

ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ЕКОНОМІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

На правах рукопису  
УДК 681.325

АЛБАНСЬКИЙ ІВАН БОГДАНОВИЧ

**КОРЕЛЯЦІЙНІ СПЕЦПРОЦЕСОРИ ОПРАЦЮВАННЯ ЦИФРОВИХ ДАНИХ  
В КОДОВИХ СИСТЕМАХ РІЗНИХ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВИХ БАЗИСІВ**

Спеціальність 05.13.05 – комп'ютерні системи та компоненти

Дисертація на здобуття наукового ступеня  
кандидата технічних наук

Науковий керівник  
доктор технічних наук, професор  
Я.М. Николайчук

ТЕРНОПІЛЬ – 2013

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ .....	5
ВСТУП .....	6
РОЗДІЛ 1	
ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ ТА СИСТЕМНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПЕЦПРОЦЕСОРІВ КОРЕЛЯЦІЙНОГО ОПРАЦЮВАННЯ ЦИФРОВИХ ДАНИХ.....	15
1.1. Аналіз сфери застосування цифрових кореляторів в інформаційних системах.....	15
1.1.1. Цифрові корелятори приймачі ШПС та статистичного аналізу характеристик рідин.....	15
1.1.2. Скануючі спектральні корелятори.....	18
1.1.3. Корелятори для визначення місця витoku у трубопроводах.....	21
1.2. Теоретичні засади кореляційного аналізу в інтегральному вигляді.....	26
1.3. Структури та принципи опрацювання інформаційних потоків кореляційними процесорами.....	30
1.4. Дискретні кореляційні функції, їх аналітика, асимптотика та системні властивості .....	39
1.5. Теоретико-числові базиси та перспективи вдосконалення кореляційних спецпроцесорів на їх основі, постановка задачі досліджень.....	48
ВИСНОВОК ПО ПЕРШОМУ РОЗДІЛІ.....	53
РОЗДІЛ 2	
ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПОНЕНТІВ КОРЕЛЯЦІЙНИХ СПЕЦПРОЦЕСОРІВ У РІЗНИХ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВИХ БАЗИСАХ .....	54
2.1. Систематизація характеристик базових компонентів та критерії складності спецпроцесорів кореляційного опрацювання даних.....	54

2.2. Систематизація характеристик кореляційних спецпроцесорів на основі різних ТЧБ, критеріїв складності та множини мікроелектронних компонентів КСП.....	59
2.3. Дослідження часової та апаратної складностей цифрових компонентів КСП в різних ТЧБ .....	64
2.3.1. Дослідження архітектури, апаратної складності та швидкодії одноканальних монобазисних АЦП у різних ТЧБ.....	64
2.3.2. Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів та часової складності АЦП у різних ТЧБ.....	71
2.3.3. Розробка методу аналого-цифрового перетворення сигналів та архітектури мультибазисного АЦП Хаара-Крестенсона.....	77
2.3.4. Дослідження апаратної, часової та структурної складності БРЗ у кодових системах різних ТЧБ.....	80
2.3.5. Структура та системні характеристики операційних пристроїв перемноження у різних ТЧБ.....	90
2.3.6. Реалізація та системні характеристики накоплюючих суматорів у різних ТЧБ.....	97
2.4. Оцінка характеристик монобазисних кореляційних спецпроцесорів в різних ТЧБ на основі критеріїв часової та апаратної складностей.....	107
ВИСНОВКИ ПО ДРУГОМУ РОЗДІЛІ .....	111
РОЗДІЛ 3	
РОЗРОБКА МЕТОДІВ ЦИФРОВОГО ОПРАЦЮВАННЯ ДАНИХ НА ОСНОВІ РІЗНИХ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ФУНКЦІЙ ТА ТЧБ .....	113
3.1. Розробка та формалізація методів цифрового опрацювання даних спецпроцесорами на основі різних кореляційних функцій та ТЧБ .....	113
3.1.1. Визначення знакової функції автокореляції в унітарному ТЧБ .....	113
3.1.2. Визначення релейної автокореляційної функції в унітарному ТЧБ .....	115

3.1.3. Визначення коваріаційної функції у ТЧБ Радемахера з розпаралеленням операцій аналого-цифрового перетворення, множення та сумування.....	116
3.1.4. Визначення коваріаційної функції у ТЧБ Радемахера з порозрядним сумуванням результатів обчислень .....	117
3.1.5 Розробка та формалізація методу визначення коваріаційної функції у ТЧБ Хаара-Крестенсона.....	118
3.2. Розробка критерію оцінки та дослідження інформативності алгоритмів обчислення різних кореляційних функцій.....	121
ВИСНОВКИ ПО ТРЕТЬОМУ РОЗДІЛІ.....	129
РОЗДІЛ 4.	
РЕАЛІЗАЦІЯ КОМПОНЕНТІВ КСП ТА ОПРАЦЮВАННЯ ЦИФРОВИХ ДАНИХ НА НИЗОВИХ РІВНЯХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ.....	130
4.1. Схемотехнічна реалізація компонентів кореляційних спецпроцесорів у різних ТЧБ.....	130
4.1. Розробка та реалізація АЦП у базисі Хаара-Крестенсона .....	130
4.2. Розробка кореляційного спецпроцесора визначення знакової кореляційної функції.....	132
4.3. Розробка кореляційного спецпроцесора обчислення коваріаційної функції з розпаралеленими операціями аналого-цифрового перетворення та процесів обчислення у ТЧБ Радемахера.....	137
4.4. Розробка та оцінка системних характеристик високопродуктивного спецпроцесора обчислення коваріаційної функції у базисі Хаара-Крестенсона.....	142
4.5. Застосування кореляційних спецпроцесорів у промисловості.....	151
ВИСНОВКИ ПО ЧЕТВЕРТОМУ РОЗДІЛІ.....	153
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ.....	154
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	157
<b>ДОДАТОК А. Астрономічний радіоінтерферометричний корелятор .....</b>	<b>170</b>

ДОДАТОК Б. Розрахунок збитків спричинених витокami у магістралях продуктопроводах.....	170
ДОДАТОК В. Патент на корисну модель.....	170
ДОДАТОК Г. Патент на корисну модель.....	170
ДОДАТОК Д. Патент на корисну модель.....	170
ДОДАТОК Е. Акт впровадження результатів дисертаційного дослудження в промисловість.....	170
ДОДАТОК Є. Акт впровадження результатів дисертаційного дослудження у науково-дослідній роботі .....	
ДОДАТОК Ж. Акт впровадження результатів дисертаційного дослудження у навчальний процес .....	

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

АЦК – аналого-цифровий кодер;

АЦП – аналого-цифровий перетворювач;

БАЦП – багатоканальний аналого-цифровий перетворювач;

БС – багатостабільний елемент;

ІТ – інтегрально-імпульсна технологія;

К – компаратор;

КЗ – канал зв'язку;

КС – комп'ютерна система;

КСП – кореляційний спецпроцесор;

М-сигнал – шумоподібна кодова послідовність максимальної довжини;

ПК – персональний комп'ютер;

ПЛМ – програмована логічна матриця;

ПЛІС – програмована інтегральна логічна схема;

ЛСІМ – логіко-статистичні інформаційні моделі;

РКС – розподілена комп'ютерна система;

СП – спеціалізований процесор;

ТЧБ – теоретико-числовий базис;

ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;

ШПС – шумоподібний сигнал;

КСП – кореляційний спецпроцесор;

БРЗ – багаторозрядний регістр зсуву;

МКК – матричний каскадний корелятор;

АКФ – автокореляційна функція;

ВКФ – взаємкореляційна функція;

СЗК – система залишкових класів.

## ВСТУП

Спецпроцесори кореляційного опрацювання даних та цифрових потоків даних знаходять широке застосування в якості перетворювачів потоків інформації, аналізаторів, фільтрів та цифрових приймачів у модемах телекомунікаційних комп'ютерних систем. Процедури цифрової згортки та кореляційного опрацювання сигналів є базовими в цифровій томографії, а також застосовуються для швидкодіючого розпізнавання зображень та вирішення задач штучного інтелекту.

Сучасні мікроелектронні процесорні платформи, а також кристали ПЛМ створюють необхідні умови успішної реалізації високонадійних швидкодіючих процесорів названого класу. В той же час аналіз літературних даних по теорії цифрової обробки інформації, комп'ютерних мережах передачі даних та інших інформаційно-направлених дисциплін, які опубліковані провідними зарубіжними спеціалістами Стенфордського, Манчестерського та ряду інших університетів, а також в Україні, показує, що виключна більшість аналітики кореляційної обробки сигналів реалізується на основі мультиплікативних функцій [1]. При чому, стандартні засоби програмної реалізації виконані виключно в базисі Радемахера в кодах двійкової системи числення. Особливу увагу дослідників в даний час привертають алгоритми та спецпроцесори кореляційного опрацювання даних, які реалізуються в інших теоретико-числових базисах (ТЧБ): унітарному, Хаара, Крестенсона, Уолша та Галуа [2]. При цьому в існуючих розробках практично не реалізуються переваги спецпроцесорів кореляційного опрацювання, які реалізуються в базисах, що відрізняються від базису Радемахера і характеризуються підвищеною швидкодією, спрощеною структурою та іншими характеристиками.

Методи та спецпроцесори кореляційної обробки даних знайшли широке застосування у 80-хх р. XX ст. при створенні міжпланетних апаратів, прикладом яких була система "DigiLock". Основне завдання, яке вирішували спецпроцесори названого призначення, полягало у зменшенні об'ємів даних і характеристик досліджуваних випадкових процесів. Дана інформаційна технологія полягала в тому, що замість передавання великих масивів даних  $\{x_i\}$ ,  $i \in 1, n$ , де  $n$  – об'єм

вибірки  $0 \leq x_i \leq 2^k$ ,  $k$  – розрядність бортового аналого-цифрового перетворювача (АЦП) [3], передаванню підлягав масив даних, як правило, знаковою автокореляційною моделлю. Аналітика та асимптотика такої кореляційної функції, яка представлена у вигляді нормованої та центрованої моделі, дозволяє отримати дані без додаткових перетворень, що використовуються для розрахунку спектрів у різних теоретико-числових базисах, а також у задачах розпізнавання образів на основі аудіо-відео сигналів. Світова практика реалізації кореляційного аналізу базується на обчисленні близько десяти різних аналітичних функцій наступних типів: знакової, релейної, коваріаційної, кореляційної, структурної, модульної, еквівалентності та деяких інших модифікацій [4]. Таким чином, при використанні найбільш широко застосовуваних теоретико-числових базисів: унітарного, Хаара, Радемахера, Крестенсона та Галуа, для побудови спецпроцесорів кореляційного опрацювання даних на основі названих кореляційних функцій створюється можливість побудови порядку сорока різних архітектур кореляційних спецпроцесорів (КСП). Системні характеристики та реалізація компонентів яких недостатньо досліджені і не відображені у спеціалізованих джерелах. Тому дослідження існуючих та розробка нових ефективних методів побудови КСП, проблемно-орієнтованих до різних сфер застосування в інформаційних системах, є актуальною науково-технічною задачею. При цьому реалізація компонентів структурних схем КСП може виконуватися в різних ТЧБ з метою досягнення системних характеристик, що задовільняють мінімаксімним критеріям структурної, апаратної, часової, алгоритмічної та програмної складностей.

У створення та розвиток теорії кореляційного аналізу сигналів на основі різних кореляційних функцій значний внесок зробили: А.Н. Колмогоров, Е.С. Вентцель, Ф.Г. Ланге, Г. Я. Мірський, Е. І. Цветков, М. Г. Серебряніков, А. А. Первозванський, В. П. Тарасенко, Я. М. Николайчук [1, 2, 4, 5-8] та відомі іноземні вчені R. Kenefic, J. Varchak, A. Bell, D. DeFatta [10-12]. Практичну реалізацію та ефективне застосування в різних галузях знань та промисловості виконали: Ю. І. Грібанов, С. С. Курочкін, А.І. Золотарьов, Я. М. Николайчук, В. П. Кожемяко, В. І. Олексіїв, С. М. Іщеряков, А. І. Сегін, Б.М. Шевчук [13-15, 4, 16-20]. Вагомий внесок



у розвиток побудови КСП в якості цифрових приймачів телекомунікаційних систем та комп'ютерних мереж на основі шумоподібних сигналів зробили В. А. Чердинцев, С. Г. Бунін, А.П. Бризгалов, Л. Е. Варакін, С. М. Іщеряков, О. М. Заставний [21-26].

Незважаючи на широку номенклатуру КСП, застосовуваних у різних промислових системах при опрацюванні сигналів, виключна більшість теоретичних досліджень методів кореляційного аналізу та мікроелектронної реалізації спецпроцесорів виконуються на основі мультиплікативних функцій коваріації, кореляції та застосування теоретико-числового базису Радемахера. Це привело до суттєвого обмеження можливостей побудови високопродуктивних КСП, в яких комплексно використовуються переваги різних ТЧБ при реалізації їх компонентів.

**Актуальність теми.** Аналіз використання теоретико-числового базису Радемахера та кодів двійкової системи числення при створенні цифрових кореляторів показує, що вже практично вичерпані потенційні характеристики кодової системи базису Радемахера при створенні кореляційних спецпроцесорів з максимальною швидкістю та мінімальною апаратною складністю. Ці обмеження обумовлені наявністю наскрізних переносів в структурах матричних перемножувачів та накоплюючих суматорів в архітектурі цифрових кореляторів, що використовують кодову систему базису Радемахера. Сучасні можливості мікроелектронної реалізації на ПЛМ компонентів кореляційних спецпроцесорів на основі одноканальних матричних операцій в кодових системах базисів Хаара, Крестенсона та Галуа визначають перспективи застосування названих кодових систем при створенні та реалізації кореляційних спецпроцесорів.

Таким чином, актуальність дослідження полягає у розробленні ефективних методів побудови високопродуктивних кореляційних спецпроцесорів опрацювання цифрових даних у різних теоретико-числових базисах та обґрунтуванні системних характеристик їх програмно-апаратного виконання на основі сучасних засобів мікроелектроніки, мікропроцесорних платформ та програмованих логічних матриць (ПЛМ).

**Зв'язок роботи з науковими програмами, планами і темами.** Запропоновані методи побудови кореляційних спецпроцесорів, а також їх

використання в інформаційних системах, розроблялись в межах науково-дослідних робіт, що здійснюються на кафедрі спеціалізованих комп'ютерних систем факультету комп'ютерних інформаційних технологій Тернопільського національного економічного університету, на тему:

- “Розробка теорії та комп'ютерних засобів спеціалізованих комп'ютерних систем на основі теоретико-числових базисів Крестенсона-Галуа” (державний реєстраційний номер 0106U0125530);

- “Розробка алгоритмів функціонування захистів електропередач за коротких замикань на основі теорії кореляційних функцій” (державний реєстраційний номер 0112U008457);

- “Розробка теоретичних засад методів формування та цифрового опрацювання даних у розподілених спеціалізованих комп'ютерних системах” (державний реєстраційний номер 0112U008458).

**Мета і завдання дослідження.** Метою дисертаційної роботи є вдосконалення методів побудови кореляційних спецпроцесорів на основі різних функцій кореляцій і ТЧБ, проблемно-орієнтованих до різних сфер застосування.

Відповідно до цієї мети поставленні основні завдання дослідження:

1) аналіз існуючого стану побудови та застосування цифрових кореляторів в інформаційних системах;

2) обґрунтування методів кореляційного аналізу на основі теоретичних засад дискретних функцій кореляцій та різних теоретико-числових базисів;

3) вдосконалення методів кореляційного опрацювання сигналів на основі різних кореляційних функцій у базисі Радемахера;

4) розробка методу цифрового кореляційного опрацювання даних у базисі Хаара-Крестенсона;

5) розробка критерію оцінки та дослідження інформативності кореляційних спецпроцесорів на основі обчислень різних кореляційних функцій;

6) вдосконалення методу визначення знакової автокореляційної функції в унітарному теоретико-числовому базисі;

7) формалізація методів автокореляційного опрацювання даних у базисах Радемахера, Хаара та Крестенсона;

8) розробка структурних та схемотехнічних рішень базових компонентів кореляційних спецпроцесорів;

9) розробка та реалізація на ПЛІС схемотехніки високопродуктивних цифрових кореляційних спецпроцесорів у базисах Радемахера, Хаара та Крестенсона.

*Об'єкт дослідження* – процеси формування та цифрового опрацювання даних в кореляційних спецпроцесорах комп'ютерних систем.

*Предмет дослідження* – методи та програмно-апаратні засоби цифрового кореляційного опрацювання даних, що реалізують методи кодування біт-орієнтованих потоків у різних ТЧБ.

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

### **Наукова новизна одержаних результатів.**

*Вперше:*

- розроблено метод кореляційного опрацювання сигналів на основі автоковаріаційної функції у базисі Радемахера шляхом виконання операції множення у процесі аналого-цифрового перетворення даних, що дозволило вилучити з їх складу матричні перемножувачі та зменшити апаратну складність цифрових кореляторів;

- розроблено метод цифрового кореляційного опрацювання даних у базисі Хаара-Крестенсона шляхом кодування вхідних цифрових відліків у системі числення залишкових класів ТЧБ Крестенсона та представлення залишків по модулю у базисі Хаара, що дозволило виконати операції перемноження та сумування парних добутоків поточних та зміщених цифрових даних на основі одноктактних вентильних матриць і в результаті підвищити швидкодію цифрових кореляторів;

- запропонований критерій оцінки та досліджена інформативність кореляційних спецпроцесорів, що дозволило отримати порівняльні діаграми інформативності кореляційних спецпроцесорів при застосуванні різних аналітичних виразів кореляційних функцій.

*Вдосконалено:*

- метод визначення знакової автокореляційної функції шляхом представлення результатів в базисі Радемахера, що дозволило спростити алгоритм, підвищити його швидкодію, зменшити апаратну складність та розширити функціональні можливості спецпроцесора.

*Набула подальшого розвитку:*

- оцінка ефективності існуючих та запропонованих технологій автокореляційного опрацювання даних на основі порівняльного аналізу системних характеристик компонентів кореляційних спецпроцесорів у базисах Радемахера, Хаара та Крестенсона, що дозволило обґрунтувати ефективність їх застосування в мультибазисних процесорах кореляційного аналізу.

### **Практичне значення одержаних результатів.**

Отримані результати є основою для побудови високоефективних програмно-апаратних засобів цифрового кореляційного опрацювання сигналів на основі різних ТЧБ.

Практична значущість дисертаційної роботи полягає в наступному:

1. Розроблені структурні та схемотехнічні рішення АЦП, регістрів зсуву, цифрових перемножувачів та накопичуючих суматорів у різних ТЧБ, що дозволило на 1-2 порядки покращити системні характеристики часової та апаратної складності процесорів.

2. Розроблені кореляційні спецпроцесори рекурентного та паралельного типу у базисі Радемахера та Крестенсона, що дозволило підвищити їх швидкодію за рахунок розпаралелення операцій аналого-цифрового перетворення та зсуву цифрових даних в багаторозрядних регістрах, а також виключити зі складу кореляторів матричні перемножувачі.

3. Розроблена структура та схемотехніка високопродуктивних цифрових кореляційних спецпроцесорів у базисах Радемахера, Хаара та Крестенсона, що дозволило покращити характеристики їх апаратної та часової складності і розширити функціональні можливості засобів цифрового кореляційного опрацювання даних.

**Обґрунтованість та достовірність наукових положень, висновків і рекомендацій.** Наукові положення та рекомендації дисертації належно обґрунтовані коректним використанням математичного апарату, комп'ютерним моделюванням, реалізацією та практичним впровадженням результатів у промисловість.

Теоретичні результати дисертаційної роботи використовуються в навчальному процесі на кафедрі спеціалізованих комп'ютерних систем Тернопільського національного економічного університету при викладанні наступних дисциплін: "Цифрова обробка сигналів і зображень" та "Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем", "Теорія джерел інформації".

Окремі розробки дисертаційної роботи використані та впроваджені на кафедрі спеціалізованих комп'ютерних систем Тернопільського національного економічного університету при вивченні дисциплін: "Цифрова обробка сигналів і зображення", "Спецпроцесори в різних теоретико-числових базисах", "Комп'ютерна логіка"; впроваджені на ТОВ "Енеркон" (м. Київ) при побудові телекомунікаційної системи контролю витоку та несанкціонованого доступу на об'єкті АТ "Прикарпаттранснафто-продукт" для перекачування нафтопродуктів. Відповідні акти про впровадження наведені в додатку Е.

**Особистий внесок здобувача.** Всі основні результати дисертаційної роботи отримані автором самостійно. У друкованих працях і публікаціях у співавторстві, автору належить: [27] запропоновано використання різних кореляційних функцій для реалізації алгоритму визначення ентропії джерел інформації; [28] систематизовані характеристики автокореляційних функцій, які використовуються для побудови логіко-статистичних інформаційних моделей (ЛСІМ); [29] запропонований критерій оцінки системних характеристик кореляційного спецпроцесора та запропонована структура матричного перемножувача в базисі

Хаара; [30] запропонована структура знакового цифрового корелятора в унітарному ТЧБ; [31] запропоновано розпаралелення процесів аналого-цифрового перетворення та рекурсивного перемноження та сумування даних в накоплюючих суматорах цифрового корелятора; [32] проаналізовано характеристики компонентів та архітектур цифрових кореляторів на основі різних аналітичних виразів кореляційних функцій та різних ТЧБ; [33] систематизовані різні аналітичні вирази дискретних автокореляційних функцій та визначена їх асимптотика; [34] розроблений критерій інформативності кореляційних функцій та отримана порівняльна характеристика даного критерія у вигляді діаграми; [35] виконані теоретичні дослідження алгоритмів обчислення різних кореляційних функцій та отримана порівняльна діаграма; [36] отримані аналітичні вирази оцінки швидкодії алгоритмів обчислення кореляційних функцій у базисах Радемахера, Крестенсона та Галуа; [37] проаналізовані характеристики апаратної та часової складності багаторозрядних регістрів зсуву у базисах Радемахера, Хаара, унітарному та Крестенсона.

**Апробація результатів дисертації.** Наукові та практичні результати роботи доповідалися і обговорювалися на конференціях та семінарах: міжнародному симпозіумі “Питання оптимізації обчислень (ПОО -XXXV)”. – Київ, 2009р.; проблемно-науковій міжгалузевій конференції “Інформаційні проблеми комп’ютерних систем, юриспруденції, енергетики, економіки, моделювання та управління (ПНМК). - Бучач, 2009р., 2010р., 2011р., 2012р.; міжнародній науково-технічній конференції “Українські технології ACSN-2009”. – Львів, 2009р.; міжнародній конференції “Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікації, комп’ютерної інженерії” TCSET’ 2010. - Львів-Славсько, 2010р.; XI-th International conference “The experience of designing and application of CAD systems in micro-electronics”. - Lviv, 2011y.; міжнародній молодіжній математичній школі “Питання оптимізації обчислень (ПОО-XXXVII)” - Інституту кібернетики імені В.М. Глушкова НАН України, - Київ-Кацивелі, 2011р.; проблемно-науковій міжгалузевій конференції “Юриспруденція та проблеми інформаційного суспільства (ЮПІС - 2011)”, - Івано-Франківськ-Яремче, 2011р.; international conference (“Сучасні

проблеми радіоелектроніки, телекомунікації, комп'ютерної інженерії”) TCSET 2012.  
– Lviv-Slavsko (Ukraine), 2012у.

**Публікації.** Результати дисертаційної роботи в повному обсязі опубліковані у 19 друкованих працях автора, з них 5 наукових статей у фахових виданнях (в тому числі - 2 статті одноосібні), 3 патент, України та 11 матеріалів доповідей на науково-технічних конференціях.

**Структура і обсяг дисертації.** Дисертаційна робота складається із переліку умовних позначень, вступу, чотирьох розділів, висновків, переліку використаних джерел та \_\_ додатки. Загальний обсяг роботи складає \_\_\_ сторінок, з яких \_\_\_ сторінок основного тексту, що містить \_\_\_ рисунки та \_\_\_ таблиць. Список використаних джерел поданий на \_\_\_ сторінках і містить \_\_\_ найменування, з них \_\_\_ вітчизняних авторів. Додатки на \_\_\_ сторінках.

## РОЗДІЛ 1

### ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ ТА СИСТЕМНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ СПЕЦПРОЦЕСОРІВ КОРЕЛЯЦІЙНОГО ОПРАЦЮВАННЯ ЦИФРОВИХ ДАНИХ

#### 1.1 Аналіз сфери застосування цифрових кореляторів в інформаційних системах

##### 1.1.1 Цифрові корелятори приймачі ШПС та статистичного аналізу характеристик рідин

Аналіз світового досвіду розробки та сучасного практичного застосування спецпроцесорів кореляційної обробки даних, які застосовуються в системах обробки інформації, показує, що вони масово використовуються провідними фірмами (Analog, Maxim, Motorola) [38-40].

Матричний каскадний корелятор (МКК) [41] представлений на рис.1.1, призначений для виконання фільтрації шумоподібних сигналів. Области застосування МКК: системи зв'язку з кодовим розділенням каналів, системи персонального і стільникового зв'язку, навігаційні системи, системи локації. Крім того, МКК може бути використаний в пристроях синхронізації і системах розпізнавання образів.



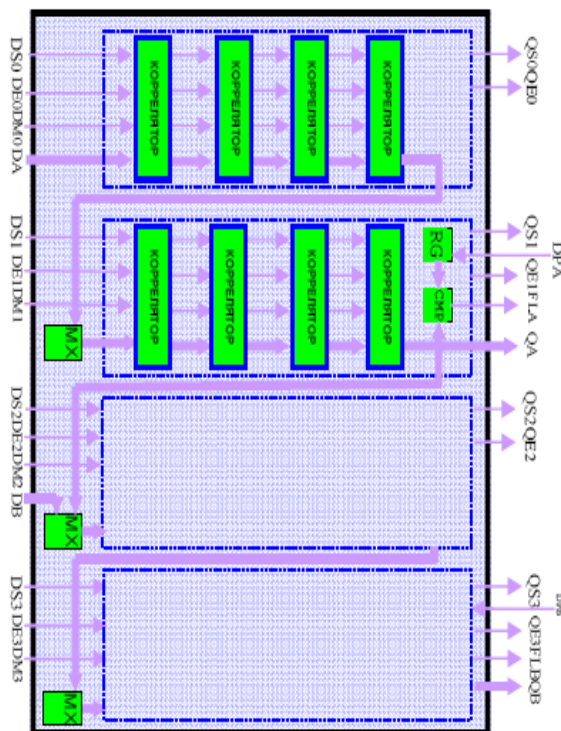
Рисунок 1.1 - Матричний каскадний корелятор

МКК виконує операції обчислення функції кореляції або згортки вхідного сигналу з попередньо завантаженим еталоном.

МКК складається з 16 однакових модулів, кожен з яких обробляє бінарні послідовності завдовжки 32 біта. Ці модулі об'єднані в групи по чотири, кожна



група має зовнішні входи і виходи сигналів та еталонів. Мікросхема містить два блоки порівняння результатів обчислення з порогами рис.1.2.



Основні технічні характеристики:

- вхідні дані: 1-4 біт, опорний сигнал 1 біт, об'єм вибірки (512-128 біт) відповідно (1-4 біт) вхідні дані;
- робоча частота 16 МГц;
- напруга живлення 5В;
- температурний діапазон від -50 до +70 ° С;
- передбачена можливість каскадування декількох корпусів з метою збільшення довжини опрацьовуваних сигналів;
- максимальний об'єм вибірки однобітових сигналів до 16383 біт 4-х розрядних сигналів до 1152 біт;
- обробка бінарних сигналів довжиною 256 біт на частоті 32 МГц.

Рисунок 1.2 - Структура та основні технічні характеристики матричного каскадного корелятора

Шестистанційний АРК (астрономічний радіоінтерферометричний корелятор) [42], розроблений інститутом прикладної астрономії Російської академії наук, представлений в додатку А. Основними вимірюваними величинами на виході корелятора є: амплітуда і фаза кореляційного відгуку, геометрична групова затримка і швидкість зміни геометричної затримки радіосигналів.

Апаратне забезпечення корелятора є апаратно-програмною системою. Апаратно реалізовані найбільш трудомісткі операції: обчислення кроскореляційних функцій сигналів квазарів і виділення сигналів генераторів пікосекундних імпульсів обсерваторій. Апаратне забезпечення корелятора включає в себе шість пристроїв відтворення сигналів Mark5B (рис. 1.3), систему розподілу сигналів, 15 базових модулів корелятора, п'ять промислових комп'ютерів стандарту Compact PCI 6U (Крейта) та керуючий персональний комп'ютер - базове ядро корелятора. Апаратура

шестистанційного корелятора, крім керуючого персонального комп'ютера, займає чотири 19-дюймових стійки.

Базовий модуль корелятора представлений на рис. 1.3 є ядром корелятора, виконуючи всю апаратно реалізовану обробку даних. Базовий модуль корелятора містить 16 кореляційних модулів, що реалізують алгоритм XF (X - кореляція або перемножування, F - перетворення Фур'є).



Рисунок 1.3 - Плата базового ядра корелятора

Конструктивно кожен модуль являє собою плату стандарту CompactPCI 6U, що встановлюється в промисловий комп'ютер (Крейт). Модуль спроектований на основі технології ПЛІС (програмовано-логічні інтегральні схеми), використані 100-кіловентильні мікросхеми фірми Altera. На кожній 16-шаровій платі встановлені 34 мікросхеми ПЛІС, 32 мікросхеми оперативної пам'яті, контролер PCI шини, буферні та інші допоміжні мікросхеми.

Пристрій для статистичного аналізу випадкових процесів на основі модульної функції автокореляції зі змінним кроком дискретизації “Мікрокор – G8” [43] (рис.1.4), розроблений в Івано-Франківському інституті нафти і газу, впроваджений на дослідно-експериментальній буровій “Суздальская” в Краснодарському краї, для визначення функцій автокореляції параметрів бурової рідини, а також при опрацюванні акустичних сигналів, які генеруються потоком бурової рідини на поверхні свердловини.

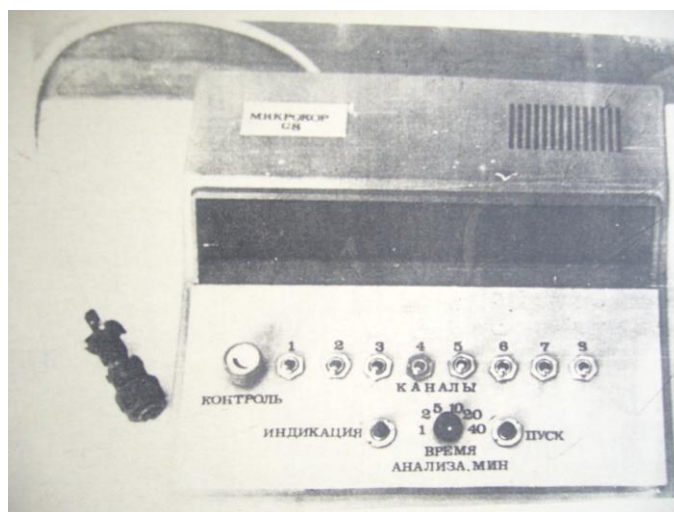


Рисунок 1.4 - Модуль пристрою “Мікрокор – G8”

Параметри корелятора “Мікрокор – G8”: частота дискретизації 1,5 - 12 кГц, число рівнів квантування 16, об’єм вибірки 256 – 1024, число точок кореляційної функції 8, тривалість обчислення всіх точок кореляційної функції 1,024 мс, ТЧБ унітарний, Радемахера.

### 1.1.2 Скануючі спектральні корелятори

Швидкісний пошуковий приймач-корелятор SEL SP-81 "Оракул" (рис.1.5) призначений для оперативного виявлення і пошуку в ближній зоні пристроїв знімання акустичної інформації, використовує радіоканал, в тому числі мобільних телефонів. Наявність пасивного акустичного корелятора дозволяє безшумно і приховано виявляти джерела радіовипромінювання, модульовані аналоговими сигналами, (радіомікрофони) в автоматичному режимі без участі оператора. У приймачі передбачені два режими роботи: пошуковий - для виявлення і локалізації джерел радіовипромінювань і сторожовий - для безперервного контролю за станом частотного діапазону в реальному часі. При виявленні сигналу індикується його частота і рівень, а демодульований сигнал може відтворюватися через вбудований гучномовець. Приймач виявляє радіопередавачі з потужністю в антені 5 мВт на відстані не менше 5 м. Час сканування всього частотного діапазону залежить від завадостійкості і становить в середньому кілька секунд.



Рисунок 1.5 - Загальний вигляд приймач-корелятора SEL SP-81 "Оракул"

Використовуваний у приладі метод кореляції призначений для виявлення радіомікрофонів і заснований на порівнянні демодульованого радіосигналу з опорним акустичним, який присутній в приміщенні. Алгоритм, застосовуваний у приймачі "Оракул", заснований на обчисленні кроскореляційної функції поточної потужності акустичного сигналу, тобто його огинаючої. Це дозволяє не враховувати відмінність форми досліджуваного і опорного сигналів, що з'являється через резонансні властивості приміщення, що істотно підвищує достовірність аналізу. Для реалізації цього алгоритму оптимально підходить саме мовний сигнал, який володіє високим пік-фактором (тобто зміною поточної потужності). Крім того, цей метод дозволяє виявляти радіопередавачі з закритим аналоговим каналом, наприклад, з інверсією спектру.

Технічні характеристики приймача-корелятора SEL SP-81 "Оракул": діапазон частот 20 - 3000 МГц, види модуляції сигналу WFM, NFM, AM, імпульсна (PM), стандарти цифрових сигналів D-AMPS, DECT, GSM 900, GSM 1800, Bluetooth, чутливість по входу для захвату сигналу в діапазоні частот 20 - 200 МГц - 80 дБм (23 мкВ), динамічний діапазон вимірювача рівня сигналу не менше 70 дБ, час сканування діапазону 12с, середній час аналізу кореляції одного сигналу 4с, кількість запам'ятовуючих сигналів до 999, струм споживання не більше 120 мА, дальність виявлення радіопередавачів з потужністю в антені 5 мВт не менше 5 м.

Спектральний корелятор OSCOR OSC-5000 Delux v 5.0 [45] призначений для виявлення і локалізації каналів витоку інформації (рис.1.6). Здатний в автоматичному і ручному режимах вести контроль за радіоефіром, діапазоном інфрачервоних і звукових частот, обстежити дротову лінію напругою до 250 В.



Рисунок 1.6 - Спектральний корелятор OSCOR OSC-5000 Delux v 5.0

Основу приладу складає скануючий спектральний корелятор, керований мікрокомп'ютером. Прилад використовує принцип пасивного розпізнавання переданих звукових сигналів, подібних на звуковий фон контрольованого приміщення для автоматичного знаходження прослуховуючих пристроїв. В автоматичному режимі прилад безупинно сканує всі діапазони і проводить акустичну кореляцію сигналів. У разі виявлення прослуховуючого пристрою подається звуковий або візуальний сигнал.

OSC-5000 Deluxe, крім зазначених вище можливостей, дозволяє виявляти системи прихованого відеоспостереження, які працюють по радіоканалу, і переглядати відеозображення на вбудованих моніторах у системах PAL, SECAM, NTSC. Крім того, в цю комплектацію входить опція OTL-5000, що дає можливість визначати місцезнаходження активних радіомікрофонів методом триангуляційної акустичної локації. Короткі технічні характеристики включають: обсяг ОЗП 256 (512) МБ, живлення 115 або 230 В, 50 Гц, 12 ... 18 В постійного струму, вбудована батарея, контрольований діапазон радіочастот 10 кГц ... 3ГГц, похибка установки частоти 100 Гц, види модуляції прийнятих сигналів АМ, FMW, FMN, SC, SSB / CW, смуга пропускання тракту ПЧ 250; 15; 6 кГц, динамічний діапазон 90 дБ, контрольована ділянка інфрачервоного діапазону 850 ... 1070 нм, контрольований діапазон звукових частот 50 Гц ... 15 кГц, діапазон контрольованих частот при аналізі мережі змінного струму 10 кГц ... 5 МГц.

### 1.1.3 Корелятори для визначення місця витoku у трубопроводах

При виникненні аварії на трубопроводі, для точного визначення місця витoku застосовуються корелятори витoku. Найбільш ефективними цифровими кореляторами є корелятори MicroCorr Digital + і MicroCorr DigiCAL виробництва компанії Palmer (рис. 1.7)[44]. Ці моделі мають однакові технічні характеристики й відрізняються тим, що DigiCAL не має власного дисплея і керування кореляторів виконується через Notebook, надаючи оператору більш зручний сервіс і розширені можливості. Цифрові корелятори MicroCorr володіють вбудованим джерелом живлення, водонепроникним виконанням корпусу, малою вагою і габаритами.

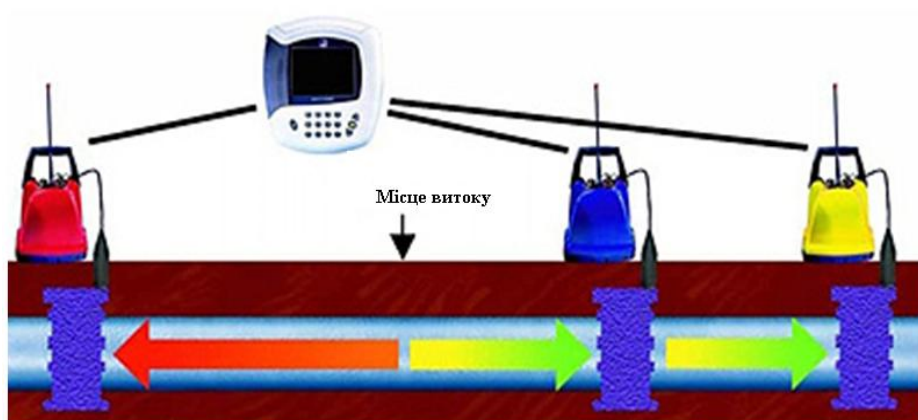


Рисунок 1.7 - Корелятор витoku MicroCorr Digital + і MicroCorr DigiCAL

MicroCorr Digital+ і MicroCorr DigiCAL виконує повну цифрову кореляцію, ідентично аналоговому корелятору. Високі показники роботи досягаються за рахунок використання новітніх цифрових давачів прийому-передачі та обробки інформації.

Пристрої витoku серії ZETCORR (рис. 1.8) призначені для виявлення та локалізації витоків рідини в трубопроводах високого тиску (нафтопроводи та інше), а також для виявлення несанкціонованих підключень і врізок. Принцип роботи пристроїв ZETCORR будується на базі корелятора ZET 017-U2 і двох давачів виявлення витоків BC-121. Давачі встановлюються безпосередньо на трубі, по обидва боки від місця передбачуваного витoku. Корелятор аналізує шуми від витoku, що приходять на давачі, і з високою точністю обчислює місце, з якого вони виходять.





Рисунок 1.8 - Структура пристрої витоку серії ZETCORR

Багатофункціональний аналізатор спектру (корелятор) ZET 017-U2 (рис. 1.9) призначений для вимірювання параметрів спектральних складових сигналів з різних давачів, кореляційної структури сигналів, генерації електричних сигналів з нормованими метрологічними параметрами, вимірювання рівнів шуму та рівнів вібрації в 1/3-октавних смугах, що дозволяє використовувати його в якості віброметра і шумоміра. Підключення до комп'ютера та живлення аналізатора здійснюється по шині USB 2.0, Ethernet, Wi-Fi. Також аналізатор спектру може функціонувати автономно і реєструвати сигнали на вбудований флеш-накопичувач. Вбудований підсилювач для давачів з вбудованою електронікою дозволяє підключати вібросенсори і мікрофони стандартів ICP і IEPE без використання проміжних підсилювачів і інтелектуальні TEDS сенсори (сенсори підтримують стандарт підключення IEEE 1451.4). Характеристиками даного корелятора є: вісім або чотири вимірювальних каналів, частотний діапазон від 0 до 20 кГц, динамічний діапазон 90 дБ, технологія опитування датчиків TEDS, інтерфейс для зв'язку з комп'ютером USB 2.0, Ethernet, Wi-Fi, знімний флеш-накопичувач (до 32Гб) дозволяє проводити запис автономно без комп'ютера. До одного комп'ютера можна підключати до 25 аналізаторів спектру, з розширенням кількості каналів до 200.



Рисунок 1.9 - Багатофункціональний корелятор (аналізатор) спектру ZET 017-U2

Сейсмоприймач ВС-121 (рис. 1.10) призначений для виявлення витоків рідких та газоподібних продуктів з трубопроводів. Прямокутні магніти на підставі датчиків забезпечують просте і надійне кріплення ВС-121 на трубах будь-якого діаметру. Це дозволяє застосовувати сейсмоприймачі ВС-121 в мобільних і портативних системах виявлення витоків. Герметичність датчиків ВС-121 дозволяє встановлювати їх у водонасиченому ґрунті. Основними технічними характеристиками сейсмоприймачів ВС-121 є: осьова чутливість 3000 мВ / g, відносна поперечна чутливість <5%, амплітудний діапазон  $\pm 2$  g, максимальний удар  $\pm 10$  g, частотний діапазон 0,5 ... 3000 Гц, власна частота > 20 000 Гц, власні шуми <0,002 g, вихідний опір <500 Ом, температурний діапазон -40 ... +125 ° С, напруга живлення ICP + (18 ... 30) В, струм живлення 3 ... 5 мА, рівень постійної напруги на виході 10 ... 13 В, час встановлення робочого режиму 10 с.



Рисунок 1.10 - Сейсмоприймач ВС-121

Сенсори ВС-121 більш чутливі в порівнянні зі звичайними вібровимірювальними перетворювачами, що дозволяє проводити вимірювання на



відстанях до 500 м між давачами. Два сенсори виявлення витоків ВС-121, аналізатор спектру ZET 017-U2 і ноутбук утворюють портативний пристрій виявлення витоків ZETCORR.

Проведений аналіз типів та характеристик цифрових кореляторів, які широко використовуються у різних сферах промисловості, показує їх практичну значущість при рішенні широкого спектру задач у промисловості. При чому найбільш важливими параметрами таких програмно-апаратних обчислюваних засобів є максимальна швидкодія, низька апаратна складність, висока інформативність. Ці характеристики відповідно впливають на їх габарити, вартість, експлуатаційні характеристики надійності, прямим чином пов'язані з їх існуючою високою ціною (1-10 тис. у.о.). Своєчасна ідентифікація передаварійних та аварійних ситуацій на промислових установках та об'єктах дозволяє забезпечити зменшення економічних втрат, а також, в окремих випадках, запобігти виникненню екологічних катастроф. Особливо це стосується магістральних нафтогазових трубопроводів та продуктопроводів.

В результаті аналізу існуючого стану побудови та застосування цифрових кореляторів в інформаційних системах встановлено, що проблема вирішення задач побудови кореляційних систем потребує використання широкого спектру теоретичних засад, які включають математичні основи кореляційного аналізу, теорію опрацювання інформаційних потоків кореляційними процесорами, систематизацію характеристик їх базових компонентів та застосування різних ТЧБ для проектування кореляційних спецпроцесорів.

Актуальною задачею виявлення та ідентифікації місця витoku є локалізація місць розриву або несанкціонованого витoku в магістральних продуктопроводах (нафти, дизельного палива, бензину та інше). Особливістю застосування програмно-апаратних засобів для вирішення цієї задачі шляхом побудови спеціалізованих кореляційних процесорів є вихідні параметри даного класу промислових установок (рис. 1.11).

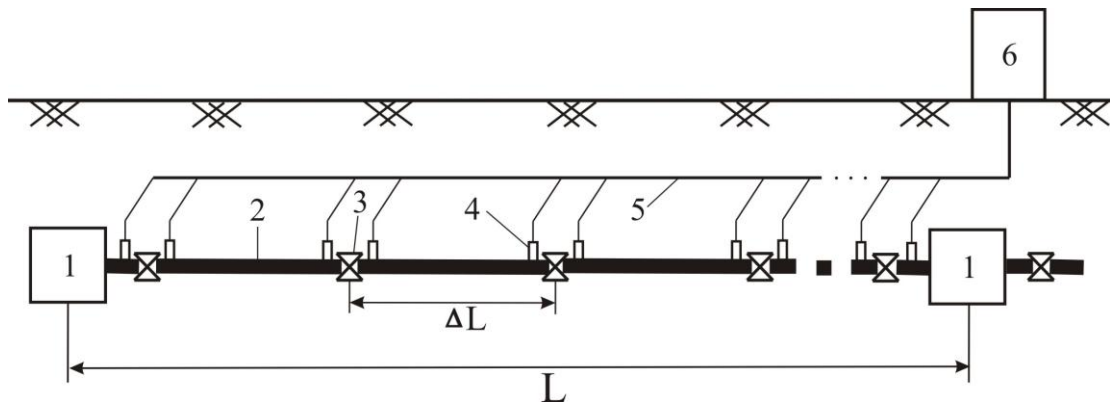


Рисунок 1.11 - Структурна схема сенсорної системи магістрального продуктопровода:

1 - ПНП (перекачуюча насосна станція), 2 – магістральний продуктопровід, 3 – дистанційно керована засувка, 4 – сенсор тиску, 5 – кабель ліній зв’язку, 6 – сервер диспетчерського пункту.

Приведена на рис. 1.11 структура відповідає існуючій технології збору та кореляційного опрацювання інформаційних потоків в діючих промислових установках перекачування нафтопродуктів. Розрахунок системних характеристик та допустимої точності локалізації місць витоків здійснюється шляхом обчислення кореляційних функцій центральним сервером. Виконані розрахунки відповідають наступним даним (додаток Б):

$\Delta L$ , м	100	200	500	1000
T, год.	3,46	1,73	0,7	0,34

При цьому необхідна швидкість передавання даних сенсорів по кабелю зв’язку 1,6 Мбіт/с, тактова частота сервера 1ГГц, об’єм пам’яті 5Тбіт.

Таким чином, виконаний аналіз характеристик діючої системи кореляційного опрацювання сигналів на магістральних продуктопроводах характеризується наступними недоліками та функціональними обмеженнями:

- швидкодія діагностування точок витоків магістрального продуктопровода не відповідає вимогам ідентифікації місця знаходження точки витоків на відстані 1км менше ніж 34 хв;

- необхідна швидкість передавання даних по кабелю лінії зв'язку 1,6Мбіт/с на відстань 2000 км є проблематичною і потребує спеціальних дорого-вартісних телекомунікаційних засобів;

- модернізації потребує структура системи збору та опрацювання даних шляхом розпаралелення кореляційної ідентифікації точок витoku на основі спеціалізованих процесорів, що дозволить підвищити швидкодію виявлення витоків, точність ідентифікації місць менше 1 км, а також знизити вимоги до швидкодії кабельної лінії зв'язку кореляційних процесорів з центральним сервером.

Таким чином, при швидкості поширення акустичних сигналів в рідині продуктопровода складає в середньому 2 км/с, то при віддалі між сенсорами цифрової кореляційної системи визначення місця витoku,  $L=50$ км критична швидкість обчислень кореляції всіх ділянок продуктопровода між засувками не перевищує 12,5с. Отже, якщо за вказану критичну тривалість усі ділянки продуктопровода не будуть ідентифіковані на можливість витoku, то збитки в залежності від вартості рідини продуктопровода та розрахунокового діаметру щілини витoku (таблиця Б.1) згідно гідравлічних розрахунків можуть складати десятки тисяч гривень.

Приведені результати аналізу діючої системи кореляційної ідентифікації точок витoku магістральних продуктопроводів обґрунтовують доцільність розробки та впровадження кореляційних спецпроцесорів з підвищеною швидкодією та зменшеною апаратною складністю.

## 1.2 Теоретичні засади кореляційного аналізу в інтегральному вигляді

Аналіз історії розвитку засобів кореляційного опрацювання даних дозволяє встановити значний вклад у теорію та практику методів кореляційного аналізу відомих вчених Вентцель Є.С. [1], Ланге Ф.Г. [2], Мірской Г.Я. [6], Грібанов В.І. [13] та інші.

