

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

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних
системах зв'язку»

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

_____ Ткач П. В.

Керівник: к.т.н., професор каф. ТКСТБ
_____ Бортник Г.Г.

« ____ » _____ 2021 р.

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

« ____ » _____ 2021 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ТКСТБ

_____ д.т.н., проф. Кичак В.М.

« ____ » _____ 2021 р.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.396.4

Ткач П. В. Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2021. 134 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 48 назв; рис.: 19; табл. 21.

У магістерській кваліфікаційній роботі розроблено засоби цифрового оброблення сигналів для багатоканальних систем зв'язку. У загальній частині роботи виконано аналіз засобів цифрового оброблення сигналів. Визначено методики проектування пристроїв цифрової обробки сигналів. Розроблено схему модулятора сигналів передачі даних по радіомовному каналу, визначено її характеристики.

Графічна частина складається з 6 плакатів із результатами моделювання.

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку» складають 146878,86 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи є достатній, а дослідження актуальними.

Оцінюючи безпеку роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу, доведено, що система буде злагоджено працювати, якщо вертикальна складова напруженості електричного поля не буде перевищувати: 1375 (В/м).

Ключові слова: цифрова обробка сигналів, цифрові фільтри, багатоканальні системи зв'язку, лінійні дискретні системи.

ABSTRACT

Tkach PV Improving the efficiency of filters in multichannel communication systems. Master's thesis in specialty 172 - telecommunications and radio engineering, educational program - telecommunications systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2021. 134 p.

In Ukrainian language. Bibliogr .: 48 titles; fig .: 19; table 21.

In the master's qualification work, digital signal processing tools for multi-channel communication systems have been developed. In the general part of the work the analysis of means of digital signal processing is executed. Methods of designing digital signal processing devices are determined. The scheme of the modulator of signals of data transmission on the radio channel is developed, its characteristics are defined.

The graphic part consists of 6 posters with simulation results.

The costs of research work on "Improving the efficiency of digital filters in multi-channel communication systems" is 146,878.86 UAH. According to the analysis and calculations, the level of scientific effect of the research work is sufficient, and the research is relevant.

Evaluating the safety of the multichannel communication system under the conditions of electromagnetic pulse, it is proved that the system will work smoothly if the vertical component of the electric field strength does not exceed: 1375 (V / m).

Keywords: digital signal processing, digital filters, multi-channel communication systems, linear discrete systems.

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

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

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

Ткачу Павлу Віталійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку

керівник роботи Бортник Геннадій Григорович, канд. техн. наук, професор

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

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

2. Строк подання студентом роботи 01 грудня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи: сигнал фіксованої частоти – 545,16 кГц; номінальне значення частоти сигналу – 2592 Гц; рівень шуму у робочій смузі – 65 дБ; точність корекції – 0,2 дБ; час налаштування – 5 хв.

4. Зміст текстової частини: аналіз засобів цифрового оброблення сигналів для багатоканальних систем зв'язку; розробка багатоканальних і багатошвидкісних цифрових фільтрів, розробка методики проектування пристроїв цифрової обробки сигналів; розробка засобів цифрового оброблення сигналів для багатоканальних систем зв'язку; економічна частина; охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях.

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень): Спектральні діаграми та бок-схема алгоритму. Еквівалентні передатні функції. Спектральні та часові діаграми. Структурна схема алгоритму з попередньою фільтрацією. Структурна схема алгоритму з гребінчастим фільтром. Схема алгоритму проектування пристроїв цифрового оброблення сигналів.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Бортник Г.Г., професор кафедри ТКСТБ		

7. Дата видачі завдання 01 вересня 2021 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	11.09.2021р.	
2.	Аналіз засобів цифрового оброблення сигналів	16.09.2021р.	
3.	Розробка багатоканальних і багатошвидкісних цифрових фільтрів	01.10.2021р.	
4.	Розробка методики проектування пристроїв цифрової обробки сигналів	28.10.2021р.	
5.	Розробка засобів цифрового оброблення сигналів	18.11.2021р.	
6.	Аналіз економічної ефективності	30.11.2021р.	
7.	• Охорона праці та безпека життєдіяльності	05.12.2021р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	13.12.2021р.	
9.	Нормоконтроль МКР	14.12.2021р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	17.12.2021р.	
11.	Захист МКР ЕК	20.12.2021р.	

Студент

(підпис)

Ткач П. В.

Керівник роботи

(підпис)

Бортник Г. Г.

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

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

«Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних
системах зв'язку»

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

_____ Ткач П. В.

Керівник: к.т.н., професор каф. ТКСТБ

_____ Бортник Г.Г.

« ____ » _____ 2021 р.

