. – С. 48–54. – (Серія : "Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика").

40. Лабунец В. Г. Теоретико-числовые преобразования над полями алгебраических чисел / В. Г. Лабунец // Применение ортогональных методов при обработке сигналов и анализе систем. – Свердловск : УПИ, 1981. – С. 44–54.

41. Задірака В. К. Комп'ютерна арифметика багаторозрядних чисел / В. К. Задірака, О. С. Олексюк. – К., 2003. – 264 с.

42. Николайчук Я. М. Пат.25291 Україна МПК (2006) G06F 3/00 Пристрій для введення алфавітно-цифрових даних / Я. М. Николай-

чук, Н. Я. Возна // № u200613176; заявл. 13.12.2006; опубл. 10.08.2007, бюл. № 12/2007.

43. Николайчук Я. М. Пат. 90144 Україна МПК G06F 7/00 (2014.01) Пристрій визначення залишку по модулю багаторозрядного числа / Я. М. Николайчук, В. Л. Кімак, О. І. Волинський., Б. Б. Круліковський // № u201315351; заявл. 27.12.2013; опубл. 12.05.2014, Бюл. № 9/2014/

44. Николайчук Я. Н. Многоканальное устройство для вычисления модульной корреляционной функции / Я. Н. Николайчук, С. М. Ищеряков, А. Д. Ластовецкий // SU 1686433, Бюл. № 39, 1991.

45. Піх В. Я. Пат. 102807 Україна МПК G06F 17/14 (2006.01) Пристрій для обчислення спектрального косинусного перетворення в залишкових класах / Я. М. Николайчук, В. Л. Кімак, Б. Б. Круліковський // № u201503633; заявл. 17.04.2015; опубл. 25.11.2015, Бюл. № 22/2015.

46. Vozna N. System Complexity Criteria and Synthesis of High-Performance Multifunctional Parallel ADC in Rademacher's and Haar-Krestenson's Theoretical and Numerical Bases / N. Vozna, Ya. Nykolaichuk, O. Zastavnyy, V. Pikh // Proceedings of the 14th International Conference The Experience of Designing and Application of CADSM'2017. – P. 218–221.

# ВИСНОВКИ

У монографії вперше у світовій практиці узагальнено та викладено фундаментальні основи теорії структуризації поліфункціональних (ПФД) та проблемно-орієнтованих даних (ПОД). Сформульована концепція та теоретичні основи вирішення задач структуризації даних в інформаційних комп'ютеризованих системах. Досліджені процеси структуризації даних, які:

- формуються джерелами інформації (ДІ) та об'єктами управління (ОУ);

- перетворюються АЦП та спеціалізованими проблемно-орієнтованими кодерами;

- представляються, передаються та реєструються у кодових системах різних ТЧБ: унітарному, Хаара, Радемахера, Крестенсона та Галуа, а також системах числення, які вони породжують: унітарну, двійкову, залишкових класів та Галуа;

- опрацьовуються цифровими універсальними та спеціалізованими процесорами у ТЧБ Радемахера, Радемахера-Крестенсона та Хаара-Крестенсона.

Вперше наведені вибіркові приклади розрахунку структурної складності алфавітних, графічних, алгоритмічних та схемотехнічних даних.

Визначено поняття поліфункціональності структуризованих даних та проблемної орієнтації способів їх представлення та кодування.

На основі розроблених теоретичних засад структуризації даних розроблені та запропоновані нові методи синтезу структурних рішень спеціалізованих апаратних засобів компонентів обчислювальних сис-



тем з удосконаленими та покращеними системними характеристиками апаратної, часової, та структурної складності.

Продемонстровано можливості ефективного застосування розроблених методів та засобів структуризації поліфункціональних даних у різних галузях промисловості: інформаційно-комп'ютеризованих, енергетичній, нафто-газовій.

Автор висловлює подяку науковому консультанту – завідувачу кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем ТНЕУ, професору Я. М. Николайчуку та творчому колективу названої кафедри, сумісно з яким здійснені теоретико-прикладні дослідження та реалізовані у промисловості наукові проекти по розробці теоретичних засад та створенню спеціалізованих обчислювальних засобів перетворення та цифрового опрацювання інформаційних потоків на технологічних об'єктах різних галузей промисловості.

При викладенні матеріалів монографії, цитованих з наукових робіт, опублікованих у співавторстві, автор претендує на розробку теоретичних основ та методології структуризації поліфункціональних даних, а також базові ідеї наукових методів удосконалення структур спеціалізованих засобів обчислювальної техніки на їх основі з покращеними характеристиками апаратної та часової складності. Технологія та практична мікроелектронна реалізація таких пристроїв, організація їх тиражування та практичного застосування виходить за межі поставлених наукових задач та досліджень автора.

Наукове видання

*Возна Наталія Ярославівна*

# СТРУКТУРИЗАЦІЯ ПОЛІФУНКЦІОНАЛЬНИХ ДАНИХ: ТЕОРІЯ, МЕТОДИ ТА ЗАСОБИ

**Монографія**

Комп'ютерна верстка *Юрія Хомацького*

Дизайн обкладинки *Марії Одобецької*

Підписано до друку 17.10.2018 р.  
Формат 60х84/8. Гарнітура Times.  
Папір офсетний. Друк на дублікаторі.  
Ум. друк. арк. 22,32. Обл.-вид. арк. 26,27.  
Зам. № M021-18. Тираж 300 прим.

Видавець  
Тернопільський національний економічний університет  
вул. Львівська, 11, м. Тернопіль

Свідоцтво про внесення суб'єкта видавничої справи  
до Державного реєстру видавців ДК №3467 від 23.04.2009 р.

Виготовлено у видавничо-поліграфічному центрі  
«Економічна думка ТНЕУ»  
вул. Бережанська, 2, м. Тернопіль, 46004  
тел. (0352) 47-58-72  
E-mail: [edition@tneu.edu.ua](mailto:edition@tneu.edu.ua)  
тел. (0352) 47-58-72