Л. Френкс [46] розглядає процес моделювання інформаційних сигналів із загальних позицій і відмічає, що перетворення досить широких множин сигналів в

числові значення може бути здійснене за допомогою функціоналів, які, наприклад, мають вигляд:

$$f_1 = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \varphi(t) dt; \quad f_1 = \int_{-\infty}^{\infty} x^2(t) \cdot \varphi(t) dt.$$

Малиновський Б. Н. [47] зазначає, що доцільно застосовувати наближене перетворення інформаційних сигналів у вигляді рядів, які можна розглядати як зліченну послідовність функціоналів  $\{f_k; k = 1, 2, \dots\}$ :

$$x(t) \approx \sum_k f_k(t) \cdot \varphi_k(t);$$

де  $\{\varphi_k; k = 1, 2, \dots\}$  – задана множина сигналів, вибраних незалежно від апроксимованого сигналу  $x(t)$ .

Для класифікації кореляційних функцій та їхніх значень у теорії систем наведемо формули для неперервних сигналів  $x(t)$  та  $y(t)$  [48]. Середні значення  $x$  та  $y$  цих функцій:

$$\bar{x} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t) dt, \quad \bar{y} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y(t) dt.$$

Дисперсія визначається як:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T (x(t) - \bar{x})^2 dt, \quad \sigma_y^2 = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T (y(t) - \bar{y})^2 dt.$$

Коваріантність між сигналами  $x(t)$  та  $y(t)$  обчислюється як:

$$\sigma_{xy} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T (x(t) - \bar{x})(y(t) - \bar{y}) dt.$$

При знаковмінних величинах лінійні середні значення дорівнюють нулю й залишаються тільки:

$$\sigma_x^2 = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt = x_{ef}^2, \quad \sigma_y^2 = y_{ef}^2, \quad \sigma_{xy} = \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t) dt.$$

Для утворення кореляційних функцій необхідно затримати обидва залежні від часу сигнали на  $\tau$ . Автокореляційна функція (АКФ)  $\Phi_{xx}$  та  $\Phi_{yy}$  і взаємкореляційна функція (ВКФ),  $\Phi_{xy}$  – функції які залежать від часу затримки  $\tau$  [49]. Для сигналів, позбавлених постійної складової, вони визначаються як:

$$\Phi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t-\tau)dt; \quad \Phi_{yy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T y(t)y(t-\tau)dt;$$

$$\Phi_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)y(t-\tau)dt.$$

Згідно з  $r = \frac{\sigma_{xy}}{\sigma_x \sigma_y}$  нормована ВКФ має вигляд  $\Phi_{xy, норм.}(\tau) = \frac{\Phi_{xy}(\tau)}{\sqrt{\Phi_{xx}(0)\Phi_{yy}(0)}}.$

Теоретично середнє значення може утворитися лише на безмежному інтервалі часу  $2T$ . Незважаючи на це, обчислення часто проводиться за наведеними вище формулами, при цьому межі функції не зумовлюються. Це спрощення припускається лише в разі, коли сигнали, значно рознесені в часі, не корелюють між собою. При конкретному застосуванні необхідно перевіряти, яким має бути інтервал усереднення  $2T$ .

Для прикладу розглянемо ситуацію, коли необхідно визначити АКФ  $\Phi_{xx}$  функції  $x(t) = x \sin(\omega t + \varphi)$ . Із рівняння  $\Phi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x(t)x(t-\tau)dt$  отримуємо [50]:

$$\Phi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x \sin(\omega t + \varphi) x \sin(\omega[t - \tau] + \varphi) dt.$$

Скориставшись відомим  $\sin \alpha \sin \beta = \frac{1}{2}[\cos(\alpha - \beta) - \cos(\alpha + \beta)]$ , перетворюємо суму тригонометричних функцій на різницю:

$$\begin{aligned} \Phi_{xx}(\tau) &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \frac{x^2}{2} [\cos(\omega\tau) - \cos(2\omega t - \omega\tau + 2\varphi)] dt = \\ &= \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{x^2}{2} \left[ \cos(\omega\tau) \frac{2T}{2T} - \frac{1}{2T} \frac{\sin(2\omega T - \omega\tau - 2\varphi)}{2\omega} + \frac{1}{2T} \frac{\sin(2\omega(-T) - \omega\tau + 2\varphi)}{2\omega} \right]. \end{aligned}$$

Обидва останні терми з інтервалом усереднення  $2T$  у знаменнику взаємно знищуються, оскільки функції косинусу інтегруються за два повні періоди.

Шуканою АКФ є  $\Phi_{xx}(\tau) = \frac{x^2}{2} \cos \omega\tau.$

Попередній результат можна узагальнити такими властивостями АКФ [51]:

- у разі періодичного сигналу АКФ є періодичною функцією з такою самою частотою, що й залежна від часу функція;

- для кожного гармонічного коливання незалежно від значення його фази, АКФ є завжди функцією косинусу;

- АКФ – парна функція:  $\Phi_{xx}(\tau) = \Phi_{xx}(-\tau)$ ;

- з аргументом  $\tau = 0$  АКФ дає квадрат середньоквадратичного значення (квадрат ефективного значення):  $\Phi_{xx}(\tau = 0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T x^2(t) dt = e_{ef}^2$ ;

- АКФ є узагальненням середньоквадратичного значення;

- АКФ має максимум у точці  $\tau = 0$ . Для періодичних сигналів максимум повторюється. Для стохастичних, залежних від часу сигналів, вільних від постійної складової частини, при зростанні часу затримки АКФ спадає до нуля;

- АКФ сигналу спадає до нуля тим швидше, чим швидшим і рівномірнішим є спектр цього сигналу. У разі ідеального “білого” шуму (рис.1.12.) АКФ має єдине ненульове значення в точці  $\tau = 0$  - це максимум.

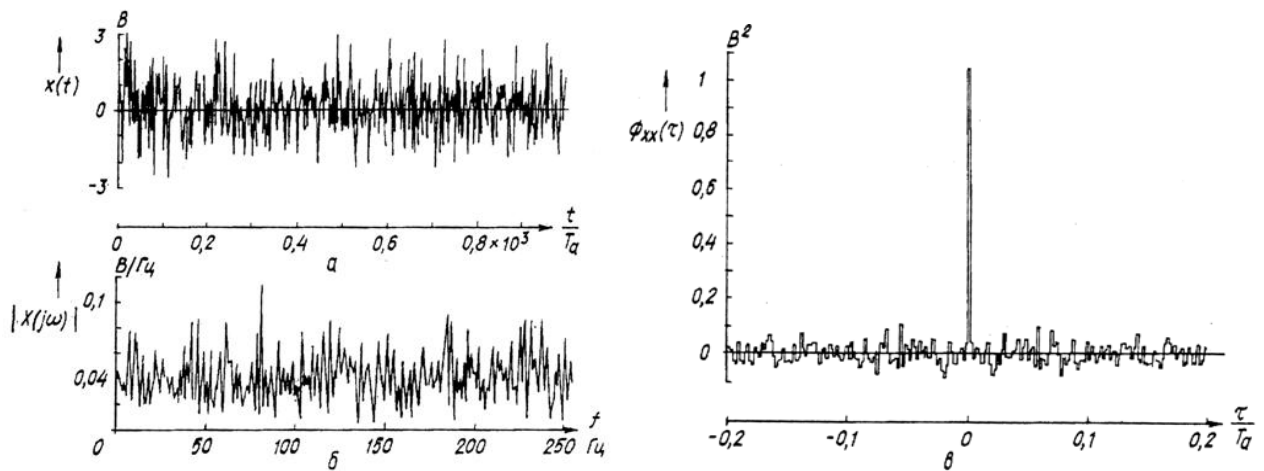


Рисунок 1.12 - Випадок ідеального “білого шуму”

При кореляції полярності розглядається лише полярність залежних від часу

сигналів. Згідно з  $\text{sgn } x(t) = \begin{cases} 1 & \text{для } x > 0 \\ -1 & \text{для } x < 0 \end{cases}$ . Відповідно функції матимуть вигляд:

$$\Phi_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \text{sgn } x(t) \text{sgn}[x(t - \tau)] dt, \quad \Phi_{xy}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^T \text{sgn } x(t) \text{sgn}[y(t - \tau)] dt.$$

Кореляція полярності легко реалізується. Як правило, необхідний аналого-цифровий перетворювач спрощується до компаратора, а замість множника достатньо елемента еквівалентності. Для сигналів з нормальним розподілом полярність АКФ залежить через функцію  $\arcsin$  від повної АКФ.

### 1.3 Структури та принципи опрацювання інформаційних потоків кореляційними процесорами

Аналіз методів побудови та розробок різних пристроїв для аналізу сигналів та технологічних процесів показує, що цифрові кореляційні процесори знаходять широке застосування і до них виставляються широкі вимоги відносно системних характеристик. В тому числі:

- мінімальні габарити;
- максимальна швидкодія;
- мінімальна апаратна, часова та алгоритмічна складність;
- висока інформативність.

Тому задача розробки нових методів побудови спецпроцесорів кореляційного опрацювання сигналів, їх вдосконалення та розширення функціональних можливостей є актуальною науково-технічною задачею.

Незалежно від елементної бази реалізації цифрових кореляторів інтенсивно розвивалися різні структурні варіанти їх побудови, які забезпечували досягнення необхідних системних характеристик. Наприклад: підвищена швидкодія, зменшена апаратна складність, регулярність архітектури, виключення операцій множення в алгоритмах обчислення кореляційних функцій та інше. Тому при аналізі розвитку структур та вдосконалення характеристик кореляційних процесорів доцільно виконати аналіз відомих вітчизняних та зарубіжних патентно-захищених розробок.

У 1968р. розроблена структура багатоканального цифрового корелятора співробітником Інституту автоматики та електрометрії Сибірського відділення АН СРСР В.І. Юшин [52], яким з метою підвищення швидкодії запропоновано комбінований спосіб затримки даних шляхом запам'ятовування дискретів сигналів і

їх переміщення в регістрі зсуву. Корелятор (рис.1.13.) містить два аналого-цифрові перетворювачі, синхронізатор, регістр зсуву, два комутатори інформаційних потоків, блок перемноження і накоплюючі суматори, кількість яких рівна числу точок обчислюваної кореляційної функції.

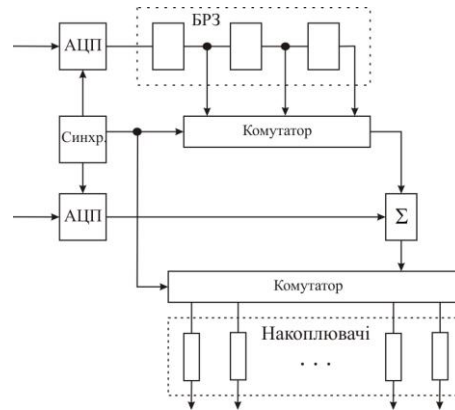


Рисунок 1.13 - Багатоканальний цифровий корелятор

В той же час наявність одного блоку перемножень у структурі описаного корелятора суттєво обмежує його швидкодію, оскільки операція множення виконується послідовно для кожного зсунутого цифрового значення вхідних даних.

В роботі [13] приведені структурні схеми дискретних кореляторів рис.1.14 а) і б), які використані в системі визначення імпульсних характеристик об'єктів.

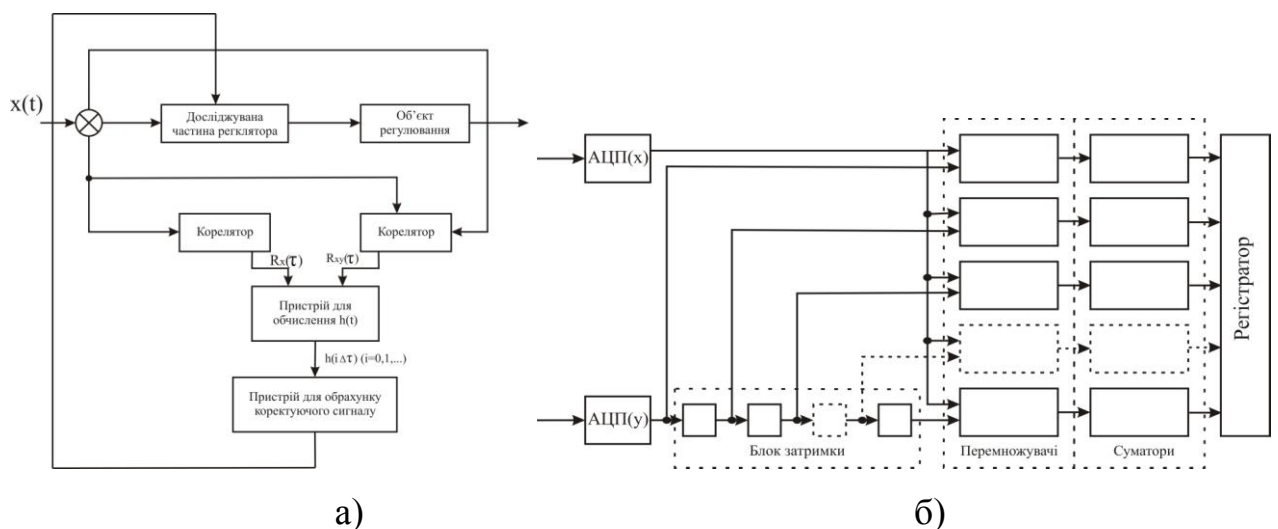


Рисунок 1.14 - Блок-схема системи визначення імпульсних характеристик об'єктів



Складність виконання операції множення в кореляторах зумовила розробку ймовірнісних кореляторів з однополярними та двополярними перемножувачами (рис.1.15) [53].

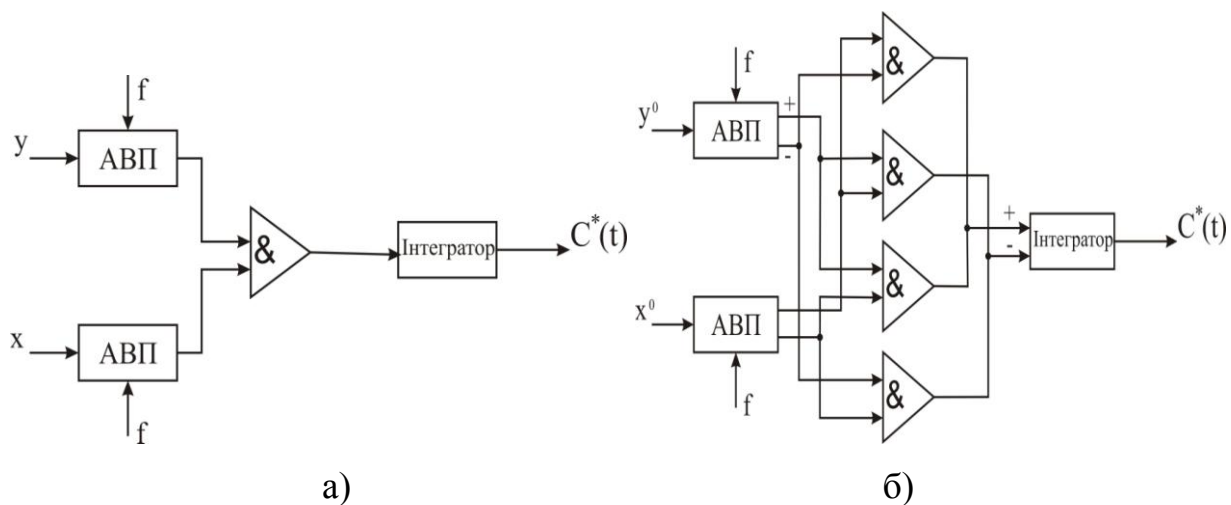


Рисунок 1.15 - Блок-схема ймовірнісного корелятора:

а) з однополярним перемножувачем, б) з двополярним перемножувачем.

В якості елементної бази описаних кореляторів (1971р.) використані ферит-транзисторні схеми, що зумовило їх низьку швидкодію та значну апаратну складність даних пристроїв.

У 80-х роках в Куйбишевському політехнічному інституті (С.А. Прохоров) розроблено серію цифрових кореляторів, структури та характеристики яких приведені в таблиці 1.1 [54-60].

Таблиця 1.1 - Структури та функціональні характеристики цифрових кореляторів

№	Тип корелятора	Структура	Аналітичне Представлення
1	2	3	4
1.	Цифровий автокорелятор паралельного типу		$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}$

Продовження таблиці 1.1

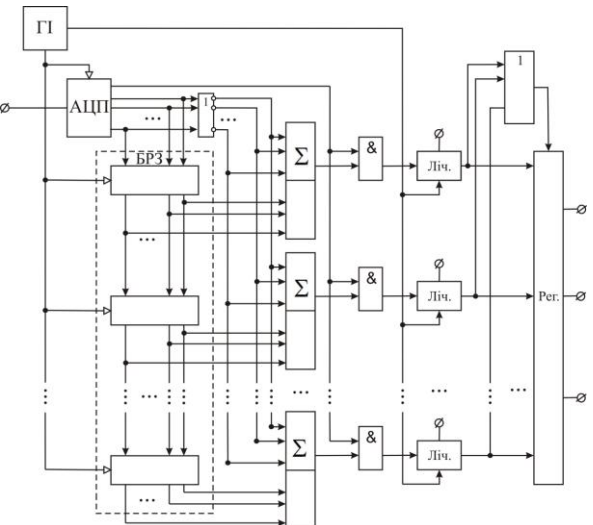
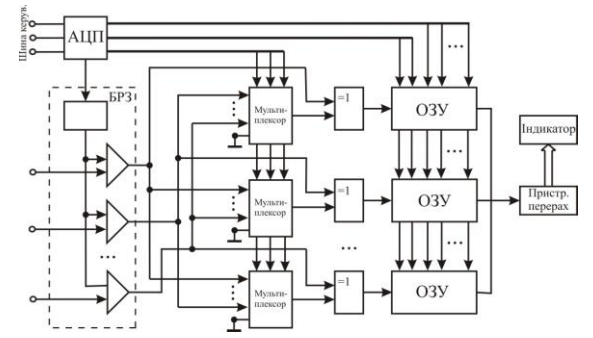
1	2	3	4
2.	<p>Пристрій для обчислення похідної структурної функції</p>		$C'_{xx}(j) = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^{N-1} [(x_i - x_{L_i})^2 - (x_i - x_{K_i})^2],$ <p>зі змінним кроком дискретизації</p>
3.	<p>Цифровий автокорелятор</p>		$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j},$ <p>зі змінним кроком дискретизації</p>
4.	<p>Автокорелятор</p>		$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{R_{xx}(0)}$
5.	<p>Цифровий автокорелятор</p>		$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}$

У 80-х роках сімейство цифрових кореляторів в мікроелектронному виконанні розроблено під керівництвом професора Я.М. Николайчука [43, 61-63]. Особливості такого класу кореляторів полягали у використанні унітарного теоретико-числового базису, що дозволяло підвищити регулярність архітектури такого класу процесорів, забезпечити високий рівень паралелізму операцій та реалізацію операцій множення в кожному каналі на основі простих логічних схем. У таблиці 1.2 приведені структури названих цифрових кореляторів, які реалізують алгоритми обчислення структурної, модульної та еквівалентної функцій автокореляції, а також матрично-модульної взаємкореляційної функції.

Таблиця 1.2 - Структура та аналітика цифрових кореляторів у різних ТЧБ

№	Тип корелятора	Структура	Аналітичне представлення
1	2	3	4
1.	Пристрій для обчислення модульної функції (унітарний ТЧБ)		$G_{xx}(j) = \text{res}(\sum_{i=1}^n  x_i - x_{i+j} ) \bmod P$
2.	Пристрій для обчислення структурної функції (унітарний ТЧБ)		$C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{i+j})^2$

Продовження таблиці 1.2

1	2	3	4
3.	Пристрій для обчислення функції еквівалентності (ТЧБ Хаара)		$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{Z}_{xx}$
4.	Модульно-матричний цифровий корелятор (унітарний ТЧБ)		$C_{xy}(0) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  x_i - y_i $

Особливістю приведених структур є використання багатоканального регістра, в якому паралельно з формуванням унітарного коду на виході АЦП відбувається зсув інформації, логічне перемноження цифрових даних та їх сумування в накоплюючих суматорах.

Аналіз числа розробок та типів цифрових кореляторів зарубіжними фірмами за останні двадцять років показує, що велика кількість фірм займаються розробкою та тиражуванням кореляційних процесорів та інформаційних систем на їх основі. В таблиці 1.3 [64-67] приведені структури та функціональне призначення найбільш широко застосовуваних кореляційних процесорів.

Таблиця 1.3 - Структура та аналітика цифрових кореляторів зарубіжних розробників

№	Тип корелятора	Структура	Аналітичне представлення
1	Differential correlator for spread spectrum communication system (Greg A. Nease, Peter K. Cripps, Agilis Corporation, Calif.)		Spread spectrum correlator, $H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^0(x_i) \cdot \text{sign}^0(x_{i+j})$
2	Electronic correlator (Jenoptik Jena G.m.b.H., Werner Marckwardt)		$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^0(x_i) \cdot \text{sign}^0(x_{i+j})$ , $H_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^0(x_i) \cdot \text{sign}^0(y_{i+j})$
3	Correlator, synchronizer provided with the correlator, and fast frequency hopping spread spectrum receiver provided with the synchronizer (Keiji Takakusaki, Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.)		$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}$

Продовження таблиці 1.3

1	2	3	4
4	Programmable correlator (Drew E. Sunstein, 19 Parkhurst Dr., Nashua, N.H. 03060)		$H_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^0(x_i) \cdot \text{sign}^0(y_{i+j})$

Проведена класифікація спецпроцесорних засобів цифрового кореляційного опрацювання інформаційних потоків дозволяє систематизувати та класифікувати їх типи згідно ознак використовуваних аналітичних виразів функцій кореляції, способів кодування цифрових даних у різних ТЧБ та різних цілей застосування (рис. 1.16) [54-70].

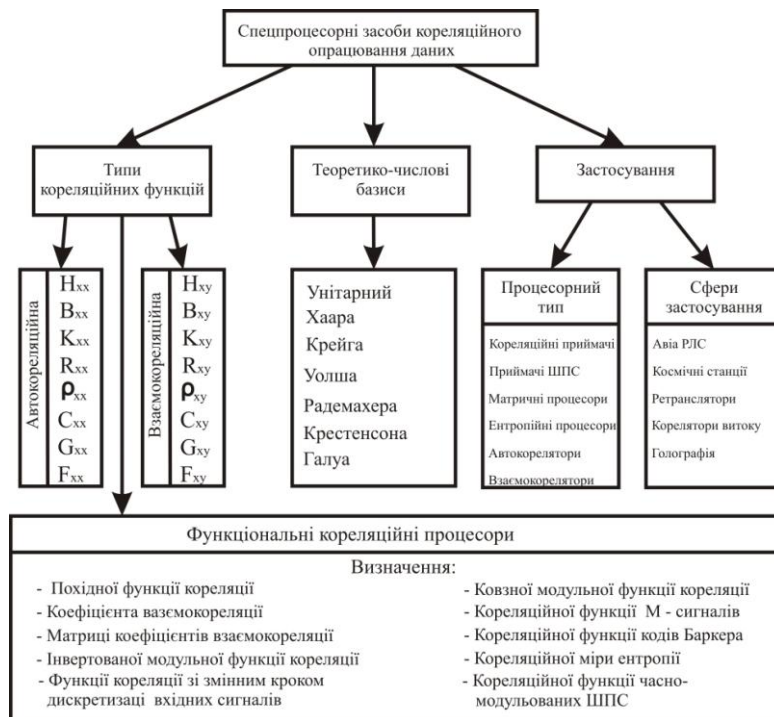


Рисунок 1.16 - Класифікація процесорних засобів кореляційного опрацювання даних

Проведений аналіз сфери застосування сучасних кореляторів, теоретичних засад обчислення та властивостей кореляційних функцій, класів процесорних засобів кореляційного опрацювання інформаційних потоків, а також досягнутого в даний час рівня реалізації мікроелектронних обчислювальних засобів визначає перспективу розвитку та вдосконалення методів цифрового кореляційного опрацювання даних на основі дискретних функцій кореляції. При цьому доцільно виділити наступні базові компоненти цифрових кореляторів:

- одноканальні та багатоканальні аналого-цифрові перетворювачі;
- багаторозрядні та багатоканальні регістри зсуву (БРЗ) даних;
- квадратори та перемножувачі дискретних даних у різних ТЧБ;
- накоплюючі суматори та шифратори даних.

Оскільки результати аналізу дозволили встановити (рис. 1.16), що цифрові кореляційні спецпроцесори можуть бути реалізовані на основі різних дискретних автокореляційних функцій [68]: знакової -  $V_{xx}$ , релейної -  $H_{xx}$ , коваріаційної -  $K_{xx}$ , кореляційної -  $R_{xx}$ , нормованої кореляційної -  $\rho_{xx}$ , структурної -  $C_{xx}$ , модульної -  $G_{xx}$ , еквівалентності -  $F_{xx}$ . Для обґрунтування ефективності їх застосування для побудови кореляційних спецпроцесорів з різними проблемно-орієнтованими мінімаксними характеристиками, необхідно виконати дослідження аналітики, асимптотики, інформаційних та інших характеристик названих кореляційних функцій.

В той же час, незважаючи на високу регулярність структур цифрових кореляторів в унітарному базисі, вони характеризуються двома найважливішими функціональними недоліками:

- велика апаратна складність багаторозрядних регістрів зсуву внаслідок представлення даних в унітарному базисі у діапазоні  $2^n$ , який відповідає числу рівнів квантування вхідних АЦП (наприклад при 8 та 10 біт АЦП - відповідно 256 та 1024 рівнів квантування);

- низька швидкодія обчислень та, відповідно, велика часова складність при цифровому опрацюванні унітарних кодів у діапазоні 256 та 1024 бітів.

## 1.4 Дискретні кореляційні функції, їх аналітика, асимптотика та системні властивості

Кореляційні функції належать до класу розглянутих мультиплікативних інтегральних функцій. В той же час реалізація кореляційного аналізу програмно-апаратних шляхом потребує використання дискретно-математичного апарату кореляційних функцій, який, як показано, описується більш широким класом функцій. В тому числі нецентрованих та центрованих добутків, квадрату різниці та модульної різниці, а також функції еквівалентності на основі числової величини “менше з двох”.

Розробкою теоретичних засад побудови спецпроцесорів кореляційного опрацювання інформаційних потоків займалися відомі зарубіжні та українські вчені Грібанов Ю.І., Золотухін Г.А., Іщеряков С.М., Николайчук Я.М., Кожемяко В.П., Сегін А.І. [13, 69-71]. В роботах [72-73] розроблена теорія та реалізація кореляційного опрацювання сигналів на основі решітчастих функцій, які формуються на виході аналого-цифрового перетворювача в процесі перетворення аналогових сигналів в цифровий.

В роботі [74] викладені теоретичні засади розрахунку кореляційних функцій на основі різних дискретних інтегралів (таблиця 1.4).

Таблиця 1.4 - Аналітика та асимптотика кореляційних функцій

№	Кореляційна функція	Автокореляційна функція	Асимптотика
1	2	3	4
1.	Знакова	$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^0(x_i) \cdot \text{sign}^0(x_{i+j})$	
2.	Релейна	$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot \text{sign}^0(x_{i+j})$	



Продовження таблиці 1.4

1	2	3	4
3.	Коваріаційна	$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j} \cdot$	
4.	Кореляційна	$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i^0 \cdot x_{i+j}^0 \cdot$	
5.	Нормована кореляційна	$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}$	
6.	Структурна	$C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{i+j})^2 \cdot$	
7.	Модульна	$G_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  x_i - x_{i+j}  \cdot$	
8.	Еквівалентності	$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{Z}_{xx} \cdot$	

Як видно з названої таблиці, існує вісім аналітичних виразів для розрахунку кореляційних функцій, в яких використовуються знакові, центровані та нецентровані значення цифрових відліків, а також різні оцінки дискретних інтегралів (мультиплікативний, квадрат різниці, модульна різниця та еквівалентність). Очевидно, що різні алгоритми обчислення відповідних кореляційних функцій будуть характеризуватися різним ступенем інформативності.

Між наведеними оцінками кореляційних функцій відомі наступні аналітичні залежності [74], які для стаціонарних джерел інформації будуть мати вигляд:

$$\left. \begin{aligned} K_{xx}(j) &= R_{xx}(j) + M_x^2; \\ C_{xx}(j) &= 2|D_x + M_x^2 - K_{xx}(j)| = 2[D_x - R_{xx}(j)]; \\ G_{xx}(j) &= 2\left(M_x - \check{F}_{xx}(j)\right); \\ \hat{F}_{xx}(j) &= 2M_x - \check{F}_{xx}(j), \end{aligned} \right\}, \quad (1.1)$$

$$\text{де } \hat{z}_i[x_i, x_{i+j}] = \hat{z}_i = \begin{cases} x_i, & \text{якщо } x_i \geq x_{i+j}, \\ x_{i+j}, & \text{якщо } x_i < x_{i+j}, \end{cases}$$

а також статистичні залежності [75]:

$$\rho_{xx}(j) = 1 - \frac{G_{xx}^2(j)}{2\mu_x\sigma_x^2}; \quad \rho_{xx}(j) = \frac{1}{\mu_x\sigma_x} B_{xx}(j); \quad \rho_{xx}(j) = \sin\left(\frac{1}{\mu^2} H_{xx}(j)\right),$$

де  $\mu_x$  – коефіцієнт, що залежить від закону розподілу.

Для Гаусівських стаціонарних процесів  $\mu = \sqrt{\frac{2}{\pi}}$  і відповідно попередні вирази

(1.1) отримують вигляд:

$$\left. \begin{aligned} G_{xx}(j) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{D_x - R_{xx}(j)}; \\ \rho_{xx}(j) &= \sin\left[\frac{\pi}{2} H_{xx}(j)\right]; \\ \rho_{xx}(j) &= \sqrt{\frac{\pi}{2}} \cdot \frac{P_{xx}(j)}{\sigma_x}. \end{aligned} \right\}. \quad (1.2)$$

Особливими кореляційними оцінками є

$$\left. \begin{aligned} Z_{xx}(j) &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i + x_{i+j}); \\ Q_{xx}(j) &= \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i^2 + x_{i+j}^2), \end{aligned} \right\}, \quad (1.3)$$

які відповідають статистичним характеристикам стаціонарних сигналів

$$Z_{xx}(j) = 2M_x \text{ і } Q_{xx}(j) = 2(D_x + M_x^2).$$

Тоді:

$$\left. \begin{aligned} Z_{xx}(j) &= 2\overset{\vee}{F}_{xx}^2(j) + G_{xx}(j), \\ Q_{xx}(j) &= 2\overset{\vee}{F}_{xx}^2(j) + 2\frac{1}{n}\sum_i^{\vee} z_i \cdot |x_i - x_{i+j}| + C_{xx}(j), \end{aligned} \right\} \quad (1.4)$$

де  $\overset{\vee}{F}_{xx}^2(j) = \frac{1}{n}\sum_{i=1}^n \overset{\vee}{z}_i^2(x_i, x_{i+j})$  – квадратична функція еквівалентності.

З виразу (1.4) видно, що між функціями  $\overset{\vee}{F}_{xx}^2(j)$  і  $C_{xx}(j)$  існує аналітичний зв'язок, який виражається через функції:

$$Tm_{xx}(j) = \frac{1}{n}\sum_i^{\vee} z_i \cdot |x_i - x_{i+j}|; \quad Tm_{xx}(j) = K_{xx}(j) - 2\overset{\vee}{F}_{xx}^2(j). \quad (1.5)$$

У таблиці 1.4 приведені аналітичні вирази цифрових автокореляційних функцій, що використовуються для реалізації спецпроцесорів приймання одновимірних шумоподібних сигналів (ШПС)[76]:

$$\overset{\circ}{\text{sign}}(x_i) = \begin{cases} +1, x_i \geq 0 \\ 0, x_i = 0 \\ -1, x_i < 0 \end{cases}; \quad \overset{\circ}{\text{sign}}(y_{i+j}) = \begin{cases} +1, y_{i+j} \geq 0 \\ 0, y_{i+j} = 0 \\ -1, y_{i+j} < 0 \end{cases}; \quad \overset{\circ}{x}_i = x_i - M_x; \quad \overset{\circ}{y}_i = y_i - M_y;$$

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

$$\check{Z}_{xx} = \begin{cases} x_i, x_i < x_{i+j} \\ x_{i+j}, x_i \geq x_{i+j} \end{cases}; \quad \check{Z}_{xy} = \begin{cases} x_i, x_i < y_{i+j} \\ y_{i+j}, x_i \geq y_{i+j} \end{cases},$$

де  $\overset{\circ}{\text{sign}}(x_i)$ ,  $\overset{\circ}{\text{sign}}(y_{i+j})$ - знаки центрованих значень;  $M_x, M_y$ - математичні сподівання;  $D_x, D_y$ - дисперсії;  $\check{Z}_{xx}, \check{Z}_{xy}$ - елементи кореляційної еквівалентності.

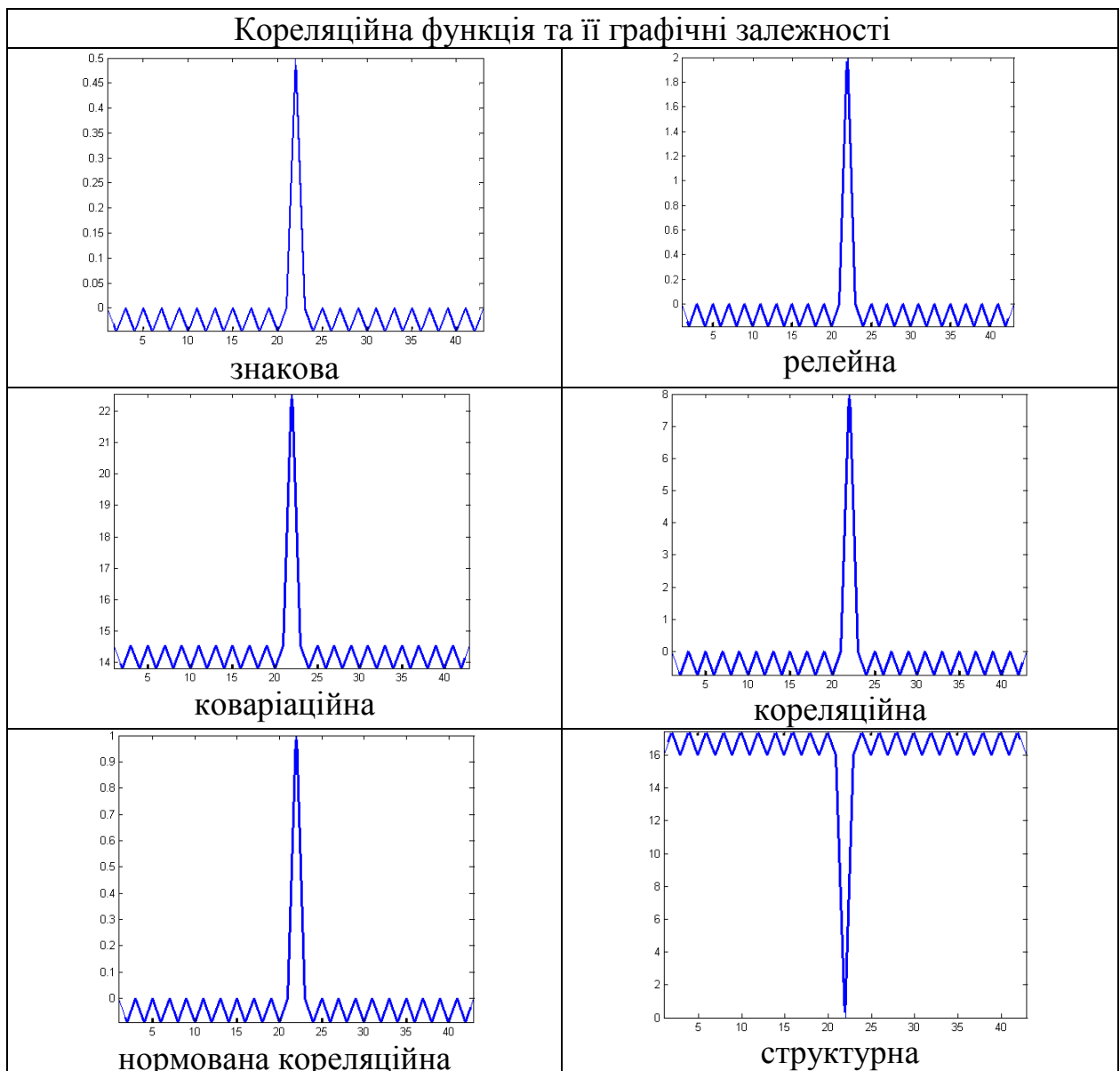
Аналіз аналітичних виразів кореляційних функцій, які подані в таблиці 1.4. свідчить, що найменшою алгоритмічною складністю характеризуються функції

еквівалентності  $F_{xx}(j)$ , в яких в якості базисної операції згортки використовується операція порівняння модульних значень  $x_i, \dots, x_{i+j}$  та сумування менших з них.

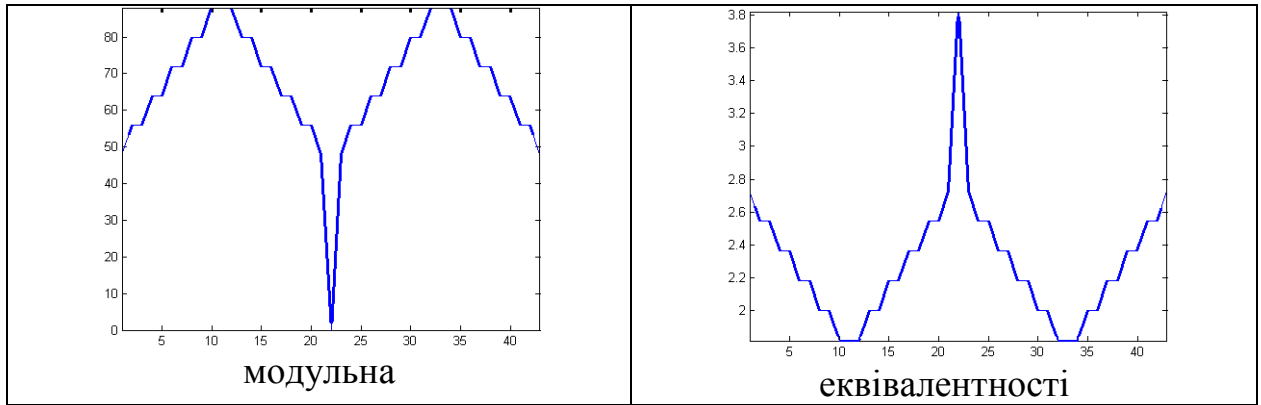
Аналітика найбільш ефективних цифрових кореляційних функцій ( $C_{xy}, G_{xy}, F_{xy}$ ) реалізована у вигляді спецпроцесорів приймання ШПС в унітарному ТЧБ.

У таблиці 1.5 [74] показані кореляційні характеристики ШПС типу кодів Баркера, які демонструють практичну можливість приймання такого класу на основі різних кореляційних функцій.

Таблиця 1.5 - Автокореляційні функції кодів Баркера



Продовження таблиці 1.5



В роботах [74, 77] розроблена аналітика двовимірних кореляційних функцій, які призначені для приймання двовимірних кодів Баркера:

$$K_{(x,y)} = \sum_{j=li=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=1}^m \sum_{j=1}^h x_{i,j} \cdot y_{i,j} ; K_{(x,y)} = \sum_{j=li=1}^h \sum_{i=1}^m x_{i,j} \cdot y_{i,j} + \sum_{i=1}^m \sum_{j=h}^1 x_{i,j} \cdot y_{i,j} ; \tag{1.6}$$

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

де  $x_{ij}$ ,  $y_{ij}$  – відповідно елементи інформаційного та еталонного двовимірних кодів Баркера.

Кодові матриці двовимірних кодів Баркера (рис. 1.17), які задовільняють умову (1), та графіки їх кореляційних функцій показані на рис. 1.18.

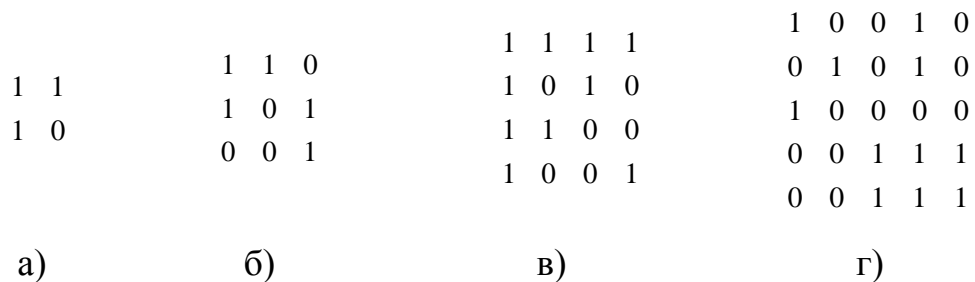
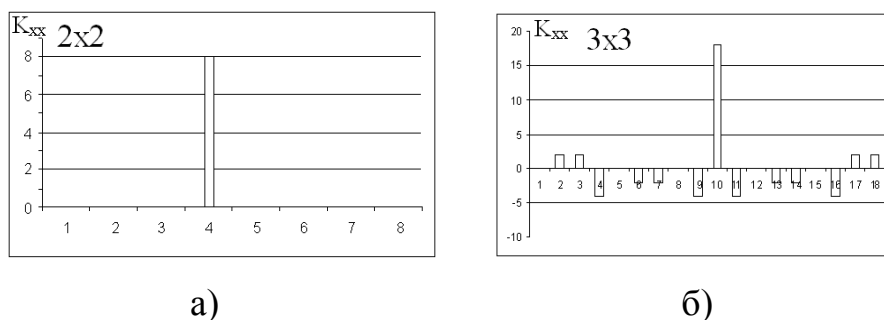
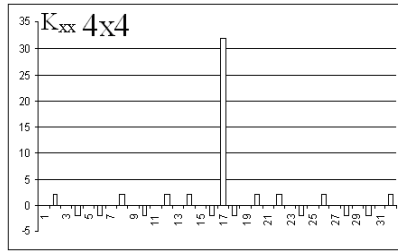


Рисунок 1.17 - Матриці двовимірних кодів ( а) - 2x2, б) – 3x3, в) – 4x4, г) 5x5 )

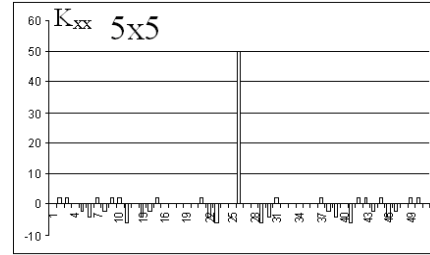


а) б)

Продовження рисунка 1.18



в)



г)

Рисунок 1.18 - Графіки кореляційних властивостей двовимірних кодів для матриць: а) - 2x2, б) - 3x3, в) - 4x4, г) 5x5.

Кореляційні функції, як базові, використовуються у спецпроцесорах визначення ентропії [28, 74]. Оцінка ентропії сигналів, які мають Гаусовий закон розподілу, визначається виразом:

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

$$\text{де } \sigma_x^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \left( x_i - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \right)^2, \rho_{xx}^2(j) = \left[ \frac{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \left( x_i - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \right) \cdot \left( x_{i+j} - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \right)}{\frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N \left( x_i - \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i \right)^2} \right]^2.$$

Розрахунок ентропії сигналів за допомогою структурної функції має вигляд:

$$\begin{aligned} H(x_i, x_{i+j}) &= \log_2 2\pi e \sqrt{D_x^2 - D_x^2 \cdot \rho_{xx}^2(j)} = \\ &= \log_2 2\pi e + \frac{1}{2} \log_2 \left( \left[ D_x - R_{xx}(j) \right] \cdot \left[ D_x + R_{xx}(j) \right] \right), \end{aligned} \quad (1.7)$$

$$\text{де } R_{xx}(j) = D_x \cdot \rho_{xx}(j).$$

Оскільки кореляційна функція для стаціонарних процесів виражається через коваріаційну функцію  $K_{xx}(j)$ , яка значно простіша в обчисленні через відсутність центрування, то розрахунок ентропії виконується на основі виразу:

$$\begin{aligned}
H(x_i, x_{i+j}) &= \log_2 2\pi e \sqrt{D_x^2 - D_x^2 \cdot \rho_{xx}^2(j)} = \\
&= \log_2 2\pi e + \frac{1}{2} \log_2 ([D_x - K_{xx}(j)] \cdot [D_x + K_{xx}(j)]).
\end{aligned}$$

Враховуючи аналітичний зв'язок між структурною і автокореляційною функціями, оцінка ентропії їх може розраховуватися згідно виразів [74]:

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

де  $T$  – інтервал усереднення.

Модульна функція автокореляції  $G_{xx}(j)$ , яка в випадку Гаусових процесів має статистичний зв'язок з нормованою функцією кореляції  $\rho_{xx}(j)$ , тобто

$$\rho_{xx}(j) = 1 - \frac{\pi}{4} g_{xx}(j),$$

де  $g_{xx}(j) = \frac{G_{xx}(j)}{\sigma_x}$  – нормована модульна функція автокореляції, звідки оцінка

ентропії обчислюється на основі  $g_{xx}(j)$  згідно виразу:

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

Аналогічно, враховуючи аналітичний зв'язок між модульною кореляційною функцією  $G_{xx}(j)$  і функцією еквівалентності  $F_{xx}(j)$ , розраховують кореляційну міру ентропії на основі виразу [78]:

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

Аналітичні зв'язки між нормованою кореляційною функцією  $\rho_{xx}(j)$ , знаковою  $H_{xx}(j)$  та релейною  $B_{xx}(j)$  функціями кореляції дозволяють обчислити на їх основі ентропію згідно виразів:

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

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

Таким чином, у результаті проведеної систематизації різних кореляційних функцій, їх асимптотики та аналітичних зв'язків можна сформулювати наступні висновки:

- класифіковані сім ненормованих дискретних авто- та взаємкореляційних функцій:  $H_{xx}(j)$ ,  $H_{xy}(j)$ ,  $B_{xx}(j)$ ,  $B_{xy}(j)$ ,  $K_{xx}(j)$ ,  $K_{xy}(j)$ ,  $R_{xx}(j)$ ,  $R_{xy}(j)$ ,  $C_{xx}(j)$ ,  $C_{xy}(j)$ ,  $G_{xx}(j)$ ,  $G_{xy}(j)$ ,  $F_{xx}(j)$ ,  $F_{xy}(j)$  та їх нормованих еквівалентів  $h_{xx}(j)$ ,  $b_{xx}(j)$ ,  $k_{xx}(j)$ ,  $\rho_{xx}(j)$ ,  $c_{xx}(j)$ ,  $g_{xx}(j)$ ,  $f_{xx}(j)$ , аналітичні вирази яких можуть бути використані для кореляційного аналізу, а також реалізації відповідних алгоритмів на основі структур проблемно-орієнтованих спецпроцесорів;

- реалізація обчислень кореляційних функцій може виконувати в різних ТЧБ – унітарному, Хаара, Радемахера, Крестенсона та інших;

- різні кореляційні функції можуть бути обчислені згідно своїх аналітичних виразів і тому бути обчислені з різною алгоритмічною складністю, що відповідно визначає часову, апаратну та структурну складність кореляційних спецпроцесорів;

- різні граничі асимптотики кореляційних функцій відповідно визначає неоднаковість їх інформативних характеристик;

- отримання результатів обчислення кореляційних функцій у квадратичному та лінійному просторах, а також умови їх нормованості визначають можливості їх ефективного використання для кореляційного приймання сигналів, спектрального та ентропійного аналізу.

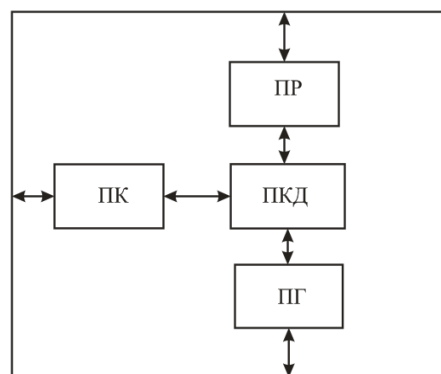


Отже, багатогранність аналітики та системних характеристик відомих кореляційних функцій, а також прикладів реалізації структури процесорів у різних ТЧБ визначають актуальність теоретичних, прикладних та схемотехнічних досліджень з метою забезпечення відповідних мінімаксних характеристик створюваних кореляційних процесорів, що є предметом дослідження даної дисертації.