Опонент: д.т.н., професор, зав. каф. РТ

_____ Осадчук О.В.

« ____ » _____ 2021 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ТКСТБ

_____ д.т.н., проф. Кичак В.М.

« ____ » _____ 2021 р.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	5
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ЗАСОБІВ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ДЛЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ	9
1.1 Загальна характеристика алгоритмів для лінійних цифрових пристроїв обробки сигналів	9
1.2 Типи передавальних функцій цифрових фільтрів	12
1.3 Властивості симетрії передавальних функцій цифрового фільтра	14
1.4 Формулювання показника ефективності алгоритму цифрової обробки сигналів	18
РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА БАГАТОКАНАЛЬНИХ І БАГАТОШВИДКІСНИХ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ	25
2.1 Постановка задачі для розробки цифрових фільтрів.....	25
2.2 Частотний поділ каналів методом багатосмугової фільтрації.....	26
2.3 Ефективна реалізація багатоканальних цифрових фільтрів методом триканального поділу	36
2.4 Декомпозиція передавальних функцій швидкісних цифрових фільтрів.....	43
2.5 Висновки до розділу 2	55
РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ПРОЕКТУВАННЯ ПРИСТРОЇВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ	57
3.1 Розробка методики проектування пристроїв цифрового оброблення сигналів на основі декомпозиції їх системних функцій	57
3.2 Висновки до розділу 3	68
РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ЗАСОБІВ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ДЛЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ	69
4.1 Розробка та експериментальне дослідження синтезаторів сигналів, що реалізуються методами цифрової обробки сигналів	69
4.2 Розробка елементів радіомовних систем передачі даних	88
РОЗДІЛ 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	95

5.1 Оцінювання наукового ефекту.....	95
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи.....	99
5.2.1 Витрати на оплату праці.....	99
5.2.2 Відрахування на соціальні заходи	102
5.2.3 Сировина та матеріали.....	102
5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	103
5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт	104
5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт	105
5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень	105
5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей	106
5.2.9 Службові відрядження.....	107
5.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	108
4.2.11 Інші витрати.....	108
5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати.....	108
5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи.....	110
5.4 Висновки до розділу 5	111
РОЗДІЛ 6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	112
6.1.1. Обладнання робочого місця.....	113
6.1.2. Електробезпека приміщення	114
6.2. Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії	115
6.2.1 Мікроклімат	115
6.2.2. Склад повітря робочої зони.....	117
6.2.3 Виробниче освітлення.....	117
6.2.4 Виробничий шум.....	118
6.2.6 Виробничі випромінювання.....	119
6.2.7. Психофізіологічні фактори	120
6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах надзвичайних ситуацій	120

6.3.1 Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах впливу іонізуючих випромінювань	121
6.3.2 Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу.....	123
6.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій.....	124
ВИСНОВКИ.....	126
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	130
Додаток А Технічне завдання	134
Додаток Б Структурна схема алгоритму з гребінчастим фільтром	Помилка!
Закладку не визначено.	
Додаток В Спектральні та часові діаграми.....	Помилка! Закладку не визначено.
Додаток Г Еквівалентні передатні функції.....	Помилка! Закладку не визначено.
Додаток Д Елементи поліфазної структури ...	Помилка! Закладку не визначено.
Додаток Е Схема алгоритму проектування пристроїв ЦОС	Помилка! Закладку не визначено.
не визначено.	
Додаток Ж Величина гарантованої похибки інтерполяції за Лагранжем	Помилка!
Закладку не визначено.	

ВСТУП

Актуальність теми. Нинішній швидкий розвиток телекомунікаційного сектору економіки, щостав можливим завдяки лібералізації державного контролю над телекомунікаціями, поряд з іншими тенденціями, характеризується стрімким розширенням використання цифрових технологій у існуючих та майбутніх системах зв'язку, радіомовлення та телебачення. Це пояснюється, насамперед, відомими перевагами використання цифрових сигналів: високою потенціальною стійкістю до шумів, можливістю оптимізації використання частотного спектру, перспективами використання універсальних апаратних та програмних рішень у різних телекомунікаційних та інформаційних системах тощо.

Технічний прогрес є одним із ключових факторів розвитку в цьому напрямку. Як зазначалося в [1], зростання продуктивності мікропроцесорів, поява потужних процесорів сигналів, створення високоефективних методів стиснення та передачі інформації - лише частина переліку технологічних інновацій, що ведуть до прискорення розвитку мережевих технологій, до збільшення кількості послуг зв'язку та зниження їх вартості. Найбільш загальна форма оцінки прогресу в галузі мікроелектроніки забезпечується законом Мура [1,2]: продуктивність інтегральних схем, вимірювана в операціях/с, а обсяг пам'яті на одиницю площі подвоюється кожні 18 місяців, тоді як вартість мікросхем зменшується на 50%.

Успішна реалізація перспектив розвитку інфокомунікаційних технологій значною мірою базується на досягненнях цифрової обробки сигналів (ЦОС), покликаних вирішувати проблеми прийому, формування, обробки та передачі інформації в режимі реального часу [3]. Реалізація складних алгоритмів ЦОС вимагає, у свою чергу, використання ефективних базових алгоритмів ЦОС (фільтрація, спектральний аналіз та синтез сигналу), економічно використовуючи відповідні технічні ресурси.

У статті [3] наведені етапи становлення теорії ЦОС, як наукового напрямку, зі своїм колом проблем і завдань, і зазначається, що в теорії ЦОС основне завдання

традиційно формується для досягнення специфічних технічних вимог до пристрою при мінімізації комп'ютерних та апаратних витрат.

Основна наукова проблема у сфері ЦОС полягає у розробці шляхів подолання обмежень, зумовлених наявними ресурсами: можливостей елементної бази, допустимого обсягу програмно-апаратних витрат. Методи проектування інструментів ЦОС, що поєднують синтез у спектральній області для заданих значень робочих параметрів з прийомами, які враховують ці обмеження, дозволяють отримати рішення, близькі до оптимальних у сенсі мінімізації результуючих витрат.

Проблема синтезу ефективних алгоритмів і пристроїв для цифрової фільтрації та синтезу сигналу, що базується на останніх досягненнях теорії цифрової обробки сигналів, є дуже актуальною, тим більше, що накопичений досвід у розробці та використанні цифрових сигнальних процесорів стимулює створення нових, більш просунутих і потужних типів цих процесорів, в архітектурі яких мають бути закладені можливості впровадження ефективних алгоритмів ЦОС[4, 5].

Таким чином, в даний час існує актуальна науково-технічна проблема вдосконалення алгоритмів та пристроїв ЦОС для систем зв'язку та радіомовлення.

Аналіз останніх досліджень. Питання передачі та обробки дискретних сигналів, включаючи побудову ефективних алгоритмів обробки, розглядалися у роботах М. Беланжа, Б. Голда, А. Костянтинідеса, Г. Лама, Дж. МакКлеллана, А. Оппенгейма, Т. Паркс, Л. Рабінер, А. Феттвейс, Р. Хеммінг [4-9]. Значний внесок у розвиток ЦОС зробили російські вчені В.В. Вітязєв, Л.М.Голденберг, В.П. Дворкович, В.Г. Карташевський, Д.Д. Кловський, А.А. Ланне, Б. Мітюшкін, А.І. Тяжев, Л. М. Фінк [10-19]. Роботи Ю.Б. Зубарєв та С.Л. Мішенкова у розвитку технологій цифрового телебачення та звукового мовлення [19-24].

Публікація праць, присвячених глибокому вивченню окремих шляхів зниження складності алгоритмів ЦОС [9, 10], свідчить про нагальну потребу узагальненого підходу в цьому напрямку.

Огляд результатів нових досліджень у цій галузі показує, що їх можна

згрупувати за такими основними напрямками:

- дослідження та синтез нових структурних діаграм ЦФ, що забезпечують низьку чутливість характеристик до зміни коефіцієнтів ЦФ;
- розробка нових типів цифрових функцій, для реалізації яких потрібно виконувати зменшений обсяг арифметичних операцій;
- розробка нових методів наближення, формулювання та розв'язання нових задач наближення.

Роботи першого напрямку відносяться до 1971 р., Коли А. Феттвейс опублікував першу роботу, що виклав концепцію хвильових фільтрів [7]. Важливість цього напрямку обумовлена тим, що структури з низькою чутливістю вимагають лише декількох бітів у кодовому слові коефіцієнта, а отже, вони забезпечують можливість ефективної реалізації ЦФ. Крім того, в рамках цього підходу був запропонований метод синтезу рекурсивних ЦФ (РЦФ) у вигляді паралельного з'єднання всіх передавальних ланцюгів, який виявився дуже продуктивним у вирішенні проблеми перетворення частоти дискретизації [14]. Узагальнюючі результати синтезу малочутливих ЦФ містяться в роботах С. Мітри та П. Вадянатана [14,15], в яких хвильові, драбинні та ортогональні ЦФ одержуються як окремі випадки загального підходу.

Проблеми багатоканального фільтрування без перетворення частоти дискретизації вивчалися набагато менше.

Мета і завдання роботи. Метою роботи є підвищення ефективності алгоритмів і пристроїв ЦОС в системах зв'язку та мовлення за рахунок удосконалення методів їх побудови, що оптимізують використання програмного та апаратного забезпечення.

Завдання роботи

1. Дослідження властивостей передавальної функції цифрових фільтрів та характеристик алгоритмів ЦОС.
2. Формулювання та обґрунтування критерію з метою порівняння та оптимізації різних варіантів побудови алгоритмів та пристроїв ЦОС.
3. Розробка методів та способів удосконалення алгоритмів та пристроїв

ЦОС, визначення умов доцільності їх використання.