### 1.5 Теоретико-числові базиси та перспективи вдосконалення кореляційних спецпроцесорів на їх основі, постановка задачі досліджень

Аналіз сучасного стану методів цифрової обробки інформації показує, що виключна більшість аналітики кореляційної обробки сигналів реалізується на основі мультиплікативних функцій виключно в базисі Радемахера та в двійковій системі числення. В той же час перспективними є алгоритми та спецпроцесори кореляційної обробки даних, які реалізуються на основі інших теоретико-числових базисів: унітарного, Хаара, Крестенсона, Крейга, Радемахера, Уолша, Галуа [79-82].

Серед названих базисів особливу перспективу складають базиси Крестенсона та Галуа, які доцільно застосовувати не тільки для побудови окремих монобазисних процесорів, але, як це показано в роботах [80-83], застосовувати проблемно-орієнтовані та кореляційні мультибазисні процесори (рис. 1.19).



ПКД – пам'ять колективного доступу, ПР – пам'ять Радемахера,

ПК – пам'ять Крестенсона, ПГ – пам'ять Галуа

Рисунок 1.19 - Архітектура мультибазисного спецпроцесора

Особливістю та суттєвою перевагою таких RCG - процесорів є використання в якості комунікаційного модуля ПКД, яка представляє собою асоціативну багатопортову пам'ять з паралельним доступом. Підвищення швидкодії на один- два порядки таких процесорів виконується за рахунок оперативного перерозподілу арифметико-логічних операцій, які максимально ефективно виконуються окремими монобазисними модулями процесора. Таким чином, використання базисів Радемахера, Крестенсона та Хаара може бути ефективним для побудови високопродуктивних спецпроцесорів кореляційного опрацювання даних.

Тенденції розвитку теорії методології та техніки процесорів комп'ютерних систем обумовлені теоретичним та ідейним насиченням можливостей застосування базису Радемахера для побудови арифметико-логічних компонентів процесорів, до яких ставляться все жорсткіші вимоги щодо швидкодії, покращення регулярності структури та розширення функціональних можливостей.

У таблиці 1.6 приведені характеристики кодових матриць ТЧБ Радемахера, Крестенсона та Галуа, які найбільше використовуються для кодування та цифрової обробки даних в інформаційних системах і мають властивості мінімальної надлишковості по відношенню до наступних базисів унітарного, Хаара, Крейга [74].

Таблиця 1.6 - Характеристики кодових матриць ТЧБ

Базис	Кодові матриці	N	V
1	2	3	4
Радемахера	$M_{Rad} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$n = \frac{N \cdot \log_2 N}{2}$	$V = N \cdot \log_2$

Продовження таблиці 1.6

1	2	3	4
Хаара	$M_{har} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 1 \end{vmatrix}$	$n = N$	$V = N^2$
Крестенсона	$M_{Cres} = \begin{vmatrix} P_1 & P_2 & \dots & P_m \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 1 & 1 & \dots & 1 \\ 2 & 2 & \dots & 2 \\ 0 & 3 & \dots & 3 \\ 1 & 4 & \dots & 4 \\ 2 & 0 & \dots & 5 \\ 0 & 1 & \dots & 6 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ a_1 & a_2 & \dots & a_n \end{vmatrix}$	$n = \prod_{i=1}^m P_i$	$V = \sum_{i=1}^m \log_2(P_i - 1)$
Унітарний	$M_{Uni} = \begin{vmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{vmatrix}$	$n = \frac{N^2}{2}$	$V = N^2$

У таблиці 1.6:  $N$  – діапазон представлених чисел,  $V$  – об’єм кодової матриці,  $n$  – число інформативних елементів,  $P_1, P_2 \dots P_i \dots P_m$  – набір взаємопростих модулів системи залишкових класів (СЗК) базису Крестенсона,  $a_i = P_i - 1$ .

На рис. 1.20 приведена діаграма надлишковості кодування даних у досліджуваних ТЧБ, (для прикладу) максимальну розрядність  $N=8$ .

Приведені в таблиці 1.6 базиси характеризуються визначеним об’ємом кодової матриці для представлення даних. При цьому найбільш надлишковим базисом є унітарний, в якого кодова матриця  $V = N^2$ , а число активних кодових елементів  $n = N^2 / 2$ , де  $N$  – діапазон кодування даних. Великою надлишковістю характеризується базис Хаара. Широке застосування для кодування даних в сучасних комп’ютеризованих системах отримали базиси Радемахера та Крестенсона, в яких  $V = N \log_2 N$ . Дані базиси відповідно породжують двійкову систему числення та систему числення залишкових класів.

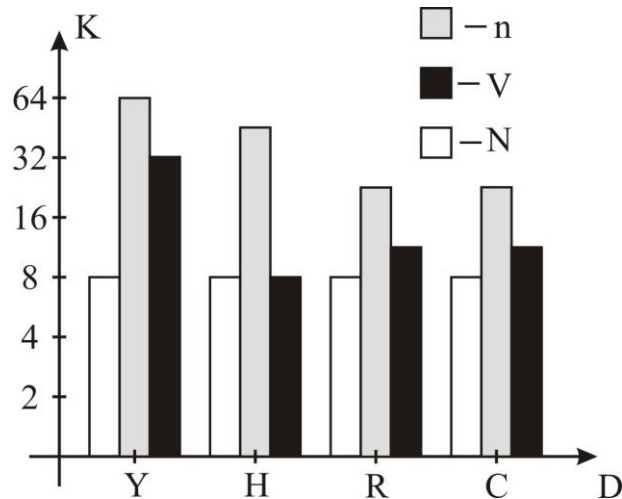


Рисунок 1.20 - Діаграма характеристик надлишковості ТЧБ:

Y- унітарний базис, H- базис Хаара, R- базис Радемахера,

C- базис Крестенсона, G- базис Галуа.

Найменшу надлишковість кодування даних забезпечує базис Галуа, кодова матриця якого  $V=N$ , а  $n=N/2$  [84].

Проведена систематизація аналітики та асимптотики дискретних кореляційних функцій, а також ТЧБ, які використовуються для кодування та перетворення сигналів у сучасних комп'ютерних системах, дозволяє сформулювати задачу дослідження та вдосконалення кореляційних спецпроцесорів з покращеними системними характеристиками та розширеними функціональними можливостями в наступному вигляді:

1) проаналізувати існуючий стан побудови та застосування цифрових кореляторів в інформаційних системах;

2) обґрунтувати та розробити нові методи кореляційного аналізу на основі теоретичних засад дискретних функцій кореляції та різних теоретико-числових базисів:

- метод кореляційного опрацювання сигналів на основі різних кореляційних функцій у базисі Радемахера шляхом виконання операції множення у процесі аналого-цифрового перетворення даних;

- метод цифрового кореляційного опрацювання даних у базисі Хаара-Крестенсона;

3) розробити критерій оцінки та дослідити інформативність кореляційних спецпроцесорів і побудувати порівняльні діаграми інформативності кореляційних спецпроцесорів при застосуванні різних аналітичних виразів кореляційних функцій та ГЧБ;

4) вдосконалити метод визначення знакової автокореляційної функції та побудови на її основі спецпроцесора в унітарному теоретико-числовому базисі;

5) розробити критерій оцінки ефективності існуючих та запропонованих технологій автокореляційного опрацювання даних на основі порівняльного аналізу системних характеристик компонентів кореляційних спецпроцесорів у базисах Радемахера, Хаара та Крестенсона;

6) розробити структурні та схемотехнічні рішення АЦП, цифрових перемножувачів та накоплюючих суматорів у базисі Хаара-Крестенсона;

7) розробити кореляційні спецпроцесори рекурентного та паралельного типу у базисі Радемахера та Хаара-Крестенсона;

8) реалізувати та впровадити у промисловість розроблені високопродуктивні спецпроцесори кореляційного опрацювання даних на основі мікропроцесорних платформ, контролерів, обладнаних ПЛМ та периферійними комунікаційними модулями вводу/виводу даних.

## ВИСНОВКИ ПО ПЕРШОМУ РОЗДІЛІ

1. З результатів проведеного аналізу застосування в сучасних комп'ютерних системах методів кореляційного аналізу встановлено, що спецпроцесори кореляційного опрацювання сигналів широко застосовуються в різних галузях промисловості і науки. При чому до даного класу процесорів ставляться вимоги великої швидкодії, підвищеної інформативності, низької апаратної та алгоритмічної складності.

2. Виконана систематизація дискретних кореляційних функцій, проаналізована їх аналітика та асимптотика, а також системні характеристики існуючих кореляційних процесорів, в результаті показано, що кореляційні процесори можуть бути реалізовані на основі різних аналітичних виразів кореляційних функцій з різними системними характеристиками часової, апаратної, структурної складності та інформативності.

3. Застосування інших ТЧБ по відношенню до базису Радемахера для реалізації компонентів кореляційних спецпроцесорів досліджуваного класу створює перспективу вдосконалення та суттєвого покращення їх системних характеристик згідно критеріїв мінімальної апаратної та часової складностей, а також високої інформативності. Виконано постановку задачі дослідження.

## РОЗДІЛ 2

# ДОСЛІДЖЕННЯ СИСТЕМНИХ ХАРАКТЕРИСТИК КОМПОНЕНТІВ КОРЕЛЯЦІЙНИХ СПЕЦПРОЦЕСОРІВ У РІЗНИХ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВИХ БАЗИСАХ

### 2.1 Систематизація характеристик базових компонентів та критерії складності спецпроцесорів кореляційного опрацювання даних

Обчислення кореляційних функцій спецпроцесорами у базисі Радемахера найбільш широкого поширення отримало на основі паралельної базової архітектури [13], яка у формалізованому вигляді приведена на рис. 2.1 [32].

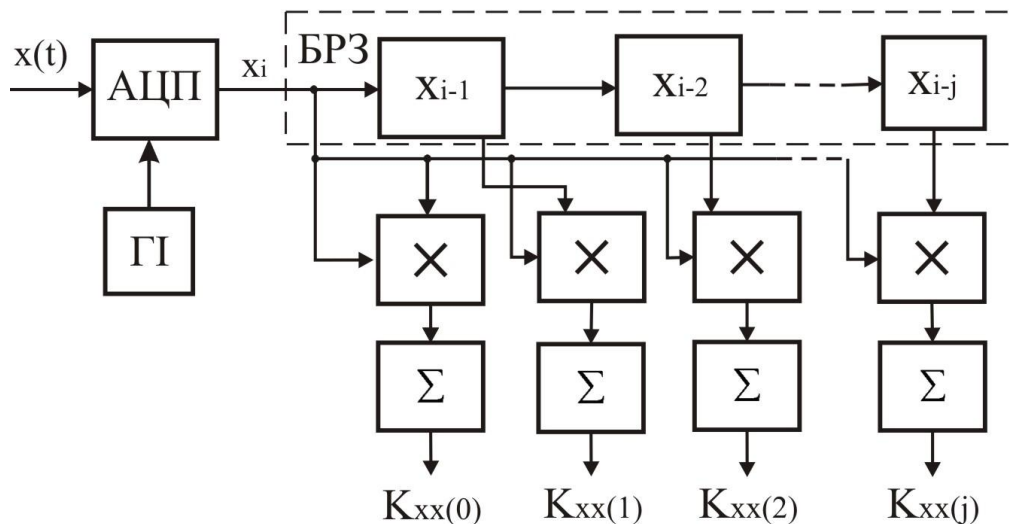


Рисунок 2.1 - Формалізована архітектура цифрового корелятора

Кореляційний спецпроцесор з такою архітектурою у випадку формування на виході АЦП паралельних кодів цифрових відліків у двійковій системі числення базису Радемахера реалізує алгоритм обчислення автоковаріаційної функції [85]:

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i-j}, \quad j = 0, 1, 2, \dots, \quad (2.1)$$

де  $M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$  - математичне сподівання;  $D_x = \frac{1}{n-1} \sum (x_i - M_x)^2$  - дисперсія.

На рис. 2.1 представлена архітектура корелятора, що включає:

-  $x(t)$  – вхідний аналоговий сигнал;

-  $x_i$  – дискретизований з інтервалом  $\Delta t$  (const) в часі і квантований з інтервалом  $\delta = \text{const}$  у діапазоні  $0 \leq X_i \leq A$  цифровий відлік вхідного сигналу  $X(t)$ , представлений у базисі Радемахера;

-  $x_{i-1}, x_{i-2}, \dots, x_{i-j}$  – затримані в часі цифрові відліки в регістрі зсуву  $G_j$ ;

-  $x$  – матричний перемножувач;

-  $\Sigma$  - цифровий накоплюючий суматор.

Асимптотика кореляційної функції  $K_{xx}(j)$  відповідає [74]:

$$K_{xx}(0) = D_x + M_x^2; K_{xx}(\infty) = M_x^2. \quad (2.2)$$

Структура паралельного корелятора, що представлена на рис. 2.1 містить наступні базові компоненти:

1 – аналого-цифровий перетворювач, який перетворює аналогові нецентровані  $x(t)$  сигнали у цифрові коди  $x_i$  з різною розрядністю  $K$  та різних ТЧБ;

2 – багаторозрядний регістр зсуву (БРЗ) виконує операцію запам'ятовування та зсуву потоку цифрових відліків  $x_i, x_{i-1}, x_{i-2}, \dots, x_{i-j}$ , які подаються на входи відповідних перемножувачів ( $\times$ );

3 – цифровий перемножувач, який виконує функцію отримання парних добутків  $x_i \cdot x_{i-j}$ , коди яких поступають на входи накоплюючих суматорів ( $\Sigma$ );

4 – накоплюючий суматор ( $\Sigma$ ) сумує коди парних добутків і на їх виходах шляхом відкидання молодших розрядів формуються коди значень коваріаційної функції  $K_{xx}(j)$ .

Перевагою такої архітектури є:

- висока швидкодія АЦП паралельного типу;

- висока ступінь паралелізму виконання операцій;

- регулярність архітектури та відсутність операції центрування вхідних даних  $X_j$ ;

- висока інформативність зумовлена можливістю визначення з асимптотики  $K_{xx}(j)$  (2.1) математичного сподівання  $M_x$  та дисперсії  $D_x$  вхідних сигналів згідно виразів :



$$M_x = \sqrt{K_{xx}(\infty)}; D_x = K_{xx}(0) - K_{xx}(\infty). \quad (2.3)$$

- підвищена точність обчислення значень  $K_{xx}(j)$ , оскільки результати обчислення представлені в квадратичному просторі і асимптотично наближаються до квадрату математичного сподівання, а не до нуля, що забезпечує значно менший об'єм вибірки ( $n$ ) цифрових даних по відношенню до інших мультиплікативних функцій кореляції;

До функціональних обмежень та недоліків такого кореляційного процесора, реалізованого в базисі Радемахера, належить:

- велика апаратна складність АЦП, в якому використовується  $2^k$  компараторів, де  $k$  – розрядність вихідних двійкових кодів;
- наявність великого числа помножувачів та великого числа суматорів, які виконують арифметичні операції у двійковій системі числення з наскрізними переносами, що значно обмежує швидкодію таких спецпроцесорів;
- ненормованість і нецентрованість отримуваних кодів коваріаційної функції  $K_{xx}(j)$ , що не дозволяє їх безпосередньо використовувати для обчислення спектрів сигналу згідно косинусного перетворення Фур'є та спектрів сигналів у інших ТЧБ (Хаара, Радемахера та Крестенсона);

Аналогічно можуть бути описані особливості архітектури та системні характеристики кореляційних спецпроцесорів на основі математичних виразів різних кореляційних функцій (див. таблицю 1.4) та різних ТЧБ (див. таблицю 1.6), що демонструє таблиця 2.1.

Таблиця 2.1 - Монобазисні спецпроцесори на основі класифікованих різних кореляційних функцій та ТЧБ

ТЧБ	Дискретні автокореляційні функції							
	$H_{xx}(j)$	$B_{xx}(j)$	$K_{xx}(j)$	$R_{xx}(j)$	$\rho_{xx}(j)$	$C_{xx}(j)$	$G_{xx}(j)$	$F_{xx}(j)$
Унітарний (U)	UH	UB	UK	UR	Uρ	UC	UG	UF
Хаара (H)	HH	HB	HK	HR	Hρ	HC	HG	HF
Радемахера (R)	RH	RB	<b>RK</b>	RR	Rρ	RC	RG	RF
Крестенсона (K)	KH	KB	CK	CR	Kρ	CC	CG	CF

Прикладами існуючих спецпроцесорів досліджуваного класу є приведена на рис. 2.1 структура коваріаційного корелятора  $K_{xx}(j)$  у базисі Радемахера, який ідентифікується символом – RK (див. таблицю 2.1). Відомі корелятори, приведені в таблиці. 1.2, відповідно ідентифікуються наступними символами:

- UG унітарно-модульний (див. таблицю 1.2 №1);
- UC унітарно-структурний (див. таблицю 1.2 №2);
- HF Хаара-еквівалентний (див. таблицю 1.2 №3);
- UG матрично-унітарно-модульний (див. таблицю 1.2 №4).

Виконані дослідження структури та аналітики цифрових кореляторів на основі різних кореляційних функцій та ТЧБ визначають необхідність дослідження їх системних характеристик на основі критеріїв складностей SH – моделей, розроблених професором М.В. Черкаським [86], які приведені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 - Характеристики складностей їх аналітичне представлення

Характеристика складності SH – моделі	Аналітичне представлення складності SH - моделі
Апаратна складність	$A =  x $
Часова складність	$L =  \max x_i $
Програмна складність	$P = -F \log_2 \frac{F}{n \cdot m}$
Структурна складність	$S = -C \log_2 \frac{C}{r(r-1)}$
Ємнісна складність	$E = \sum_{i=1}^k \prod_{l=1}^m E_{il} \cdot n_{il}$

Даний клас моделей враховує п'ять характеристик складності, а саме: апаратної, часової, програмної, структурної, ємнісної (табл.2.2).

У таблиці 2.2 характеристики SH – моделей та їх аналітичне представлення включають:

- $x$  – множина елементів схеми,  $i=1,2,\dots$  - число елементів;

-  $F = \sum_L f_l$ ,  $f_l$  - кількість сигналів управління  $l$ - того фрагмента часової діаграми

для вибраного рівня ієрархії побудови апаратних засобів;

-  $n$  – кількість входів управління;

-  $m$  – кількість дискретів часу (часової діаграми);

-  $L$  – кількість фрагментів часової діаграми, конфігурації яких не повторюються;

-  $C$  – кількість елементів матриці інцидентності системи;

-  $r$  – розмір матриці.

Перераховані оцінки складності доцільно використовувати для синтезу, аналізу та оптимізації процесів автокореляційного опрацювання потоків. При цьому апаратна складність визначається кількістю елементарних перетворювачів і елементів оперативної пам'яті; часова складність – визначається кількістю елементарних перетворювачів в максимальному шляху розповсюдження сигналу  $L = |\max x_i|$ ; програмна складність – визначає число операторів для реалізації програми обчислення [87].

Викладені теоретичні основи кореляційного опрацювання сигналів, які охоплюють вісім аналітичних виразів для розрахунку автокореляційної функції та чотири ТЧБ, що дозволяє реалізувати 32 класифікованих типів спецпроцесорів. Систематизація архітектури процесорів кореляційного опрацювання сигналів та характеристик складності SH - моделі дозволяють оцінити критерії граничних системних характеристик такого класу спецпроцесорів, в тому числі процесорів:

- з максимальною швидкодією;
- з мінімальною апаратною, часовою, програмною, структурною та ємнісною складністю.

Системні характеристики кореляційних спецпроцесорів описуються функціоналом у вигляді кортежу [88]:

$$S_x = F(W, k, n, m, \Delta, V, M), \quad (2.4)$$

де  $W$  – тип кореляційної функції,  $k$  – розрядність АЦП,  $n$  – об'єм вибірки,  $m$  – число точок кореляційної функції,  $\Delta$  - точність обчислень,  $V$  – швидкодія,  $M$  – об'єм пам'яті.

Викладена систематизація характеристик функцій базових компонентів кореляційних спецпроцесорів на основі різних кореляційних функцій та ТЧБ, а також критерії оцінки їх складностей згідно SH – моделей і функціонала системних характеристик є базовою теоретичною основою для вдосконалення даного класу процесорів з метою їх проблемною орієнтацією та досягнення мінімакських характеристик.

## 2.2 Систематизація характеристик кореляційних спецпроцесорів на основі різних ТЧБ, критеріїв складності та множини мікроелектронних компонентів КСП

Проведені дослідження у першому розділі дисертаційної роботи дозволять визначити множину кореляційних функцій в різних ТЧБ, технічні характеристики, критерії складностей та множину мікроелектронних компонентів КСП у наступній формалізації [89]:

1) типи кореляційних функцій та ТЧБ, які використовуються в компонентах КСП представлені в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 - Типи кореляційних функцій та ТЧБ для побудови кореляційних спецпроцесорів

Авто- та взаємкореляційні функції		Теоретико-числові базиси
Знакова	$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^{\circ}(x_i) \times \text{sign}^{\circ}(x_{i+j})$ $H_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}^{\circ}(x_i) \times \text{sign}^{\circ}(y_{i+j})$	Y – унітарний

Продовження таблиці 2.3

Релейна	$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times \text{sign}(x_{i+j})$ $B_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times \text{sign}(y_{i+j})$	<p>Y – унітарний</p> <p>H - Хаара</p> <p>R - Радемахера</p> <p>C - Крестенсона</p>
Коваріаційна	$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times x_{i+j}$ $K_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times y_{i+j}$	<p>Y – унітарний</p> <p>H - Хаара</p> <p>R - Радемахера</p> <p>C – Крестенсона</p> <p>G - Галуа</p>
Кореляційна	$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times x_{i+j}$ $R_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \times y_{i+j}$	<p>Y – унітарний</p> <p>H - Хаара</p> <p>R - Радемахера</p>
Нормована кореляційна	$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}$ $\rho_{xy}(j) = \frac{R_{xy}(j)}{\sqrt{D_x \times D_y}}$	<p>Y – унітарний</p> <p>R - Радемахера</p>
Структурна	$C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{i+j})^2$ $C_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - y_{i+j})^2$	<p>Y – унітарний</p> <p>H - Хаара</p> <p>R - Радемахера</p> <p>C – Крестенсона</p>
Модульна	$G_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  x_i - x_{i+j} $ $G_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n  x_i - y_{i+j} $	<p>Y – унітарний</p> <p>H - Хаара</p> <p>R - Радемахера</p> <p>C – Крестенсона</p>
Еквівалентності	$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{Z}_{xx}$ $F_{xy}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{Z}_{xy}$	<p>Y – унітарний</p> <p>H - Хаара</p> <p>R - Радемахера</p>

2) системні характеристики згідно функціоналу  $S_x$  (2.1) та критеріїв складностей SH –моделей (див таблиця 2.2), який визначає наступні системотехнічні характеристики компонентів КСП (таблиця 2.4) [90] :

Таблиця 2.4 - Системотехнічні характеристики компонентів КСП

Технічні характеристики	Критерії складностей згідно SH - моделей
<ul style="list-style-type: none"> <li>- k – розрядність АЦП</li> <li>- n – об'єм вибірки</li> <li>- m – число точок АКФ, ВКФ</li> <li>- <math>\Delta</math> - точність обчислень</li> <li>- V – швидкодія</li> <li>- M – об'єм пам'яті</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- A – апаратна</li> <li>- L – часова</li> <li>- P – програмна</li> <li>- S – структурна</li> <li>- E – ємнісна</li> </ul>

3) мікроелектронні компоненти КСП, які використовуються у різних АКФ та ВКФ, представлені в таблиці 2.5.

Таблиця 2.5 - Мікроелектронні компоненти КСП

Компоненти КСП	
ЛЕ - логічні елементи: <ul style="list-style-type: none"> <li>- I, I-HE, АБО, ВИКЛ-АБО (з прямим, інверсним та парафазним виходами);</li> <li>- T - тригер (SR, D, T, JK);</li> <li>- <math>\Sigma</math> однорозрядний суматор.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li><math>\pm K</math> - компаратор:</li> <li>- з прямим виходом;</li> <li>- з інверсним виходом;</li> <li>- імпульсний з інверсним виходом.</li> </ul>
ІС – імпульсний синхронізатор: <ul style="list-style-type: none"> <li>- генератор тактових імпульсів;</li> <li>- цифровий автомат синхронізації.</li> </ul>	ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач.

Продовження таблиці 2.5

<p>АЦП – аналого-цифровий перетворювач:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- розгортуючий;</li> <li>- послідовного наближення;</li> <li>- паралельний.</li> </ul>	<p>БРЗ - багаторозрядний регістр зсуву:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- одноканальний;</li> <li>- багатоканальний.</li> </ul>
<p>ПК - пристрій комутування:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- мультиплексор;</li> <li>- демультиплексор (селектор).</li> </ul>	<p>ПВ - пристрій віднімання (віднімач):</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- із знаком результату;</li> <li>- по модулю.</li> </ul>
<p>КР - квадратор:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- унітарний;</li> <li>- послідовно-паралельний;</li> <li>- паралельний.</li> </ul>	<p>ПП - пристрій порівняння:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- унітарний;</li> <li>- послідовно-паралельний;</li> <li>- паралельний.</li> </ul>
<p>ПМ - пристрій множення:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- унітарний;</li> <li>- унітарно-паралельний;</li> <li>- послідовно-паралельний;</li> <li>- матрично-паралельний;</li> <li>- матрично-модульний.</li> </ul>	<p>Л - лічильник у різних ТЧБ:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- асинхронний;</li> <li>- синхронний;</li> <li>- сумуючі;</li> <li>- віднімаючі;</li> <li>- реверсивні.</li> </ul>
<p>НС - накоплюючий суматор:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- імпульсний на основі лічильника;</li> <li>- послідовно-паралельний;</li> <li>- паралельний;</li> <li>- матричний;</li> <li>- матрично-модульний.</li> </ul>	<p>Ш/Д - шифратор-дешифратор:</p> <ul style="list-style-type: none"> <li>- функціональний;</li> <li>- міжбазисний;</li> <li>- матричні;</li> <li>- модульні.</li> </ul>

На основі проведеної систематизації та символної ідентифікації компонентів КСП отримана таблиця можливої мікроелектронної реалізації кожного з компонентів у різних ТЧБ (таблиця 2.6).

Таблиця 2.6 - Електронні компоненти КСП в різних ТЧБ

Мікроелектронні компоненти КСП	Теоретико-числові бази				
	U	H	R	C	G
ІВ – інверсний вентиль	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
ЛЕ – логічний елемент	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
Σ - суматор двійковий (модульний •)	⊕	•	⊕	•	⊕
Т – тригер	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
±К – компаратор	⊕	-	-	-	-
ІС – імпульсний синхронізатор	⊕	-	-	-	⊕
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач	⊕	-	⊕	-	-
Л – лічильник	⊕ •	⊕ •	⊕ •	•	•
АЦП – аналого-цифровий перетворювач	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
БРЗ – багаторозрядний регістр зсуву	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
ПК – пристрій комутації	⊕	⊕	⊕	⊕	-
ПВ – пристрій віднімання	⊕	⊕	⊕	-	-
КР – квадратор	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
ПП – пристрій порівняння	⊕	⊕	⊕	-	-
ПМ – пристрій множення	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕
НС – накоплюючий суматор	⊕	•	⊕	•	⊕
Ш/Д – шифратор, дешифратор	⊕	⊕	⊕	⊕	⊕

Проведена систематизація аналітики кореляційних функцій ( $H_{xx}(j)$ ,  $B_{xx}(j)$ ,  $K_{xx}(j)$ ,  $R_{xx}(j)$ ,  $\rho_{xx}(j)$ ,  $C_{xx}(j)$ ,  $G_{xx}(j)$ ,  $F_{xx}(j)$ ), ТЧБ (U, H, R, C, G), критеріїв складностей на основі SH – моделей (A, L, P, S, E) та множини мікроелектронних компонентів КСП (ІВ, ЛЕ, Σ, Т, ±К, ІС, ЦАП, Л, АЦП, БРЗ, ПК, ПВ, КР, ПП, ПМ, НС, Ш/Д) складає теоретико-прикладну основу дослідження системних характеристик



компонентів КСП та порівняння ефективності їх схемотехнічної реалізації згідно мінімакських технічних характеристик та критеріїв складності [90]. Результати таких досліджень є основою вдосконалення існуючих та розробки нових методів кореляційного опрацювання інформаційних потоків шляхом створення КСП з покращеними системотехнічними та експлуатаційними характеристиками.

## 2.3 Дослідження часової та апаратної складностей цифрових компонентів КСП в різних ТЧБ

### 2.3.1 Дослідження архітектури, апаратної складності та швидкодії одноканальних монобазисних АЦП у різних ТЧБ

Аналіз існуючих методів формування та кодування технологічних даних на низових рівнях розподілених комп'ютеризованих систем показує, що на практиці найширше застосування знайшли перетворювачі форми інформації на основі АЦП різних типів [91, 92]. Класифікація АЦП по ознаках числа каналів, способу формування вихідних кодів та застосовуваних ТЧБ приведені на рис.2.2 [90].

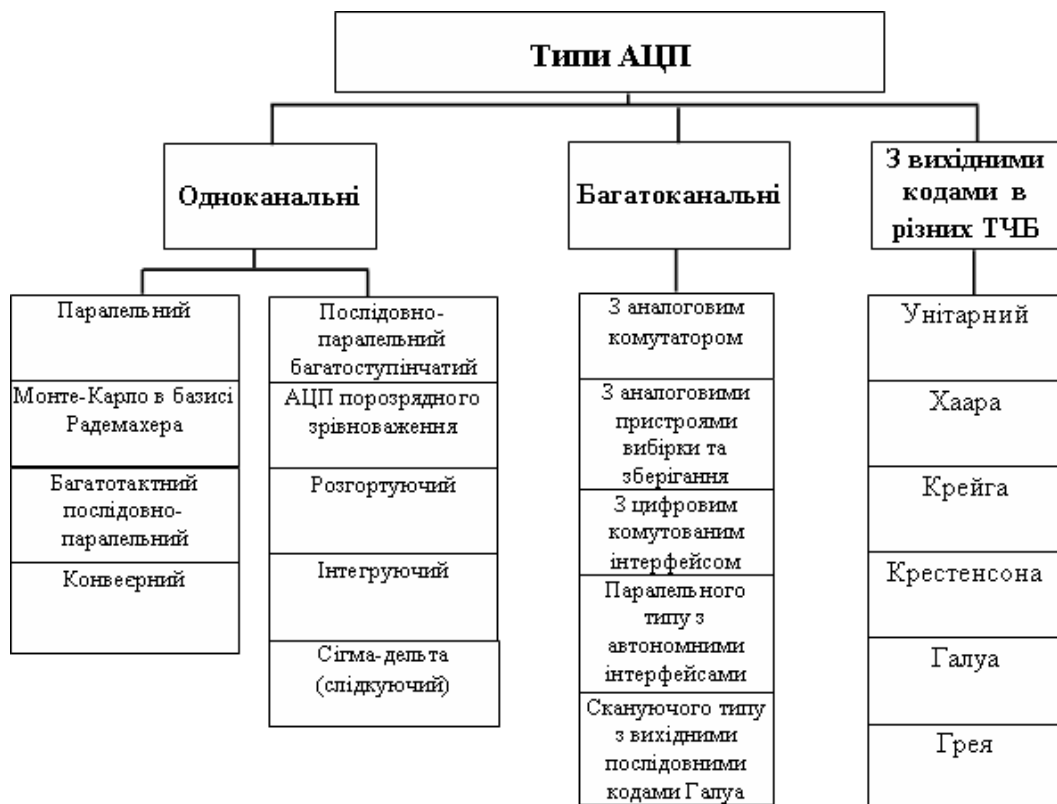


Рисунок 2.2 - Класифікація АЦП

Дослідження патентних розробок цифрових кореляторів та перетворювачів форми інформації дозволяє серед багатьох типів АЦП, структури яких приведені в [93], виділити найбільш широко вживані з вихідними кодами у різним ТЧБ, структури яких та способи формування вихідних кодів приведені в таблиці 2.6.

Таблиця 2.6 - Структури АЦП та їх вихідних кодів у різних ТЧБ

№	Тип АЦП	Структура	Параметри вихідних кодів, ТЧБ
1	2	3	4
1	АЦП розгортуючого типу		Імпульсний код в унітарному базисі $U_1$ $U_2$ $\dots$ $U_{2^k}$
2	АЦП розгортуючого типу		Імпульсний код в базисі Хаара $0$ $\dots$ $N_v$ $\dots$ $0$
3	АЦП розгортуючого типу		Паралельний код в базисі Крестенсона $C_1$ $C_2$ $\dots$ $C_k$
4	АЦП розгортуючого типу		Паралельний код у базисі Хаара $0$ $\dots$ $N_{(v)}$ $\dots$ $0$

Продовження таблиці 2.6

1	2	3	4
5	АЦП порозрядного зрівноваження		Послідовний та паралельний код базису Радемахера, $R_k$ $R_k$ $R_{k-1}$ $R_{k-1}$ ...                            ... $R_v$ $R_v$ ...                            ... $R_1$ $R_1$
6	Паралельний АЦП		Паралельний код базису Радемахера $R_k$ $R_{k-1}$ ... $R_v$ ... $R_1$
7	Паралельний АЦП		Паралельний код у базисі Хаара 0 ... $H_{(v)}$ ... 0

Розрахунки апаратної та часової складності приведених в таблиці 2.6 класів АЦП викладені в [90] на основі аналітичних виразів часової складності (таблиця 2.7) і відображаються діаграмами на рис.2.3.

Таблиця 2.7 - Оцінки часової складності АЦП

№	Типи АЦП (ТЧБ)	Аналітичний вираз розрахунку часу затримки	Швидкодія кГц
1	2	3	4
1	АЦП розгортуючого типу (U - Унітарний)	$T=2^k(t_{\Gamma}+t_{Л}+t_{ЦАП}+t_{К}+t_{ЛЕ})$	24,9

Продовження таблиці 2.7

1	2	3	4
2	АЦП розгортуючого типу (Н - Хаара)	$T=2^k(t_{\Gamma}+t_{Л}+t_{ЦАП}+t_{К})$	26,0
3	АЦП розгортуючого типу (С - Крестенсона)	$T=2^k(t_{\Gamma}+t_{Л}+t_{ЦАП}+t_{К}+t_{ЛЕ}+t_{ЛК})$	22,4
4	АЦП розгортуючого типу (Н - Хаара)	$T=2^k(t_{\Gamma}+t_{Л}+t_{ЦАП}+t_{К})$	26,1
5	АЦП порозрядного зрівноваження (R - Радемахера)	$T=(t_{К}+t_{P}+t_{\Gamma}+t_{ЦАП})k$	877,8
6	Паралельний АЦП (R - радемахера)	$T=t_{К}+ t_{Ш}+ t_{P}$	9671,1
7	Паралельний АЦП (Н - Хаара)	$T=t_{К}+ t_{ЛЕ}$	9864,3

Швидкодія АЦП розрахована згідно часу затримки на елементах АЦП приведена в таблиці 2.7 [90].

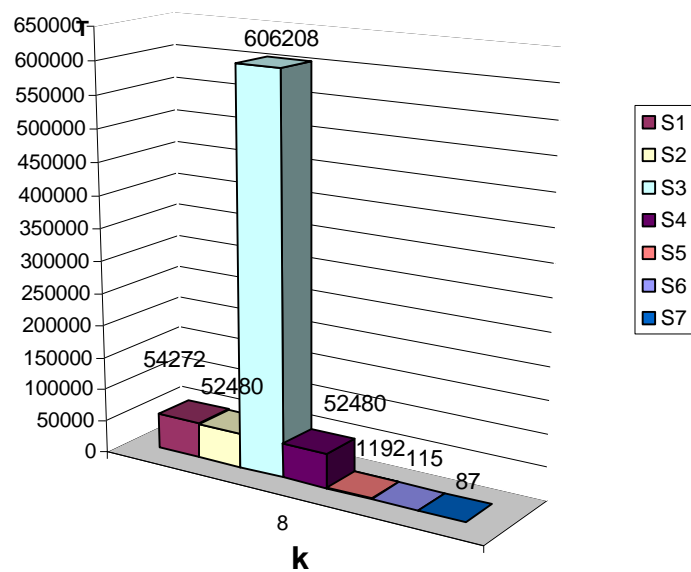


Рисунок 2.3 - Діаграма швидкодії АЦП у різних ТЧБ

З діаграми рис. 2.3 видно, що швидкодія АЦП розгортуючого типу в унітарному базисі при використанні мікроелектронної логіки з часом переключення  $\tau=7\text{нс}$  не перевищує 100 кГц, швидкодія АЦП послідовного наближення не перевищує 1МГц, а АЦП паралельного типу наближається до 10МГц.

Дослідження та розрахунок апаратної складності АЦП у різних ТЧБ виконаємо згідно оцінки (див. таблиця 2.2)  $A=|x|$ , де  $x$  – множина елементів структурної схеми

з заданою ваговою оцінкою складності їх компонентів (див. таблиця 2.8). Оскільки кожний компонент АЦП також характеризується певною апаратною складністю, то розрахунок даної оцінки виконується згідно виразу:

$$A_j = \sum_{i=1}^l \beta_i P_{ij}, \quad (2.5)$$

де  $\beta_i$  – ваговий коефіцієнт, який враховує апаратну складність  $i$ -го компонента АЦП, який визначається методом експертної оцінки;  $P_{ij} = 0, 1, 2, \dots$  – кількість даних компонентів в структурі  $j$ -го АЦП.

У таблиці 2.8 приведені компоненти досліджуваних типів АЦП, аналітичні розрахунки та вагові коефіцієнти компонентів.

Таблиця 2.8 - Аналітика та вагові коефіцієнти апаратної складності компонентів АЦП

Pj	Компонент АЦП	Позначення	Ваговий коефіцієнт	
1	2	3	4	
1	Комунікаційний зв'язок	Z	0,001	0,001
2	Вентиль	V	0,1	0,1
3	Логічний елемент	ЛЕ	0,2	0,2
4	Прецизійний резистор	R	1	1
5	D-тригер	T	0,5	0,5
6	Компаратор	K	5	5
7	Буферний регістр (k=8)	БР	k(T+2Z)	4,008
8	Генератор тактових імпульсів	Г	5	5
9	Цифровий комутатор	ЦК	m	1
10	Шифратор	Ш	k	8
11	Пристрій управління(синхронізатор)	ПУ	20	20
12	ЦАП	ЦАП	3k	24
13	Лічильники у ТЧБ (k=8)			
	Радемахера (асинхронний)	ЛРа	k(T+V+2Z)	4,8
	Радемахера (синхронний)	ЛРс	k(T+V+Z+kZ)	4,872
14	Крестенсона (модульний)	ЛС	k(T+V+Z+kZ)+V+kZ	4,98
15	Галуа	ЛГ	k(T+Z)+V+3Z	4,111
16	Джонсона у базисі Хаара	ЛД	k(T+Z)+Z	4,009

На основі табличних даних вагових коефіцієнтів апаратної складності компонентів АЦП (див. таблицю 2.8) та структурних схем досліджуваних АЦП (див.

таблицю 2.6) розраховані їх апаратна складність на основі таблиці інцидентності (див. таблицю 2.9) та побудована порівняльна діаграма (рис. 2.4).

Таблиця 2.9 - Таблиця інцидентності апаратної складності АЦП

Компоненти АЦП	Типи АЦП						
	АЦП розгортуючого типу (U-унітарний)	АЦП розгортуючого типу (Н – Хаара)	АЦП розгортуючого типу (С – Крестенсона)	АЦП розгортуючого типу паралельний (Н – Хаара)	АЦП порозрядного зрівноваження (R – Радемахера)	Паралельний АЦП (R – Радемахера)	Паралельний АЦП (Н – Хаара)
Z	K+7	K+5	K+7	K+8	K+8	$5 \cdot 2^k$	$6 \cdot 2^k$
V	-	-	1	-	-	$2^k$	$2^k$
ЛЕ	1	-	-	1	-	-	-
R	-	-	-	-	-	$2^k$	$2^k$
T	-	-	-	-	-	-	-
K	1	1	1	1	1	$2^k$	$2^k$
БР	-	-	-	-	1	1	-
Г	1	1	1	1	1	-	-
ЦК	-	-	-	-	-	-	-
Ш	-	-	-	-	-	1	-
ПУ	-	-	-	-	1	-	-
ЦАП	1	1	1	1	1	-	-
ЛRa	-	-	-	-	-	-	-
ЛRc	1	1	1	1	-	-	-
ЛC	-	-	1	-	-	-	-
ЛG	-	-	-	-	-	-	-
ЛD	-	-	-	1	-	-	-
K	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_5$	$S_6$	$S_7$
2	16,55	16,44	42,83	27,79	37,13	27,62	24,64
4	42,89	42,78	75,55	45,17	44,17	104,48	98,56
8	75,81	75,7	141,47	80,17	70,25	1560,96	1553,92
12	121,39	121,28	208,03	115,49	180,29	25202,4	25231,36

В результаті опрацювання табліці 2.9 отримані діаграми апаратної складності АЦП, які реалізуються в різних ТЧБ в залежності від розрядності їх вихідних кодів К (2, 4, 8, 12).

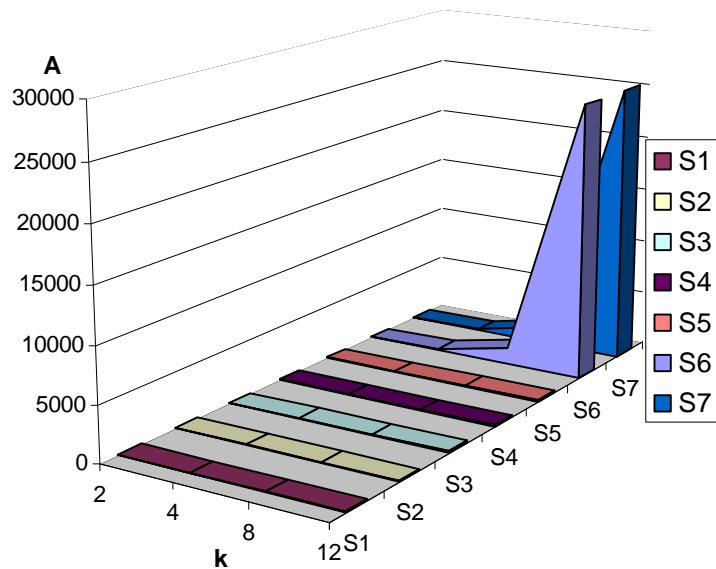


Рисунок 2.4 - Діаграми апаратної складності АЦП

Досліджені характеристики часової та апаратної складності АЦП дозволяють побудувати двохвимірну діаграму системних характеристик параметрів проаналізованих АЦП (рис. 2.5).

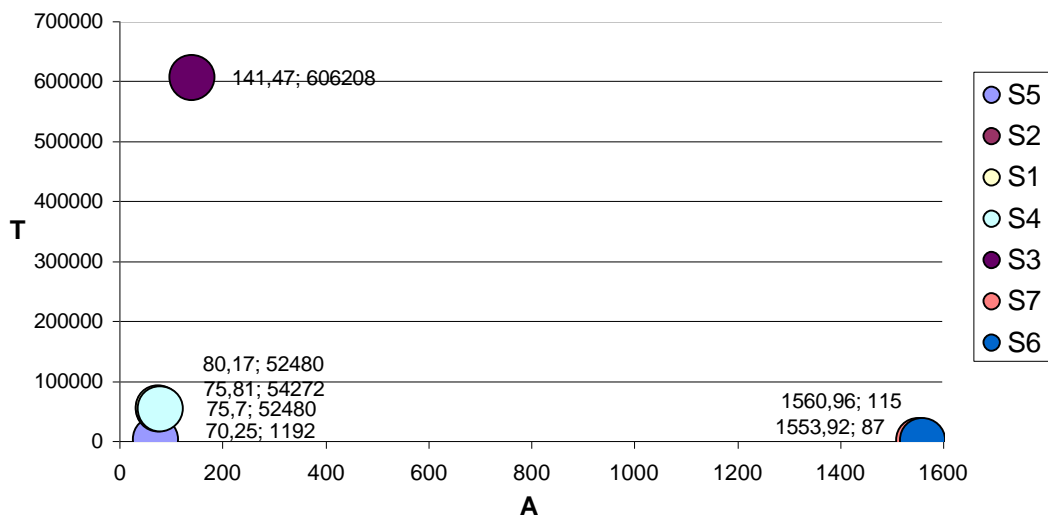


Рисунок 2.5 - Двохвимірна діаграма системних характеристик АЦП

Таким чином, дослідження системних характеристик АЦП, які використовуються в КСП, показує, що найменшою апаратною складністю характеризуються АЦП в унітарному ТЧБ, а максимальну швидкість перетворення забезпечують АЦП паралельного типу. Тому актуальною задачею є вдосконалення

та розробка нових структурних рішень АЦП паралельного типу для забезпечення можливості реалізації цифрових кореляторів з максимальною швидкодією.

### 2.3.2 Дослідження методів аналого-цифрового перетворення сигналів та часової складності АЦП у різних ТЧБ

Дослідження алгоритмів перетворення аналогових сигналів  $x(t)$  в цифрові коди  $x_i$  у різних ТЧБ дозволяє класифікувати та систематизувати наступні методи такого класу перетворень [95-97]:

- а) Метод розгортуючого перетворення аналогових сигналів в послідовний унітарний код (див. таблицю 2.9, №1, АЦП  $S_1$ ):

1) формування на інтервалі  $\Delta t$  унітарної послідовності високочастотних імпульсів синхронізуючим генератором:

$$[A] = [111\dots 1], \quad A = 2^k; \quad k=2, 4, 8, 12\dots, \quad (2.6)$$

де  $A$  - діапазон квантування вхідних аналогових сигналів  $x(t)$ ;

2) сумування імпульсних унітарних сигналів [97] в лічильнику базису Радемахера і синхронне формування послідовності інкрементних двійкових кодів базису Радемахера  $x_i$ , які поступають на вхід ЦАП;

3) формування ступінчатого наростаючого потенціалу  $x_i \cdot \Delta U$  на виході ЦАП, який подається на від'ємний вхід компаратора К;

4) порівняння вхідного потенціалу  $U(t) = x(t)$  зі ступінчатим потенціалом  $x_i \cdot \Delta U$  розгортки ЦАП і формування на виході компаратора К ШІМ-сигналу тривалістю  $\Delta t_i = x_i$ , якщо  $U(t) = \Delta U \cdot x_i$ ;

5) логічне перемноження сигналу  $\Delta t_i \wedge [111\dots 1]$  і формування унітарного коду цифрового значення  $[x_i]$ .

Згідно теорії SH – моделей (див. таблиця 2.2) часова складність описаного методу визначається виразом:

$$L = |\max 2^k (t_\Gamma + t_\Delta + t_{\text{ЦАП}} + t_K + t_{\text{ДЕ}})|, \quad (2.7)$$

де  $t_*$  вибираються з таблиці 2.7, а величина  $L$  представляється в нс.



Результати розрахунку часової складності даного методу аналого-цифрового перетворення в залежності від величини К наступні:

K=	2	4	8	12
L=	680	29,44	54272	983040

- б) Метод розгортуючого перетворення аналогових сигналів в послідовний код Хаара:

1) операції аналого-цифрового перетворення, які виконуються даним методом, співпадають з першим методом в пунктах 1, 2, 3.

4) порівняння вхідного потенціалу  $U(t) = x(t)$  зі ступінчастим потенціалом  $x_i \cdot \Delta U$  розгортки ЦАП і формування на виході імпульсного компаратора К імпульсного сигналу [98] з затримкою в часі тривалістю  $\Delta t_i = x_i$ , якщо  $U(t) = \Delta U \cdot x_i$ , в результаті чого формується послідовний код Хаара [000...1...000], що відповідає кодові матриці ТЧБ Хаара (табл. 1.6).

Згідно SH – моделей (див. таблицю 2.2) часова складність описаного методу визначається виразом:

$$L = |\max 2^k (t_{\Gamma} + t_{\text{Л}} + t_{\text{ЦАП}} + t_{\text{К}})|, \quad (2.8)$$

де  $t_*$  вибираються з табл. 2.7, а величина L представляється в нс.