4. Створення методології проектування алгоритмів та пристроїв ЦОС зі зменшеними витратами на програмне та апаратне забезпечення.

5. Розробка та впровадження методів синтезу програмного забезпечення тазасобів ЦОС.

6. Технічна реалізація та впровадження розроблених методів, алгоритмів та пристроїв для створення обладнання зв'язку та радіомовлення.

Об'єктом дослідження є процес оброблення сигналів у цифрових фільтрах багатоканальних системах зв'язку

Предметом дослідження є методи та засоби цифрового оброблення сигналів у багатоканальних системах зв'язку.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії гармонічного та спектрального аналізу для синтезу цифрових фільтрів, теорії z-перетворень для аналізу характеристик цифрових фільтрів; евристичного синтезу для розробки структур цифрових фільтрів; комп'ютерне моделювання для аналізу та перевірки достовірності отриманих теоретичних положень.

Новизна одержаних результатів:

- вперше показано, що комбіноване використання факторизації та паралельної декомпозиції для організації додаткового виходу забезпечує підвищення ефективності методу багатосмугової фільтрації;

- вперше встановлено, що найефективнішою для багатосмугової фільтрації є пірамідальна структура, яка містить найвищий ступінь симетрії;

- вперше показано, що комбіноване використання факторизації та паралельної декомпозиції для організації додаткового виходу забезпечує підвищення ефективності методу багатосмугової фільтрації.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на І науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2021 році.

РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ЗАСОБІВ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ДЛЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

1.1 Загальна характеристика алгоритмів для лінійних цифрових пристроїв обробки сигналів

При описі роботи пристроїв, що здійснюють лінійну обробку сигналу за дискретний час, вхідні та вихідні сигнали представлені їх значеннями вибірки. У найзагальнішому вигляді лінійний оператор, що описує перетворення вхідного сигналу, поданого у вигляді вектора x , у вихідний сигнал як вектор y , описується як лінійне перетворення:

$$L(x_1 + x_2) = L(x_1) + L(x_2), \quad (1.1)$$

де x_1, x_2 - довільні вектори, визначені на лінійному просторі вхідних дій.

Оператори, що задовольняють властивості суперпозиції (1.1), допускають різні уявлення [31]: уявлення для L відносно базису вхідного простору x , представлення у вигляді лінійних функціоналів щодо базису вихідного простору y , матричні уявлення.

У технічних додатках клас пристроїв, які реалізують алгоритми лінійної обробки з використанням методів ЦОС, називають цифровими фільтрами, незалежно від цільового призначення та конкретного використання цих пристроїв. Усі проблеми, що виникають найбільш повно, проявляються при реалізації алгоритмів реального часу, коли будь-який кінцевий фрагмент вхідної послідовності зразків сигналів перетворюється на остаточний фрагмент вихідної послідовності з затримкою за часом, що не перевищує деякого заданого позитивного значення.

У теорії ЦОС фундаментальну роль відіграють згорткові алгоритми, які описують роботу лінійно-інваріантних ЦФ зсуву:

$$y(n) = x(n) * h(n) = \sum_{m=0}^M x(m)h(n - m) \quad (1.2)$$

де $y(n)$ - послідовність вибірок вихідного сигналу; $x(n)$ - послідовність вибірок вхідного сигналу; $h(n)$ - послідовність зразків імпульсної характеристики пристрою; M - довжина (кількість підрахунків) імпульсної характеристики.

Алгоритми цифрової фільтрації, інваріантні до часового зсуву, дуже однорідні за складом виконуваних операцій, що зумовлено характером співвідношення (1.2), його зовнішньою простотою. У правильно організованому процесорі цифрового фільтруючого пристрою є десятки або навіть сотні операцій множення та додавання на одну операцію вводу - виводу. У той же час зв'язок між характеристиками алгоритму та характеристиками використовуваної елементарної основи виглядає дуже непрямим. Так, наприклад, точність виконання алгоритму, що характеризується величиною інструментальної похибки, не залежить від точності компонентів, що використовуються в основі схеми. Використовуючи паралелізацію операцій або організацію конвеєрного режиму, можна отримати необхідні експлуатаційні характеристики алгоритму при різних швидкостях використання мікросхем. Основні арифметичні операції можна виконувати практично на будь-якій основі логічних функцій, використовуючи будь-який арифметичний код.

З іншого боку, найбільш помітні алгоритми роботи відрізняються особливостями процесу організації, особливостями послідовного перетворення його структурних об'єктів, типом цих об'єктів, їх взаємозалежністю. Ці особливості безпосередньо відображаються у структурі алгоритму роботи, у характері та кількості використаних обчислювальних процедур та спеціальних прийомах. Візуальне уявлення про характерні особливості ЦОС забезпечується порівнянням аналогової та цифрової реалізації найважливіших операцій, складеним у вигляді таблиці 1.1.

Як зазначалося вище, основне завдання, яким займається теорія ЦФ, - це пошук ефективних обчислювальних процедур та принципів реалізації алгоритмів ЦФ, які дозволяють розширити сфери доцільного застосування ЦФ за рахунок більш ефективного використання наявних технічних ресурсів. Структура алгоритмів ЦОС відбивається і зазнає протилежного впливу архітектури з боку

процесорів ЦОС, а через архітектуру пов'язана з технологією великих інтегральних мікросхем.

Таблиця 1.1 - ЦОС в системах обробки та передачі інформації

Операція	Аналогова реалізація	Цифрова реалізація
Класична фільтрація	Аналогові фільтри	Цифрові схеми і пристрої
Лінійна фазова фільтрація	Аналогові лінії затримки	Оперативні запам'ятовуючі пристрої, реєстри зсуву
Некаузальна фільтрація	Не може бути реалізована	Зберігання в пам'яті даних і маніпуляція ними
Підсумовування (віднімання)	Операційні підсилювачі	АЛУ (арифметико логічні пристрої)
Реалізація функцій	Нелінійні компоненти	ПЗ (постійно-запам'ятовувачі), АЛУ, перемножувачі
Синтез сигналів виду	Важкореалізовані схеми генераторів	ПЗ, АЛУ, перемножувачі
Прецизійний опорний сигнал	Схема прецизійності стабілізатора	ОЗУ даних
Перетворення «частота - напруга»	Перетворювачі «частота - напруга »	Лічильник імпульсів
Перетворення «напруга - частота»	Схеми генераторів, керованих напругою	Цифрові синтезатори частоти з ЦАП, ПЗ і лічильниками імпульсів

Завдяки автономності алгоритмів від характеристик елементарної основи стає можливим вивчення ефективності алгоритмів ЦОС шляхом вивчення їх узагальнених характеристик, абстрагуючись від впливу обмежень реалізації. Звичайно, основні зовнішні характеристики системи або пристрою з ЦОС, такі як споживання електроенергії, розміри, визначаються шляхом вирішення всього набору питань проектування. В якості першого наближення можна припустити, що продуктивність пристрою за гарної узгодженості між структурою алгоритму та архітектурою процесора буде визначатися добутком узагальнених характеристик

алгоритму та коефіцієнтом, що має значення одиничних витрат на конкретній елементарній основі.

Все сказане вище про цифрову фільтрацію можна поширити на синтез цифрового сигналу: характерні особливості цифрових генераторів, автономність характеристик алгоритмів від використовуваної елементарної основи, порівняння цифрових та аналогових методів з урахуванням природних поправок можуть можна визначити з відповідних результатів для цифрового фільтра.

Найбільш яскрава відмінність в характері аналогової та цифрової обробки полягає у властивості симетрії. В аналоговій технології надання властивостей симетрії системній функції не спрощує реалізацію пристрою. У ЦОС через виражений обчислювальний характер алгоритмів, завдяки використанню властивостей симетрії, наприклад, значень зразків імпульсного відгуку, можна зменшити кількість арифметичних операцій, що виконуються [6,32].

У класичній теорії поняття симетрії визначається через поняття руху. Рух в евклідовому просторі називають таким перетворенням, яке зберігає відстань між будь-якими точками простору. Множина точок Y у просторі називається симетричною, якщо існує неоднаковий рух простору, який приймає Y у себе. Сукупність σ всіх рухів, які беруть Y у себе, є групою. Вичерпною характеристикою “ступеня симетрії” множини Y є його повна група симетрії [25].

Груповий характер симетрії означає, що необхідно вивчити властивості груп симетрії системної функції пристроїв, тобто залучити цей аспект теорії груп до сфери теоретичних методів ЦОС для отримання обчислювально ефективних алгоритмів ЦОС.

1.2 Типи передавальних функцій цифрових фільтрів

Вивчення передавальної функції дає як повну інформацію про властивості лінійних систем у вигляді лінійного різницевого рівняння. Водночас на практиці прийнято встановлювати вимоги до ЦФ у вигляді норм та допусків до параметрів передавальної функції, а зручніше розробляти конструктивний підхід до

проектування ефективних ЦФ шляхом вивчення передавальні функції та їх властивості.