Результати розрахунку часової складності даного методу аналого-цифрового перетворення в залежності від величини К наступні:

K=	2	4	8	12
L=	652	2832	52480	954368

- в) Метод аналого-цифрового перетворення в паралельний код ТЧБ Крестенсона:

1) операції аналого-цифрового перетворення, які виконуються даним методом, співпадають з першим методом в пунктах 1, 2, 3, 4;

5) вихідний унітарний код  $x_i$  розпаралелюється на k інформаційних потоків, де k-число взаємно простих модулів прямого перетворення Крестенсона, і подається на входи модульних лічильників ТЧБ Радемахера-Крестенсона;

б) синхронно з формуванням унітарного коду  $[x_i]$  на виході  $k$  лічильників базису Радемахера-Крестенсона формуються двійкові коди залишків  $b_j = \text{res}[x_i] \bmod P_j$  згідно виразу:

$$[x_i] = \begin{cases} \text{res}[x_i] \bmod P_1 \\ \dots \\ \text{res}[x_i] \bmod P_j \\ \dots \\ \text{res}[x_i] \bmod P_k \end{cases} \quad (2.9)$$

Розрахунок часової складності даного методу, згідно параметрів таблиці 2.2, виконується згідно виразу:

$$L = |\max 2^k (t_\Gamma + t_\Delta + t_{\text{ЦАП}} + t_K + t_{\text{ЛЕ}} + t_{\text{ЛК}})|, \quad (2.10)$$

де  $t_*$  вибираються з таблиці 2.7.

Результати розрахунку в залежності від величини  $K$  наступні:

$K =$	2	4	8	12
$L =$	960	4512	606208	13025280

- г) Метод розгортуючого аналого-цифрового перетворення в паралельний код ТЧБ Хаара:

1) операції аналого-цифрового перетворення, які виконуються даним методом, співпадають з першим методом в пунктах 1, 2, 3, 4;

5) вихідний унітарний код  $[x_i]$  перетворюється в паралельний код ТЧБ Хаара шляхом тактової синхронізації лічильника Хаара згідно виразу:

$$[C_i] = [x_i]; L_i = [000\dots 1\dots 000]; \quad (2.11)$$

де  $C$  – число синхроімпульсів на вході лічильника Хаара.

Розрахунок часової складності даного методу, згідно параметрів таблиці 2.2 виконується згідно виразу:

$$L = |\max 2^k (t_\Gamma + t_\Delta + t_{\text{ЦАП}} + t_K)|, \quad (2.12)$$

де  $t_*$  вибираються з таблиці 2.7.

Результати розрахунку в залежності від величини  $K$  наступні:

$K =$	2	4	8	12
$L =$	652	2832	52480	954368

Проведені дослідження часової складності АЦП розгортуючого типу у ТЧБ Радемахера, Хаара та Крестенсона показують, що вони характеризуються відносною низькою апаратною складністю, але великою часовою складністю, оскільки перетворення вхідного аналогового сигналу в цифровий код відбувається за  $2^k$  тактів синхронізуючого генератора. Дана характеристика дослідженої групи АЦП може бути покращена шляхом розробки нових мультибазисних методів аналого-цифрового перетворення, що визначає актуальність створення мультибазисних АЦП;

- д) Метод порозрядно-зрівноваженого аналого-цифрового перетворення в послідовно-паралельний код ТЧБ Радемахера:

1) формування на інтервалі  $\Delta t$   $k$  числа імпульсів і після кожного з них формування послідовностей кодів Хаара згідно матриці:

$$\begin{vmatrix} 2^{k-1} 2^{k-2} & 2^i & 2^1 & 2^0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 & \dots & 0 & 0 \\ & & \dots & & & & \\ 0 & 0 & \dots & 1 & \dots & 0 & 0 \\ & & \dots & & & & \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 1 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & \dots & 0 & 1 \end{vmatrix}$$

- 2) цифро-аналогове перетворення  $k$  розрядних паралельних цифро-аналогових кодів Хаара і формування ступінчатого потенціалу  $2^i \cdot \Delta U$  на виході ЦАП, який подається на від'ємний вхід компаратора К;
- 3) порівняння вхідного потенціалу  $U(t) = x(t)$  зі ступінчатим потенціалом  $2^i \cdot \Delta U$  розгортки ЦАП;
- 4) формування на виході компаратора К та регістра послідовного наближення біт-орієнтованої послідовності двійкового коду  $x_i$  у базисі Радемахера починаючи зі старшого розряду;

Розрахунок часової складності даного методу виконується згідно виразу (див. таблицю 2.2) [90]:

$$L = | \max (t_k + t_p + t_r + t_{\text{ЦАП}}) k |, \quad (2.13)$$

де  $t_*$  вибираються з таблиці 2.7.

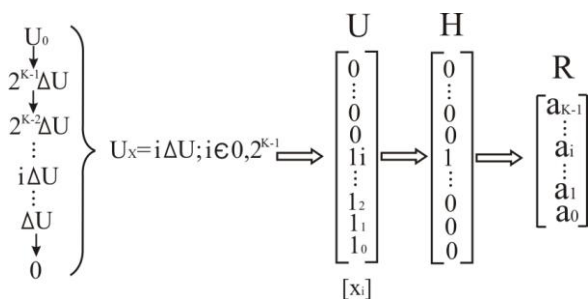
Результати розрахунку для К (2, 4, 8, 12) буде мати вигляд:

К=	2	4	8	12
L=	298	596	1192	1788

- е) Метод перетворення аналогових сигналів у паралельний двійковий код базису Радемахера (див. таблицю 2.9, №6, АЦП S<sub>6</sub>):

- 1) на вхід лінійки прецензійних резисторів подається опорний еталонний потенціал U<sub>0</sub>;
- 2) формуються ступінчато-наростаючі 2<sup>k</sup> потенціалів [0, ΔU, 2ΔU, 3ΔU, ... iΔU... 2<sup>k-1</sup>ΔU] паралельно на виходах з'єднань резисторів;
- 3) виконується порівняння вхідного потенціалу U<sub>x</sub> з кожним iΔU потенціалом в 2<sup>k</sup> компараторах, в результаті чого формується паралельний код унітарного ТЧБ, який послідовно перетворюється в паралельний код базису Хаара;
- 4) паралельний код базису Хаара перетворюється у двійковий код базису Радемахера.

Описаний метод аналого-цифрового перетворення представляється у вигляді графа:



Розрахунок часової складності даного методу виконується згідно виразу (див. таблицю 2.2) [90]:

$$L = |\max t_K + t_{\text{Ш}} + t_P|, \quad (2.14)$$

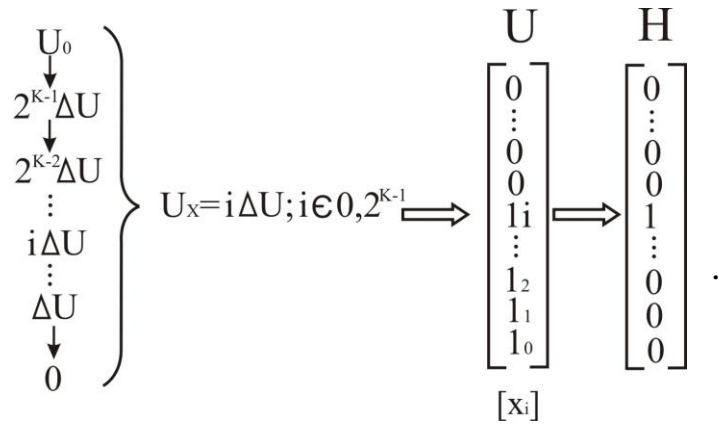
де t\* вибираються з табл. 2.7.

Результати розрахунку для К (2, 4, 8, 12) буде мати вигляд:

К=	2	4	8	12
L=	115	115	115	115

- є) Метод перетворення аналогових сигналів у паралельний код базису Хаара (див. таблицю 2.9, №7, АЦП S<sub>7</sub>):

1) даний метод співпадає і завершується у пунктах 1, 2, 3 методу перетворення аналогових сигналів у паралельні коди базису Радемахера, і представляється у вигляді графа:



Згідно експертних оцінок таблиці 2.2 отримуємо аналітичний вигляд часової складності даного методу у вигляді [90]:

$$L = |\max t_K + t_{LE}|, \quad (2.15)$$

де  $t_*$  вибираються з таблиці 2.7.

Звідки при різних значеннях  $K$  отримуємо:

$K =$	2	4	8	12
$L =$	87	87	87	87

На рис. 2.6 приведена порівняльна діаграма часової складності АЦП, реалізованих на основі досліджуваних методів аналого-цифрового перетворення.

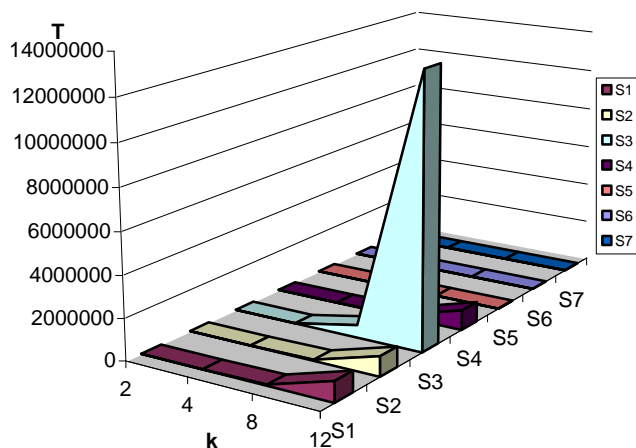


Рисунок 2.6 - Діаграма часової складності АЦП досліджуваних методів

Аналіз отриманої діаграми часової складності монобазисних АЦП, які використовуються в кореляційних спецпроцесорах, показує, що найменшою апаратною складністю характеризуються АЦП в унітарному ТЧБ, більшу складність мають АЦП послідовного наближення у базисі Радемахера та найвищою складністю характеризуються АЦП паралельного типу у різних ТЧБ.

### 2.3.3 Розробка методу аналого-цифрового перетворення сигналів та архітектури мультибазисного АЦП Хаара-Крестенсона

Проведені дослідження апаратної та часової складності існуючих АЦП, які використовуються в кореляційних спецпроцесорах і представлені на діаграмах рис. 2.4, 2.6, 2.7, дозволяють встановити наступні мінімаксні характеристики АЦП, реалізованих у різних ТЧБ [99]:

- 1) найвищою швидкодією характеризуються монобазисні АЦП паралельного типу ( $S_6, S_7$ ) відповідно з вихідними кодами у ТЧБ Радемахера та Хаара, серед яких найменшу апаратну та часову складність мають паралельні АЦП у базисі Хаара ( $S_7$ );
- 2) найменшою апаратною складністю характеризуються АЦП розгортуючого типу в унітарному ТЧБ, які мають найбільшу часову складність і відповідно найменшу швидкодію;
- 3) відносною середньою апаратною та часовою складністю характеризуються АЦП порозрядного зрівноваження  $S_5$ .

АЦП в базисі Хаара ефективно використані у швидкодіючих спецпроцесорах обчислення кореляційної функції еквівалентності  $F_{xx}(j)$  (див. таблицю 1.2) [63], а також у процесорі визначення кореляційної міри ентропії [64].

Суттєвим недоліком паралельного АЦП у базисі Хаара є велика надлишковість вихідних кодів, число інформаційних елементів яких дорівнює  $2^k$ , що приводить до значного зростання апаратної складності БРЗ цифрових кореляторів. Тому перспективним напрямком вдосконалення швидкодіючих АЦП для кореляційних спецпроцесорів є розробка методу аналого-цифрового перетворення, який забезпечує високу швидкодію АЦП та зменшення числа інформаційних елементів у

його вихідних кодах. Такий метод доцільно реалізувати на основі мультибазисного перетворення Хаара-Крестенсона.

Граф реалізації даного методу співпадає до операції формування паралельного коду Хаара з графом методу ε) дослідженого в попередньому пункті з додатково доповненим компонентом графа перетворення Хаара-Крестенсона. Тобто отримаємо наступний граф запропонованого методу (рис. 2.8).

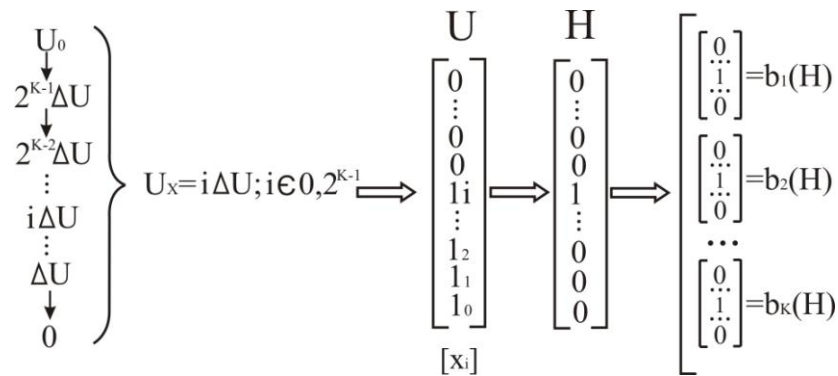


Рисунок 2.8 - Граф мультибазисного методу аналого-цифрового перетворення в паралельний код Хаара-Крестенсона

Умови однозначного кодування  $2^k$ - розрядних кодів Хаара визначаються теоретичними засадами цілочисельного перетворення системи залишкових класів базису Крестенсона згідно наступних аналітичних виразів [100]:

$$2^k \leq P - 1, P = \prod_{j=1}^v p_j,$$

де  $(p_1, p_2, \dots, p_j, \dots, p_k)$  - система взаємопростих модулів;  $\sum_{j=1}^v p_j$  - розрядність вихідного коду АЦП у базисі Хаара-Крестенсона.

Розроблена архітектура АЦП, яка реалізує запропонований метод, приведена на рис. 2.9 (K=4).

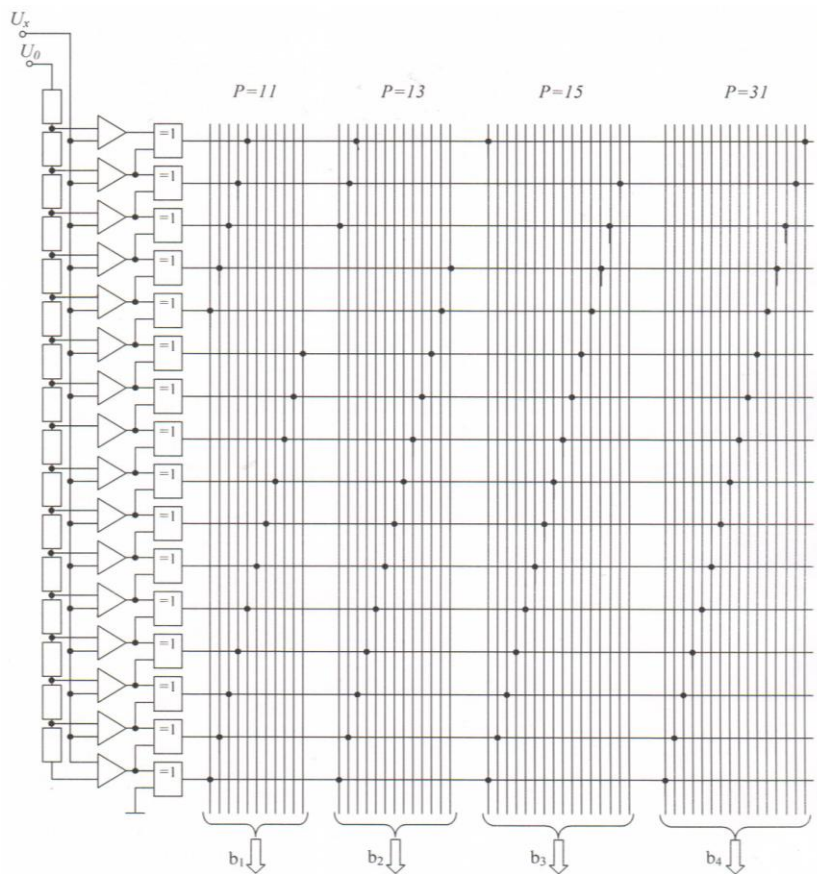


Рисунок 2.9 - Структура мультибазисного АЦП Хаара-Крестенсона

Часова складність такого АЦП однакова з часовою складністю АЦП у базисі Радемахера. Відповідно, апаратна складність буде розраховуватися згідно формули:

$$A = A[H] + 2^k \cdot (p_1 + p_2 + \dots + p_j + \dots + p_v), \quad (2.16)$$

де  $H$  – апаратна складність АЦП Хаара,  $2^k \cdot (p_1 + p_2 + \dots + p_j + \dots + p_v)$  - апаратна складність міжбазисного перетворювача Хаара-Крестенсона.

Графік апаратної складності розробленого мультибазисного АЦП при різних значеннях  $K$  показаний на рис. 2.10.

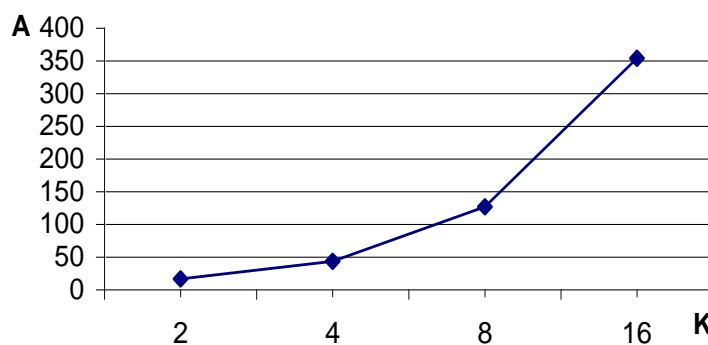


Рисунок 2.10 - Графік апаратної складності розробленого мультибазисного АЦП



Функціональною перевагою такого АЦП є можливість суттєвого зменшення апаратної та часової складності пристроїв множення та накоплюючих суматорів матричного типу, які виконують операції множення та сумування за один такт, а їх реалізація виконується на вентильних матрицях, що забезпечує суттєве зменшення апаратної складності цифрових кореляторів у базисі Хаара-Крестенсона.

У загальному випадку приведений приклад розробки нового мультибазисного методу реалізації АЦП показує, що при обґрунтуванні вибору їх системних характеристик в якості компонентів КСП необхідно враховувати не тільки їх апаратну та часову складність, але і відповідні характеристики у модулях перемноження, накоплюючого сумування та дешифрування даних.

#### 2.3.4 Дослідження апаратної, часової та структурної складності БРЗ у кодових системах різних ТЧБ

БРЗ на основі паралельних кодів базису Радемахера. В спецпроцесорах кореляційного базису Радемахера вхідна цифрова інформація на виході АЦП може представлятися у вигляді паралельного двійкового коду [101], або біт орієнтованого коду, де  $a_j \in 0,1$  при чому:

$$x_i \begin{cases} a_{K-1} \\ \dots \\ a_j \\ \dots \\ a_0 \end{cases} ; \text{ або } \overbrace{a_0 \dots a_j \dots a_{K-1}}^{x_i} ; x_i = \sum_{j=0}^{n-1} a_j \cdot 2^j$$

де  $a_j \in \overline{0,1}$ ,  $x_i$ - поточне значення цифрового відліку яке поступає на вхід кореляційного спецпроцесора.

У випадку, коли на вхід цифрового кореляційного процесора (ЦКП) поступає паралельний код у базисі Радемахера, структура багатоканального регістра зсуву БРЗ має вигляд представлений на рис.2.11.

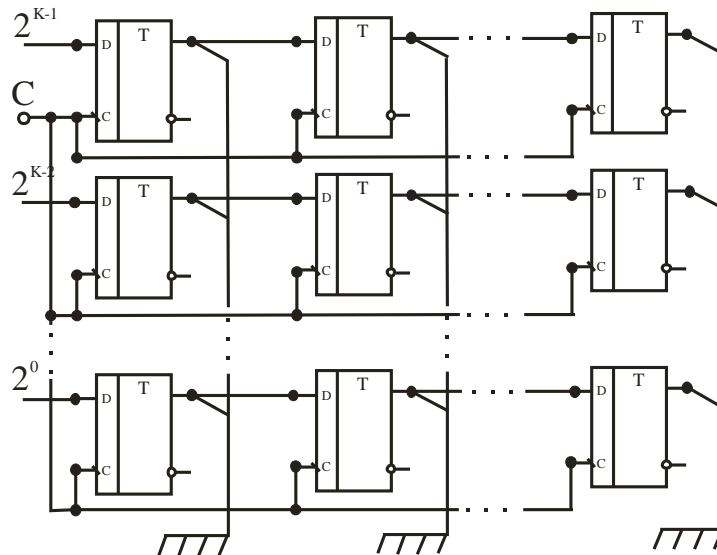


Рисунок 2.11 - Багатоканальний регістр зсуву у базисі Радемахера

На основі структури, поданої на рис.2.11, визначаємо системні характеристики БРЗ, представлені в таблиці 2.10.

Таблиця 2.10 - Системні характеристики БРЗ з паралельними кодами у базисі Радемахера

Системні параметри	Аналітичний вираз	Пояснення
Число розрядів	$K=1$	
Число каскадів	$m$	
Швидкодія	$V=K \cdot 2LE$	LE – швидкість переключення логічного вентиля
Об'єм пам'яті	$M=K \cdot m$	D – тригерів
Число інформаційних зв'язків	$S=K \cdot (m+1) + R(m-1)$	
Число каналів вихідних шин	$N_K=K \cdot m$	
Коефіцієнт емерджентності	$K_e=3+1/m$	

На рис. 2.12 показана структура БРЗ з послідовним кодом в базисі Радемахера.

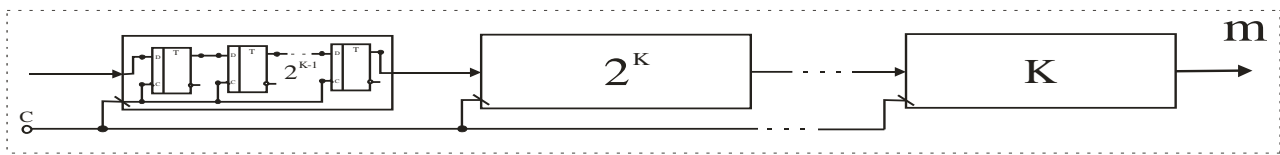


Рисунок 2.12 - Структура регістру зсуву з послідовним кодом в базисі Радемахера

У випадку застосування кореляційного АЦП послідовного наближення цифрові відліки  $S_i$  формуються у вигляді біт-орієнтованого інформаційного коду. В результаті структура БРЗ буде біт-орієнтована (рис.2.13).

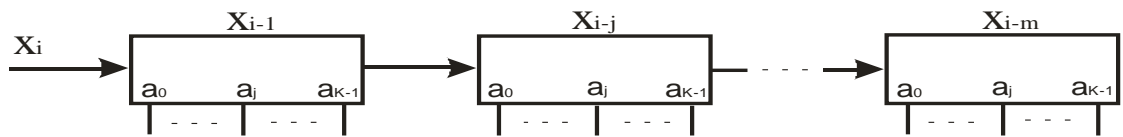


Рисунок 2.13 - Структура біт-орієнтованого БРЗ

У таблиці 2.11 приведені системні характеристики даної реалізації БРЗ.

Таблиця 2.11 - Системні характеристики БРЗ з біт-орієнтованими кодами у базисі Радемахера

Системні параметри	Аналітичний вираз	Пояснення
Число розрядів	$K=1$	
Число каскадів	$m$	
Швидкодія	$V=K \cdot 2LE$	LE – швидкість переключення логічного вентиля
Об'єм пам'яті	$M=K \cdot m$	D – тригерів
Число інформаційних зв'язків	$S=2m+1$	
Число каналів вихідних шин	$N_K=K \cdot m$	
Коефіцієнт емерджентності	$K_e=2+1/m$	$K_e = \frac{N_z}{N_e}$ <p><math>N_z</math> – число зв'язків  <math>N_e</math> – число елементів</p>

На рис. 2.14, а) показана структура БРЗ кореляційних процесорів на основі унітарного ТЧБ .

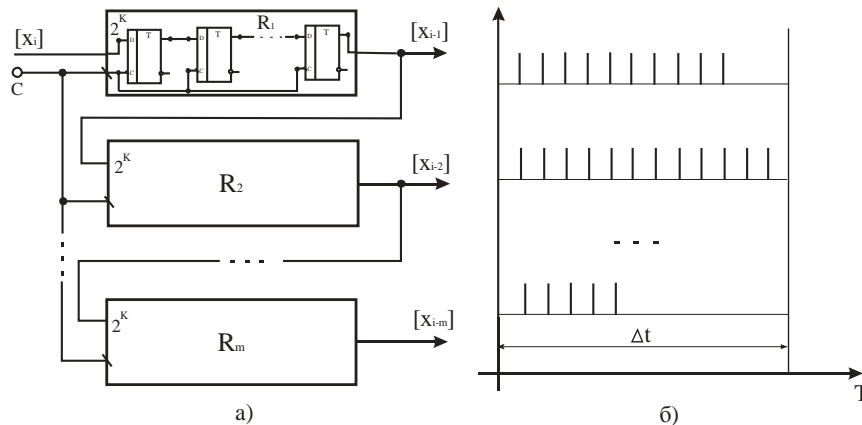


Рисунок 2.14 - Структура БРЗ в унітарному ТЧБ (а), часова діаграма формування унітарних кодів (б)

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 2.12 приведені системні характеристики розглянутої структури на основі унітарного ТЧБ.

Таблиця 2.12 - 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	$K_e=1+2/2^K$	

Архітектура на основі швидкодіючого процесора в базисі Хаара представлена в авторському свідоцтві проф. Я.М. Николайчука [103]. Структура БРЗ кореляційного процесора в базисі Хаара представлена на рис. 2.15.

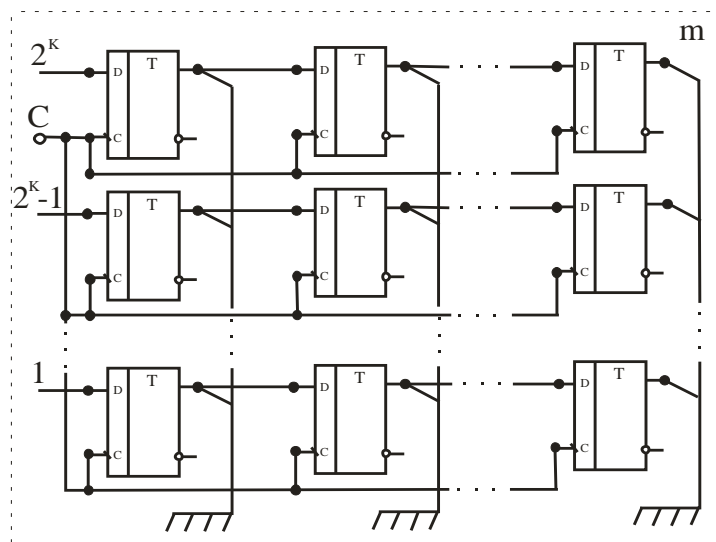


Рисунок 2.15 - Структура БРЗ кореляційного процесора в базисі Хаара

Системні характеристики даної структури БРЗ аналогічні БРЗ з паралельними кодами в базисі Радемахера і відрізняються по числу розрядів одного каскаду, який в базисі Хаара дорівнює  $2^K$ , що показано в таблиці 2.13.

Таблиця 2.13 - Системні характеристики БРЗ з кодами у базисі Хаара

Системні параметри	Аналітичний вираз	Пояснення
Число розрядів	$2^K$	
Число каскадів	$m$	
Швидкодія	$V=2LE$	LE – швидкість переключення логічного вентиля
Об'єм пам'яті	$M=m \cdot 2^K$	D – тригерів
Число інформаційних зв'язків	$S=2^K \cdot (m+1) + 2^K \cdot (m-1)$	
Число каналів вихідних шин	$N_K=2^K \cdot m$	
Коефіцієнт емерджентності	$K_e=3+1/m$	

До знакових кореляційних процесорів відносяться процесори, які реалізуються згідно виразу:

$$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}(x_i) \times \text{sign}(x_{i+j}).$$

На рис. 2.16 приведена структура БРЗ знакового кореляційного процесора.

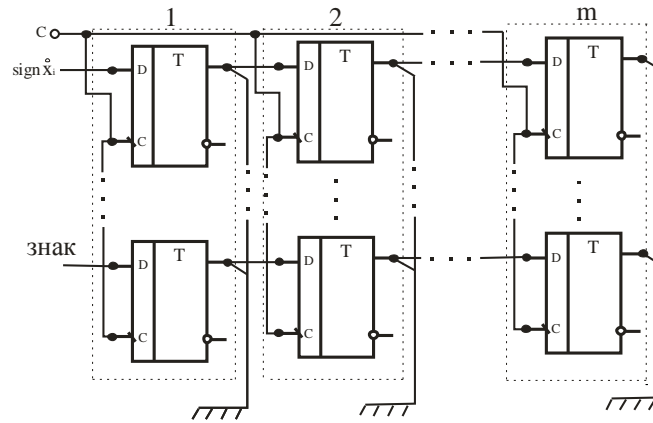


Рисунок 2.16 - Структура БРЗ знакового кореляційного процесора

Кореляційний спецпроцесор на основі релейної функції реалізується згідно виразу:

$$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot \text{sign}(x_{i+j}),$$

а структура його БРЗ приведена на рис.2.17.

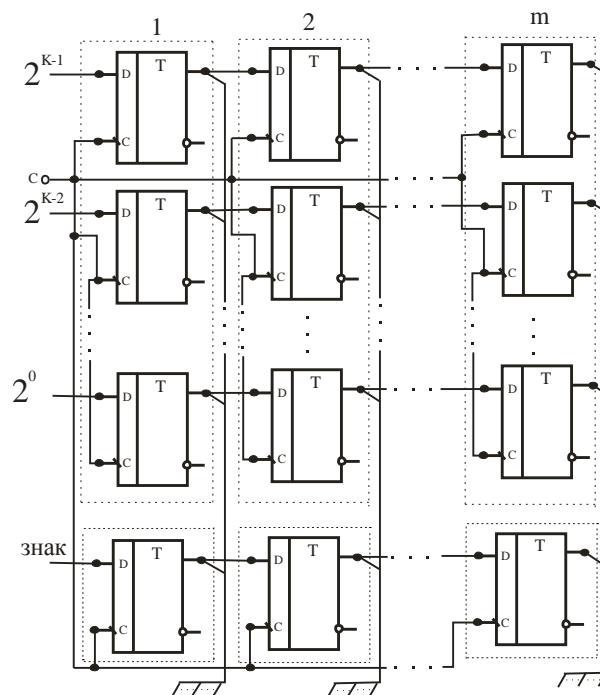


Рисунок 2.17 - Структура БРЗ релейного кореляційного процесора

У таблиці 2.14 приведені системні характеристики БРЗ знакового та релейного спецпроцесорів.

Таблиця 2.14 - Системні характеристики БРЗ знакового та релейного кореляторів

Системні параметри БРЗ	Знаковий корелятор	Релейний корелятор
Число розрядів	$K=2$	$K=K+1$
Число каскадів	$m$	$m$
Швидкодія	$V=2ЛЕ$	$V=2ЛЕ$
Об'єм пам'яті	$M=2m$	$M=(K+1) \cdot m$
Число інформаційних зв'язків	$S=2 \cdot (m+1) + 2 \cdot (m-1)$	$S=2 \cdot (m+1) + 2 \cdot (m-1)$
Число каналів вихідних шин	$N_K=2 \cdot m$	$N_K=(K+1) \cdot m$
Коефіцієнт емерджентності	$K_e=3+1/m$	$K_e=3+1/m$

Базис Крестенсона породжує систему числення залишкових класів, теоретичною основою якої є китайська теорема про залишки [105, 106]. Реалізація кореляційного процесора в базисі Крестенсона виконується на основі представлення вхідних цифрових відліків  $x_i$  у вигляді залишків у системі взаємно простих модулів. Тобто:

$$0 \leq x_i \leq A, \quad b_i = \text{res} x_i (\text{mod } P_j);$$

$$j \in 1, K, \quad x_i = (b_1, b_2, \dots, b_j, \dots, b_K).$$

При цьому повинні задовольнятися наступні системні характеристики розрядності кореляційного спецпроцесора:

$$P_i \neq P_j; \quad \prod_{j=1}^K P_j = \rho; \quad \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i-j} \leq \rho - 1.$$

Базисні числа системи залишкових класів розраховується згідно діофантового рівняння:

$$B_j = \frac{\rho}{P_j} \cdot m_j \equiv 1 (\text{mod } P_j); \quad 0 \leq m_j \leq P_{j-1}.$$

Таким чином, число розрядів БРЗ кореляційного процесора в базисі Крестенсона розраховуються на основі виразу:

$$R = \hat{E}[\log_2(\rho - 1)],$$

де  $\hat{E}[\bullet]$  - цілочисельна функція з округленням до більшого цілого .

На рис. 2.18 показана структура БРЗ кореляційного процесора в базисі Крестенсона.

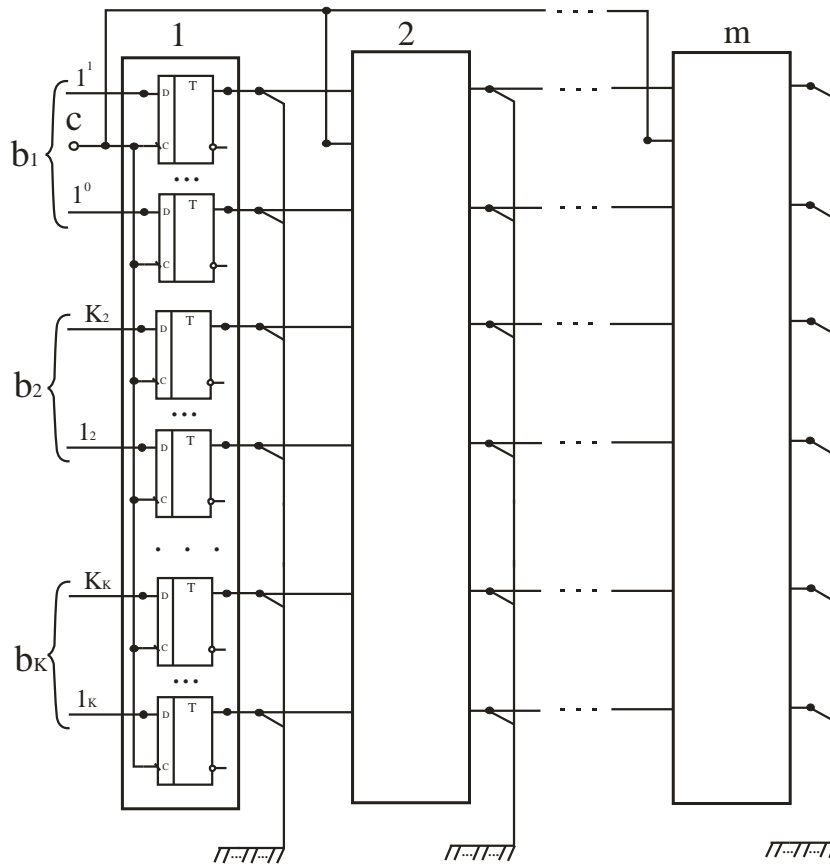


Рисунок 2.18 - Структура БРЗ кореляційного процесора в базисі Крестенсона

Розрахунок розрядності БРЗ кореляційного процесора в базисі Крестенсона виконаємо на основі наступних даних[107]:

- число розрядів цифрового відліку у базисі Радемахера  $r(x_i)=k$ ;
- число розрядів, необхідне для представлення добутків  $x_i \cdot x_{i-j}$ , відповідно рівне  $2k$ ;

- число розрядів, необхідне для представлення суми  $\sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i-j}$  рівне  $\hat{E}[\log_2 n]$ .

Таким чином, загальна необхідна розрядність БРЗ кореляційного процесора базису Крестенсона рівна  $R = 2k + \hat{E}[\log_2 n]$ .

На основі приведених аналітичних даних оцінимо системні характеристики структури БРЗ у базисі Крестенсона (таблиця 2.15).



Таблиця 2.15 - Системні характеристики БРЗ цифрових кореляторів у базисі Крестенсона

Системні параметри	Аналітичний вираз	Пояснення
Число розрядів	$K = 2K + \hat{E}[\log_2 n]$	n – число сумувань добутоків $x_i \cdot x_{i-j}$
Число каскадів	m	
Швидкодія	$V=2ЛЕ$	ЛЕ – швидкість переключення логічного вентиля
Об'єм пам'яті	$M=K \cdot m$	D – тригерів
Число інформаційних зв'язків	$S=K \cdot (m+1) + K \cdot (m-1)$	
Число каналів вихідних шин	$N_K=K \cdot m$	
Коефіцієнт емерджентності	$K_e=3+1/m$	

Дослідження системних характеристик БРЗ (апаратної, часової та структурної складності) при однакових значеннях числа точок кореляційної функції m проводиться наступним чином:

1. Оцінка часової складності БРЗ у різних ТЧБ. Незалежно від характеристик ТЧБ всіх БРЗ реалізуються на основі регістрів зсуву на D – тригерах з тривалістю переключення 2ЛЕ, то часова складність всіх типів БРЗ буде однакова згідно виразу  $L = 2ЛЕ$ . При швидкодії переключення вентильного елемента мікроелектронної реалізації БРЗ 7нс, відповідно, Л=14нс. Тобто в архітектурі КСП, які можуть бути реалізовані в різних ТЧБ, висока швидкодія БРЗ суттєво не впливає на характеристики швидкодії цифрових кореляторів.

2. Оцінка апаратної складності БРЗ у різних ТЧБ представлена у вигляді порівняльної діаграми на рис. 2.19.

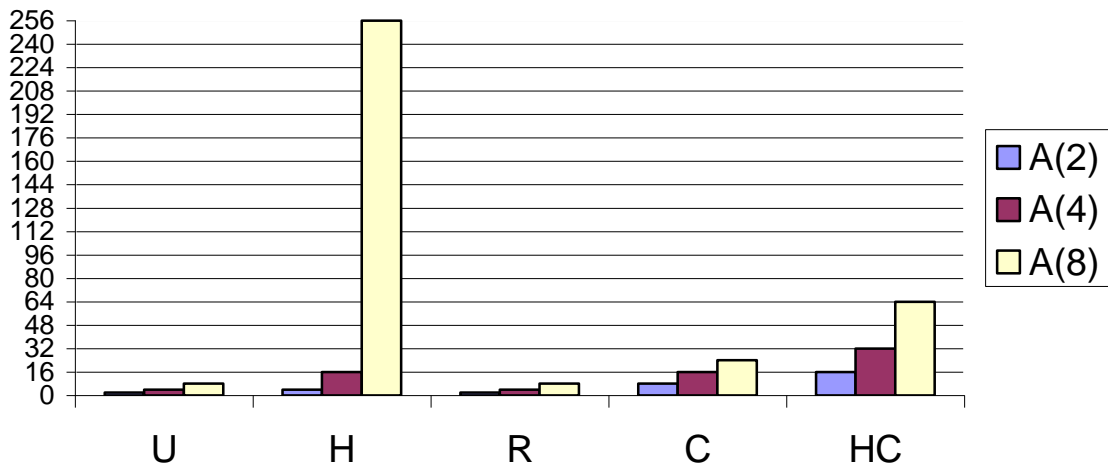


Рисунок 2.19 - Порівняльна діаграма апаратної складності БРЗ у різних ТЧБ

Дослідження апаратної складності БРЗ у різних ТЧБ показує, що найвищою апаратною складністю характеризуються БРЗ в унітарному ТЧБ та базисі Хаара, а найменшою БРЗ - у базисах Радемахера та Крестенсона.

3.Оцінка структурної складності БРЗ в різних ТЧБ. Дослідження архітектур БРЗ, реалізованих у різних ТЧБ, показує, що вони характеризуються високим рівнем регулярності. Тому структурна складність буде пропорційна розрахованій апаратній складності кожного з типів БРЗ і буде, відповідно, перевищувати апаратну складність на число зв'язків компонентів БРЗ.

У загальному проведені дослідження системних характеристик БРЗ у різних ТЧБ при обчисленні різних кореляційних функцій, їх апаратна складність залежить не тільки від кодової системи ТЧБ, але і від типу кореляційної функції КСП. Наприклад, при обчисленні знакової кореляційної функції розрядність БРЗ складає 2 біта, де 1 біт інформаційний, 1 - знаковий, а в релейній функції рівна розрядності кодової системи у базисі Радемахера плюс знаковий біт. Відповідно, у базисі Хаара-Крестенсона за рахунок кодування залишків кодами Хаара зростає розрядність БРЗ практично у 2 рази по відношенню до базису Крестенсона, в якому розрядність БРЗ відповідає базису Радемахера плюс 2 біта.

### 2.3.5 Структура та системні характеристики операційних пристроїв перемноження у різних ТЧБ

Згідно проведеної систематизації кореляційних функцій, які використовуються для побудови КСП (див. таблицю 1.4), операція множення виконується КСП, які реалізують функції: знакову  $H_{xx}(j)$ , релейну  $V_{xx}(j)$ , коваріаційну  $K_{xx}(j)$ , кореляційну  $R_{xx}(j)$  та нормовану кореляційну  $\rho_{xx}(j)$ . Як правило, операція множення в обчислювальній техніці є найбільш складною по відношенню до операцій порівняння, сумування, віднімання та піднесення до квадрату. Тому ефективна реалізація структури операційних пристроїв перемноження є особливо важливою в досягненні необхідних мінімаксних характеристик КСП [108, 109]. Аналіз літературних джерел показує, що для розробки структурних схем пристроїв перемноження в найбільшій мірі їх реалізації стосуються отримання парних добутоків  $x_i \cdot x_j$  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 множення може виконуватися на основі різних аналітичних виразів [110]:

$$x \cdot y = \frac{(x+y)^2 - (x-y)^2}{4}.$$

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 добутоків в квадраторах [111].

Іншим ефективним рішенням реалізації унітарного перемножувального 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.2.20 показана структура пристрою піднесення до квадрату, який реалізує піднесення до квадрату однакових значень унітарних кодів X.

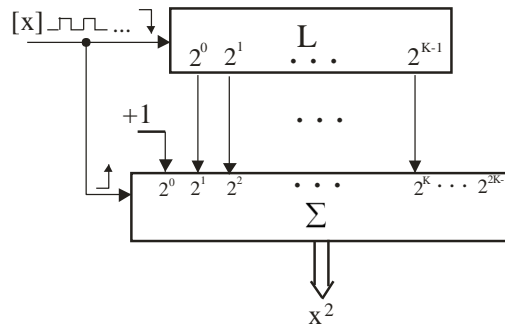


Рисунок 2.20 - Структура перемножувача шляхом піднесення до квадрату унітарних кодів ( $L, \Sigma$  – відповідно лічильник та суматор у базисі Радемахера)

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  $\Sigma$ , 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.

У таблиці 2.16 показано формування кодів унітарного квадратора в базисі Радемахера.

Таблиця 2.16 - 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
...	...	...	...

В той же час ці процесори мають обмежені функціональні можливості, оскільки обчислюють тільки квадрати цифрових відліків  $x$ , і можуть бути використані для обчислення дисперсії та нульової точки коваріаційної функції  $K_{xx}(j)$ , при  $j=0$ . Запропонований в роботі [4] алгоритм множення, який полягає в тому, що в унітарному коді  $y$  ( $y \geq x$ ) додатково кожний  $i$ -тий елемент ( $i=x+1, x+2, \dots, y$ ) поданий кодом числа  $x$  у базисі Радемахера, який  $|y-x|$  - разів сумується з раніше накопиченою сумою перетворених згідно виразу  $i$ -тих елементів, в результаті цього сумування рівний добутку  $(x \cdot y)$ .

Алгоритм такого виконання операції множення над унітарними кодами  $[x]$ ,  $[y]$  аналітично описується згідно виразів:

$$[x] \cdot [y] = [x^2] + [y-x] \cdot [x], \quad x \cdot y = \sum_{i=1}^{\check{Z}} (2i-1) + \sum_{i=\check{Z}+1}^{\hat{Z}} \check{Z}, \quad x \leq y; \quad \check{Z} = \begin{cases} x, & x \leq y \\ y, & x > y \end{cases}; \quad \hat{Z} = \begin{cases} x, & x > y \\ y, & y \geq x \end{cases}$$

В таблиці 1.6 приведена ортогональна функція формування унітарних кодів, які використовуються для реалізації алгоритму множення, структурна реалізація цього алгоритму представлена на рис.2.21.

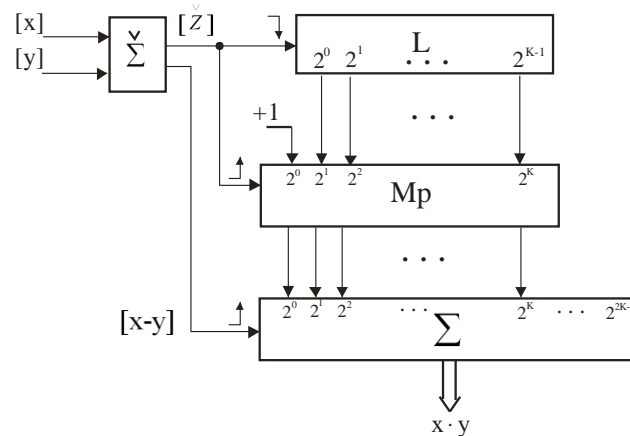


Рисунок 2.21 - Структура перемножувального пристрою унітарних кодів

Робота унітарного перемножувача відбувається наступним чином. На початку циклу формування унітарних кодів  $[x]$ ,  $[y]$  лічильник та регістр суматора скидаються в нульовий стан. У процесі формування унітарних кодів на виході переносу однорозрядного суматора  $\check{\Sigma}$  формується унітарний код  $[\check{Z}]$ , який поступає в лічильник  $L$  і використовується для формування квадрату цього значення на

основі мультиплексора у вигляді суми непарних чисел. Після цього на другому виході суматора  $\check{\Sigma}$  формується  $[x-y]$  – тактових імпульсів, які забезпечують сумування  $[x-y]$  разів кодів  $[\check{z}]$ . У результаті в регістрі накоплюючого суматора формується двійковий код результату множення  $(x \cdot y)$  у базисі Радемахера.

Відома структура матричного перемножувача в базисі Радемахера на основі трьохвходових суматорів рис. 2.22, яка широко використовується в якості сопроцесорів універсальних комп'ютерів. Дана структура характеризується ортогональною функцією, представленою в таблиці 1.4.

Операція множення в базисі Радемахера над двома числами  $X = \sum_{j=0}^{k-1} x_j 2^j$ ,  $x_i \in \overline{0,1}$  та

$Y = \sum_{i=0}^{n-1} y_i 2^i$ ,  $y_i \in \overline{0,1}$  описується наступним виразом:  $P = XY = \sum_{j=0}^{k-1} (x_j 2^j \sum_{i=0}^{n-1} y_i 2^i)$ .

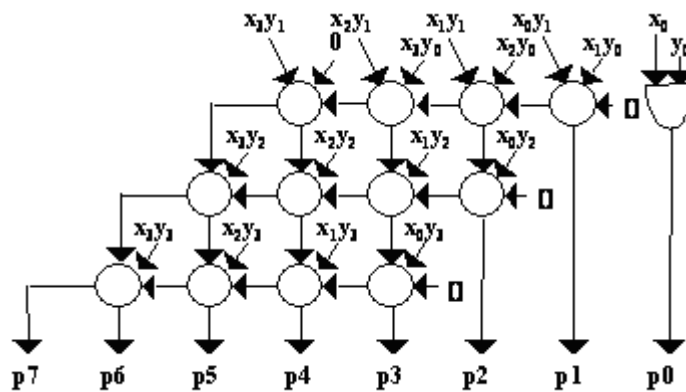


Рисунок 2.22 - Структура матричного перемножувача в базисі Радемахера

При формуванні цифрових відліків у базисі Хаара та отриманні результату множення у базисі Радемахера процедури множення виконуються згідно виразу:

$$(x \cdot y)(R) = x(H) \cdot y(H),$$

де  $x \cdot y(R)$  – результат множення, представлений у двійковому коді базису Радемахера  $(a_{2K-1} \dots a_1 a_0)$ ,  $a \in \overline{0,1}$ ;  $x(H)$ ,  $y(H)$  – відповідні коди у базисі Хаара  $x(H) = (a_K \dots a_x \dots a_1)$ ,  $a \in \overline{0,1}$ ,  $y(H) = (a_{2K} \dots a_y \dots a_1)$ ,  $a \in \overline{0,1}$ .

На рис.2.23 показана структура матричного перемножувача в базисі Хаара на основі вентилів, який доцільно застосовувати у побудові спецпроцесорів на основі розмежованої системи числення для підвищення швидкодії виконання операцій [8].