Передавальною функцією лінійно-інваріантного зсуву ЦФ є z-трансформаційого імпульсної характеристики або, що еквівалентно, може бути визначена як співвідношення z-перетворень вихідного та вхідного сигналів. У загальному випадку передавальна функція відповідає різниці це рівняння дорівнює [5, 9]:

$$H(z) = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{L-1} z^{-(L-1)}}{b_0 + b_1 z^{-1} + \dots + b_{M-1} z^{-(M-1)}} = \frac{\sum_{l=0}^{L-1} a_l z^{-l}}{\sum_{m=0}^{M-1} b_m z^{-m}} = \frac{P_1(z)}{P_2(z)}. \quad (1.3)$$

Вираз (1.3), що є дробовою раціональною функцією аргументу z-1 відповідає рекурсивному цифровому фільтру (РЦФ). Передавальна функція нерекурсивного цифрового фільтра (НЦФ) є поліноміальною, оскільки всі коефіцієнти знаменника b_m , які визначають наявність зворотних зв'язків, дорівнюють нулю:

$$H(z) = a_0 + a_1 z^{-1} + \dots + a_{L-1} z^{-(L-1)} = h_0 + h_1 z^{-1} + \dots + h_{N-1} z^{-(L-1)} = \sum_{n=0}^{L-1} h_n z^{-n} \quad (1.4)$$

Коефіцієнти НЦФ h_n представляють зразки їх імпульсної характеристики. З виразу (1.4) відразу випливає, що НЦФ мають кінцеву імпульсну характеристику (КІХ): $h_n = 0$ для всіх $n > N - 1$. Взаємозв'язок між коефіцієнтами НЦФ та показаннями його імпульсної характеристики можна отримати, підставивши різницеве рівняння x_n у вигляді одиничного стрибка (дельта -імпульс):

$$h_n = a_n - \sum_{i=1}^n b_i h_{n-i}. \quad (1.5)$$

При обчисленні h_n усі значення $b_i = 0$ для всіх $i > M - 1$ і $a_n = 0$ для всіх $n > L - 1$. Безпосередньо з (1.5) випливає, що імпульсна характеристика РЦФ обумовлена наявністю повторюваного члена $\sum b_i h_{n-i}$ -це нескінченна послідовність показань, тобто РЦФ має нескінченний імпульс характеристика (НІХ).

1.3 Властивості симетрії передавальних функцій цифрового фільтра

Представлення ПФ через породжуючі поліноми $P(z)$ демонструє таку структуру виразів для ПФ цифрових фільтрів, що дає наочне зображення природи симетрії, що міститься у ПФ.

У підрозділі 1.2, використовуючи приклади класів ЛФ НЦФ та ЦФЦ, важливі для теорії та практики, показано, що корисні властивості цих класів ПФ обумовлені певними типами симетрії в їх діаграмах нулів та полюсів, отже, симетрія у значеннях коефіцієнтів породжуючих поліномів, безпосередньо пов'язаних з нулями цих поліномів.

Аналіз властивостей ПФ інших класів ЦФ показує, що зменшити кількість обчислювальних операцій, що виконуються при реалізації алгоритму цифрової фільтрації, можна лише за наявності того чи іншого типу симетрії у ПФ. Зменшення кількості проведених обчислень можливе, по -перше, через одноразове виконання повторюваних операцій (метод групової обробки) і, по -друге, через те, що деякі коефіцієнти взаємно компенсують один одного, обертаючись до нуля (компенсація фрагментів).

Поняття симетрії у своїй теорії не є метричним, але зв'язки між властивостями симетрії об'єкта визначають математичну групу, завдяки чому симетрію можна формалізувати в рамках теорії груп [24,25]. Групи симетрії утворюються шляхом автоморфізмів-операцій (перетворень), під впливом яких об'єкт переводиться в орієнтацію чи конфігурацію, що не відрізняється від оригіналу. Автоморфізми визначаються стосовно елементів симетрії (геометричні елементи, такі як площина, пряма, точка). Порядок групи симетрії чисельно дорівнює числу всіх її автоморфізмів.

Досліджуючи властивості симетрії такого об'єкта, як ПФ, зручно оперувати його представленням на z -площині. Дійсно, z -перетворення виражається в найзагальнішому вигляді раціональною функцією кінцевого ступеня i , отже, повністю визначається кінцевою кількістю взаємопов'язаних параметрів:

коефіцієнтів або набору нулів і полюсів. Відповідно до положень теорії груп симетрії, ПФ повністю характеризується кінцевою кількістю точок, розташованих певній конфігурації (нулі та полюси ПФ). Це означає, що ПФ можуть володіти властивостями симетрії типу осьової точки, і для опису властивостей симетрії ПФ достатньо використовувати точкові групи симетрії, тобто такі, що всі елементи симетрії такої групи перетинаються в одній точці. Для ПФ точка перетину дорівнює $z = 0$. Всього для ізольованого об'єкта, до якого також належить ПФ, існує п'ять різних типів елементів симетрії: один елемент 1, власна вісь обертання C_n , а площину симетрії, неправильну вісь обертання S_n і точку інверсії i .

Усі елементи симетрії точкової групи можна отримати з генераторів груп. Для цікавого для нас випадку це підгрупи групи циклічного обертання C_R^n , що складаються з операцій обертання на кут $2\pi/R$, де R - ціле число, та операцій відбиття від площини дзеркальної симетрії.