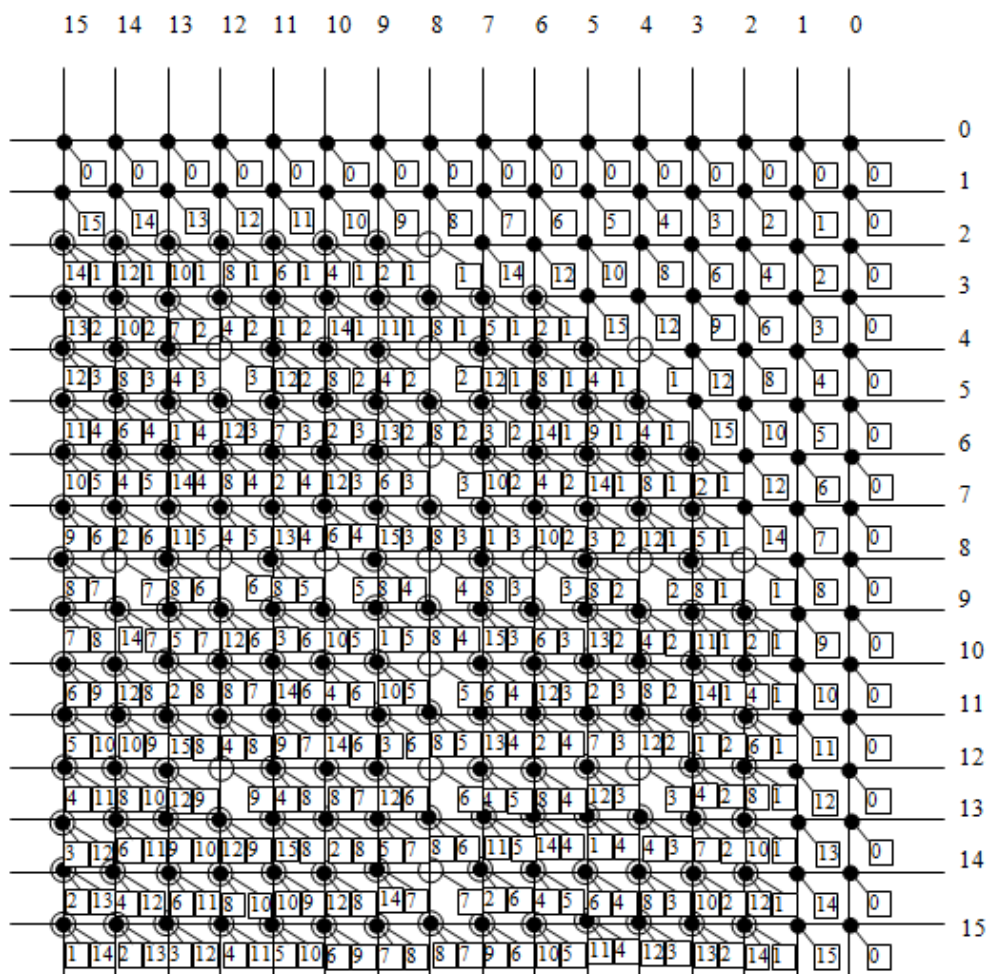


Рисунок 2.23 - Матричний перемножувач в базисі Хаара

Вхідні коди  $m$ -розрядних фрагментів двійкових чисел у базисі Хаара поступають на відповідні входи матриці, на перетині елементів якої розміщені двохвходові вентиляльні елементи “І-НЕ”, виходи першої групи яких об’єднані через провідне “АБО”, відповідає сумі кодів Хаара по модулю  $m$ , а виходи другої групи вентиляльних елементів об’єднані між собою і є виходом наскрізного переносу.

Важливими системними характеристиками досліджуваних перемножувачів з точки зору їх реалізації в мікроелектронному виконанні є апаратна, часова та структурна складність. В таблиці 2.17 приведені аналітичні вирази розрахунку

названих критеріїв складностей для досліджуваних структур перемножувачів в унітарному базисі, а також в базисі Радемахера та Хаара.

Таблиця 2.17 - Системні параметри компонентів цифрової згортки кореляційних процесорів

ТЧБ \ Системні параметри	Апаратна складність $A= X $	Часова складність $L= \max x_i $	Структурна складність $S=-C\log_2(e/(r(r-1)))$
Унітарний	$A_U=A_\Sigma+A_{LE}+A_{MP}$ $A_\Sigma=(2k+1)\cdot 4v$ $A_{LE}=k\cdot 2v$ $A_{PM}=(2k+k)\cdot v$	$L_U=L_{LE}+L_{MP}+2k\cdot L_\Sigma$ $L_\Sigma=4\cdot L_v$ $L_{LE}=2\cdot L_v$ $L_{MP}=2\cdot L_v$	$C=4, r=4$ $S=-4\log_2(4/(4(4-1)))=1,9$
Радемахера	$A_R=A_\Sigma+ A_{ЛПЧ}$ $A_\Sigma=(k^2-1)\cdot 4v$ $A_{LE}=(k^2-1)\cdot v+v$	$L_R=(2k-1)\cdot 5L_v$	$C=3, r=3$ $S=-2\log_2(3/(3(3-1)))=0,9$
Хаара	$A_H=k^2v+k^2/2\cdot v$	$L_H= L_v$	$C=3, r=3$ $S=-3\log_2(3/(3(3-1)))=0,9$

На рис. 2.24 показані характеристики апаратної та часової складностей досліджених перемножувачів, а на діаграмі рис. 2.25 показані оцінки їх структурної складності.

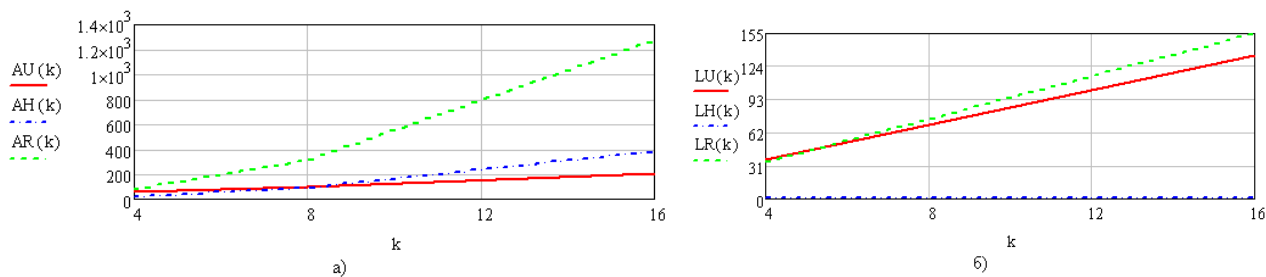


Рисунок 2.24 - Графіки системних характеристик перемножувачів в унітарному базисі, Радемахера, Хаара: а) апаратна складність, б) часова складність.

Аналіз графіків апаратної та часової складності перемножувачів в різних ТЧБ показує, що найменшою часовою складністю характеризуються матричні перемножувачі у базисі Хаара з високою регулярністю архітектури на основі інверсних вентилів, що спрощує задачі їх мікроелектронного проектування на ПЛМ.

Мінімальною апаратною складністю характеризуються перемножувачі в унітарному ТЧБ (1 логічний елемент I) при обчисленні знакової та коваріаційної



функції, у базисі Хаара (2 логічних елемента АБО) при обчисленні модульної та структурної функції, в унітарному ТЧБ (1 логічний елемент ВИКЛ.-АБО) при обчисленні функції еквівалентності.

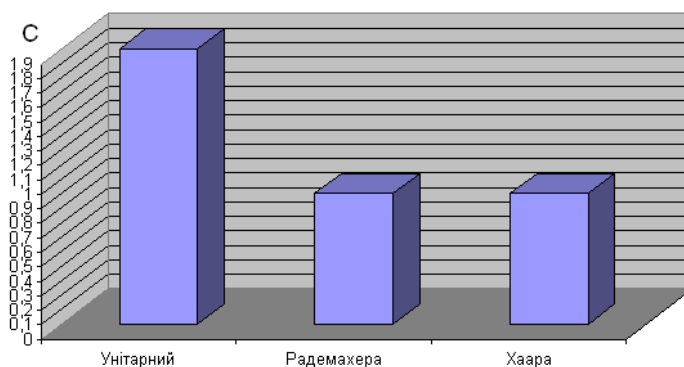


Рисунок 2.25 - Діаграма структурної складності перемножувачів в Унітарному базисі, Радемахера, Хаара

Проведені дослідження перемножувачів у різних теоретико-числових базисах показують, що найбільшою апаратною складністю в залежності від розрядності характеризується базис Радемахера, а найбільшу швидкодію, яка не залежить від розрядності, має перемножувач в базисі Хаара.

Таким чином, у цьому пункті приведені характеристики теоретико-числових базисів, які породжують системи числення, що можуть використовуватися для виконання операцій множення в цифрових процесорах. Сформульовано критерії оцінки системних характеристик цифрових перемножувачів та досліджена відповідна їх схемотехнічна реалізація в унітарному базисі, а також Радемахера, Хаара. В результаті приведених досліджень встановлено переваги базису Хаара при реалізації швидкодіючих матричних перемножувачів по відношенню до аналогічних схем у базисі Радемахера. Результати приведених досліджень можуть бути практично використані при побудові високопродуктивних спецпроцесорів кореляційного опрацювання сигналів та опрацювання великорозрядних чисел в задачах шифрування та дешифрування інформаційних потоків.

### 2.3.6 Реалізація та системні характеристики накоплюючих суматорів у різних ТЧБ

Процесори кореляційного опрацювання даних, які представлені в першому розділі, можуть бути оснащені АЦП, які формують вихідні дані в кодових системах різних ТЧБ.

При реалізації КСП в унітарному ТЧБ в якості накоплюючих суматорів можуть використовуватися лічильники імпульсів у базисах Радемахера, Крестенсона та Галуа (див. таблицю 1.2). Структура таких накоплюючих суматорів на основі лічильників різних ТЧБ приведена на рис.2.26.

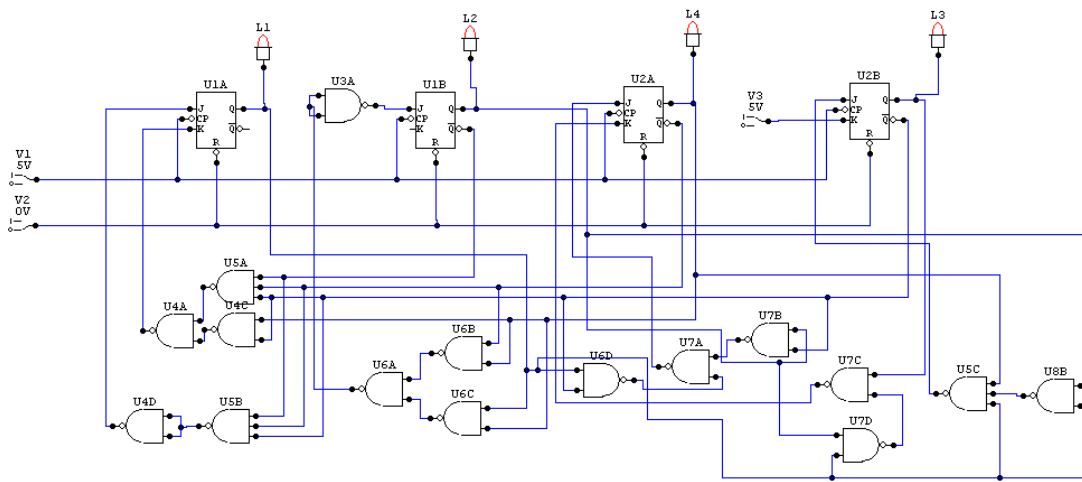
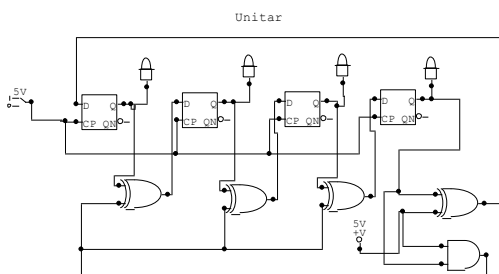


Рисунок 2.26 - Структура накоплюючого суматора на основі лічильників

На рис. 2.27 представлена схематехнічна реалізація синхронного лічильника в унітарному кодовому базисі [67, 89, 98, 111], яка характеризується регулярністю структури.



$$M_{Uni} = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & \dots & 1 & 1 \end{pmatrix}$$

Рисунок 2.27 - Схематехнічна реалізація синхронного лічильника в унітарному кодовому базисі

На рис. 2.28 представлена схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Хаара [92, 100].

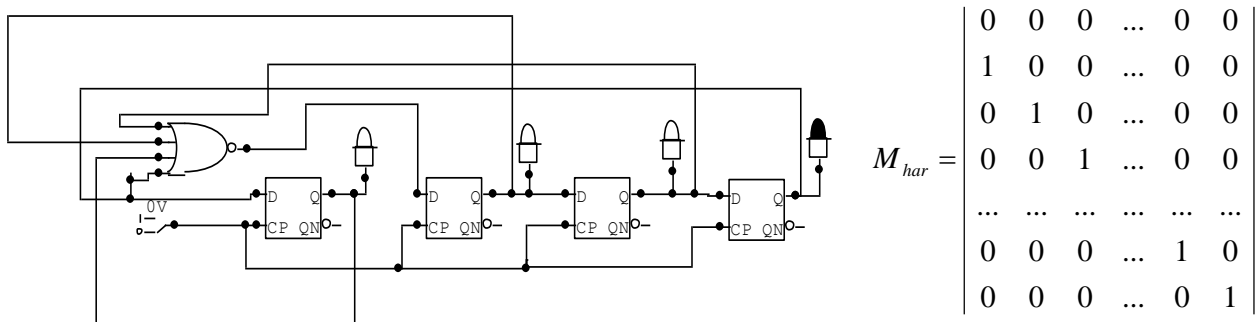


Рисунок 2.28 - Схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Хаара

Схема являє собою регістр зсуву, імпульсами зсуву для якого служать вхідні імпульси, які підраховуються.

При роботі даний тип лічильника здійснює циркуляцію коду Хаара (біжуча 1 або біжучий 0).

На рис. 2.29 представлена схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Крейга [77, 93].

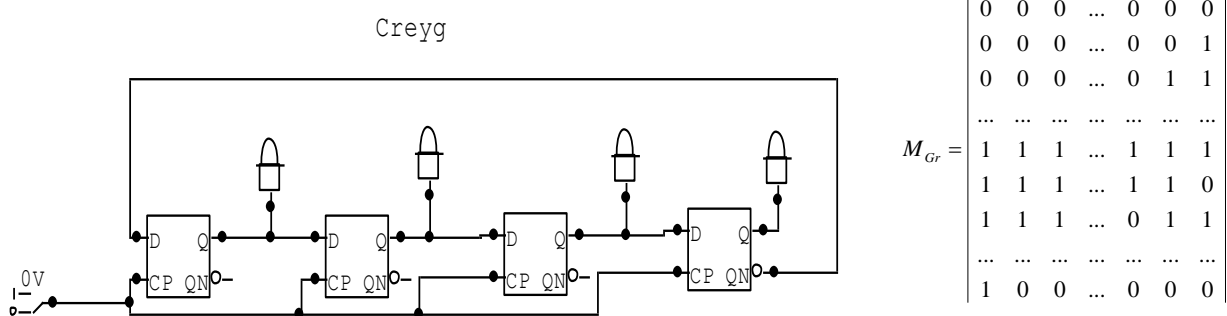


Рисунок 2.29 - Схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Крейга (лічильник Джонсона)

На рис.2.30 представлена схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Радемахера [99].

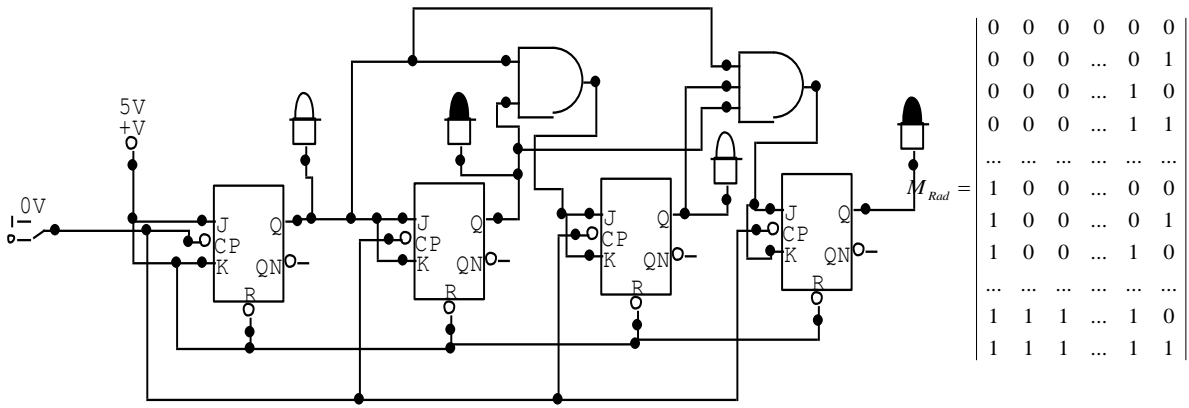


Рисунок 2.30 - Схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Радемахера (лічильник з паралельним переносом)

На рис. 2.31 представлена схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Крестенсона [139, 140, 142].

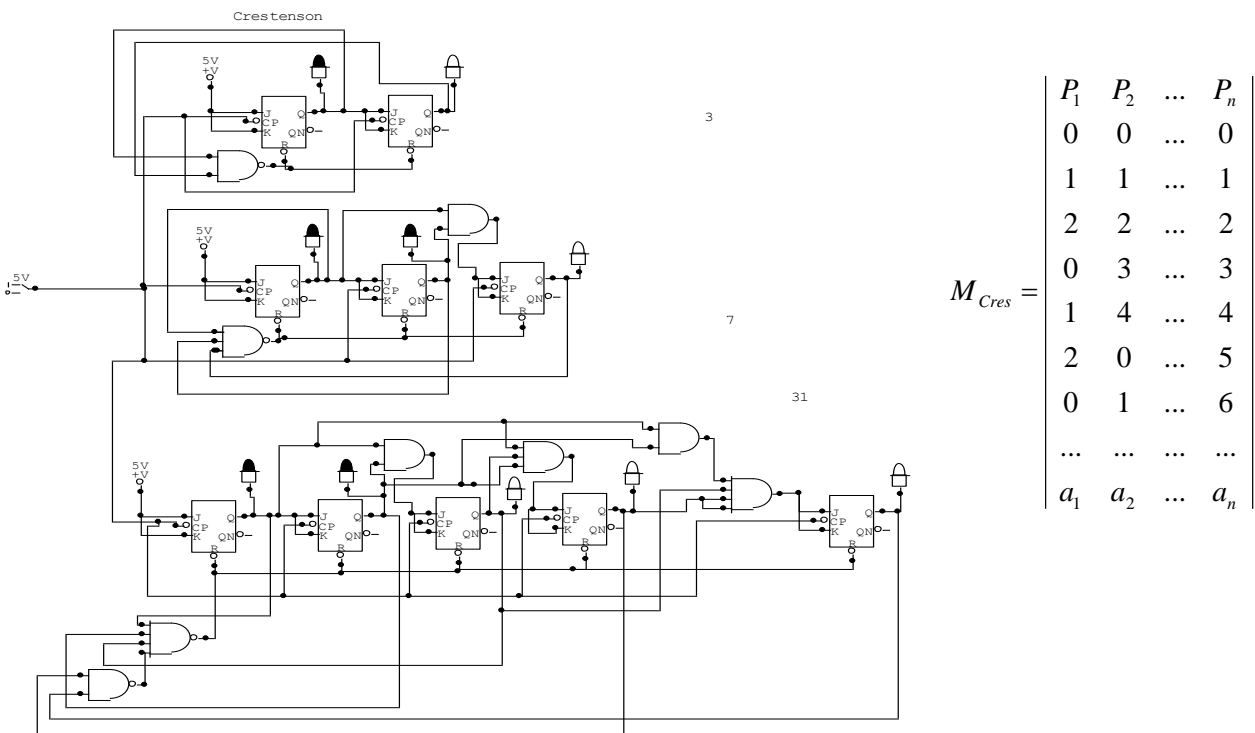


Рисунок 2.31 - Схемотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Крестенсона (лічильник в системі залишкових класів по модулях (3, 7, 31), виконаний на лічильниках з паралельним переносом)

На рис. 2.32 представлена схмотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Галуа [56, 67, 84].

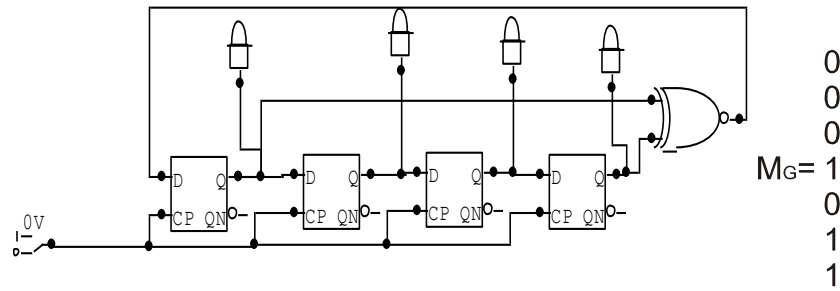


Рисунок 2.32 - Схмотехнічна реалізація синхронного лічильника в кодовому базисі Галуа (лічильник на основі регістра зсуву із зворотними зв'язками)

Роздільна здатність такого лічильника, тобто мінімальний інтервал між вхідними імпульсами, дорівнює одному періоду тактових імпульсів. Зверху ніяких обмежень на проміжок часу між сусідніми вхідними імпульсами немає.

Час встановлення нового коду на всіх розрядах регістра, що входить у лічильник (на виходах *Вих. тр.*), дорівнює одному періоду тактових імпульсів  $t_{вст} = T$ .

Час видачі сигналу про заповнення лічильника з моменту надходження останнього,  $2^n - 1$ , вихідного імпульсу дорівнює  $0,5 T$  [56].

З приведених даних видно, що лічильник має найбільшу швидкість серед усіх розглянутих раніше. Час установа коду в ньому менший, ніж у лічильнику з паралельним переносом (у лічильнику з паралельним переносом  $t_{чвст} = 2T$ ).

Важливою перевагою лічильника на основі регістра зі зворотними зв'язками є також те, що тут практично відсутні обмеження на кількість розрядів, поєднаних однією загальною структурою (однією групою лічильника).

Час видачі сигналу про заповнення лічильника при використанні двоступінчастої схеми I збільшиться лише на  $0,5T$ , тобто стане рівним  $T$ .

По економічності структури лічильник на основі регістра з функціональними зворотними зв'язками значно кращий, ніж лічильники, побудовані по «класичній» схемі з застосуванням T-тригерів [56, 67, 97].

Викладене дозволяє зробити висновок, що розглянутий лічильник є у синхронній системі найбільш зручною і доцільною для застосування структурою, особливо корисною в тих випадках, коли потрібна висока швидкодія.

Вихідна послідовність даного типу лічильників є псевдовипадковою величиною, оскільки структура лічильника Галуа є аналогічною до структур генераторів М-послідовностей, що будуються на базі регістрів зсуву зі зворотними зв'язками. Системні характеристики синхронних лічильників в різних теоретико-числових базисах представлено в таблиці 2.18.

Таблиця 2.18 - Системні характеристики синхронних лічильників в різних теоретико-числових базисах

Базис	Час видачі сигналу	Кількість кодових комбінацій	Кількість елементів І-НЕ	Регулярність структури	Вихідний код
Унітарний	$t=T$	$N=n$	$K=8n+2$	так	Паралельний / послідовний
Хаара	$t=T$	$N=n$	$K=4n$	так	паралельний
Крейга	$t=T$	$N=2 \cdot n$	$K=4n$	так	Паралельний / послідовний
Радемахера	$t=2T$	$N=2^n$	$K=8n+2 (n-2)$	ні	паралельний
Крестенсона	$t=2T$	$N = \prod_{i=1}^m P_i$	$K = \left[ \sum_{i=1}^n (\hat{E}(\log_2 P_i) \cdot 8 + 2 \cdot \hat{E}(\log_2 P_i) - 2) \right]$	ні	паралельний
Галуа	$t=0.5T$	$N=2^n-1$	$K=4n+4$	так	Паралельний / послідовний

На рис. 2.33 представлено порівняльну гістограму ефективності синхронних лічильників в різних кодових базисах, побудовану за таблицею 2.18.

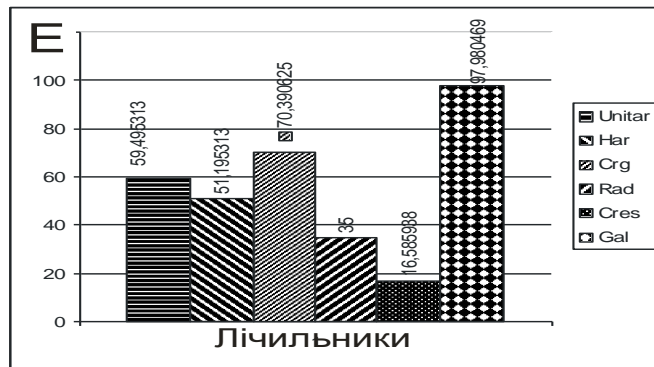


Рисунок 2.33 - Ефективність синхронних лічильників в різних кодових базисах:

E – ефективність.

Як видно з гістограми (див. рис. 2.33), найбільш ефективними є системні характеристики лічильника базису Галуа, що зумовлює доцільність подальших досліджень і пошуку використання цифрових пристроїв даного типу.

Таким чином, в результаті проведених досліджень системних характеристик синхронних лічильників, що працюють в різних теоретико-числових базисах, встановлено, що лічильники кодового базису Галуа володіють найвищим рівнем основних системних характеристик. Недоліком таких лічильників є необхідність дешифрування даних з базису Галуа в базис Радемахера, що виходить за рамки теми дослідження дисертації.

У процесорах кореляційного опрацювання сигналів у ТЧБ Радемахера використовуються багаторозрядні накоплюючі суматори (НС), що виконують функції цифрового інтегрування парних добутків  $x_i \cdot x_{i-j}$ , які формуються на виході цифрових перемножувачів. В якості компонентів НС використовуються двійкові двохвходові напівсуматори та трьохвходові суматори (рис. 2.34), на основі яких розроблені багатоканальні комбінаційні суматори конвеєрного та лінійного типу (рис. 2.35).

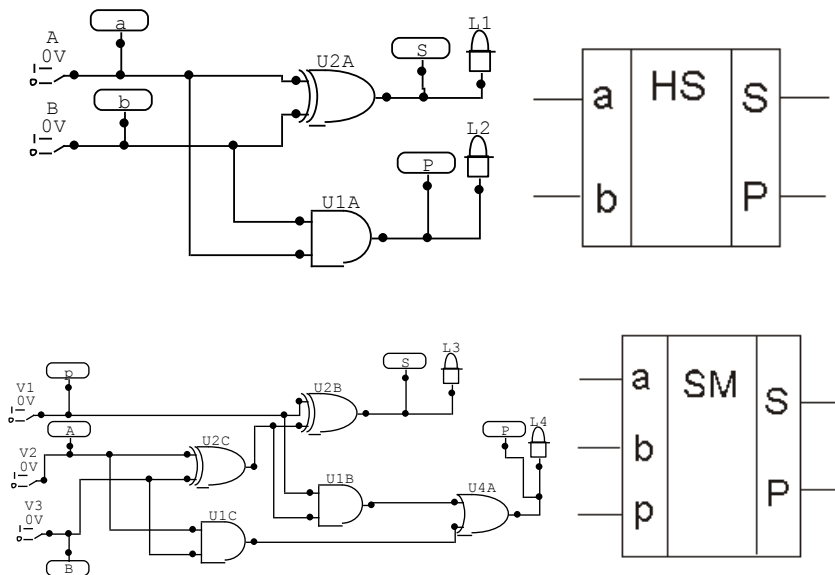
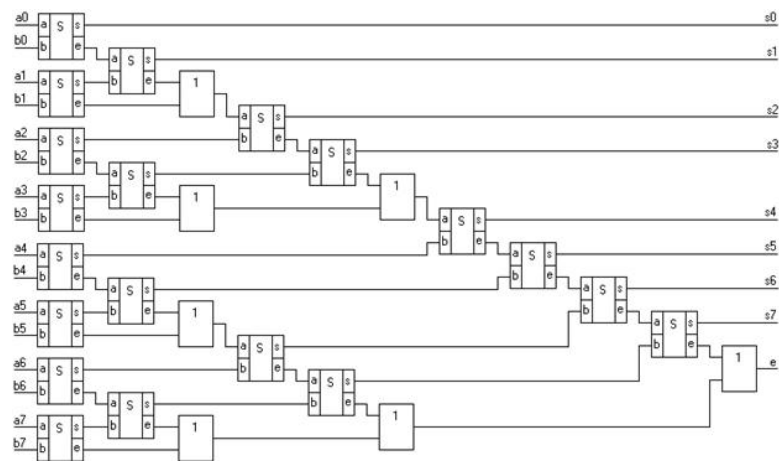
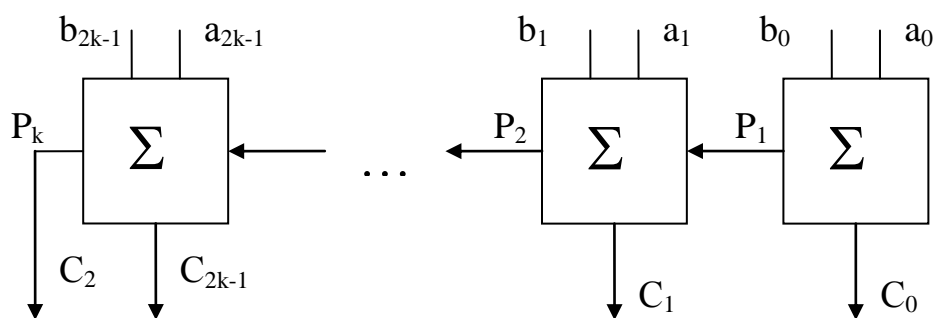


Рисунок 2.34 - Структура двохходових та трьохходових суматорів



а)



б)

Рисунок 2.35 - Багатоканальні комбінаційні суматори конвеєрного та лінійного типу на основі двохходових а) та трьохходових суматорів б)

Структура накоплюючого багатоканального суматора, крім комбінаційної схеми, додатково містить регістр пам'яті на D – тригерах (рис.2.36).



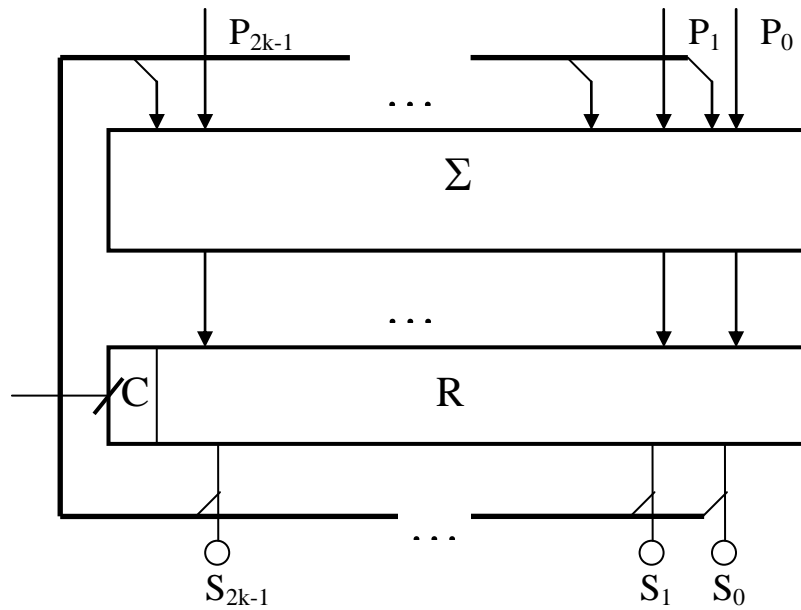


Рисунок 2.36 - Структура накоплюючого суматора з регістром пам'яті у ТЧБ Радемахера

Аналіз структурних схем багаторозрядних суматорів у базисі Радемахера дозволяє розрахувати їх апаратну та часову складність згідно наступних аналітичних виразів:

$$A_{2k} = 8K \cdot LE + 2KLE - \text{комбінаційний суматор}$$

$$A_{2l} = 10K \cdot LE + 4KLE - \text{лінійний суматор.}$$

На рис. 2.37 показані графіки апаратної складності накоплюючих суматорів у базисі Радемахера в залежності від  $K$ .

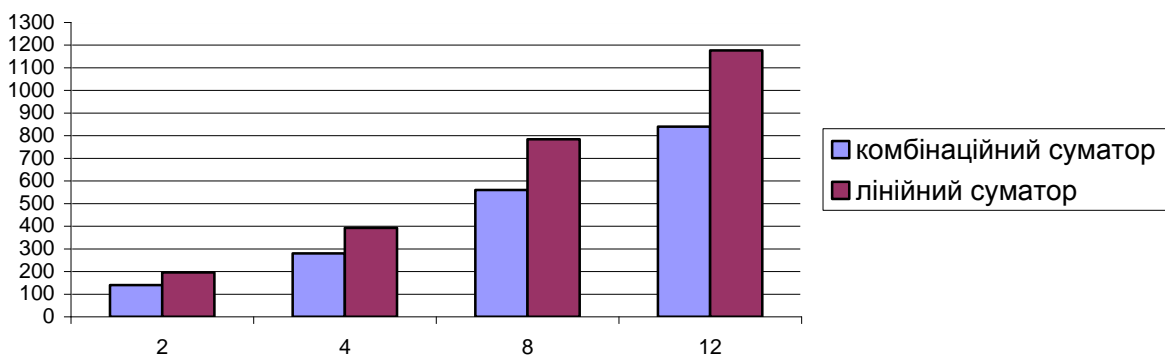


Рисунок 2.37 - Графік апаратної складності накоплюючого та лінійного суматорів

З приведених графіку рис. 2.37 видно, що реалізація накоплюючих суматорів у базисі Радемахера на основі комбінаційних схем має меншу апаратну складність по відношенню до лінійного накоплюючого суматора однакової розрядності. Дана властивість обґрунтовує виключну більшість реалізації арифметико-логічних пристроїв (АЛП) на основі комбінаційних суматорів.

Часова складність накоплюючих комбінаційних та лінійних суматорів за рахунок різного числа послідовно з'єднаних логічних елементів в напівсуматорах та повних суматорах у базисі Радемахера є однаковою і розраховується згідно виразу:

$$L_2 = 6K\tau_{\text{лЕ}}.$$

При  $\tau=7$  нс час затримки в накоплюючому суматорі базису Радемахера при  $K=2, 4, 8, 16$  відповідно рівний  $L=84, 168, 321, 672$ , діаграма представлена на рис. 2.38.

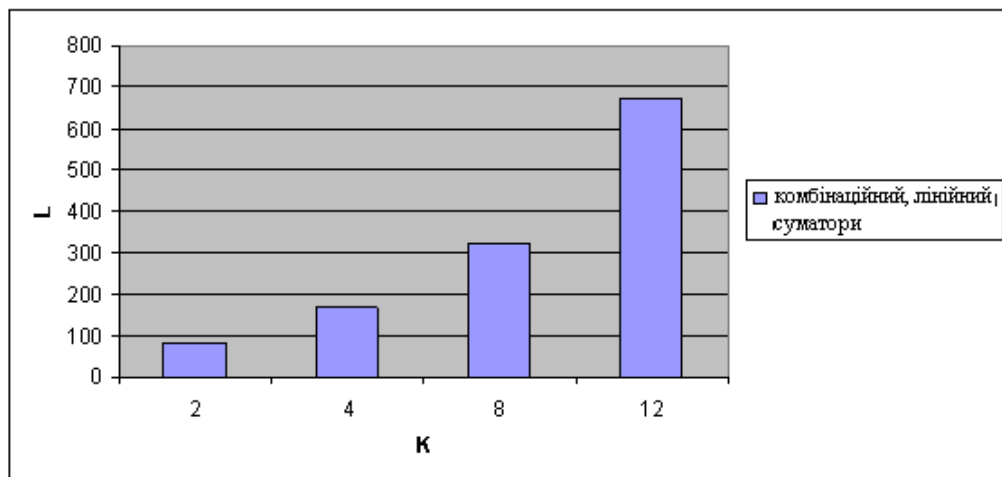


Рисунок 2.38 - Графік часової складності накоплюючого та лінійного суматорів

Оскільки розрядність накоплюючих суматорів зростає на  $\log_2 n$  розрядів при об'ємі вибірки КСП  $n$ , то, відповідно, зростає апаратна і часова складність згідно виразу  $L = L + L/2$ .

При реалізації КСП у базисі Хаара-Крестенсона накоплююче сумування виконується по кожному модулю  $P_j$  на основі матричного вентиляного суматора, структура якого приведена на рис. 2.39.

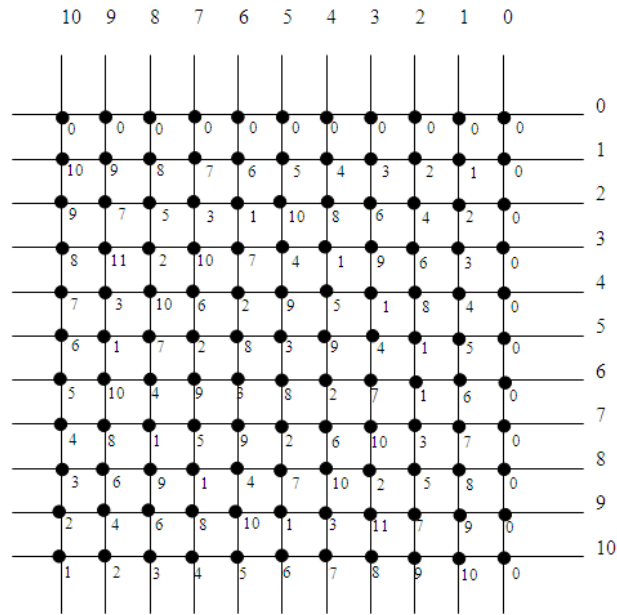


Рисунок 2.39 - Структура матричного накоплюючого суматора по модулю P=11

Обчислення апаратної та часової складності матричного накоплюючого суматора виконаємо на основі виразів:

$$A_{nc} = A_1 + A_2 + A_3, \quad L = 4LE,$$

де  $A_1 = \sum_{i=1}^v P_j^2 \cdot LE$  - число вентилів у матричних суматорах Хара-Крестенсона,

$A_2 = \sum_{i=1}^v P_j \cdot 2LE$  - число D – тригерів у регістрах пам'яті накоплюючого суматора,

$A_3 = \sum_{i=1}^v P \cdot LE$  - число інверторів на виходах матричних суматорів по модулю.

У таблиці 2.19 приведені розрахункові параметри накоплюючого суматора у базисі Хаара-Крестенсона при K= 2, 4, 8; n=256.

Таблиця 2.19 - Параметри накоплюючого суматора у базисі Хаара-Крестенсона

K	Система модулів $p_j$	Діапазон перетворення СЗК - P	Апаратна складність
2	11, 15, 16	2640	1582
4	11, 13, 15, 31	66495	3162
8	25, 27, 28, 29, 31	16991100	8300

Шифратори та дешифратори, які використовуються в структурах кореляційних процесів, реалізуються на основі ПЗП і виконують функції між базисних перетворень: Хаара-Крестенсона, квадратора у базисі Радемахера та Хаара-Радемахера, а також Крестенсона-Радемахера. Згідно класичної структури ПЗП (рис. 2.40) апаратна складність ПЗП розраховується за формулою:

$$A_u = (2^{2K} / 2 + 2K)LE, L = 4\tau LE.$$

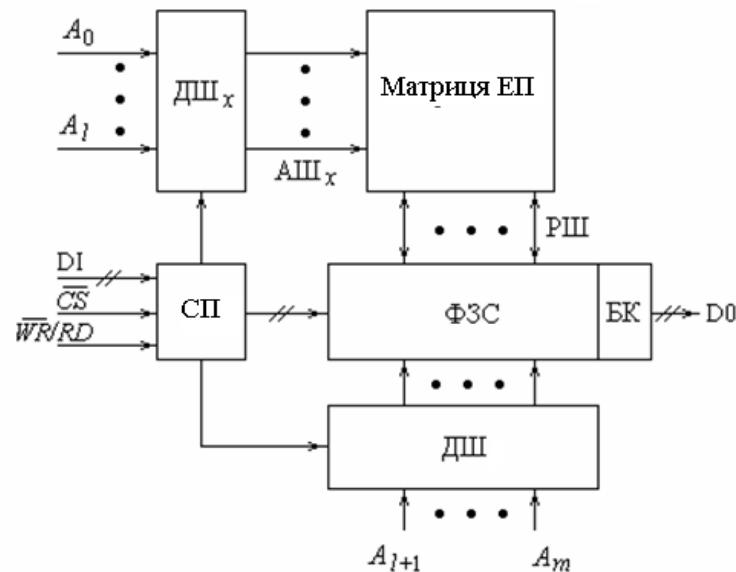
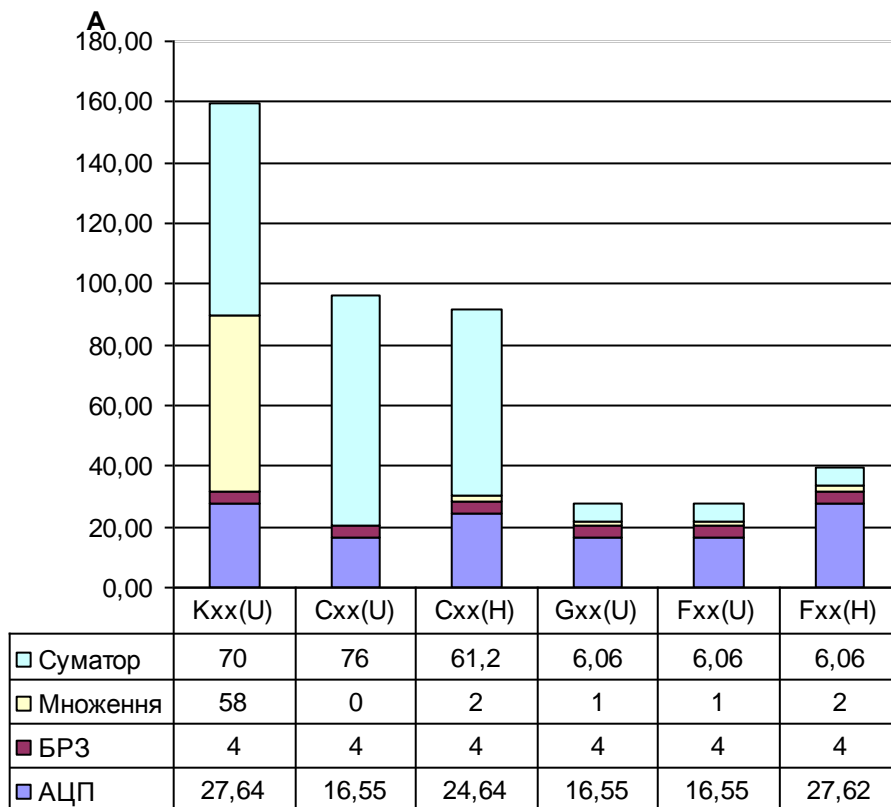


Рисунок 2.40 - Структура матричного ПЗП

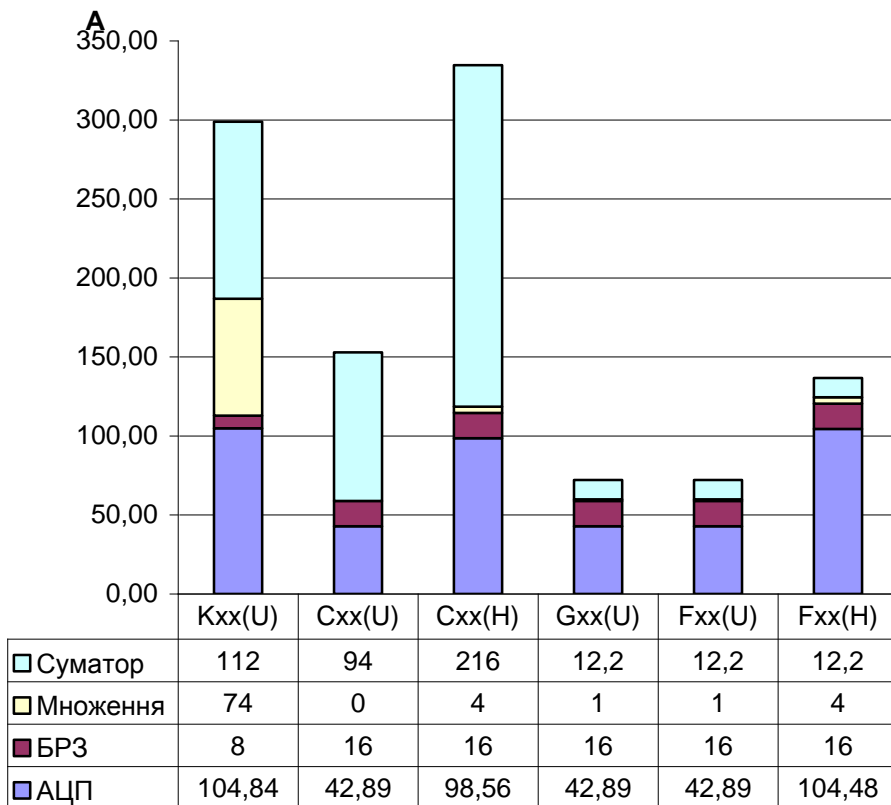
При  $K=2, 4, 8$  відповідно отримуємо  $A_{ш}=2, 14, 3278$  для ПЗП.

#### 2.4 Оцінка характеристик монобазисних кореляційних спецпроцесорів в різних ТЧБ на основі критеріїв часової та апаратної складностей

Проведений аналіз апаратної складності компонентів КСП дозволяє порівняти їх внесок у загальну оцінку апаратної складності модулів обчислення окремих точок кореляційних функцій, які реалізують спецпроцесори кореляційного опрацювання інформаційних даних. Отримані в результаті досліджень табличні дані, розраховані згідно аналітичних виразів оцінки апаратної складності компонентів КСП, представлені на рис. 2.41.

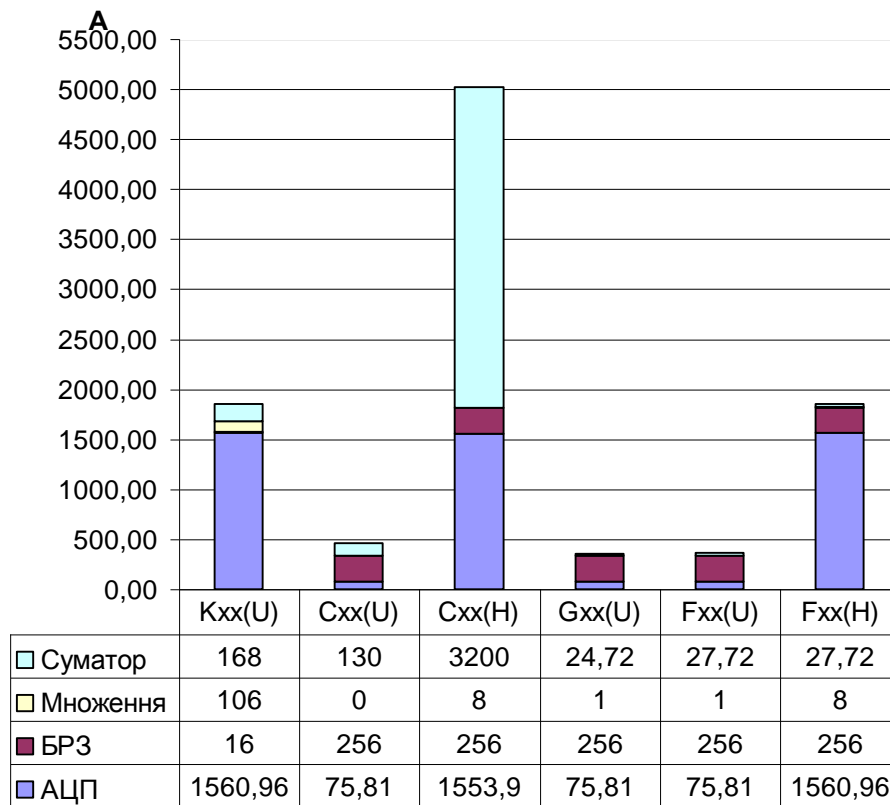


а)



б)

Рисунок 2.41 - Оцінка апаратної складності КСП при розрядності K=2 а), 4 б), 8 в)



в)

Рисунок 2.41 – (Продовження)

В результаті виконаного дослідження апаратної та часової складності структурних схем мікроелектронних компонентів КСП встановлено наступне:

- 1) максимальною апаратною складністю характеризуються паралельні АЦП, цифрові перемножувачі та накоплюючі суматори;
- 2) мінімальною апаратною складністю характеризуються АЦП розгортую чого типу та БРЗ для обчислення знакових кореляційних функцій та перемножувачів кодів унітарного ТЧБ;
- 3) найбільш компромісні характеристики часової та апаратної складності мають АЦП послідовного наближення, накоплюючі суматори на основі лічильників та матричні суматори по модулю;
- 4) мінімальну часову складність мають паралельні АЦП у базисі Хаара та Хаара-Крестенсона, БРЗ та синхронні лічильники.

Викладені мінімаксні характеристики компонентів КСП визначають перспективу вдосконалення кореляційних процесорів у напрямі зниження їх

апаратної та часової складності на основі системного застосування АЦП послідовного наближення, мінімізації апаратної складної складності або виключення пристроїв перемноження, заміни накоплюючих суматорів базису Радемахера суматорами інших ТЧБ, а також поглиблення процесів розпаралелення опрацювання інформаційних потоків в структурах мультибазисних КСП.

Таким чином, аналіз залежностей апаратної та часової складності компонентів КСП при різній розрядності представлення вхідних даних є системною основою для створення та проектування мультибазисних КСП, які забезпечують зниження їх апаратної та часової складності.

## ВИСНОВКИ ПО ДРУГОМУ РОЗДІЛІ

1. На основі систематизації характеристик та критеріїв складності КСП, згідно теорії SH – моделей, встановлено наступні базові компоненти: АЦП, БРЗ, квадратори, пристрої перемноження, накоплюючі суматори та шифратори, які можуть реалізовуватися в різних ТЧБ, що дозволило диференціювати оцінки часової та апаратної складності названих компонентів, а також виконати їх порівняльний аналіз в залежності від діапазону квантування вхідних цифрових даних.
2. Формалізовані та досліджені методи аналого-цифрового перетворення сигналів у різних ТЧБ та запропонований новий метод побудови мультибазисного АЦП у базисі Хаара-Крестенсона, який характеризується мінімальною часовою складністю, а представлення цифрових даних у кодовій системі Хаара-Крестенсона забезпечує максимальне зменшення часової складності базових компонентів КСП цифрових перемножувачів на накоплювальних суматорах і зниження їх апаратної складності шляхом виконання операцій множення та сумування по модулю.
3. В результаті виконаного дослідження апаратної та часової складності структурних схем мікроелектронних компонентів КСП встановлено наступне:
  - 1) максимальною апаратною складністю характеризуються паралельні АЦП, цифрові перемножувачі та накоплюючі суматори;
  - 2) мінімальною апаратною складністю характеризуються АЦП розгортуючого типу та БРЗ для обчислення знакових кореляційних функцій та перемножувачів кодів унітарного ТЧБ;
  - 3) найбільш компромісні характеристики часової та апаратної складності мають АЦП послідовного наближення, накоплюючі суматори на основі лічильників та матричні суматори по модулю;
  - 4) мінімальну часову складність мають паралельні АЦП у базисі Хаара та Хаара-Крестенсона, БРЗ та синхронні лічильники.



4. Отримані результати дослідження є системною основою для створення та проектування мультибазисних КСП, які забезпечують одночасне зниження їх апаратної та часової складності.

## РОЗДІЛ 3

### РОЗРОБКА МЕТОДІВ ЦИФРОВОГО ОПРАЦЮВАННЯ ДАНИХ НА ОСНОВІ РІЗНИХ КОРЕЛЯЦІЙНИХ ФУНКЦІЙ ТА ТЧБ

3.1 Розробка та формалізація методів цифрового опрацювання даних спецпроцесорами на основі різних кореляційних функцій та ТЧБ

3.1.1 Визначення знакової функції автокореляції в унітарному ТЧБ

Відомий метод обчислення кореляційної (знакової) функції, яка представляється в наступному вигляді:

$$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}(x_i) \cdot \text{sign}(x_{i+j}); \quad j \in \overline{0, m},$$

і описується математичною моделлю у вигляді конвеєрного функціоналу:

$$F_H = F_1[x_i] \Rightarrow F_2[M_x] \Rightarrow F_3[x_i] \Rightarrow F_4[\text{sign } x_i] \Rightarrow F_5[M_j(\text{sign } x_i \cdot \text{sign } x_{i+j})] \Rightarrow F_6[S_j] \Rightarrow H_{xx}(j),$$

де  $F_1, \dots, F_6$  – відповідно формалізований опис обчислення знакової кореляційної функції у вигляді послідовності виконання операцій.

$F_1$  - аналого-цифрове перетворення вхідних сигналів  $x(t)$  у цифрові двійкові коди базису Радемахера [90]:

$$\{x_i\} = \overset{\vee}{E}\left[\frac{x(t)}{\delta}\right] = (a_{i,k-1}, a_{i,k-2}, \dots, a_{i,0}); \quad a \in \overline{0,1}; \quad i \in \overline{1, n+m},$$

де:  $x(t)$  – аналоговий вхідний сигнал,  $\delta$  - крок квантування вхідних сигналів по амплітуді АЦП у базисі Радемахера,  $\overset{\vee}{E}[\bullet]$  - цілочисельна функція з заокругленням до меншого цілого,  $k$  – розрядність паралельного АЦП,  $n+m$  – об'єм вибірки,  $m$  – число точок знакової автокореляційної функції.

$F_2$  - визначення вибіркового математичного сподівання масиву даних  $\{x_i\}$ ,  $i \in \overline{1, n+m}$ :

$$M_x = \frac{1}{n+m} \sum_{i=1}^n x_i, \quad i \in \overline{1, n+m}.$$

$F_3$  - формування масиву центрованих значень цифрових даних  $x_i$ :

$$\{x_i^0\} = \{x_i - M_x\}; i \in \overline{1, n+m}.$$

F<sub>4</sub> - формування масиву знакових центрованих значень цифрових даних  $x_i$

$$\{sign^0 x_i\} = \{Z_1, Z_2, \dots, Z_i, \dots, Z_n\}, \text{ де } Z_i = \begin{cases} 1, x_i^0 \geq 0 \\ -1, x_i^0 < 0 \end{cases}; i \in \overline{1, n+m}.$$

F<sub>5</sub> - формування матриці масиву добутоків поточних та затриманих на  $j$  тактів цифрових даних:

$$\{P_{i,j}\} = \{sign^0 x_i \cdot sign^0 x_{i+j}\} = \begin{pmatrix} p_{1,0} & p_{1,1} & \dots & p_{1,j} & \dots & p_{1,m} \\ p_{2,0} & p_{2,1} & \dots & p_{2,j} & \dots & p_{2,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{i,0} & p_{i,1} & \dots & p_{i,j} & \dots & p_{i,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{n,0} & p_{n,1} & \dots & p_{n,j} & \dots & p_{n,m} \end{pmatrix},$$

$$\text{де } p_{i,j} = \begin{cases} 1, sign^0 x_i \wedge sign^0 x_{i+j} \geq 0 \\ -1, sign^0 x_i > 0 \wedge sign^0 x_{i-j} < 0 \vee sign^0 x_i < 0 \wedge sign^0 x_{i-j} > 0 \end{cases},$$

F<sub>6</sub> - накоплююче сумування знакозмінних бітів парних добутоків  $p_{i,j}$

$$S_j = \sum_{i=1}^n P_{i,j},$$

де  $S_j$  – отримується шляхом сумування  $p_{i,j}$  в реверсивному двійковому лічильнику згідно алгоритму  $L_{R,j} := 0; L_{R,j} = L_{R,j} + p_{i,j}, i \in \overline{1, n}$ , в результаті якого формується код  $(S_z, S_{\log_2 n-1}, \dots, S_l, \dots, S_0)$ ;  $S_l \in \overline{1, 0}$ ;  $S_z$  - біт знаку точки релейної функції [100].

Таким чином, встановлено, що метод обчислення знакової кореляційної функції реалізується шляхом послідовного виконання шести функціональних операцій, характеризується конвеєрною залежністю кожної наступної операції по відношенню до попередньої. Найбільш алгоритмічно складними операціями є функціонали обчислення вибіркового математичного сподівання, центрованих значень та виконання порогових знакових операцій.

### 3.1.2 Визначення релейної автокореляційної функції в унітарному ТЧБ

Формалізація методу обчислення релейної автокореляційної функції виконується згідно виразу[99]:

$$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot \text{sign} x_{i+j},$$

що описується математичною моделлю у вигляді кортежу:

$$F_B = F_1[x_i] \Rightarrow F_2[M_x] \Rightarrow F_3[x_i] \Rightarrow F_4[\text{sign} x_i] \Rightarrow F_5[M_j(x_i \cdot \text{sign} x_{i+j})] \Rightarrow F_6[S_j] \Rightarrow F_7[S_j/n] \Rightarrow B_{xx}(j).$$

Даний метод обчислення релейної та кореляційної функції співпадає при виконанні функціоналів  $F_1, F_2, F_3, F_4$ .

$F_5$  - формування матриці масиву добутків поточних та затриманих на  $j$  тактів цифрових даних  $x_i \cdot \text{sign} x_{i+j}$

$$\{P_{i,j}\} = \{x_i \cdot \text{sign} x_{i+j}\} = \begin{pmatrix} p_{1,0} & p_{1,1} & \dots & p_{1,j} & \dots & p_{1,m} \\ p_{2,0} & p_{2,1} & \dots & p_{2,j} & \dots & p_{2,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{i,0} & p_{i,1} & \dots & p_{i,j} & \dots & p_{i,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ p_{n,0} & p_{n,1} & \dots & p_{n,j} & \dots & p_{n,m} \end{pmatrix},$$

$$\text{де } p_{i,j} = \begin{cases} 1, x_i > 0 \wedge x_{i+j} > 0 \vee x_i < 1 \wedge x_{i+j} < 1 \\ 0, x_i \vee x_{i+j} = 0 \\ -1, x_i > 0 \wedge x_{i-j} < 0 \vee x_i < 0 \wedge x_{i-j} > 0 \end{cases},$$

$F_6$  - накоплююче сумування знакозмінних бітів парних добутків  $p_{i,j}$

$$S_j = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n p_{i,j}.$$

$F_7$  - ділення отриманої суми  $S_j$  на об'єм вибірки  $n$ ,  $H_{xx}(j) = \frac{S_j}{n}$ , яке виконується

шляхом відкидання молодших розрядів коду  $S_j$  (у вигляді  $(S_{n-1}, \dots, S_j, \dots, S_0)$ ).

Таким чином, встановлено, що метод обчислення релейної кореляційної функції реалізується шляхом виконання семи функціональних операцій, при чому в результаті виконання функціоналу  $F_7$  отримується код, який при  $K=8$  має у два

рази більшу розрядність, що приводить до зростання апаратної та часової складності процесора визначення релейної кореляційної функції.

### 3.1.3 Визначення коваріаційної функції у ТЧБ Радемахера з розпаралеленням операцій аналого-цифрового перетворення, множення та сумування

Метод обчислення коваріаційної функції кореляції реалізується згідно аналітичного виразу [97-99]:

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

і описується алгоритмом у вигляді кортежу функціоналів:

$$F_k = F_1[x_i] \Rightarrow F_2[x_i \rightarrow] \Rightarrow F_3[(x_i \cdot x_{i+j})] \Rightarrow F_4[S_j] \Rightarrow F_5[S_j/n] \Rightarrow K_{xx}(j),$$

де  $F_1$  - відповідає операції аналого-цифрового перетворення і співпадає з функціоналом  $F_1$  у методах обчислення знакової та релейної функції;

$F_2$  - зсув масиву даних  $x_i$  у багаторозрядному регістрі пам'яті.

$F_3$  - формування матриці масиву добутків поточних та затриманих на  $j$  тактів цифрових даних  $x_i \cdot x_{i+j}$  [102]:

$$\{P_{i,j}\} = \{x_i \cdot x_{i+j}\} = \begin{pmatrix} P_{1,0} & P_{1,1} & \dots & P_{1,j} & \dots & P_{1,m} \\ P_{2,0} & P_{2,1} & \dots & P_{2,j} & \dots & P_{2,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{i,0} & P_{i,1} & \dots & P_{i,j} & \dots & P_{i,m} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ P_{n,0} & P_{n,1} & \dots & P_{n,j} & \dots & P_{n,m} \end{pmatrix},$$

$F_4$  - накоплює сумування добутків  $P_{i,j}$  в комбінаційному або лінійному накоплюючому суматорі  $S_j = \sum_{i=1}^n P_{i,j}$ .

$F_5$  - співпадає з функціоналом  $F_7$  у методі обчислення релейної кореляційної функції.

В цьому методі найбільшою алгоритмічною складністю характеризуються операції отримання парних добутків  $P_{i,j}$  та накоплюючого сумування  $S_{ij}$ .

Недоліком цього методу є відсутність розпаралелювання аналого-цифрового процесу зсуву даних ( $F_2$ ) з виконанням операції отримання парних добутків ( $F_3$ ) та сумуванням добутків ( $F_4$ ), що приводить до зростання часової складності алгоритму та обчислюваної складності методу визначення коваріаційної функції.

### 3.1.4 Визначення коваріаційної функції у ТЧБ Радемахера з порозрядним сумуванням результатів обчислень

В основу методу покладений принцип розпаралелення виконання функцій аналого-цифрового перетворення вхідних сигналів, формування цифрових кодів  $x_i$ , їх зсувів, отримання парних добутків  $x_i \cdot x_{i+j}$  та їх накоплюючого сумування  $S_j$ .

Запропонований метод представлений у вигляді графа функціоналів на рис.3.1.

$$F_K \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} F_1[x_i] \\ F_2[x_i \cdot 2^K] \\ F_3[S_j] \end{array} \right\} \Rightarrow F_4(S_j) \Rightarrow F_5(S_j/n) \Rightarrow K_{xx}(j).$$

Рисунок 3.1 - Граф методу визначення коваріаційної функції кореляції з розпаралеленням виконання операцій аналого-цифрового перетворення, зсуву даних, отримання парних добутків та їх накоплюючого сумування

$F_1$  – перетворення аналогового сигналу в цифровий шляхом порозрядного зрівноважування та формування біт-орієнтованого коду цифрового значення  $x_i$  у базисі Радемахера,  $F_2$  – формування компонентів добутків  $x_i \cdot 2^K$  шляхом їх зсуву у бік старших розрядів,  $F_3$  – виконання операції сумування компонентів парних добутків  $x_i + x_j$  для всіх точок кореляційної функції,  $F_4, F_5$  – співпадають з функціоналами  $F_6, F_7$  методу визначення релейної функції кореляції.

На рис. 3.2 представлено розроблений функціональний граф запропонованого методу визначення функцій коваріації  $K_{xx}(j)$  [107].

$$x_{i+j} = (a_{K-1,i+j}, a_{K-2,i+j}, \dots, a_{0,i+j}) \cdot 2^{K-1}, \quad K = 0,1,2,\dots$$

$$x(t) \Rightarrow \begin{cases} b_{K-1}, & i=1 & S_{1j} = 0 + 2^0 \cdot x_{i+j} \\ b_{K-2}, & i=0 & S_{2j} = S_2 + 0 \cdot 2^1 \cdot x_{i+j} \\ \dots & \dots & \dots \\ b_0, & i=1 & S_K = S_{K-1} \cdot 2^{K-1} \cdot x_{i+j} \end{cases},$$

$$x_i(b_{K-1,i}, b_{K-2,i}, \dots, b_{0,i})$$

Рисунок 3.2 - Функціональний граф методу паралельного визначення функції кореляції  $K_{xx}(j)$

Розробка даного методу є основою для побудови схемотехнічної структури спецпроцесора визначення коваріаційної функції з глибоким розпаралеленням обчислюваних операцій та практичним вилученням зі складу процесора базового модуля цифрового перемножувача. Дослідження апаратної та часової складності кореляційних процесорів створюваного класу викладено у четвертому розділі роботи.

### 3.1.5 Розробка та формалізація методу визначення коваріаційної функції у ТЧБ Хаара-Крестенсона

Як обґрунтовано у розділі 2, актуальною науково-прикладною задачею є розробка методу визначення коваріаційної функції у ТЧБ Хаара-Крестенсона та створення відповідних спецпроцесорів кореляційного опрацювання даних [107, 112, 113].

В основу розробки даного методу покладено математичний апарат ТЧБ Крестенсона, який породжує систему числення залишкових класів. Перевагою кодової системи базису Крестенсона є можливість розпаралелення виконання операцій множення та сумування у системі взаємно простих модулів згідно теоретичних засад цілочисельного перетворення залишкових класів (таблиця 3.1) [106, 114].

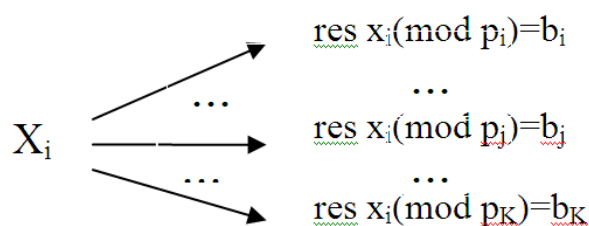
Таблиця 3.1 - Теоретичні положення перетворень СЗК базису Крестенсона

Пряме перетворення форми СЗК	Зворотнє перетворення форми СЗК
Цілочисельна форма СЗК	
$N_k = (b_1 b_2 \dots b_i \dots b_k)_{(p_1 p_2 \dots p_i \dots p_k)}$ $N_k = b_i \pmod{p_i},$ $N_k = a_i p_i + b_i,$ $P = \prod_{i=1}^k p_i; 0 \leq N_k \leq P.$	$b_i = \text{res} N_k \pmod{p_i}$ $N_k = \text{res} \sum_{i=1}^k b_i \cdot B_i \pmod{P},$ $B_i = \frac{P}{p_i} \cdot m_i \equiv 1 \pmod{p_i}.$

Загальновідомі чотири форми перетворення залишкових класів [115], які базуються на аналітиці прямих та зворотних перетворень (див. таблицю 3.1).

У таблиці 2:  $N_k$  – число у позиційній системі числення (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 від’ємний залишок;  $P$  – діапазон кодування чисел в СЗК;  $a_i$  – ранг;  $k$  – число модулів СЗК;  $B_i$  – базисні числа СЗК;  $\text{res}$  – символ операції знаходження найменшого невід’ємного залишку;  $\text{mod}$  – символ операції по модулю;  $m_i$  – ранговий коефіцієнт СЗК.

Взятий за основу принцип методу кореляційного опрацювання цифрових даних у базисі Хаара-Крестенсона включає перетворення вхідного потоку бітів з базису Крестенсона згідно виразу [116]:



При цьому виконання операції множення  $x_i \cdot x_{i+j}$  та сумування отриманих добутків виконується паралельно по кожному модулю згідно виразів:



$$\begin{aligned} x_i &= (b_1 \dots b_\nu \dots b_\kappa) \\ \times \quad x_{i+j} &= (c_1 \dots c_\nu \dots c_\kappa) \\ \hline x_i \cdot x_{i+j} &= (d_1 \dots d_\nu \dots d_\kappa) \end{aligned} \quad ,$$

$$d_\nu \text{res}(b_\nu \cdot c_\nu) \bmod P_\nu, \nu \in \overline{1, K};$$

$$K_{xx}(j) = S_0 + S_1 + \dots + S_i + \dots + S_n;$$

$$S_0 = 0, S_i = S_{i-1} + S_i, S_{i-1} = (d_{i-1}, 1 \dots d_{i-1}, \nu \dots d_{i-1}, K), S_i = (d_i, 1 \dots d_i, \nu \dots d_i, K)$$

$$S_i = (f_i, 1 \dots f_i, \nu \dots f_i, K), \text{ де } f_{i,0} = \text{res}(d_{i-1}, \nu + d_{i\nu}) \bmod P.$$

Формалізація методу обчислення коваріаційної функції описується моделлю у вигляді розгалуженого графа (рис. 3.3).

$$F_K = F_1[x_i(H)] \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} F_2[b_{1i}(H-C)] \Rightarrow F_3[p_{1i}(H-C)] \Rightarrow F_4[S_{1i}(H-C)] \\ F_2[b_{2i}(H-C)] \Rightarrow F_3[p_{2i}(H-C)] \Rightarrow F_4[S_{2i}(H-C)] \\ \dots \Rightarrow \dots \Rightarrow \dots \\ F_2[b_{\nu i}(H-C)] \Rightarrow F_3[p_{\nu i}(H-C)] \Rightarrow F_4[S_{\nu i}(H-C)] \end{array} \right\} \Rightarrow F_5[N_j(R)] \Rightarrow K_{xx}(j)$$

Рисунок 3.3 - Розгалужений граф методу обчислення функції  $K_{xx}(j)$

$F_1$  – аналого-цифрове перетворення  $x(t)$  в код  $x_i$  базису Хаара  $x_i(H)$ ;

$F_2$  – перетворення  $x_i(H)$  у системі взаємно простих модулів  $(p_1, p_2, \dots, p_\nu)$  у залишки кодової системи Хаара  $b_{i\nu}(H) = \text{res } x_i(H) \bmod p_\nu$  для всіх модулів  $p_\nu$ ;

$F_3$  – формування залишків добутоків  $P_\nu(H) = \text{res } b_{i\nu}(H) \cdot b_{i+j}(H) \bmod p_\nu$ ;

$F_4, F_5$  – виконання зворотного цілочисельного перетворення систем залишкових класів ТЧБ Крестенсона  $N_j(H-C \rightarrow R)$  згідно виразу таблиці 3.1.

Описаний формалізований метод розпаралелення обчислюваних процесів в алгоритмі визначення коваріаційної функції кореляції за рахунок представлення цифрових даних у базисі Хаара-Крестенсона дозволяє замінити операції множення та сумування, які виконуються у базисі Радемахера з наскрізними переносами і характеризуються високою часовою та апаратною складністю, на відповідні матричні операції множення та сумування по модулю на основі вентильних матриць з мінімальною часовою складністю та меншою апаратною складністю по відношенню до методу обчислення функції  $K_{xx}(j)$ , який реалізується в базисі Радемахера.

У таблиці 3.2 приведені характеристики часової складності компонентів спецпроцесорів у досліджуваних ТЧБ.

Таблиця 3.2 - Характеристики часової складності компонентів цифрових кореляторів у ТЧБ Радемахера та Хаара-Крестенсона

№	Оцінка швидкодії	Базис Радемахера	Базис Хаара-Крестенсона
1	$\tau_{АЦП}$	$11\upsilon$	$11\upsilon$
2	$\tau_{KM}$	-	$1\upsilon$
3	$\tau_M$	$1\upsilon$	$1\upsilon$
4	$\tau_P$	$37\upsilon$	$2\upsilon$
5	$\tau_\Sigma$	$2K + \log N$	$2\upsilon$
6	$\tau_T$	$1\upsilon$	$1\upsilon$
7	$\tau_H$	-	$2\upsilon$

Аналіз таблиці 3.2 дозволяє констатувати, що часова складність кореляційних процесорів у ТЧБ Хаара-Крестенсона в залежності від розрядності представлення вхідних даних  $K$  на 1-2 порядки менша по відношенню до існуючих процесорів у базисі Радемахера.

### 3.2 Розробка критерію оцінки та дослідження інформативності алгоритмів обчислення різних кореляційних функцій

Оцінка інформативності цифрових алгоритмів кореляційних функцій здійснюється виявленням нулів в масивах дискретних даних, що впливає на характеристики інформативності та результат цифрового кореляційного опрацювання дискретних відліків на основі різних алгоритмів обчислення кореляційних функцій. На рис. 3.4 показана реалізація нецентрованого випадкового процесу (див. рис. 3.4 а)) та його центрованих значень (див. рис. 3.4 б)) у вигляді решітчатих функцій [35].

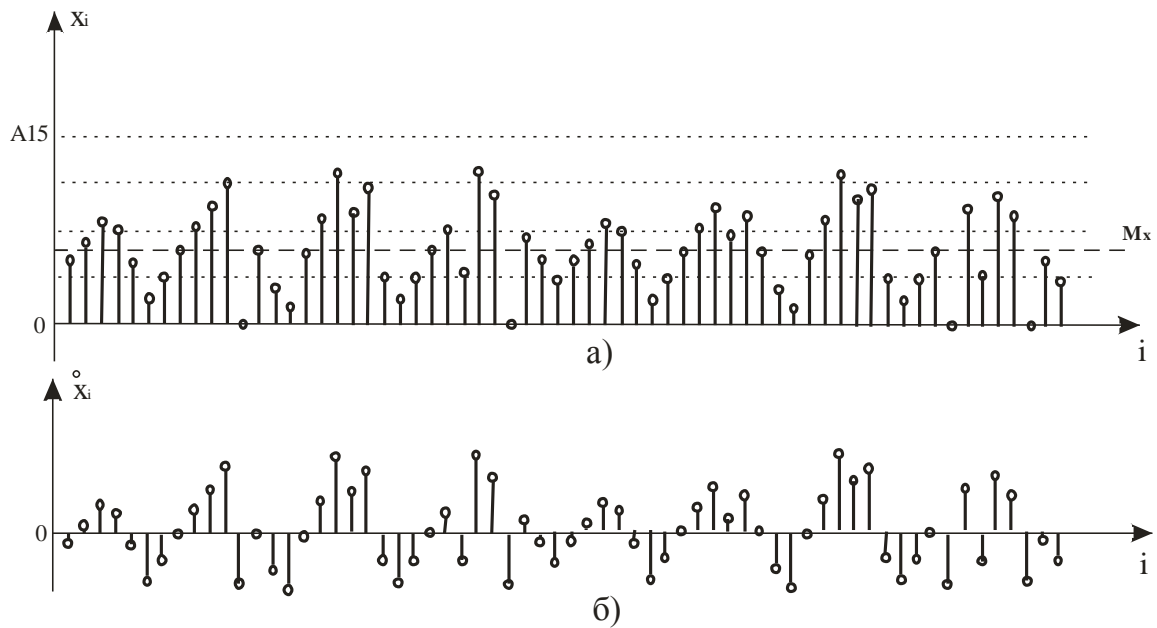


Рисунок 3.4 - Реалізація решічастої функції випадкового процесу:

$n=64$  – об'єм вибірки,  $A=16$  – діапазон квантування,  $M_x$  – вибіркове математичне сподівання.

З рис. 3.4 б) видно, що потік центрованих значень  $\overset{\circ}{x}_i$  випадкового процесу наближається до нормального закону розподілу, що найчастіше зустрічається в практиці, містить велике число нульових цифрових значень. Даний ефект, який виникає внаслідок аналого-цифрового перетворення вхідних сигналів, найбільш негативно впливає на характеристики інформативності алгоритмів, які реалізують мультиплікативні дискретні інтеграли кореляційних функцій:  $B_{xx}(j)$ ,  $K_{xx}(j)$ ,  $R_{xx}(j)$ . Тому дослідження цих ефектів інформативності кореляційних алгоритмів є актуальним [117, 118].

Таким чином, систематизовані аналітичні вирази обчислення автокореляційних функцій та структури відповідних спецпроцесорів. Для обґрунтування вибору системних характеристик спецпроцесора кореляційного опрацювання сигналів для різних застосувань необхідна розробка відповідних критеріїв максимальної швидкодії, мінімальної структурної, апаратної та алгоритмічної складностей. Важливою системною характеристикою таких спецпроцесорів є оцінка їх інформативності, що потребує глибокого теоретичного дослідження.

Алгоритм обчислення знакової кореляційної функції реалізується згідно виразу [9]:

$$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}(\overset{\circ}{x}_i) \times \text{sign}(\overset{\circ}{x}_{i+j}), \quad (3.3)$$

$$\text{де } \text{sign} \overset{\circ}{x}_i = \begin{cases} 1, & \overset{\circ}{x}_i \geq 0 \\ -1, & \overset{\circ}{x}_i < 0 \end{cases}, \quad j \in \overline{0, m}; \quad m - \text{величина зсуву}, \quad \overset{\circ}{x}_i = x_i - M_x, \quad M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i -$$

математичне сподівання [33].

На рис. 3.5 показана реалізація знакової функції формування  $\text{sign} \overset{\circ}{x}_i$  на основі решічатої функції (див. рис. 3.4 б)).

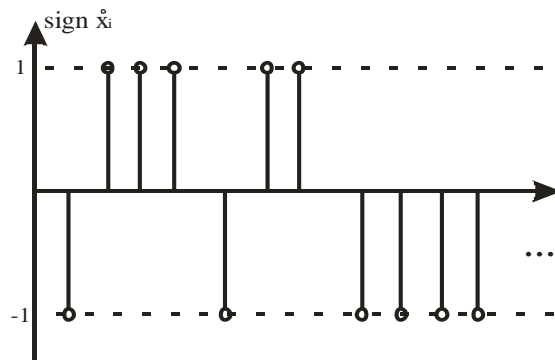


Рисунок 3.5 - Реалізація знакової функції центрованого випадкового процесу

З метою виконання аналізу інформативності дискретних алгоритмів обчислень кореляційних функцій доцільно використати наступні оцінки:

1) число нульових елементів в решічатій функції центрованих або трансформованих значень відліків  $x_i$ , які приводять до зниження інформативності:

$$N_0[W_{xx}(j)] \leq 2i, Z_i = 0, i \in \overline{1, n},$$

де  $Z_i = (x_i \vee x_i \vee \text{sign} \overset{\circ}{x}_i \vee \overset{\circ}{Z}_i)$ ,  $W_{xx}(j)$  – одна з автокореляційних функцій.

2) число елементів у вибірці дорівнює числу  $i$  – тих значень не трансформованих або трансформованих цифрових відліків випадкового процесу:

$$N_0 = i, Z_i = 0, i \in \overline{1, n},$$

$$Z_i = (x_i \vee x_i \vee \text{sign} \overset{\circ}{x}_i \vee \overset{\circ}{Z}_i),$$

де  $Z_i$  – трансформоване значення  $x_i$  у виразі кореляційної функції,  $\hat{x}_i$  – центроване значення випадкового процесу,  $sign x_i$  – знакова функція центрованих значень,  $Z_i^{\cup}$  – значення "менше з двох" процесів.

При чому:

- число нульових елементів в алгоритмі обчислення кореляційних функцій різних типів відповідає нерівності  $N_{ij} \leq 2i$ ;
- число трансформованих значень вибірки випадкового процесу  $N_T = 2N_0$ ;
- відносне число нульових та трансформованих елементів в обчисленні кореляційної функції до числа  $n$  об'єму вибірки:

$$V_0 = \frac{N_0}{n}, V_m = \frac{N_0}{m},$$

$$V_{0T} = \frac{N_T}{n}, V_{mT} = \frac{N_T}{m},$$

звідки інформативність кореляційного процесора можна оцінити за формулами:

$$k_i = n(N_0 + N_T), k_i = \frac{N_0}{n},$$

$$k_i^* = 1 - (V_0 + V_T),$$

де  $k_i$  – виражає втрату інформативності обумовлену загальною кількістю нульових елементів в алгоритмі обчислення кореляційної функції при заданому об'ємі вибірки  $n$ ,  $k_i^*$  – нормований коефіцієнт інформативності інваріантний відносно об'єму вибірки,  $N_0$  – число нульових елементів у вибірці,  $N_T$  – число трансформованих значень вибірки випадкового процесу.

В результаті обчислення маємо наступний вигляд значень  $H_{xx}(j)$  (рис.3.6.) при  $n+m=40$  (а також  $n_1+m_1=64$ ).

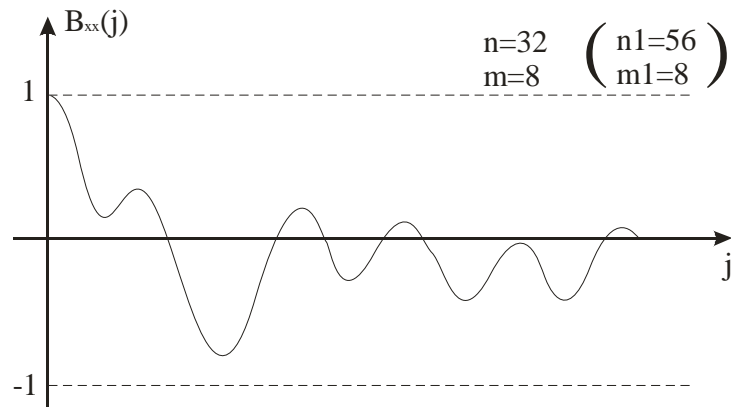


Рисунок 3.6 - Реалізація знакової автокореляційної функції

Даний приклад дозволяє оцінити інформативність знакового алгоритму  $H_{xx}(j)$  у вигляді наступних оцінок:

$$V_0 = \frac{N_0}{n}, V_0 = \frac{0}{32} = 0(0);$$

$$V_{0t} = \frac{N_t}{n}, V_{0t} = \frac{16}{32} = 0,5(0,3).$$

Інформативність процесора  $B_{xx}(j)$  можна оцінити згідно формул:

$$k_i = n - (N_0 + N_T), k_i = 32 - (0 + 16) = 16(40),$$

$$k_i^* = 1 - (V_0 + V_T), k_i^* = 1 - (0 + 0,5) = 0,5(0,7).$$

Таким чином, інформативність процесора  $H_{xx}(j)$  зменшується на величину числа трансформації нульових значень  $x_i$ .

Дослідження інформативності релейної функції, яка обчислюється згідно виразу:

$$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=n}^n x_i \cdot \text{sign } x_i. \quad (3.4)$$

Аналіз виразу (3.4) показує, що оцінки нульових та трансформованих значень цифрових відліків наступні:

$$N_0[B_{xx}(j)] = 1 \cdot 4,$$

$$N_t[B_{xx}(j)] = 1 \cdot 8.$$

Звідки знаходимо:

$$V_0 = \frac{4}{32} = 0,125(0,07), V_{0t} = \frac{8}{32} = 0,25(0,14).$$

Тоді  $k_i[B_{xx}(j)] = 32 - (4 + 8) = 20$  (44),  $k_i^*[B_{xx}(j)] = 1 - (0,125 - 0,25) = 0,655$  (0,9).

Дослідження інформативності коваріаційної функції, яка обчислюється згідно виразу:

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}. \quad (3.5)$$

Аналіз виразу (3.5) показує, що оцінки нульових та трансформованих значень цифрових відліків наступні:

$$N_0[K_{xx}(j)] = 2 \cdot 4,$$

$$N_i[K_{xx}(j)] = 0.$$

Звідки знаходимо:

$$V_0 = \frac{8}{32} = 0,25$$
 (0,14),  $V_{or} = \frac{0}{32} = 0$  (0).

Тоді  $k_i[K_{xx}(j)] = 32 - (8 + 0) = 24$  (48),  $k_i^*[K_{xx}(j)] = 1 - (0,25 + 0) = 0,75$  (0,86).

Дослідження інформативності ненормованої та нормованої кореляційної функції обчислюється згідно виразів:

$$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j}, \quad \rho = \frac{R_{xx}(j)}{D_x}. \quad (3.6)$$

Аналіз виразу (3.6) показує, що оцінки нульових та трансформованих значень цифрових відліків наступні:

$$N_0[R_{xx}(j)] = 12,$$

$$N_i[R_{xx}(j)] = 0.$$

Звідки знаходимо:

$$V_0 = \frac{12}{32} = 0,37$$
 (0,21),  $V_{or} = \frac{0}{32} = 0$  (0).

Тоді  $k_i[R_{xx}(j)] = 32 - (12 + 0) = 20$  (44),  $k_i^*[R_{xx}(j)] = 1 - (0,37 + 0) = 0,62$  (0,79).

Дослідження інформативності структурної функції, яка обчислюється згідно виразу:

$$C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - x_{i+j})^2, \quad (3.7)$$

де  $N_0$  вираховується як середнє число пересічень однакових елементів  $x_i$ , яке дорівнює сумі половини їх числа на кожному рівні, згідно формули:

$$N_0 = \sum_{K=0}^A \frac{\tilde{x}_K}{2},$$

де  $\tilde{x}$  - еквівалентні елементи.

Аналіз виразу (3.7) показує, що оцінки нульових та трансформованих значень цифрових відліків наступні:

$$N_0[C_{xx}(j)] = 18,$$

$$N_t[C_{xx}(j)] = 0.$$

Звідки знаходимо:

$$V_0 = \frac{18}{32} = 0,56 (0,32), \quad V_{0r} = \frac{0}{32} = 0 (0).$$

Тоді  $k_i[C_{xx}(j)] = 32 - (18 - 0) = 14 (38)$ ,  $k_i^*[C_{xx}(j)] = 1 - (0,56 + 0) = 0,43 (0,68)$ .

Модульна оцінка коефіцієнта структурної функції є аналогічно структурній функції.

Дослідження інформативності еквівалентної функції, яка обчислюється згідно виразів:

$$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{Z}_{xx}, \quad (3.8)$$

$$\tilde{Z}_{i+j} = \begin{cases} x_i, & x_i \leq x_j \\ x_j, & x_i \geq x_j \end{cases}.$$

Аналіз виразу (3.8) показує, що оцінки нульових та трансформованих значень цифрових відліків наступні:

$$N_0[F_{xx}(j)] = 6,$$

$$N_t[F_{xx}(j)] = 0.$$

Звідки знаходимо:

$$V_0 = \frac{6}{32} = 0,18 (0,1), \quad V_{0r} = \frac{0}{32} = 0 (0).$$

Тоді  $k_i[F_{xx}(j)] = 32 - (6 + 0) = 26 (50)$ ,  $k_i^*[F_{xx}(j)] = 1 - (0,18 + 0) = 0,81 (0,9)$ .



На діаграмі рис. 3.7 показані інформативності розглянутих кореляційних функцій.

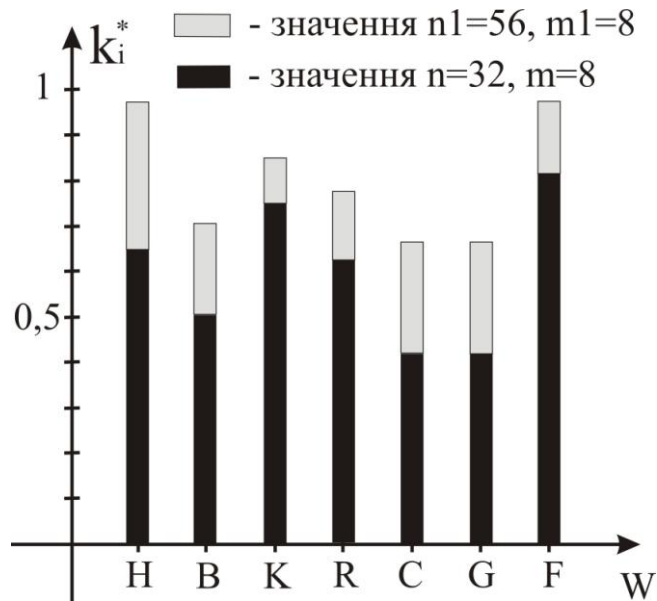


Рисунок 3.7 - Діаграма інформативності різних алгоритмів обчислення кореляційних функцій

Приведені результати дослідження показують, що алгоритми обчислення кореляційної функції характеризуються різною інформативністю, що дозволяє встановити сфери їх застосування в якості компонентів комп'ютерних систем та спецпроцесорів спеціалізованих систем. Висока оцінка ефективності алгоритмів обчислення знакової та нормованої кореляційної функції забезпечує їх ефективне застосування для побудови процесорів спектрального аналізу. Висока ефективність кореляційної функції еквівалентності визначає особливу перспективу її застосування в якості кореляційних та спектральних спецпроцесорів, а також цифрових аналізаторів у Хемінговому просторі.

## ВИСНОВКИ ПО ТРЕТЬОМУ РОЗДІЛІ

1. Виконана формалізація методів обчислення знакової та релейної функції автокореляції в унітарному ТЧБ, в результаті чого встановлена послідовність виконання функцій формування центрованих та знакових цифрових даних, які опрацьовуються в названих кореляторах, що дозволило дослідити та оцінити потенціальні характеристики часової та апаратної складності реалізації спецпроцесорів на основі даних методів.
2. Вперше розроблений та формалізований метод визначення коваріаційної функції кореляції шляхом розпаралелення виконання операцій аналого-цифрового перетворення зсуву даних, перемноження та їх сумування в накоплюючих суматорах, що дозволило вилучити зі складу кореляційного процесора апаратно-складні та низько-швидкісні операційні пристрої перемноження і покращити характеристики процесорів.
3. Вперше розроблений та формалізований метод визначення коваріаційної функції кореляції шляхом розпаралелення процесу аналого-цифрового перетворення та застосування теорії модульних операцій у базисі Хаара-Крестенсона шляхом представлення залишків по взаємно простих модулях у кодовій системі Хаара-Крестенсона та виконання арифметичних операцій матрично-модульним способом, що дозволило на 1-2 порядки зменшити часову складність процесорів та знизити їх апаратну складність.

Розроблений критерій оцінки та досліджена інформативність алгоритмів обчислення різних кореляційних функцій шляхом визначення відношення числа ненульових компонентів парних добутків  $x_i \cdot x_{i+j}$  до їх загального числа у вибірці вхідних цифрових даних, що дозволило побудувати порівняльні діаграми даної оцінки і обґрунтувати переваги інформативності функції еквівалентності релейної та коваріаційної по відношенню до інших відомих функцій кореляцій.

## РОЗДІЛ 4

### РЕАЛІЗАЦІЯ КОМПОНЕНТІВ КСП ТА ОПРАЦЮВАННЯ ЦИФРОВИХ ДАНИХ НА НИЗОВИХ РІВНЯХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

#### 4.1. Схемотехнічна реалізація компонентів кореляційних спецпроцесорів у різних ТЧБ

##### 4.1. Розробка та реалізація АЦП у базисі Хаара-Крестенсона.

Структура розробленого АЦП з діапазоном квантування вхідних цифрових даних  $2^K=16$ ,  $K=4$  і об'ємом вибірки  $n=256$  характеризується наступними параметрами базиса Хаара-Крестенсона. Вибираємо набір взаємопростих модулів  $(P_1, P_2, \dots, P_k)$ , добуток яких найменше перевищує суму добутків максимальних значень  $x_i \cdot x_{i-j}$ , тобто  $\prod_{i=1}^k P_i \geq \sum_{i=1}^{256} x_{i \max} \cdot x_{i-j \max}$ . Для нашого прикладу  $x_{i \max} = 2^4 - 1 = 15$ ,

отже  $\sum_{i=1}^{256} 15^2 = 57600$ .

Отже, умові даного АЦП відповідає набір взаємнопростих модулів:  $p_1=11$ ,  $p_2=13$ ,  $p_3=15$ ,  $p_4=31$ . Їх добуток рівний  $P=11 \cdot 13 \cdot 15 \cdot 31=66495$ , що задовольняє діапазон кодування чисел в системі залишкових класів. Структура аналого-цифрового перетворювача для формування вихідних кодів Хаара-Крестенсона для обраного набору модулів має вигляд показаний на рис. 4.1.

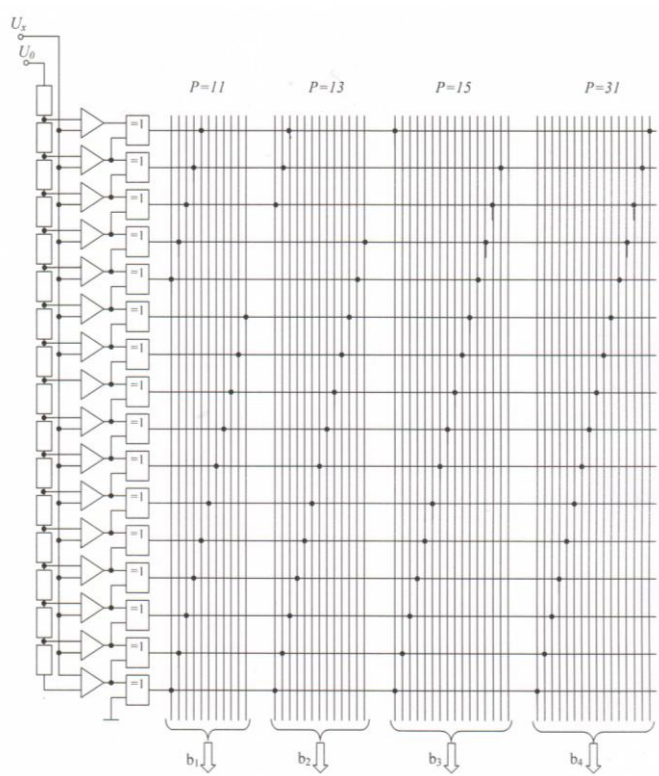


Рис. 4.1. Структура аналого-цифрового перетворювача з матричним шифратором для формування вихідних кодів Хаара-Крестенсона.

Таким чином розрядність вихідного коду такого АЦП рівна сумі цифрових значень модулів ( $11+13+15+31=66$ ). Апаратна складність такого АЦП розраховується згідно виразу:  $A = 2^4 (R + K + LE + 66V) = 16 \cdot (1+5+0,1+6,6) = 203,2$ , а часова складність  $L = \tau_K + \tau_{LE} + \tau_V = 80 + 1 + 1 = 82$ . Графік залежності апаратної складності аналого-цифрового перетворювача з матричним шифратором для формування вихідних кодів Хаара-Крестенсон від розрядності  $K$  представлений на рис.4.2.

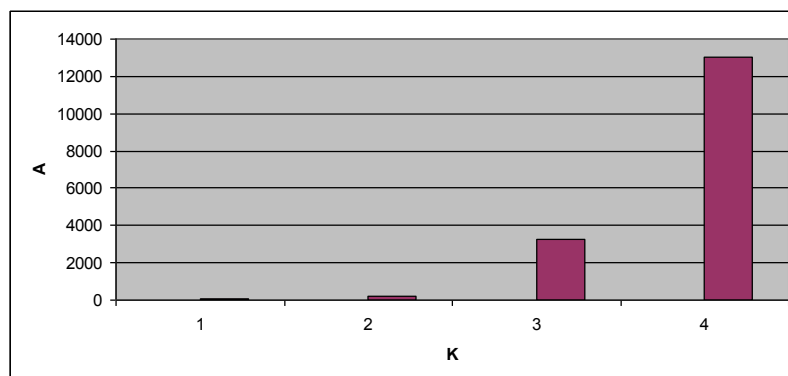


Рис. 4.2. Графік апаратної складності АЦП ТЧБ Хаара-Крестенсон.

Розрахунок часової складності аналого-цифрового перетворювача з матричним шифратором для формування вихідних кодів Хаара-Крестенсона за рахунок різного

числа послідовно з'єднаних логічних елементах є однаковим при заданій розрядності  $K$  (2, 4, 8, 10) і дорівнює  $L=82$ .

#### 4.2. Розробка кореляційного спецпроцесора визначення знакової кореляційної функції

Багатоканальний пристрій для обчислення знакової функції відноситься до обчислювальної техніки і призначений для статистичного аналізу випадкових процесів шляхом обчислення знакової функції та може бути використаний у якості кореляційного нейропроцесора розпізнавання гармонічних сигналів.

Відомий пристрій такого класу – багатоканальний пристрій для аналізу випадкових процесів шляхом обчислення кореляційних функцій [124], який містить перетворювач "аналог-код", багатокаскадний регістр зсуву, логічні елементи і накопичувачі. Недоліком такого пристрою є складність алгоритму обчислення при статистичному аналізі випадкових процесів та низька швидкодія.

Іншим відомим технічним рішенням є багатоканальний цифровий корелятор [125], який містить багатокаскадний регістр зсуву, синхронізатор, перший вихід якого з'єднаний з входом перетворювача "аналог-код", другий вхід якого є входом пристрою, а вихід з'єднаний з входом першого каскаду багатокаскадного регістра зсуву, зсуваючі входи кожного каскаду якого підключені до другого виходу синхронізатора, в кожному каналі міститься накопичувач, який виконує обчислення парних добутків і їх сумування.