Таким чином, безліч усіх можливих типів симетрії ПФ $C_1C_2\dots C_R; D_1D_2\dots D_R$, де C_1 - повна відсутність симетрії; $D_1 = n$ - наявність простої дзеркальної симетрії; $D_n = n C_n$ - двогранна група n -порядку - група обертання, взята разом з відображеннями навколо осі n .

Щоб симетрія ПФ описувалася групою C_R , сектор, в якому знаходяться нулі та полюси ПФ, повинен знаходитися на лінії кутової відстані, рівної $2\pi/R$, і відповідну частотну характеристику необхідно повторити на одиничному колі точно R разів, тобто. в інтервалі $0 << 2\pi$ повинні точно відповідати періоди R частотної характеристики.

Таким чином, відповідно до основних властивостей ряду Фур'є [1], стиснення на R разів частотної характеристики ЦФ вздовж осі означає розтягнення її імпульсної характеристики, тобто появу між двома сусідніми показаннями ($R-1$) нульовий рахунок.

Група дзеркальної симетрії D_2 означає, що частотна характеристика відповідає умові $H(e^{j\omega}) = H(e^{-j\omega})$, що еквівалентно обнуленню кожної другої вибірки імпульсної характеристики.

Наявність симетрії D_I означає, що ПФ має реальні коефіцієнти або, що еквівалентно, складні спряжені нулі та полюси ПФ. Симетрія виду C_R означає конформне відображення площини z , $z = z^R$, стискаючи частотну вісь на R разів. Симетрія D та ж, але для ПФ з дійсними коефіцієнтами.

ПФ для фільтрів з лінійною фазовою характеристикою (ЛФХ) додатково мають автоморфізм щодо одиничного кола на площині z , тобто є інваріантом для конформного відображення $z^I = z^{-I} = 1/z$, що є аналітичним зворотним з $S_I(i)$.

З теорії рядів Фур'є [31, 34] відомо, що виконання умов, що забезпечують симетрію певного типу, дозволяє обернути до нуля деякі коефіцієнти ряду чи полінома. Так, наприклад, дотримання умов дзеркальної симетрії з інверсією на проміжку одного періоду забезпечує рівність усіх коефіцієнтів з парними числами до нуля.

Класифікація ПФ відповідно до властивих їм типів симетрії наведена в Таблиці 1.2, де поряд з іншими даними вказується мінімальна питома кількість виконаних множень, що відносяться до значення порядку фільтра.

Таблиця 1.2 - Типи симетрії ПФ для цифрових фільтрів

№ п/п	Вид симетрії	Група симетрії	Вид ПФ	і симетрії в z -площині	Питоме число множень
1	Без симетрії	C_1	ПФ з комплексними коефіцієнтами	немає	1
2	Зеркальна	D_1	ПФ з дійсними коефіцієнтами	n	1/2
3	Циркулярна	C_R	ПФ виду $H(z^R)$ з комплексними коефіцієнтами	вісь повороту на кут $2\pi/R$	1/R
4	Дієдральна	D_R	ПФ виду $H(z^R)$ с действительными коэффициентами	вісь повороту на кут $2\pi/R$, n	1/2R
5	Зеркальна конформна інверсія	$cD_1 S_1(i)$	ПФ для ЛФ НЦФ	n и $z=e^i$	1/4
6	Дієдральна конформна інверсія	$cD_R S_1(i)$	ПФ для ЛФ НЦФ виду $H(z^R)$	R вісь повороту на кут $2\pi/R$, n , $z=e^i$	1/4R
7	Напівполосна	$D_r S_1(i)$	ПФ для ЛФ НЦФ виду $H(z)=H_0(z)+P_1(z^2)+P_1(z^{-2})$	Дві вісі повороту на кут $\pi/2$, n , $z=e^i$	1/8
8	Дієдральна напівполосна	$D_{rR} S_1(i)$	ПФ для ЛФ НЦФ виду $H(z^R)=H_0(z^R)+P_1(z^{2R})+P_1(z^{-2R})$	Дві вісі повороту на кут $2\pi/rR$, n , $z=e^i$	1/8R
9	Відповідна інверсія	$S_1(i)$	ПФ утворюючих поліномів ЦФЦ	$z=e^i$ (одинична округлість)	1/4

1.4 Сформування показника ефективності алгоритму цифрової обробки сигналів

Процедура створення ефективного пристрою DSP складається з таких етапів:

- синтез оператора обробки сигналу за деяким критерієм оптимальності;
- розробка та оптимізація обчислювальних алгоритмів за критерієм ефективності алгоритмів;
- розробка схеми реалізації отриманого алгоритму;

Для цифрового фільтра на першому етапі вирішується проблема апроксимації імпульсної характеристики цифрового фільтра, задача побудови спектрального розширення або інші еквівалентні задачі. Отримане рішення слід представити у вигляді числових значень необхідних констант та параметрів законів зміни змінних.