Недоліком такого пристрою є складність алгоритму обчислення, низька швидкодія та обмежені функціональні можливості його використання для спектрального аналізу випадкових процесів без додаткових перетворень вихідних результатів, які обумовлені тим, що результати обчислень отримуються згідно формули коваріаційної функції

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

з асимптотикою, яка описується виразами:

$$K_{xx}(0) = D_x + M_x^2$$

$$K_{xx}(\infty) = M_x^2$$

$$D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_x)^2$$

$$M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$$

Ще одним близьким за функціональними можливостями є багатоканальний пристрій для обчислення структурної функції [126] згідно виразу:

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

де  $x_i$  – дискретизоване і квантоване значення випадкового процесу в  $i$ -й момент часу;

$x_{i+j}$  – відповідне значення, зсунуте на  $j$  тактів;

$n$  – число аналізованих точок,

який містить багатокаскадний регістр зсуву, керуючі входи каскадів якого об'єднані і підключені до першого виходу синхронізатора, другий вихід якого з'єднаний з керуючим входом аналого-цифрового перетворювача, інформаційний вхід якого є входом пристрою, і  $n$  каналів, кожен з яких містить елемент "виключаюче АБО", перші входи цих елементів всіх каналів об'єднані і підключені до інформаційного входу першого каскаду багатокаскадного регістра зсуву, другі входи підключені до виходу відповідних каскадів.

Недоліком такого пристрою є складність алгоритму обчислення, низька швидкодія та обмежені функціональні можливості його використання результатів обчислень для спектрального аналізу випадкових процесів, оскільки асимптотика структурної функції описується виразами:

$$C_{xx}(0) = 0$$

$$C_{xx}(\infty) = D_x$$

і не є центрованою і нормованою. Швидкодія пристрою обумовлюється наявністю квадраторів, в яких містяться суматори, в яких виникають наскрізні переноси в залежності від їх розрядності.

В основу роботи пристрою поставлена задача спрощення алгоритму обчислення, підвищення швидкодії та розширення функціональних можливостей багатоканального пристрою обчислення знакової функції на основі виразу

$$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \text{sign}(z_i) \cdot \text{sign}(z_{i+j}),$$

з асимптотикою, що описується виразами:

$$\begin{aligned} B_{xx}(0) &= +1 \\ B_{xx}(\infty) &= 0 \end{aligned}$$

де  $\text{sign}(z_i)$   $\text{sign}(z_{i+j})$  – відповідно поточні та зсунуті на  $j$  тактів нормовані та центровані імпульсні коди перетворених дискретизованих і квантованих значень випадкового процесу  $x_i$ .

Дана задача вирішується завдяки тому, що багатоканальний пристрій для обчислення знакової функції містить багатокаскадний регістр зсуву, керуючі входи каскадів якого об'єднані і підключені до першого виходу синхронізатора, другий вихід якого з'єднаний з керуючим входом аналого-цифрового перетворювача, інформаційний вхід якого є входом пристрою, і  $n$  каналів, кожен з яких містить елемент "виключаюче АБО", перші входи цих елементів всіх каналів об'єднані і підключені до інформаційного входу першого каскаду багатокаскадного регістра зсуву, другі входи підключені до виходу відповідних каскадів, згідно з корисною моделлю в кожен канал додатково введено RS-тригер, R-входи всіх RS-тригерів об'єднані з входом скиду лічильника свого каналу і підключені до третього виходу синхронізатора, S-вхід RS-тригера кожного каналу підключений до виходу додатково введеного в кожен канал реверсивного лічильника свого каналу, перший вхід якого підключений до прямого виходу елемента "виключаюче АБО", одиничні входи RS-тригерів в кожному каналі підключені до перших входів додатково введених мультиплексорів свого каналу і є першими інформаційними виходами пристрою, вхід додатково введеного квадратора підключений до виходу аналого-цифрового перетворювача, вихід підключений до входу додатково введеного імпульсного перетворювача, вихід якого підключений до другого входу першого каскаду багатокаскадного регістра зсуву, другі входи логічних елементів

”виключаюче АБО” у кожному каналі підключені до другого входу реверсивного лічильника, другий і третій вихід якого відповідно підключений до другого і третього входів мультиплектора, виходи якого є другими інформаційними виходами пристрою.

Додаткове введення квадратора, імпульсного перетворювача, а в кожному каналі логічного елемента ”виключаюче АБО” з прямим та інверсним виходами, реверсивного лічильника та мультиплектора, дозволяє підвищити швидкодію та розширити функціональні можливості пристрою для обчислення знакової функції.

Процесор визначення знакової кореляційної функції представлений на рис. 4.2, де приведена функціональна схема запропонованого багатоканального пристрою для обчислення знакової функції (додаток В).

Процес обчислення значень знакової функції відбувається за  $m$  циклів вимірювання. На початку  $m$  циклів роботи пристрою в кожному каналі відбувається скидання реверсивних лічильників в нульовий стан (на схемі не показано). На початку кожного циклу вимірювання на першому виході синхронізатора 3 формується короткий імпульс, по фронту наростання якого тригери всіх каналів встановлюються в нульовий стан, а по фронту спаду – запускається перетворювач “аналог-код” 1.

Одночасно з цим на другому виході синхронізатора 3 формується послідовність імпульсів, яка діє на всьому інтервалі циклу вимірювання, тактуючи зсуви в багатокаскадному регістрі зсуву 2, а також роботу елементів ”виключаюче АБО” 6 (даний зв'язок на схемі не показаний).



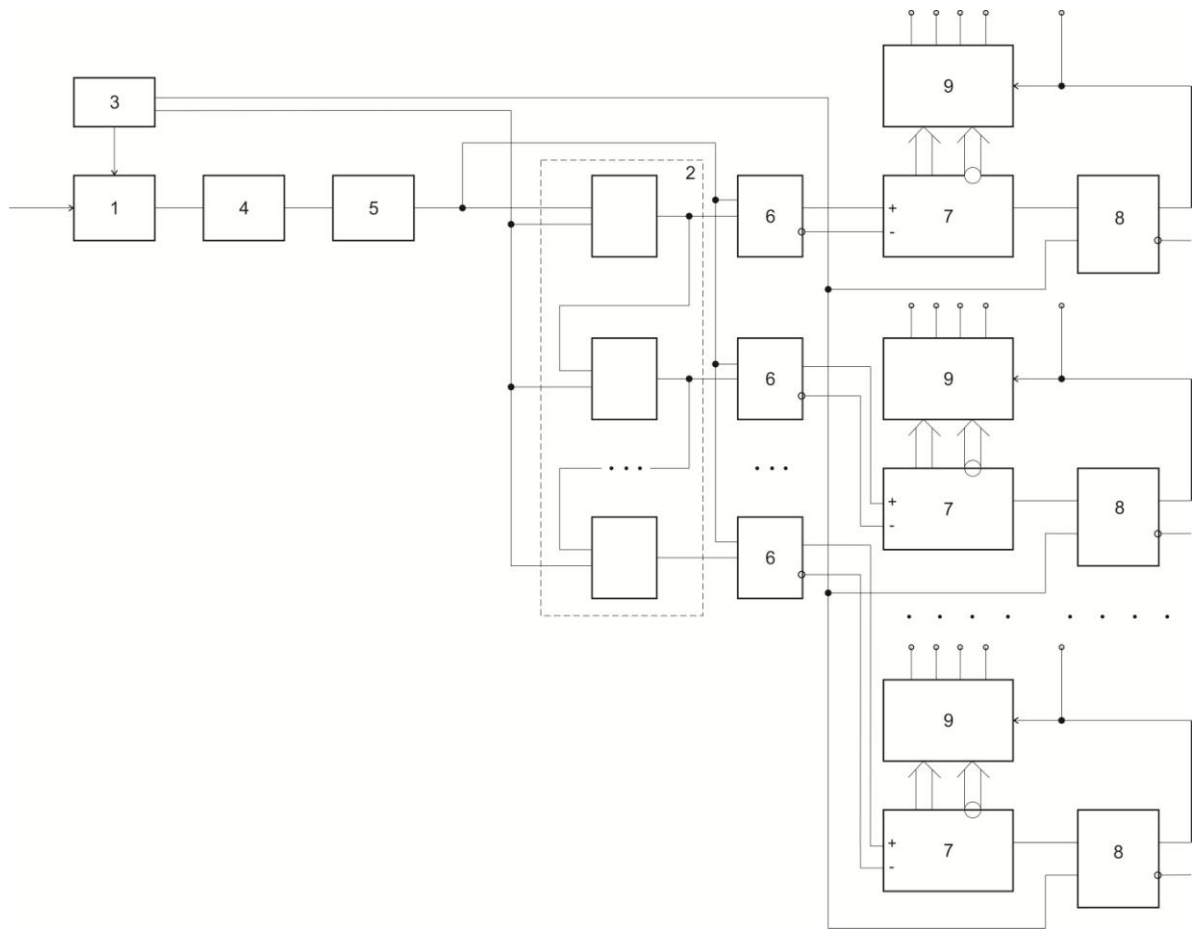


Рис. 4.2. Структура процесора визначення знакової кореляційної функції, який включає: аналого-цифровий перетворювач – 1, багатокаскадний регістр зсуву – 2, синхронізатор – 3, квадратор – 4, імпульсний перетворювач – 5, елемент ”виключаюче АБО” – 6, реверсивний лічильник – 7, RS-тригер – 8, мультиплексор – 9.

В процесі перетворення вимірювання з виходу перетворювача “аналог-код” 1 коди цифрових відліків в квадраторі 4 перетворюються в коди квадратів, а на виході імпульсного перетворювача 5 формується біт-орієнтований інформаційний потік. При цьому в кожному каналі на прямих та інверсних виходах логічних елементів ”виключаюче АБО” 6 формуються пачки імпульсів, які відповідають логічним значенням добутоків sign-функцій згідно таблиці:

$$\begin{array}{l}
 0 \oplus 0 = 0 \\
 1 \oplus 1 = 0
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{l} 0 \oplus 0 = 0 \\ 1 \oplus 1 = 0 \end{array}} \right\} \rightarrow +1$$
  

$$\begin{array}{l}
 1 \oplus 0 = 1 \\
 0 \oplus 1 = 1
 \end{array}
 \left. \vphantom{\begin{array}{l} 1 \oplus 0 = 1 \\ 0 \oplus 1 = 1 \end{array}} \right\} \rightarrow -1$$

Отримані інформаційні біти поступають відповідно на сумуючі та віднімаючі входи реверсивних лічильників 7, на виході яких формуються коди відповідних сум значень знакової кореляційної функції.

У результаті в кінці  $m$ -циклів вимірювань стан RS-тригера 8 в кожному каналі визначає знак отриманого результату відповідного каналу: "0" – результат додатний, "1" – результат від'ємний. Стан тригера 8 підключений до входу мультиплектора 9, він комутує на вихід пристрою прямий або інверсний код накопиченої суми знакової кореляційної функції.

Процесора визначення знакової кореляційної функції може бути використаний для статистичного аналізу випадкових процесів шляхом обчислення знакової функції і може бути використаний у якості спектральних спецпроцесорів, а також цифрових аналізаторах у Хемінгівому просторі.

#### 4.3. Розробка кореляційного спецпроцесора обчислення коваріаційної функції з розпаралеленими операціями аналого-цифрового перетворення та процесів обчислення у ТЧБ Радемахера

Кореляційний спецпроцесор належить до галузі обчислювальної техніки і призначений для статистичного аналізу випадкових процесів шляхом обчислення коваріаційної функції. Відомим аналогічним пристроєм такого класу є багатоканальний цифровий корелятор, який містить перетворювач "аналог-код", багатокаскадний регістр зсуву, перемножувач, комутатори та накопичувачі [127]. Недоліком такого процесора є велика апаратна складність обумовлена наявністю пристрою перемноження та низька швидкодія послідовного виконання операцій перемноження та накоплення добутків вхідних кодів з кодами багатокаскадного регістра зсуву згідно сигналів управління комутаторів.

Відомий пристрій аналогічного призначення - багатоканальний цифровий корелятор призначений для обчислення автокореляційної функції на основі дискретів центрованих процесів, який містить синхронізатор,  $(n+1)$ -каскадний регістр зсуву,  $n$  накоплювачів, перетворювач "аналог-код", вихід якого підключений

до входу регістра зсуву, а вхід до першого виходу синхронізатора, шина зсуву регістра зв'язана з другим виходом синхронізатора [128].

Недоліком багатоканального цифрового корелятора є низька швидкодія та обмежені функціональні можливості обумовлені тим, що пристрій містить часо-імпульсний перетворювач “аналог-код”, а операція накоплення суми добутків текучих та зміщених кодів виконується шляхом унітарного сумування кодів, які зсуваються в регістрі зсуву. Функціональні обмеження відомого пристрою визначаються тим, що на його виходах формуються значення функції автокореляції центрованих процесів, асимптотика якої відповідає умовам  $K_{xx}^*(0) = D_x$ ;  $K_{xx}^*(\infty) = 0$  (фіг.1), де  $D_x$  – дисперсія випадкового процесу.

В основу багатоканального цифрового корелятора поставлена задача вдосконалення багатоканального цифрового корелятора шляхом підвищення швидкодії та розширення функціональних можливостей, який містить синхронізатор,  $(n+1)$ -каскадний регістр зсуву,  $n$  накоплювачів, виходи яких є виходами пристрою, перетворювач “аналог-код” послідовного наближення, перший вхід якого є входом пристрою, другий вхід підключений до першого виходу синхронізатора, а вихід підключений до першого входу регістра, другий вхід якого підключений до другого виходу синхронізатора, згідно корисної моделі додатково введений комутаційний регістр зсуву, перший вхід якого з'єднаний з першим виходом синхронізатора, другий вхід з'єднаний з другим виходом синхронізатора, а вихідна шина з'єднана з відповідними блоками і підключена в кожному каналі до відповідних перших входів групи логічних елементів “І”, другі і треті входи яких з'єднані з відповідними шинами  $i$ -х та  $i-1$ -х каскадів багатокаскадного регістра зсуву, додатково введена група логічних елементів “І-НЕ”, перші входи яких відповідно з'єднані з вихідною шиною  $2k-1$ -го розряду регістра зсуву, другі і треті входи групи логічних елементів “І-НЕ” відповідно з'єднані з вихідними шинами  $i$ -х та  $i-1$ -х каскадів регістра зсуву, а виходи з'єднані з четвертими входами групи логічних елементів “І”, виходи яких в кожному каналі підключені до входів накоплювальних суматорів.

В основу вирішення такого типу задачі є те, що згідно корисної моделі багатоканальний корелятор виконує обчислення коваріаційної функції згідно виразу:

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot x_{i-j}, \quad j = 0, 1, 2, \dots, n,$$

де  $x_i$ ,  $x_{i-j}$  - відповідно нецентровані поточні та затримані на  $j$  тактів в регістрі зсуву цифрові відліки вхідного аналогового процесу  $x(t)$ ;  $N$  - число сумувань добутоків в накопичувачах,  $n$  - число точок коваріаційної функції та додатковим веденням  $2k-1$  розрядного комутаційного регістра груп логічних елементів "І-НЕ" та в кожному каналі групи логічних елементів "І", відповідно з'єднаних між собою інформаційними шинами, що дозволило операції множення в кожному каналі реалізувати в накопичувальних суматорах у процесі зсуву інформації в  $(n+1)$ -каскадному регістрі зсуву синхронно з формуванням бітів цифрових відліків  $x_i$  перетворювачем "аналог-код" послідовного наближення. Розширення функціональних можливостей запропонованого цифрового корелятора досягається шляхом обчислення коваріаційної функції нецентрованих випадкових процесів  $K_{xx}(j)$  і описується умовами:  $K_{xx}(0) = D_x + M_x^2$ ;  $K_{xx}(\infty) = M_x^2$ , тобто дозволяє визначити, крім дисперсії, математичне сподівання випадкового процесу.

Багатоканальний цифровий корелятор представлений на рис. 4.3. показана структурна схема реалізації пристрою при  $k=4$ , тобто чотирьохрозрядному перетворювачі «аналог-код» послідовного наближення, що відповідає 16-ти рівневному діапазоні квантування вхідних аналогових сигналів  $x(t)$ .

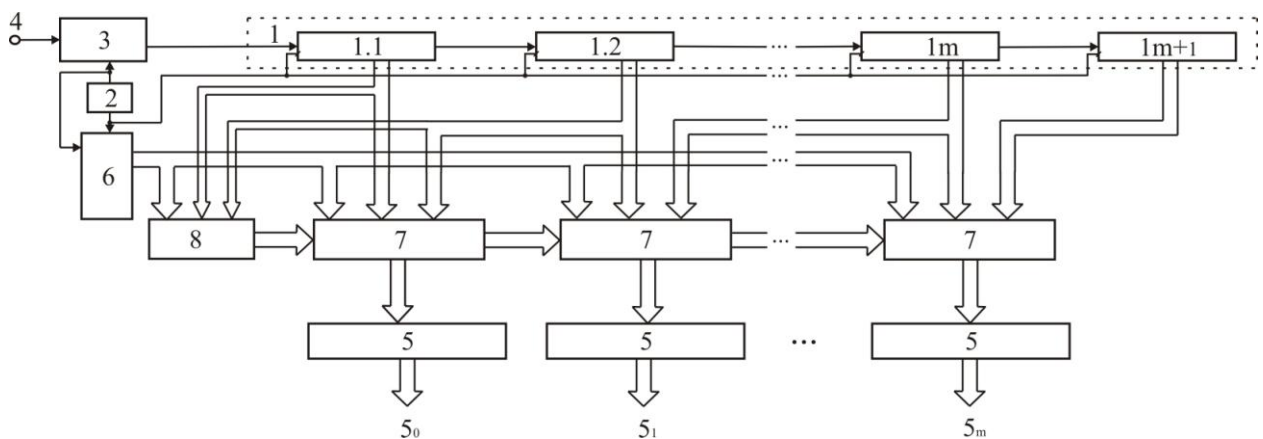


Рис. 4.3 Функціональна структура процесора  $K_{xx}(j)$  в ТЧБ Радемахера, яка включає: багатоканальний цифровий корелятор включає в себе: 1 –  $1_{m+1}$  – багатокаскадний регістр зсуву, 2 – синхронізатор, 3 – перетворювач "аналог-код", 4 – вхід пристрою, 5 – накоплювальний суматор, 6 – комутаційний регістр зсуву, 7 – група логічних елементів "І", 8 – група логічних елементів "І-НЕ".

На рис. 4.4. показана структурна схема реалізації пристрою при  $k=4$ , яка демонструє інформаційні з'єднання інформаційних шин між компонентами пристрою (додаток Г).

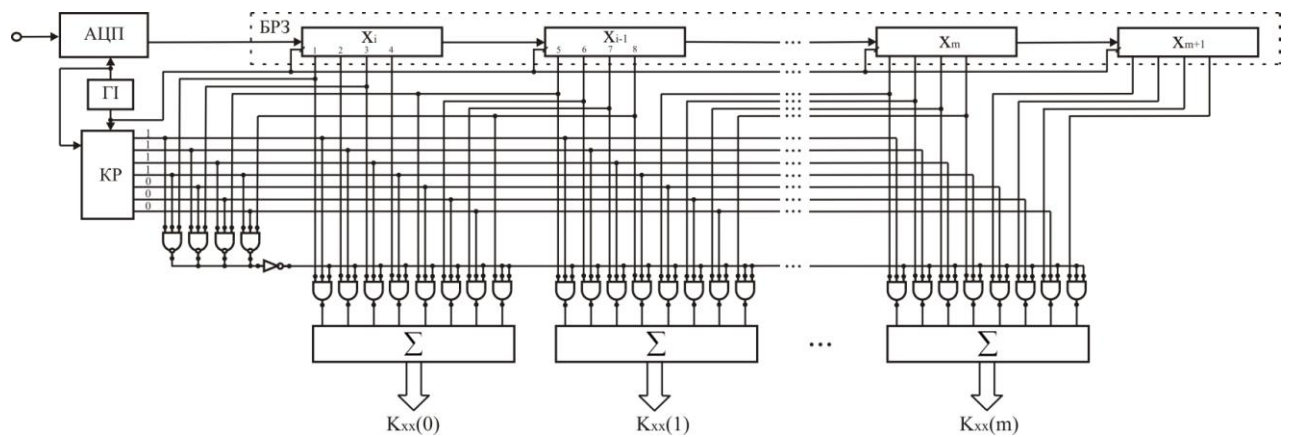


Рис.4.4. Структурна схема кореляційного процесора на мікроелектронних елементах.

Робота кореляційного спецпроцесора включає в себе процес обчислення значень коваріаційної функції починається з  $m$  циклів запису вхідних біт-орієнтованих кодів перетворювача "аналог код" послідовного наближення 3 в багатокаскадний регістр зсуву 1. В наступних  $n$  циклах роботи пристрою у процесі зсуву інформації у багатокаскадному регістрі зсуву 1 та комутації вихідних інформаційних шин в комутаційному регістрі 6, в кожному каналі групою логічних елементів 7 та в першому каналі групою логічних елементів 8 в кожному каналі виконується сумування добутків  $x_i \times x_{i-j}$ , які формуються сумуванням зсунутих кодів  $x_{i-j}$  регістра зсуву 1 та їх записом у суматор 5 під управлінням бітів  $x_i$ -го коду, які вибираються з 1-го та 3-го розрядів першого та 1-го та 3-го розрядів другого каскаду регістра зсуву. Таким чином процесу формування бітів на виході перетворювача

“аналог-код”, зсув інформації в багатокаскадному регістрі зсуву 1, формування добутків  $x_i \times x_{i-j}$  відбувається синхронно з формуванням бітів вихідних кодів перетворювача “аналог-код” з починаючи зі старших розрядів. Після кожного з наступних  $n$  циклів роботи пристрою на виходах накопичувачів  $5_0-5_m$  формуються та зчитуються коди коваріаційної функції. Число вимірювань, необхідних для отримання коваріаційної функції, вибирається кратним цілим степеням числа 2, виходячи з умов простої реалізації операцій ділення в накопичувальних суматорах, шляхом відкидання певного числа молодших розрядів отриманих кодів.

За рахунок обчислення коваріаційної функції вдосконаленим багатоканальним цифровим корелятором підвищується його швидкодія по відношенню до існуючого, оскільки операції множення виконуються синхронно з формуванням бітів, починаючи зі старшого на виході перетворювача “аналог-код” послідовного наближення, тобто замість  $2^k$  тактів обчислення відомого класичного у запропоновані корисні моделі виконується за  $k$  тактів, а розширення функціональних можливостей досягається шляхом додаткового визначення, крім дисперсії, математичного сподівання випадкового процесу.

#### 4.4. Розробка та оцінка системних характеристик високопродуктивного спецпроцесора обчислення коваріаційної функції у базисі Хаара-Крестенсона

Розробка спецпроцесора даного класу включає в основу обчислення коваріаційної функції, згідно алгоритму  $K_{xx}(j) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} x_i \cdot x_{i-j}$ , де  $N$  – об’єм вибірки,  $X_i$ ,  $X_{i-j}$  – відповідно текучі та затримані на  $j$  тактів у пам’яті цифрові відліки вхідних аналогових сигналів на виході аналого-цифрового перетворювача,  $j=1.2.3/\dots M$  де  $M$  число обчислювальних значень автоковаріаційної функції.

Аналіз відомих кореляційних спецпроцесорів такого типу привів до багатоканального цифрового корелятора призначеного для обчислення автокореляційної функції на основі дискретів центрованих процесів, який містить синхронізатор, багатокаскадний регістр зсуву, накоплювачі, часоімпульсний перетворювач аналог-код [129]. Недоліком даного пристрою є низька швидкодія обумовлена тим, що пристрій містить часоімпульсний перетворювач «аналог-код», а операція накоплення суми добутків текучих та зміщених кодів виконується шляхом унітарного сумування кодів, які зсуваються у багатокаскадному регістрі зсуву.

Ще одним процесором такого типу є цифровий автокорелятор, який містить  $M$  блоків множення, виходи яких з'єднані з входами відповідних суматорів, аналого-цифровий перетворювач, інформаційний вхід якого є входом автокорелятора, а вихід з'єднаний з інформаційним входом блока пам'яті, керуючі входи аналого-цифрового перетворювача (АЦП) і блока пам'яті об'єднані і підключені до виходу генератора імпульсів [130]. Недоліком цифрового автокорелятора низька швидкодія обумовлена тим, що АЦП формує паралельні  $K$  - розрядні коди двійкової системи числення теоретико-числового базису Радемахера, при цьому у матричному перемножувачі двійкових чисел за схемою Брауна [131], який формується на базі  $K \cdot K$  матриці трьохвходових суматорів виникає  $3K$  переносів, при чому кожен трьохвходовий суматор формується не менше ніж з трьох послідовно включених логічних елементів [73] плюс один такт переключення логічних елементів «І» на входах суматорів, тобто, загальний час спрацювання  $K$  - розрядного матричного перемножувача двійкових чисел визначається згідно виразу  $3K \cdot \tau_{(\Sigma)} + 1$  [29].

Для прикладу можна привести, що:

- при розрядності АЦП  $K=4$  час спрацювання матричного перемножувача буде рівний  $\tau_{\Pi} = 4 \cdot 9 + 1 = 37v$  тактів, де  $v$  - час спрацювання мікроелектронного вентиля;

- при розрядності АЦП  $K=8$  відповідно  $\tau_{\Pi} = 8 \cdot 9 + 1 = 73v$ .

Крім того отримані  $2K$  – розрядні двійкові коди на виході перемножувача сумуються в двійкових  $2K + \log N$  – розрядних накоплюючих суматорах, в яких також виникають наскрізні переноси.

При цьому час спрацювання накоплюючих суматорів з врахуванням регістра пам'яті на D-тригерах в їх структурі, розраховується згідно виразу  $\tau_{\Sigma} = (2K + \log_2 N) \cdot 3\nu$ , тобто при  $K=4$  і  $K=8$  і об'ємі вибірки  $N=256$  час спрацювання накоплюючого суматора буде рівний відповідно  $(2 \cdot 4 + 8) \cdot 3\nu + 1\nu = 49\nu$  та  $(2 \cdot 8 + 8) \cdot 3\nu + 1\nu = 73\nu$ .

Отже, сумарний час виконання операції перемноження та сумування двійкових кодів у відомому кореляторі з врахуванням спрацювання D - тригерів регістра зсуву пам'яті при  $K=4$  та  $K=8$  буде рівний відповідно:

$$\tau_{\Pi} + \tau_{\Sigma} = 37\nu + 49\nu + 1\nu = 87\nu \quad \text{та} \quad \tau_{\Pi} + \tau_{\Sigma} = 73\nu + 73\nu + 1\nu = 147\nu.$$

З урахуванням тривалості спрацювання АЦП відповідно:

$$\tau_{\text{автокор.}} = \tau_{\text{АЦП}} + (2 \cdot 4 + 8) \cdot 3\nu + 1\nu = 49\nu,$$

$$\tau_{\text{автокор.}} = \tau_{\text{АЦП}} + (2 \cdot 8 + 8) \cdot 3\nu + 1\nu = 73\nu,$$

де  $\tau_{\text{АЦП}} = \tau_{\text{комт.}} + \tau_{\text{ЛБ}} = 10\nu + 1\nu$ . Тобто при  $K=4$  і  $K=8$ :

$$\tau_{\text{автокор.}} = 11\nu + 87\nu = 98\nu, \quad \tau_{\text{автокор.}} = 11\nu + 147\nu = 158\nu.$$

В основу роботи високопродуктивного спецпроцесора обчислення коваріаційної функції у базисі Хаара-Крестенсона поставлена задача вдосконалення цифрового автокорелятора шляхом підвищення швидкодії та розширення функціональних можливостей, який містить  $M$  блоків множення, виходи яких з'єднані з входами відповідних суматорів, аналого-цифровий перетворювач, інформаційних вхід якого є входом автокорелятора, а вихід з'єднаний з інформаційним входом блока пам'яті, керуючі входи аналого-цифрового перетворювача і блока пам'яті об'єднані і підключені до першого виходу генератора імпульсів, другий додатково введений вихід генератора імпульсів з'єднаний з входами стирання регістрів пам'яті накоплюючих суматорів і синхронізуючим виходом зчитування автокорелятора, додатково на виході аналого-цифрового перетворювача формуються паралельні коди базису Хаара у вигляді кодів залишків системи залишкових класів по взаємнопростих модулях  $p_1, p_2, \dots, p_k$ , які поступають на відповідні входи блоку пам'яті, виходи якого по кожному  $p_i$  модулю перемножуються згідно корисної моделі у додатково введених вентильних матрицях



по кожному модулю  $p_i$  у кожному каналі автокорелятора з відповідними текучими кодами Хаара-Крестенсона, які формуються на виходах аналого-цифрового перетворювача, вихідні коди вентильних матриць перемноження по модулю  $p_i$  сумуються у додатково введених вентильних матрицях накоплюючих суматорів з кодами, які накоплюються у відповідних регістрах пам'яті кожного каналу, виходи яких у кожному каналі підключені до додатково введених дешифраторів, виходи яких є виходами автокорелятора.

В основу роботи пристрою поставлено кодування та цифрове опрацювання цифрових значень вхідних сигналів у теоретико-числовому базисі (ТЧБ) Хаара-Крестенсона. Тобто в АЦП паралельного типу відсутній шифратор, який перетворює код на виході логічних елементів “Виключаюче АБО” у двійковий код базису Радемахера. При цьому у матричному шифраторі Хаара-Крестенсона відбувається формування паралельних кодів Хаара залишків по взаємопростих модулів системи залишкових класів базису Крестенсона. Такий принцип кодування інформації в автокореляторі дозволяє виконувати модульні операції множення і сумування за один такт у вентильних матрицях. Таким чином запропоноване рішення забезпечує наступну оцінку швидкодії автокорелятора згідно виразу:

$$\tau_{\text{автокор.}} = \tau_{\text{АЦП}} + \tau_{\text{КМ}} + \tau_{\text{М}} + \tau_{\text{Р}} + \tau_{\Sigma} + \tau_{\text{Т}} + \tau_{\text{Н}},$$

$$\text{де } \tau_{\text{АЦП}} = \tau_{\text{К}} + \tau_{\text{ЛЕ}};$$

$$\tau_{\text{К}} = 10\nu - \text{тривалість переключення компаратора};$$

$$\tau_{\text{ЛЕ}} = 1\nu - \text{тривалість переключення логічного елемента};$$

$$\tau_{\text{КМ}} = 1\nu - \text{тривалість переключення кодової матриці};$$

$$\tau_{\text{М}} = 1\nu - \text{тривалість переключення D – тригера пам'яті корелятора};$$

$$\tau_{\text{Р}} = 2\nu - \text{тривалість переключення вентильної матриці перемноження по модулю } P_i;$$

$$\tau_{\Sigma} = 2\nu - \text{тривалість переключення вентильної матриці сумування по модулю } P_i;$$

$$\tau_{\text{Т}} = 1\nu - \text{тривалість переключення D – тригера регістра пам'яті накоплюючого суматора};$$

$$\tau_{\text{Н}} = 2\nu - \text{тривалість переключення вентильної матриці шифратора}.$$

Таким чином сумарний час переключення автокорелятора згідно корисної моделі буде рівний  $\tau_{\text{автокор.}} = 20\nu$ , тобто у 5 - 7 разів перевищує швидкодію прототипу.

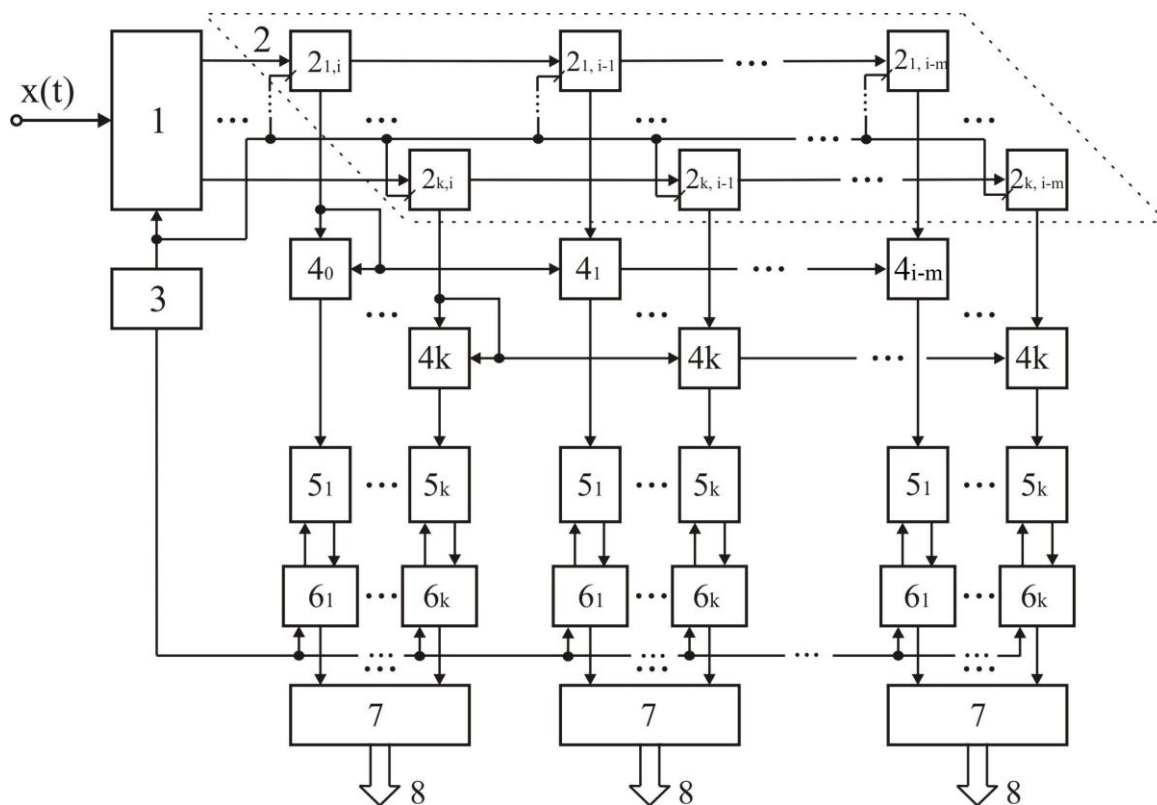


Рис. 4.5. Структура спецпроцесора в ТЧБ Хаара-Крестенсона, яка включає: 1- АЦП паралельного типу з вихідним кодом базису Хаара, 2 – блок пам'яті, 3 – генератор імпульсів, 4 – вентильні матриці перемноження по модулю, 5 – вентильні матриці сумування по модулю, 6 – реєстр пам'яті, 7 –шифратор.

Спецпроцесор в ТЧБ Хаара-Крестенсона представлений на рис. 4.5, де показано структурну схему автокорелятора, на рис.4.1 представлена структура аналого-цифрового перетворювача з матричним шифратором для формування вихідних кодів Хаара-Крестенсона, рис. 4.6. ілюструє структуру вентильної матриці перемноження по модулю 11, рис.4.7 ілюструє приклад вентильної матриці сумування по модулю 11 (Додаток Д).

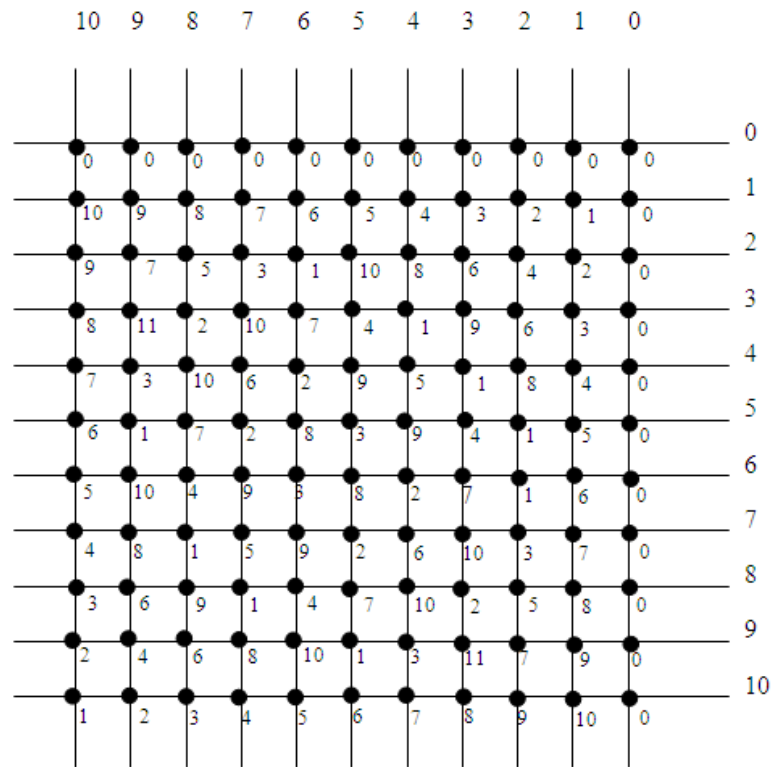


Рис. 4.6. Структуру вентиляної матриці перемноження.

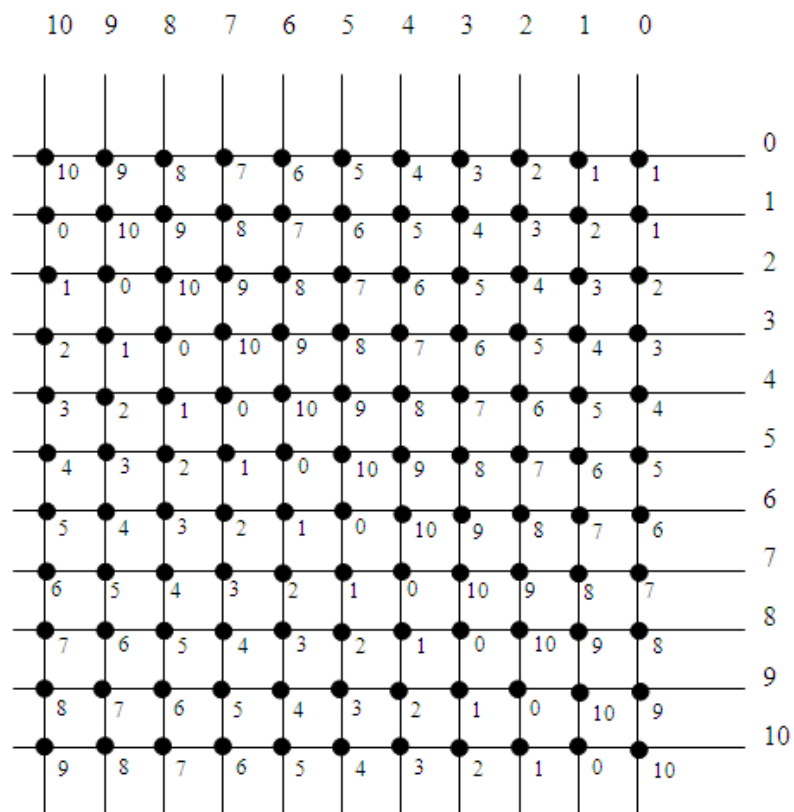


Рис. 4.7. приклад вентиляної матриці сумування по модулю 11.

Алгоритм роботи автокорелятора починає свою роботу з циклів визначення значень автоковаріаційної функції на другому виході генератора імпульсів 3 формується імпульс, який скидає в нуль D – тригери регістрів пам'яті. Кожен N циклів, де N – об'єм вибірки, сигналами першого виходу генератора імпульсів 3 тактується робота АЦП 1 і виконуються зсуви інформації в пам'яті автокорелятора 2, при цьому в кожному циклі виконується перемноження текучих та зсунутих кодів Хаара по модулю  $P_i$  у всіх M каналах автокорелятора, які сумуються по модулю  $P_i$  в матричних суматорах 5 і накоплюються в регістрах пам'яті 6. В кінці N циклів роботи автокорелятора на виході шифраторів 7 формуються двійкові коди базису Радемахера обчислених значень коваріаційної функції  $K_{xx}(j)$ , зчитування яких синхронізується імпульсами генератора імпульсів 3 і відбувається стирання інформації накопленої в попередньому циклі в регістрах пам'яті 6.

Приклади розрахунку параметрів автокорелятора при різній розрядності АЦП K, числа каналів автокорелятора M і об'ємі вибірки N:

Приклад 1.

- вихідні дані автокорелятора  $K=4$ ,  $M=16$ ,  $N=256$ . Шукаємо набір взаємопростих модулів  $(P_1, P_2, \dots, P_k)$  добуток яких найменше перевищує суму добутоків максимальних значень  $x_i \cdot x_{i-j}$ , тобто  $\prod_{i=1}^k P_i \geq \sum_{i=1}^{256} x_{i \max} \cdot x_{i-j \max}$ . Для нашого прикладу

$$x_{i \max} = 2^4 - 1 = 15, \text{ отже } \sum_{i=1}^{256} 15^2 = 57600.$$

Вибираємо набір наступних взаємопростих модулів:  $p_1=11$ ,  $p_2=13$ ,  $p_3=15$ ,  $p_4=31$ . Їх добуток рівний  $P=11 \cdot 13 \cdot 15 \cdot 31=66495$ , що задовольняє діапазон кодування чисел в системі залишкових класів.

На рис. 4.6 показана структура вентиляної матриці перемноження по модулю 11, де точка перетину двох шин відповідає двухходовому логічному елементу “І-НЕ”, а на рис. 4.7 показаний приклад вентиляної матриці сумування по модулю 11.

Приклад 2

- вихідні дані автокорелятора  $K=8$ ,  $M=16$ ,  $N=256$ . Діапазон кодування чисел в кожному каналі автокорелятора  $255^2 \cdot 256^2=16646400$ .

Вибраний набір модулів:  $p_1=25$ ,  $p_2=27$ ,  $p_3=28$ ,  $p_4=29$ ,  $p_5=31$ . Їх добуток рівний  $P=25 \cdot 27 \cdot 28 \cdot 29 \cdot 31=16991100$ , що задовольняє умову однозначного кодування результатів обчислень у автокореляторі в системі залишкових класів базису Крестенсона.

В шифраторах автокорелятора 7 виконується перетворення кодів залишків базису Хаара у двійкові коди базису Радемахера та перетворення їх з системи залишкових класів у двійкову систему з відкиданням 8-ми молодших розрядів в якості операції ділення на  $N$  згідно формули обчислення коваріаційної функції.

За рахунок обчислення коваріаційної функції на основі представлення цифрових відліків  $x_i$  та  $x_{i-j}$  базису Хаара-Крестенсона системи залишкових класів реалізуються одноканальні перемноження та сумування кодів залишків у вентильних матрицях перемноження та сумування, що забезпечує максимально високу швидкодію автокорелятора згідно корисної моделі. Швидкодія автокорелятора згідно корисної моделі не залежить від розрядності АЦП –  $K$ , об'єму вибірки –  $N$  та числа каналів автокорелятора –  $M$ . Матриці модульного перемножувача та суматора реалізуються на основі типових програмовано-логічних матриць (ПЛМ).

Реалізація високопродуктивного спецпроцесора обчислення коваріаційної функції у базисі Хаара-Крестенсона за допомогою ПЛІС на стенді фірми Altera. Блок узгодження вхідних сигналів подає на вхід АЦП аналоговий сигнал використовується два 4-х каналні 12-ти розрядні АЦП фірми Texas Instruments типу ADS7824U з продуктивністю 1 мільйон вибірок в секунду та паралельним інтерфейсом. ПЛІС фірми Altera сімейства Max II типу EPM240T100C5N, яка містить 240 логічних блоків. В якості ПЗП використовується флеш пам'ять з паралельним інтерфейсом ємністю 1Мб фірми AMD типу AM29F040E з максимальним часом доступу 90нс. Для інформування про стан роботи системи передбачені світлові індикатори (6), виходи в унітарному коді та SPI вихід.

На рис. 4.8 зображено зовнішній вигляд модуля ПЛІС спецпроцесора обчислення коваріаційної функції.

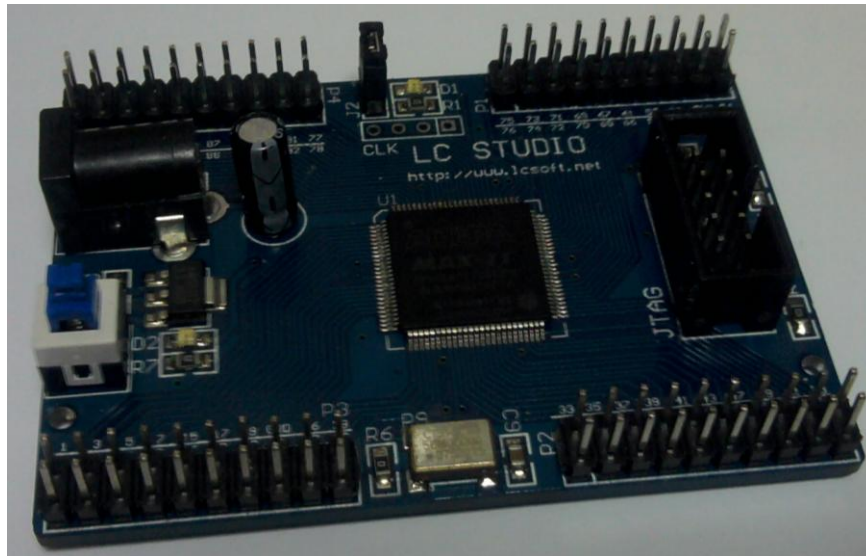


Рис.4.8. Модуль ПЛІС спецпроцесора спецпроцесора обчислення коваріаційної функції.

Таким чином, наприклад, при тактовій частоті спрацювання мікроелектронних вентилів 100 МГц тактова частота виконання операції додавання та множення, у відомому кореляторі буде приблизно у 100 разів нижчою, що підтверджує низьку швидкодію відомого корелятора, який працює у двійковій системі числення базису Радемахера.

#### 4.5. Застосування кореляційних спецпроцесорів у промисловості

На основі теоретичних та експериментальних досліджень проведених в дисертації розроблена архітектура та схемотехнічні рішення мікроелектронного виконання кореляційного спецпроцесора (рис. 4.5, рис. 4.8) реалізовано нове ефективне промислове вирішення задачі діагностування витоків у магістральних продуктопроводах, структура технологічного обладнання якого приведено на рис. 4.9.

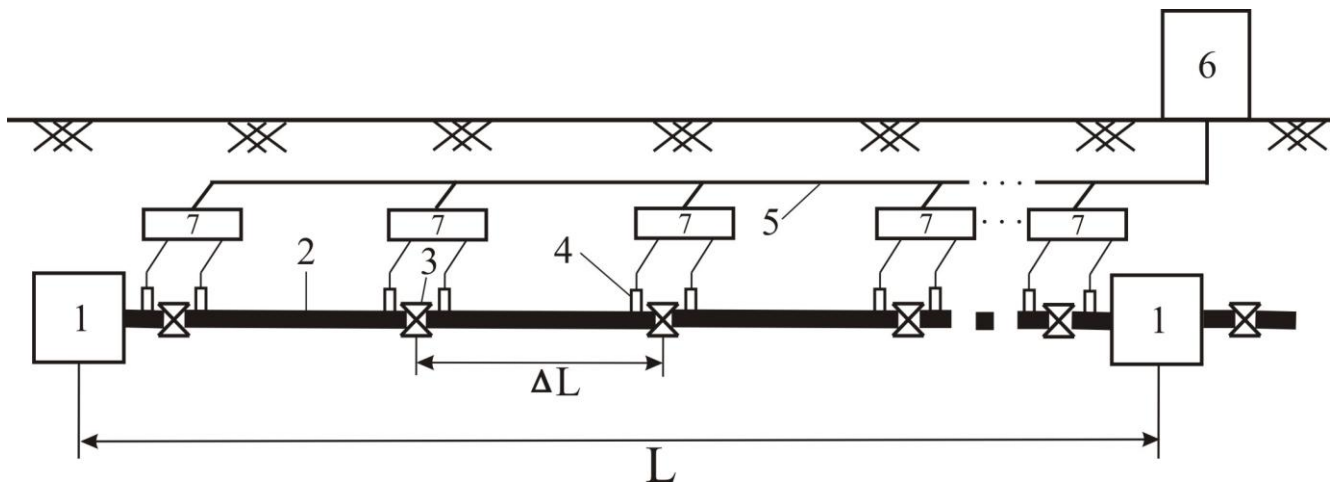


Рис. 4.9. Структура технологічного обладнання комп'ютеризованої системи діагностування витоків на основі кореляційних спецпроцесорів

1 - ПНП (перекачуючи насосна станція), 2 – магістральний продуктопровід, 3 – дистанційно керована засувка, 4 – сенсор тиску, 5 – кабель ліній зв'язку, 6 – сервер диспетчерського пункту, 7 – високопродуктивний кореляційний спецпроцесор.

У результаті впровадження розроблених методів та створених кореляційних спецпроцесорів досягнуто двократне підвищення інформативності кореляційного опрацювання сигналів сенсорів за рахунок застосування найбільш інформативної кореляційної функції коваріації та підвищення на один порядок швидкодії опрацювання даних та виявлення витоків в магістральних продуктопроводах, що значно знизило (згідно розрахунку приведенного в додатку Д) економічні втрати обумовлені низькою швидкістю кореляційного опрацювання даних в діючих промислових системах неоснащених кореляційними спецпроцесорами. Порівняльна характеристика запропонованих та відомого кореляційних спецпроцесорів опрацювання цифрових даних представлена на діаграмі рис. 4.10. З рис. 4.10 видно що оптимальним корелятор з мінімальною апаратною складністю і максимальною швидкістю є кореляційний спецпроцесор для обчислення коваріаційної функції у базисі Хаара-Крестенсона.

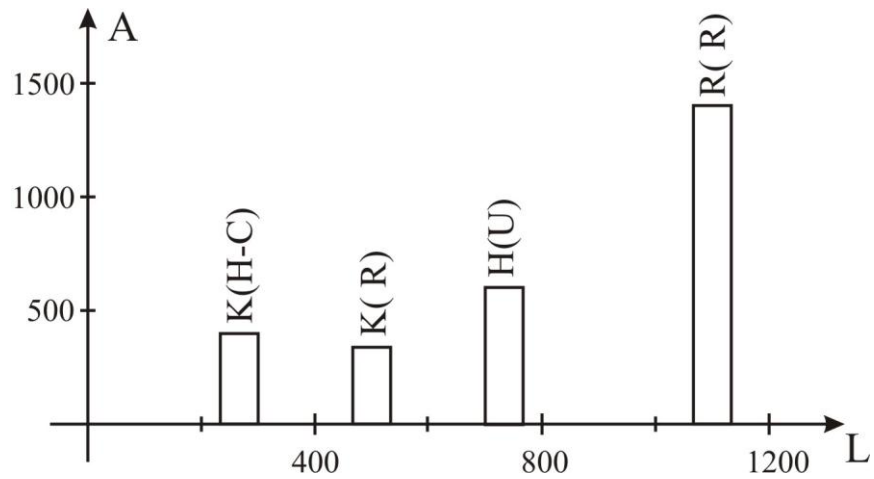


Рис. 4.10. Порівняльна діаграма характеристик кореляційного спецпроцесора

Застосування кореляційних спецпроцесорів у промисловості підтверджений актом впровадження ТОВ “Енерком” при побудові телекомунікаційної системи контролю витоку та несанкціонованого доступу на об’єкті АТ “ПРИКАРПАТТРАНСНАФТО-ПРОДУКТ” для перекачувальних продуктів.



## ВИСНОВКИ ПО ЧЕТВЕРТОМУ РОЗДІЛІ

1. Розроблений АЦП в базисі Хаара-Крестенсона, який характеризується максимальною швидкістю виконання операцій перетворення аналогових сигналів у паралельні коди ТЧБ Хаара-Крестенсона, що спрощує його системне вбудування в якості компонентна високопродуктивних кореляційних спецпроцесорів Хаара-Крестенсона .
2. Розроблена структура та компоненти кореляційного спецпроцесора визначення знакової функції в унітарному ТЧБ, який характеризується регулярністю структури та розширеними функціональними можливостями та зменшеною апаратною складністю по відношенню до існуючих мікроелектронних реалізацій процесорів.
3. На основі запропонованого методу розроблена структура та дослідженні технічні характеристики компонентів високопродуктивного спецпроцесора визначення функції коваріації, в якому відсутні апаратно складні пристрої цифрового множення та розпаралелені операції аналого-цифрового перетворення зсуву даних обчислення добутків цифрових відліків та їх сумування в накоплюючих суматорах, що дозволило зменшити на 40% апаратну складність та підвищити швидкодію та в 2-5 раз підвищити швидкодію узалежності від числа рівні квантування вхідних сигналів.
4. Реалізована інформаційна технологія визначення функції коваріації у базисі Хаара-Крестенсона, розроблені компоненти та структура високопродуктивного кореляційного спецпроцесора, який характеризується мінімальною часовою складністю та зниженою на 20 % апаратною складністю по відношенню до відомих аналогів.
5. Реалізований на мікропроцесорні платформі та ПЛМ взірець кореляційного спецпроцесора у базисі Хаара-Крестенсона який впроваджений в якості компонента промислових програмно-апаратних засобів визначення витоків немагістральних продуктопроводах.

## ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ ПО РОБОТІ

1. Виконана систематизація дискретних кореляційних функцій, проаналізована їх аналітика та асимптотика, а також системні характеристики існуючих кореляційних процесорів, в результаті показано, що кореляційні процесори можуть бути реалізовані на основі різних аналітичних виразів кореляційних функцій з різними системними характеристиками часової, апаратної, структурної складністей та інформативністю.
2. Застосування інших ТЧБ по відношенню до базиса Радемахера для реалізації компонентів кореляційних спецпроцесорів досліджуваного класу створює перспективу вдосконалення та суттєвого покращення їх системних характеристик згідно критеріїв мінімальної апаратної та часової складностей, а також високої інформативності. Виконано постановку задачі дослідження.
3. Формалізовані та досліджені методи аналого-цифрового перетворення сигналів у різних ТЧБ та запропонований новий метод побудови мультатабазисного АЦП у базисі Хаара-Крестенсона, який характеризується мінімальною часовою складністю, а представлення цифрових даних у коловій системі Хаара-Крестенсона забезпечує максимальне зменшення часової складності базових компонентів КСП цифрових перемножувачів на накоплювальних суматорах і знизити їх апаратну складність шляхом виконання операцій множення та сумування по модулю.
4. Виконана формалізація методів обчислення знакової та релейної функції автокореляції в унітарному ТЧБ в результаті чого встановлена послідовність виконання функцій формування центрованих та знакових цифрових даних, які опрацьовуються в названих кореляторах, що дозволило дослідити та оцінити потенціальні характеристики часової та апаратної складності реалізації спецпроцесорів на основі даних методів.
5. Вперше розроблений та формалізований метод визначення коваріаційної функції кореляції шляхом розпаралелення виконання операцій аналого-цифрового перетворення зсуву даних, перемноження та їх сумування в накоплюючих суматорах, що дозволило вилучити зі складу кореляційного процесора апаратно

складні та низько швидкісні операційний пристрій перемноження і покращити характеристики процесорів.

6. Вперше розроблений та формалізований метод визначення коваріаційної функції кореляції шляхом розпаралелення процесу аналого-цифрового перетворення та застосування теорії модульних операцій у базисі Хаара-Крестенсона шляхом представлення залишків по взаємно простих модулях у кодовій системі Хаара-Крестенсона та виконання арифметичних операцій матричним-модульним способом, що дозволило на 1-2 порядки зменшити часову складність процесорів та знизити їх апаратну складність.

7. Розроблений критерій оцінки та досліджена інформативність алгоритмів обчислення різних кореляційних функцій шляхом визначення відношення числа ненульових компонентів парних добутків  $x_i \cdot x_{i+j}$  до їх загального числа у вибірці вхідних цифрових даних, що дозволило побудувати порівняльні діаграми даної оцінки і обґрунтувати переваги інформативності функції еквівалентності релейної та коваріаційної по відношенню до інших відомих функцій кореляцій.

8. Розроблений АЦП в базисі Хаара-Крестенсона, який характеризується максимальною швидкодією виконання операцій перетворення аналогових сигналів у паралельні коди ТЧБ Хаара-Крестенсона, що спрощує його системне вбудування в якості компонентна високопродуктивних кореляційних спецпроцесорів Хаара-Крестенсона.

9. Розроблена структура та компоненти кореляційного спецпроцесора визначення знакової функції в унітарному ТЧБ, який характеризується регулярністю структури та розширеними функціональними можливостями та зменшеною апаратною складністю по відношенню до існуючих мікроелектронних реалізацій процесорів.

10. На основі запропонованого методу розпаралелення операцій аналого-цифрового перетворення та кореляційних обчислень розроблена структура та дослідженні технічні характеристики компонентів високопродуктивного спецпроцесора визначення функції коваріації, в якому відсутні апаратно складні пристрої цифрового множення та розпаралелені операції аналого-цифрового

перетворення зсуву даних обчислення добутків цифрових відліків та їх сумування в накоплюючих суматорах, що дозволило зменшити на 40% апаратну складність та підвищити швидкодію та в 2-5 раз підвищити швидкодію у залежності від числа рівнів квантування вхідних сигналів.

11. Реалізована інформаційна технологія визначення функції коваріації у базисі Хаара-Крестенсона, розроблені компоненти та структура високопродуктивного кореляційного спецпроцесора, який характеризується мінімальною часовою складністю та зниженою на 20 % апаратною складністю по відношенню до відомих аналогів.

12. Реалізований на мікропроцесорній платформі та ПЛМ взірець кореляційного спецпроцесора у базисі Хаара-Крестенсона, який впроваджений в якості компонента промислових програмно апаратних засобів визначення витоків немагістральних продуктопроводах.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Вентцель Е.С. Теория вероятности / Е.С.Вентцель. – М.: Наука, 1969. –576 с.
2. Ланге Ф.Г. Корреляционная электроника / Ф.Г.Ланге. – Л.: Судпромгиз, 1963. - 448 с.
3. Бат М. Спектральный анализ в геофизике. / М.Бат. - М.: Недра, 1980. - 535с.
4. Николайчук Я.М. Теорія джерел інформації / Я.М.Николайчук. - Тернопіль: ТНЕУ, 2008. – 536 с.
5. Колмогоров А.Н. Теория вероятности и математическая статистика / А.Н.Колмогоров / Отв.ред. Ю.В. Прохоров; [АН СССР, Отд-ние математики]. – М.: Наука, 1986. – 534с.
6. Мирский Г.Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. / Г.Я.Мирский. – М.: Энергия, 1972. -456.
7. Цветков Э.И. Основы теории статистических измерений / Э.И. Цветков. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. - 256 с.
8. Серебряников М.Г. Выявления скрытых периодичностей / М.Г.Серебряников, А.А. Первозванский. - М.: Наука, 1965. – 244 с.
9. Тарасенко В.П. Основы компьютерной арифметики / В.П.Тарасенко, В.И.Корнейчук. – К.: Вища школа, 2003. - С. 176.
10. Kenefic R.J. Exact Detection Performance for Broadband Correlators / R.J.Kenefic., J.E.Barchak // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems (AES-19), Mar. 1983. - P.320-322.
11. Bell A.J. An information-maximisation approach to blind separation and blinddeconvolution / A.J.Bell, T.J.Sejnowski // Neural Computation. – 1995. - №7. – P. 1129-1159.
12. DeFatta D.J. Digital Signal Processing: A System Design Approach / D. J.DeFatta, J. G.Lucas, W. S.Hodgkiss / New York: Wiley, 1988. - P. 306.
13. Грибанов Ю.И. Автоматические цифровые корреляторы / Ю.И.Грибанов, Г.П.Веселова, В.Н.Андреев. – М.: Энергия, 1971. – 240с.

14. Курочкин С.С. Многоканальные счеточные системы и коррелометры / С.С.Курочкин. – М.: Энергия, 1972. – 344 с.
15. Золотарев А.И. Достоверность опознавания детали изображения в голографическом корреляторе на основе инжекционного лазера / А.И.Золотарев, В.Н.Морозов // V Всесоюзн. школа по оптической обработке информации: тезисы докл. – К., 1984. - С. 340.
16. Кожем'яко В.П. Архітектура логіко-часового оптоелектронного процесора обробки зображень / В.П.Кожем'яко, Г.Л.Лисенко, С.М.Цирульник // Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології. - 2007. - №1. - С.103-110.
17. Алексеев В.И. Принципы автоматизированного проектирования и исследования корреляционно-экстремальных навигационных систем / В.И.Алексеев, А.Г.Буймов, В.П.Тарасенко // Корреляционно-экстремальные системы управления. - Томск: Издательство Том. университета, 1981. - С. 137 – 150.
18. Іщеряков С.М. Взаємкореляційні властивості ансамблів багаторівневих М-послідовностей / С.М.Іщеряков, Т.П.Каюк // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 2002. – С.83-87.
19. Сегін А. І. Оцінка впливу старіння інформації на кореляційні моделі багатоканальних об'єктів управління / А.І.Сегін // Розвідка і розробка нафтових і газових родовищ. Серія: Технічна кібернетика та електрифікація об'єктів паливно-енергетичного комплексу. – Івано-Франківськ.: ІФДТУНГ, 1999. – Т.6, № 36.– С. 80-88.
20. Николайчук Я.Н. Распараллеливание процедуры вычисления мультипликативных функций корреляционной связи / Я.Н.Николайчук, Б.М.Шевчук // VI Всесоюзная школа–семинар: материалы. – Львов, 1987. - С.15-18.
21. Чердинцев В.А. Проектирование радиотехнических систем со сложными сигналами / В.А.Чердинцев. – Минск: Вишшая школа, 1979. - 192с.
22. Бунин С.Г. Вычислительные сети с пакетной радиосвязью / С.Г.Бунин, А.П.Войтер. – К.: Техніка, 1989. – 223с.

- 23.Брызгалов А.П. Базовая корреляционная функция сверхширокополосных сигналов большой длительности / А.П.Брызгалов // Труды ГосНИИАС. Серия “Авионика”. - 2000. - Вып. 3. - С.7-15.
- 24.Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л.Е.Варакин. – М.: Радио и связь, 1985. –384 с.
- 25.Іщеряков С.М. Комп’ютерне моделювання взаємкореляційних методів приймання фазоманіпульованих гармонійних сигналів / С.М.Іщеряков, Ю.С.Федорович // Вісник Житомирського інженерно-технологічного інституту. – 2002. – С.28-32.
- 26.Заставний О.М. Синтез та проектування аналого-цифрового кодера автономного сенсора з вихідними двомірними шумоподібними сигналами / О.М.Заставний // Збірник наукових праць Інституту проблем моделювання в енергетиці ім. Г.Є. Пухова. – К., 2006. – С.34 – 42.
- 27.Николайчук Я.М. Теорія та процесори визначення інформаційної міри ентропії на основі кореляційних функцій / Николайчук Я.М., Погонєць І.О., Воронич А.Р., Албанський І.Б. // Науковий вісник Чернівецького університету. Комп’ютерні системи та компоненти. – 2011. – Т.2, вип.2.– С.37-45.
- 28.Ширмовська Н.Г. Застосування кореляційного та кластерного аналізу для ідентифікації передаварійних та аварійних станів процесів буріння / Ширмовська Н.Г., Пітух І.Р., Албанський І.Б., Кулінін О.Л. // Науковий вісник Івано-Франківського національного технічного університету нафти і газу. – 2011. - №3 (29). - С. 112-117.
- 29.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.
- 30.Патент на корисну модель №70338 Україна, МПК G06F 15/00. Багатоканальний пристрій для обчислення знакової функції. / Я.М.Николайчук, Т.О.Заведюк, А.Р.Воронич, І.Б.Албанський. – Опубл. 11.06.2012, Бюл. №11.

31. Патент на корисну модель №73320 Україна, МПК G06F 17/15. Багатоканальний цифровий корелятор. / Я.М.Николайчук, І.Б.Албанський. – Опубл. 25.09.2012, Бюл. №18.
32. Албанський І.Б. Спецпроцесори кореляційної обробки сигналів / І.Б.Албанський, Т.О.Заведюк // Питання оптимізації обчислень (ПОО-XXXV): міжнар. симпозиум: праці. - К., 2009. - Т.1. - С.8-13.
33. Albanskiy I. Multibases special processor module and correlations processing of information flows / Volynskyy O., Humenniy P., Krytskevych O., Puyul V. // The experience of designing and application of CAD systems in micro-electronics: XI-th International conference, 23-25 february 2011. - Lviv, 2011. - P. 176-177.
34. Албанський І.Б. Теорія та алгоритми кореляційного опрацювання сигналів на основі лінійних та нелінійних операторів / І.Б.Албанський, Т.О.Заведюк, Г.Б.Корнійчук // Питання оптимізації обчислень (ПОО-XXXVII): міжнар. молодіжна математична школа: праці. – К.: Інститут кібернетики імені В.М. Глушкова НАН України, 2011. - С.12-13.
35. Николайчук Я.М. Критерії та оцінки інформативності кореляційних спецпроцесорів / Я.М.Николайчук, І.Б.Албанський // Юриспруденція та проблеми інформаційного суспільства (ЮПІС - 2011): проблемно-наукова міжгалузева конф.: збірник матеріалів. - Івано-Франківськ, 2011. – С.112-117.
36. Albanskiy I. Structure and Simulation of Interactive Computer Systems Based on Multibases Switching Processors / I. Albanskiy, O.Volynskyy, P. Humenniy, T.Zavedyuk // TCSET 2012: International Conf.: proc. – Lviv-Slavsko (Ukraine), 2012. – P. 260.
37. Албанський І.Б. Аналіз структури та системних характеристик багатокаскадних регістрів зсуву кореляційних процесорів у різних теоретико-числових базисах / І.Б.Албанський, Л.П.Гайда // Поступ в науку. Збірник наукових праць Бучацького інституту менеджменту і аудиту . - 2012. - №8. - С. 15-23.
38. [www.analog.com](http://www.analog.com) – офіційний сайт фірми Analog Device.
39. [www.maxim-ic.com](http://www.maxim-ic.com) – офіційний сайт компанії Maxim.
40. [www.motorola.com](http://www.motorola.com) – офіційний сайт компанії Motorola.



41. <http://www.mriprogress.msk.ru> - Научно исследовательский институт микроэлектронной аппаратуры «Прогресс».
42. <http://www.ipa.nw.ru/PAGE/DEPRADIO/LAST/apk6.htm#bm> – Институт прикладной астрономии Российской академии наук (ИПА РАН).
43. А.с. № 1115062 СССР, МКИ G06 F15/36. Многоканальное устройство для вычисления модульной функции / Я.М. Николайчук, С.М. Ищеряков. – Оpubл. 23.09. 84, Бюл. №35.
44. <http://www.tmgrouр.com.eg/index.html> - Корпорация Techno Media Group.
45. <http://www.reiusa.net> – Корпорация Research Electronics International.
46. Френкс Л. Теория сигналов / Л.Френкс. – М.: Сов. радио, 1974. – 344 с.
47. Малиновский Б. Н. Цифровые управляющие машины и автоматизация производства / Б.Н.Малиновский. — М.: Наука, 1963.
48. Дрозд О.В. Специализовані архітектури ЕОМ. Навч. посібн. / О.В. Дрозд, М.В. Лобачев, Ю.В. Дрозд. – Одеса: Наука і техніка, 2004. – 120с.
49. Прохоров С.А. Автоматизированная информационная система для аппроксимативного анализа взаимных корреляционно-спектральных характеристик / С.А.Прохоров, А.В.Иващенко // Перспективные информационные технологии в научных исследованиях, проектировании и обучении. – Самара: СГАУ, 2001. – С.135-141.
50. Березин С. Я. Корреляционные измерительные устройства в автоматике / С.Я. Березин, О.Г. Каратаев. - Л. : Энергия. Ленингр. отд-ние, 1976. - 103 с.
51. Жовинский В.Н. Корреляционные устройства / В.Н.Жовинский, В.Ф.Арховский. - М.: Энергия, 1974. - 248 с.
52. А.с. № 206908 СССР, МПК G06F Многоканальный коррелятор / В.И. Юшин. – Оpubл. 08.08. 67, Бюл. №1.
53. А.с. № 962976 СССР, G 06f 15/336. Устройство для вычисления корреляционной функции импульсной последовательности / С.А.Прохоров, С.Г.Иванов (СССР).-№ 3250521/18-24; заявл. 18.02.81; опубл. 30.09.82, Бюл. № 36.

- 54.А.с. № 968819 СССР, G 06f 15/336. Цифровой автокоррелятор / С.А.Прохоров, В.Н.Белолипецкий (СССР).-№ 3291998/18-24; заявл. 25.02.81; опубл. 23.10.82, Бюл. № 39.
- 55.А.с. № 980101 СССР, G 06f 15/336. Цифровой коррелятор / С.А.Прохоров, В.Н.Белолипецкий, С.Г.Иванов (СССР). - № 3306092/18-24; заявл. 26.06.81; опубл.07.12.82, Бюл. № 45.
- 56.А.с. № 982011 СССР, G 09f 15/336. Устройство для вычисления взаимокорреляционной функции импульсной последовательности / С.А.Прохоров, С.Г.Иванов (СССР). - № 3292246/18-24; заявл. 21.05.81; опубл. 15.12.82, Бюл. № 46.
- 57.А.с. № 1020835 СССР, G 06f 15/336. Цифровой автокоррелятор / С.А.Прохоров, В.Н.Белолипецкий (СССР). - №3393333/18-24; заявл. 15.02.82; опубл. 30.05.83, Бюл. № 20.
- 58.А.с. № 1022167 СССР, G 06f 15/336. Автокоррелятор / С.А.Прохоров, В.П.Мартовой, В.Н.Белолипецкий, В.П.Сухинин (СССР). - № 3380810/18-24; заявл. 16.11.81; опубл. 07.06.83, Бюл. № 21.
59. А.с. № 1042030 СССР, G 06f 15/336. Коррелятор / С.А.Прохоров, В.Н.Белолипецкий (СССР). - № 3402977/18-24; заявл. 23.02.82; опубл. 15.09.83, Бюл. № 34.
- 60.А.с. № 1104529 СССР, G 06f 15/336. Цифровой автокоррелятор / С.А.Прохоров, В.Н.Белолипецкий, В.П.Мартовой (СССР). - № 3565484/18-24; заявл. 18.03.83; опубл. 23.07.84, Бюл. № 27.
- 61.А.с. № 1115062 СССР, G 06f 15/36. Многоканальное устройство для вычисления модульной функции / Я.Н. Николайчук, С.М. Ишеряков (СССР). - Оpubл. 23.09.84, Бюл. № 35.
- 62.А.с. № 840924 СССР, G 06f 15/36. Многоканальное устройство для вычисления структурной функции / Я.Н. Николайчук, С.Я. Зевелев, Л.А.Гнатив (СССР). - Оpubл. 23.06.81, Бюл. № 23.

63. А.с. №1317455 СССР, G 06f 15/36. Многоканальное устройство для вычисления функции эквивалентности / Я.Н. Николайчук, С.М. Ищеряков (СССР). - Опубл. 15.06.87, Бюл. № 22.
64. Pat. US4964138, Int.Cl. H04L 1/02. Differential correlator for spread spectrum communication system. - Publ. 16.10.1990.
65. Pat. US4193117, Int.Cl. G06F 15/34, G06G 71/19. Electronic correlator. - Publ. 11.03.1980.
66. Pat. US005625641A, Int.Cl. H04L 27/30; H04L 7/00. Correlator, synchronizer provided with the correlator, and fast frequency hopping spread spectrum receiver provided with the synchronizer. - Publ. 29.04.1997
67. Pat. US4295204, Int.Cl. G06G 7/19. Programmable correlator. - Publ. 13.10.1981.
68. Акушский И.Я. Машинная арифметика в остаточных классах / И.Я. Акушский, Д.И. Юдицкий. - М.: Сов. радио, 1968. – 460 с.
69. Гуменюк Р.М. Архітектура засобів цифрової обробки сигналів на основі кореляційних згорток 1-го порядку / Р.М. Гуменюк, С.М. Ищеряков // Автоматика – 2003: 10-я междунар. конф. по автоматическому управлению: материалы. – Севастополь: СНТУ, 2003. – Т1. – С.127.
70. Дрозд А. В. Выполнение операции вертикального сложения в арифметических устройствах / А. В. Дрозд, О. Н. Наулин, Ю. В. Дрозд // Тр. Одес. политехн. ун-та. – Одесса, 1997. - №2 – С. 30-32.
71. Дрозд О.В. Машинна арифметика: Навч. посібн. / О.В. Дрозд. – К.: ІСДО, 1993. – 56с.
72. Николайчук Я.Н. Функции взаимокорреляционной связи и их применение для вычисления структурной функции / Я.Н. Николайчук // Технические средства для диагностики заболеваний ССС: II Всесоюз. конф.: тезисы докл. – М., 1987.
73. Майоров С.А. Принципы организации цифровых машин / С.А. Майоров, Г.И. Новиков. – Л.: Машиностроение, 1974. – 432с.
74. Николайчук Я.М. Теорія джерел інформації. / Я.М. Николайчук. - [ Видання друге, виправлене]. - Тернопіль: ТзОВ “Терно-граф”, 2010. – 536 с.

75. Венцель А.Д. Курс теории случайных процессов / А.Д.Венцель. – М.: Наука, 1975. – 320с.
76. Заставний О.М. Дослідження теоретико–числових базисів як основи побудови двомірних шумоподібних сигналів / О.М.Заставний // Вісник Національного університету «Львівська політехніка». Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2004. – № 508. - С.33-37.
77. Бабак В.П. Обработка сигналов: підруч. / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е.Шрюфер. – 2-е вид., перероб. і доп. – К.: Либідь, 1999. – 496 с.
78. Николайчук Я.Н. Алгоритм ускоренного вычисления автокорреляционной функции / Я.Н.Николайчук, В.Л.Пицук. – 1988. – 9 с. -Деп. в УКРНИИНТИ 1988, № 1556.
79. Залмазон Л.А. Преобразование Фурье, Уолша, Хаара и их применение в управлении, связи и других областях / Л.А.Залмазон. - М.: Наука, 1989. – 496 с.
80. Бекчанова Ш.Б. Алгоритмы и структуры на основе быстрых преобразований Хаара. / Ш.Б.Бекчанова, Х.Н.Зайниддинов // Техника юлдузлари. -Ташкент, 2002. - №4. - С.45-54.
81. Литвин А.И. Организация векторных вычислений спектральных коэффициентов преобразования Хаара / А.И.Литвин, А.И.Май, Л.А.Писаренко // МКВМ-2002: междунар. конф. по вычислительной математике: тезисы докл. – Новосибирск, 2002. – С.46-58.
82. Николайчук Я.М. Коди поля Галуа та їх застосування в перетворювачах форм інформації / Николайчук Я.М., Кусик Я.Б.// Проблемы создания преобразователей формы информации: 7-ой симпозиум: тезисы докл. – К.: ИК АН Украины, 1992. – С.56-57.
83. Николайчук Я.М. Методи вертикальної інформаційної технології в базисі Галуа. / Николайчук Я.М., Стус С.М. // “Автоматика 96”: 3-я українська конференція. - Севастополь, 1996. – С.77.
84. Петришин Л. Б. Теоретичні основи перетворення форми та цифрової обробки інформації в базисі Галуа: [навчальний посібник] / Л.Б.Петришин. – К.: ІзіМН МОУ, 1997. – 237 с.

- 85.Малиновский Б.Н. Введение в кибернетическую технику. Параллельные структуры и методы. / Б.Н.Малиновский, В.П.Боюн, Л.Г.Козлов. - К.: Наук. думка, 1989. - 272с.
- 86.Черкаський М.В. Універсальна SH-модель / М.В.Черкаський, Мурад Хусейн Халіл. // : Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Комп'ютерні системи та мережі. – 2004. - № 523. - С.150-154.
- 87.Черкаський М.В. Складність пристрою керування / Черкаський М.В., Мурад Хусейн Халіл. // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". Комп'ютерна інженерія та інформаційні технології. – 2004. - № 521. - С. 3.
- 88.Заставний О.М. Аналіз системних характеристик спецпроцесорів формування вихідних даних аналого-цифрових кодерів / О.М.Заставний // Вісник Технологічного університету Поділля. - Хмельницький, 2005. - №4. - Ч.1, Т.2. - С. 223-226.
- 89.Николайчук Я.М. Теорія та принципи побудови спецпроцесора на основі базисів Радемахера, Крестенсона, Галуа / Я.М.Николайчук, Н.Д.Круцкевич, Р.І.Король, О.М.Заставний // Контроль і управління в складних системах. (КУСС - 2003): збірка міжнар. наук.-техн. конф.: тези доп. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 2003. – 114 с.
- 90.Николайчук Я.М. Проектування спеціалізованих комп'ютерних систем: навчальний посібн. / Я.М.Николайчук, Н.Я.Возна, І.Р.Пітух - Тернопіль: ТзОВ «Терно-граф», 2010. – 392с.
- 91.Николайчук Я.М. Матричні системи числення / Я.М. Николайчук, О.Д. Круцкевич // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – Т.1, №3. – С. 62-64.
- 92.Дрозд А.В. Функциональное диагностирование арифметических устройств с сокращенным выполнением операций / А.В. Дрозд, М.В. Лобачев, У. Хассонах // Тр. Одес. политехн. ун-та. – Одесса, 1996.- Вып. 2. – С.20-22.
- 93.Ратхор Т.С. Цифровые измерения. АЦП/ЦАП. / Т.С.Ратхор; перев. с англ. - М.: Техносфера, 2006. – 856с.

- 94.Белоглазов И.Н. Корреляционно-экстремальные системы. / И.Н.Белоглазов, В.П.Тарасенко. - М.: Сов. радио, 1974. - 392 с.
- 95.Drozd A.V. Control in Modulus of the Single-Cycle Multiplier with Abridged Mode of Operation / A.V. Drozd // Engineering Simulation. – Vol. 16.- 1999. – P. 377-385/
- 96.Гуменюк Р.М. Аналіз методу подвійного згортання із послідовним використанням різних статистичних функцій / Р.М.Гуменюк, С.М.Іщераков // Вісник Вінницького політехнічного інституту. – 2003. - №6. - С.75.
97. Николайчук Я.М. Дослідження системних характеристик двомірних кодів з особливими кореляційними властивостями / Я.М.Николайчук, О.М.Заставний // Вісник Технологічного університету Поділля. - Хмельницький, 2004. - №2. - Ч.1, Т.2. - С. 107-110.
- 98.Вариченко Л.В. Абстрактные алгебраические системы и цифровая обработка сигналов / Л.В.Вариченко, В.Г.Лабунец, М.А.Раков. – К.: Наук. думка, 1986. – 248 с.
- 99.Николайчук Я.М. Теорія цифрових перетворень мультибазисного супершвидкодіючого процесора / Я.М. Николайчук // Искусственный интеллект. – 2008. - №4. – С. 387-394.
- 100.Nykolaychuk Y. The theory of designing specialized computer systems on the basis of analogy objects of power system / Y.Nykolaychuk, A.Segin, N.Krutckevych, N.Vozna // Досвід розробки та застосування приладо-технологічних САПР в мікроелектроніці: VII міжнар. наук.-техн. конф. CADSM'2003: матеріали. – Львів-Славськo, 2003.- С 241-243.
- 101.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". Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика. - 2003 - №470. - С. 48-54.
- 102.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.

103. Krutskévych N. Theoretical Bases of Construction and technology of design on Programmable Logic Arrays of Address decoder of memory of Multiple Access for Star-Main Network / N.Krutskévych, Y.Nykolaychuk // CADSM 2005: International Conf.: Proc. - Lviv-Slavsko (Ukraine), 2005. - P. 214 -215.
104. Стемповский А.Л. Особенности реализации устройств цифровой обработки сигналов в интегральном исполнении с применением модулярной арифметики / А.Л.Стемповский, А.И.Корнилов, М.Ю.Семёнов // Информационные технологии. – 2004. - №2. - С. 2-9.
105. Якименко І.З. Розмежована система числення залишкових класів та спецпроцесори на її основі // Якименко І.З., Волинський О.І. / Поступ в науку. Збірник наукових праць Буцацького інституту менеджменту і аудиту. - 2010. – Т.1, №6. – С.80-83.
106. Акушский И.Я. Машинная арифметика в остаточных классах / И.Я. Акушский, Д.И. Юдицкий. – М.: Сов.радио, 1968. – 440 с.
107. Лемешко Б.Ю. Програмное обеспечение компьютерного исследования статистических закономерностей в задачах корреляционного анализа / Б.Ю. Лемешко, С.С. Помадин, С.В. Кузьменко // Информатика и проблемы телекоммуникаций: Материалы конф. / Междунар. Научн.-техн. конф. Новосибирск, 2001. С 79.
108. Бекчанова Ш.Б. Принципы построения высокопроизводительных вычислительных структур / Ш.Б.Бекчанова, Х.Н.Зайнидинов // Мафкуравий жараёнлар ва Узбекистонда фанлар ривожининг долзарб муаммолари Андижан: научн.-техн.конф.: тезисы докл. - 2002. – С. 441.
109. Vykovsky Yu. A. Joint transform correlators with spatially incoherent illumination / Yu.A Vykovsky, A.B. Karpouk, A.A. Markilov, V.G. Rodin, S.N. Starikov // Proc. SPIE, v. 3073, 1997, p. 453-457.
110. Бернанд С. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / С. Бернанд – 2-е изд.: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104с.

111. Файн И. Связь между преобразованиями Хаара и Уолша – Адамара / И.Файн // ТИИРЭ. – 1972. - №5. - С. - 126-131.
112. Popovici E.M. Algorithm and Architecture for a Galois Field Multiplicative Arithmetic Processor / E.M. Popovici, P. Fitzpatrick // IEEE Trans. Information Theory. – 2003. - Vol. 49, issue 12. - P. 3303-3307.
113. Николайчук Я.М. Теоретичні основи побудови спецпроцесорів у базисі Крестенсона / Я.М.Николайчук, О.І.Волинський, С.В.Кулина // Вісник Хмельницького національного університету – 2007. - №3, Т.1(93). - С.85-90.
114. Пат. на корисну модель № 68872 Україна, МПК G 06 F7/00. Пристрій визначення залишку багаторозрядного числа / Я.М.Николайчук, І.З.Якименко, А.Р.Воронич, О.І.Волинський. - Опубл. 10.04.2012, Бюл. № 7.
115. Червяков Н.И. Нейрокомпьютеры в остаточных классах / Н.И. Червяков, П.А.Сахнюк, А.В.Шапошников, А.Н.Макоха. - М.: Радиотехника, 2003. - 272с.
116. Торгашев В.А. Система остаточных классов и надежность ЦВМ / В.А.Торгашев. – М.: Советское радио, 1970. – 118 с.
117. 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.
118. Ширмовська Н.Г. Оптимальна дискретизація заданих кореляційною функцією сигналів. / Н.Г.Ширмовська // Методи та прилади контролю якості. - Івано-Франківськ, 2009. - №22. - С.107-111.
119. А.с. №1462477 ССРСР, МКИ Н03 М1/38. Аналого-цифрової преобразователь / Я.Н. Николайчук (ССРСР). – Опубл. 28.02.89, Бюл. №8.
120. А.с. № 13726221 ССРСР, МКИ Н03 М1/38. Аналого-цифрової преобразователь / Я.Н. Николайчук (ССРСР). – Опубл. 07.02.88, Бюл. №5.
121. Волинський О.І. Систематизація характеристик теоретико-числових базисів та їх застосування для побудови високопродуктивних спецпроцесорів / О.І. Волинський, В.В. Пуял // Вісник Тернопільського національного технічного університету «Науковий журнал» . – Тернопіль – 2011 – Том 16. №3. – С.183-189.



122. Круцкевич Н.Д. Принципи побудови RCG процесора. / Н.Д. Круцкевич, Я.М. Николайчук // Контроль і управління в складних системах (КУСС - 2003): міжнар. наук.-техн. конф.: тези доп. – Вінниця: «УНІВЕРСУМ – Вінниця», 2003. – С. 73.
123. Якименко І.З. Розмежована система числення залишкових класів та спецпроцесори на її основі // Якименко І.З., Волинський О.І. / Поступ в науку. Збірник наукових праць Буцацького інституту менеджменту і аудиту. - 2010. – Т.1, № 6. – С.80-83.
124. А.с. 206908 СССР, МКИ G 06 F 15/34.
125. Патент № 2319201 РФ, МПК G06F17/15 Многоканальный полярный коррелятор / Ю.Я. Никулин, А.В. Алексеенко, И.С. Жуков, Д.А. Алексеенко. - Оpubл. 10.03.2008, Бюл. № 7.
126. Патент № 2388009 РФ, МПК G01S5/14. Многоканальный коррелятор и приемник навигационный / П.А. Корнеев, М.Ю. Мамаев, А.В. Тихомиров, Н.Н. Скорнякова. - Оpubл. 27.11.2009, Бюл. № 12.
127. Патент № 2283541 РФ, МПК H04L27/18, H04J13/00. Рециркуляционный коррелятор разрешения фазокодоманипулированных сигналов / М.В. Чекмарев, В.И. Щетинин – Оpubл. 10.09.2006, Бюл. №25.
128. Патент № 2210105 РФ, МПК G06F17/00. Многоканальный полярный коррелятор / Ю.Я. Никулин, В.Ю. Горшенин, Ю.Ю. Парамонов, К.И. Татарко. – Оpubл. 10.08.2003 Бюл. № 15.
129. Патент № 2205502 РФ, МПК H04B1/00. Коррелятор для широкополосных сигналов с частотным сдвигом / В.И. Чугаева. – Оpubл. 27.05.2003 Бюл. № 8.
130. Патент № 2133077 РФ, МПК H04B1/00, H04B1/00. Пространственно-временной коррелятор / А.И. Гелесев, С.М. Гурский, И.В. Ювченко, Ю.С. Чесноков. – Оpubл. 10.07.1999. Бюл. № 9.
131. Цилькер Б.Я. Организация ЭВМ и систем: учебник для вузов / Б.Я.Цилькер, С.А.Орлов. – С.Пб.: ПИТЕР, 2004. – 353с.

## Додаток А

### Шестистанційний астрономічний радіоінтерферометричний корелятор (АРК)



Шестистанційний АРК

Основні характеристики корелятора:

- тип корелятора – XF корелятор;
- кількість станцій - 6, частотних каналів – 240;
- потік даних кожної станції - 1 Гбіт / с, сумарний потік - до 30 Гбіт / с;
- кодування пікосекундних сигналів 1- 2 біт;
- тактова частота - 32 МГц.

## Додаток Б

### Розрахунок збитків спричинених витоками у магістралях продуктопроводах

Розрахунок збитків через витоки у магістралях продуктопроводах розраховується наступним чином:

$$\left( z_1 + \frac{p_1}{\rho g} + \frac{\lambda_1 u_1^2}{2g} \right) - \left( z_2 + \frac{p_2}{\rho g} + \frac{\lambda_2 u_2^2}{2g} \right) = h_{1-2}$$

де  $h_{1-2}$  - втрати напору (енергії) на подолання всіх видів гідравлічного опору, що припадають на одиницю ваги рухомої рідини:

$$h_{1-2} = h_\tau + \sum h_m$$

де  $h_\tau$  - втрати напору на тертя по довжині потоку,  $\sum h_m$  - сумарні втрати напору на місцевому опорі.

Втрати напору на тертя по довжині потоку визначаються за формулою Дарсі-Вейсбаха:

$$h_\tau = \lambda \frac{L v^2}{d 2g}$$

де  $L$  - довжина трубопроводу,  $d$  - діаметр ділянки трубопроводу,  $v$  - середня швидкість течії рідини,  $g$  - коефіцієнт гідравлічного опору, в загальному випадку залежить від числа Рейнольдса ( $Re = v \cdot d / \nu$ ), і відносною еквівалентної шорсткості труб ( $\Delta/d$ ).

При розвиненому турбулентному потоці з достатнім ступенем точності при визначенні  $\lambda$  можна користуватися формулами для круглої труби з заміною діаметра  $d$  на 4 гідравлічних радіуси потоку  $R_\Gamma = 4R_\Gamma$ ,

$$R_\Gamma = w / c_r$$

де  $w$  - площа «живого» перерізу потоку,  $c$  - «змочений» його периметр (периметр «живого» перетину по контакту рідина - тверде тіло).

Втрати напору в місцевих опорах визначаються за формулою Вейсбаха

$$h_m = \xi \frac{v^2}{2g}$$

де  $\xi$  - коефіцієнт місцевого опору, що залежить від конфігурації місцевого опору і числа Рейнольдса.

При розвиненому турбулентному режимі  $\xi = \text{const}$ , що дозволяє ввести в розрахунки поняття еквівалентної довжини місцевого опору  $L_{\text{екв}}$ , тобто такої довжини прямого трубопроводу, для якого  $h_t$ . У цьому випадку втрати напору в місцевих опорах враховуються тим, що до реальної довжини трубопроводу додається сума їх еквівалентних довжин:

$$L_{\text{ГПР}} = L + L_{\text{екв.}},$$

де  $L_{\text{ГПР}}$  - приведена довжина трубопроводу.

Залежність втрат напору  $h_{1-2}$  від витрати називається характеристикою трубопроводу. Якщо рух рідини в трубопроводі забезпечується відцентровим насосом, то для визначення витрати в системі насос - трубопровід будується характеристика трубопроводу  $h=h(Q)$  з урахуванням різниці відміток  $\Delta z(h_{1-2} + \Delta z$  при  $z_1 < z_2$  і  $h_{1-2} - \Delta z$  при  $z_1 > z_2$ ), накладається на напірну характеристику насоса  $H=H(Q)$ , яка наводиться в паспортних даних насоса. Результат розрахунку втрат приведений в таблиці Б.1.

Таблиця Б.1 – Розрахункові величини втрат

d	Q л\с	т\с	т\хв	Грн.\хв
1	4,4	0,004	0,12	1519
2	17,6	0,017	0,5	6329
4	60,5	0,060	1,8	22785
8	197,1	0,197	5,9	74684
16	555,5	0,5	15	189874

$$Q = 22,4 \times d^2 \quad (1 \text{ л} = 10 \text{ грн})$$



ДОДАТОК В

УКРАЇНА



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 70338

БАГАТОКАНАЛЬНИЙ ПРИСТРІЙ ДЛЯ ОБЧИСЛЕННЯ  
ЗНАКОВОЇ ФУНКЦІЇ

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі **11.06.2012.**

Голова Державної служби  
інтелектуальної власності України

М.В. Паладій





ДОДАТОК Г

УКРАЇНА



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 73320

БАГАТОКАНАЛЬНИЙ ЦИФРОВИЙ КОРЕЛЯТОР

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі **25.09.2012.**

Перший заступник Голови  
Державної служби  
інтелектуальної власності України

О.В. Янов





УКРАЇНА



ПАТЕНТ

НА КОРИСНУ МОДЕЛЬ

№ 76622

ЦИФРОВИЙ АВТОКОРЕЛЯТОР

Видано відповідно до Закону України "Про охорону прав на винаходи і корисні моделі".

Зареєстровано в Державному реєстрі патентів України на корисні моделі 10.01.2013.

Голова Державної служби  
інтелектуальної власності України

М.В. Ковіня



## ДОДАТОК Е

Затверджено  
Директор ТОВ "Енеркон"  
Філатов О.Т.  
« 05/05 » 2012 р.



### АКТ

використання результатів дисертаційної роботи Албанського Івана Богдановича  
**“Кореляційні спецпроцесори опрацювання цифрових даних в кодових системах різних  
теоретико-числових базисів”** при розробці систем витоку та несанкціонованого доступу на  
трубопроводі АТ “ПРИКАРПАТТРАНСНАФТО-ПРОДУКТ”

При побудові телекомунікаційної системи контролю витоку та несанкціонованого доступу на об'єкті АТ “ПРИКАРПАТТРАНСНАФТО-ПРОДУКТ” для перекачувальних продуктів використанні наступні результати дисертаційної роботи Албанського І.Б.:

1. При впровадженні названої комп'ютеризованої системи на об'єкті АТ “ПРИКАРПАТТРАНСНАФТО-ПРОДУКТ” використаний новий метод кореляційного опрацювання інформаційних сигналів віддалених сенсорів контролю витоків та несанкціонованого доступу перекачувальних продуктів.
2. Використаний кореляційний спецпроцесор у мікроелектронному виконанні в якому реалізовано розпаралелення процесів аналого-цифрового перетворення сигналів та перемноження і сумування даних двох віддалених сенсорів, що дозволяє підвищити швидкодію та інформативність виявлення витоків.

Використання зазначених результатів дисертаційної роботи Албанського І.Б. дозволили підвищити інформативність кореляційного опрацювання сигналів у два рази, а швидкодія зросла на один порядок.

Члени комісії:

Технічний директор

Начальник програмного  
відділу


Копач В.Є.

Фешенко О.М.



# ДОДАТОК Є

Затверджую



Професор з наукової роботи  
Тернопільського національного  
економічного університету  
проф. З.-М.В. Задорожний  
» 2012р.

АКТ

про впровадження результатів дисертаційної роботи викладача  
кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем  
Албанського Івана Богдановича **“Кореляційні спецпроцесори опрацювання цифрових даних  
в кодових системах різних теоретико-числових базисів”** у науково-дослідній роботі на  
тему:

“Розробка теорії та комп'ютерних засобів спеціалізованих комп'ютерних систем на основі  
теоретико-числових базисів Крестенсона-Галуа”  
(державний реєстраційний номер 0106U0125530)

Ми, комісія у складі завідувача кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем  
Тернопільського національного економічного університету (ТНЕУ) і наукового керівника  
науково-дослідної роботи д.т.н., професора Николайчука Я.М., та начальника науково-дослідної  
частини ТНЕУ Письменного В.І., створена для приймання роботи, виконаної в рамках  
тематичного плану науково-дослідних робіт ТНЕУ на 2012-2013р. на тему “Розробка теорії та  
комп'ютерних засобів спеціалізованих комп'ютерних систем на основі теоретико-числових  
базисів Крестенсона-Галуа” (державний реєстраційний номер 0106U0125530), встановила:

1. Розроблені Албанським І.Б. алгоритм та апаратне забезпечення реалізує запропонований у дисертаційній роботі метод цифрового кореляційного опрацювання даних у базисі Хаара-Крестенсона.
2. Розроблені за участю Албанського І.Б. структурні та схемотехнічні рішення АЦП, регістрів зсуву, цифрових помножувачів та накопичуючи суматорів у різних ТЧБ, що дозволило на 1-2 порядки покращити системні характеристики часової та апаратної складності процесорів.
3. Албанським І.Б. розроблена структура та схемотехніка високопродуктивних цифрових кореляційних спецпроцесорів у базисах Радемахера, Хаара та Крестенсона, що дозволило покращити характеристики їх апаратної та часової складності і розширити функціональні можливості засобів цифрового кореляційного опрацювання даних.

Завідувач кафедри спеціалізованих  
комп'ютерних систем ТНЕУ,  
д.т.н., проф.

Я.М. Николайчук

Науковий керівник  
науково-дослідної роботи,  
д.т.н., проф.

Я.М. Николайчук

Начальник науково-дослідної  
частини

В.І. Письменний

## ДОДАТОК Ж

Затверджую



Проректор з науково-педагогічної роботи  
Тернопільського національного  
економічного університету  
Шинкарик М.І.  
» 2012р.

АКТ

впровадження результатів дисертаційної роботи Албанського Івана Богдановича  
**«Кореляційні спецпроцесори опрацювання цифрових даних в кодових системах  
різних теоретико-числових базисів»**

Комісія у складі: голови, декана факультету комп'ютерних інформаційних технологій, д.т.н., проф. Дивака Миколи Петровича та членів: завідувач кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем д. т. н., проф. Николайчука Ярослава Миколайовича, к. т. н., доц. Сегіна Андрія Ігоровича, к. т. н., доц. Яцківа Василя Васильовича підтверджує, що результати кандидатської дисертації Албанського Івана Богдановича впроваджені і використовуються в навчальному процесі на кафедрі спеціалізованих комп'ютерних систем Тернопільського національного економічного університету при вивченні дисциплін: "Комп'ютерна логіка", "Цифрова обробка сигналів і зображення", "Теорія джерел інформації", "Спецпроцесори в різних теоретико-числових базисах" для студентів спеціальностей 8.05010203 - "Спеціалізовані комп'ютерні системи" та 8.05010201 - "Комп'ютерні системи та мережі", а саме:

- розроблено метод кореляційного опрацювання сигналів на основі різних кореляційних функцій у базисі Радемахера шляхом викопання операції множення у процесі аналого-цифрового перетворення даних;
- запропонований критерій оцінки та досліджена інформативність кореляційних спецпроцесорів;
- розроблені кореляційні спецпроцесори рекурентного та паралельного типу у базисі Радемахера та Крестенсона.

Декан факультету комп'ютерних  
Інформаційних технологій ТНЕУ,  
д.т.н., проф.

М.П. Дивак

Завідувач кафедри спеціалізованих  
комп'ютерних систем ТНЕУ,  
д.т.н., проф.

Я.М. Николайчук

Доцент кафедри спеціалізованих  
комп'ютерних систем ТНЕУ,  
к.т.н., доц.

В.В. Яцків