Рішення проблеми наближення - оператор обробки синтезованого сигналу - може бути реалізовано у вигляді різних алгоритмів. Наприклад, НЦФ можна представити як алгоритм прямої згортки у вигляді паралельного каскадного з'єднання ланок, а гармонічний аналізатор - як алгоритм швидкого перетворення Фур'є або дискретного перетворення Фур'є, ЦФ -гребінець тощо.

Вибір найкращого в сенсі встановленого критерію ефективності алгоритму робиться на другому етапі, цей вибір істотно залежить від наявних можливостей для реалізації процедур обробки.

На третьому етапі розробляється архітектура процесора, технічні рішення окремих вузлів, орієнтовані на певну елементну базу, що забезпечує втілення всіх досягнень, закладених на попередніх етапах, у конкретному пристрої.

Таким чином, етап розвитку обчислювального алгоритму є важливим етапом проектування пристрою, на якому алгоритм повинен бути описаний з розкриттям складності виконуваних операцій, ступеня його однорідності та регулярності, необхідної для його реалізації. ємності для зберігання.

Як узагальненого показника, що характеризує потенційні можливості алгоритму, природно вибрати індикатор складності алгоритму.

Поняття складності алгоритму є одним з основних понять метричної теорії алгоритмів [27]. Припускаючи, що алгоритм визначений на скінченному наборі операцій, набір символів, що позначають ці операції, називають алфавітом алгоритму. Визначивши потім мову алгоритму як набір рядків або слів алфавіту, ми прийшли до визначення поняття складності алгоритму як складності його написання. Складність запису визначається кількістю алфавітних символів, які він містить [27].

Розгляд специфіки алгоритмів ЦОС, виконаний у пр. 1.1, дає нам можливість зосередитися на оцінці складності обчислювальних операцій алгоритму, оцінці його обчислювальної складності (ОС), яку у формулах ми позначимо як C_g .

Підхід, розроблений в теорії аналітичної обчислювальної складності, який оперує поняттями найпростішої операції, заданого набору операцій, інформаційного оператора [27]. Якщо алгоритм, допустимий щодо даного набору найпростіших операцій, вимагає виконання K найпростіших операцій, то складність обчислення алгоритму називається сумою K складності найпростіших операцій. Складність найпростішої операції визначається довільним чином, залежно від інтерпретації конкретної проблеми, єдиним обмеженням, що накладається в цьому випадку, є вимога, що складність є кінцевим числом.

Як показує практика, щоб сформулювати концепцію обчислювальної складності алгоритму ЦОС, операції підсумовування, затримки (перенесення) та множення слід вибрати як найпростіші операції. Складність алгоритму тепер пов'язана зі структурою програми при побудові цифрового фільтра за допомогою програмного забезпечення або структурною схемою пристрою, якщо реалізація апаратна. У будь-якому випадку структура, що визначає взаємозв'язок найпростіших операцій, несе інформацію, необхідну для визначення обчислювальної складності, оскільки той самий результат можна отримати шляхом обчислень за допомогою алгоритмів з різною структурою.

Структурний опис алгоритму ЦОС у вигляді структурної діаграми або лінійного графіку спрямованого сигналу зберігає адитивність як властивість міри складності алгоритму. Часовий аспект складності може бути врахований шляхом введення характеристики продуктивності, тобто з урахуванням впливу частоти дискретизації. Враховуючи цей вплив, концепція обчислювальної складності може відображати ефект мультиплексування або мультиплексування з часовим поділом як засіб підвищення ефективності алгоритму ЦОС та пристрою в цілому.

Зрештою, ми приходимо до такого визначення: обчислювальна складність алгоритму ЦОС - це загальна складність найпростіших операцій, отриманих шляхом підсумовування по графіку алгоритму.

Назвемо алгоритм ЦОС алгоритмом мінімальної обчислювальної складності, якщо він має найнижчий індекс обчислювальної складності серед усіх алгоритмів, які забезпечують необхідну якість наближення та точність обробки. Множина алгоритмів, що забезпечують однакову якість, впливає з набору еквівалентних структурних схем. Сукупність цих алгоритмів будемо називати множиною допустимих алгоритмів. Показник обчислювальної складності повинен стати основою для прийняття рішення про вибір алгоритму з набору можливих варіантів.

Як показано у підрозділі 1.2, передавальну функцію найзагальнішого вигляду можна виразити комбінацією породжуючих поліномів; тому, враховуючи властивість адитивності, індекс обчислювальної складності довільної цифрової функції можна звести до виду, характерного для НЦФ, тобто алгоритму прямої згортки.

Значення параметра відносної складності операції множення d , залежно від використовуваних засобів, може змінюватися від того, коли множник-акумулятор використовується як основний операційний елемент БІС до 1, коли використовуються множники, які реалізовані в програмне забезпечення (за принципом зсув-складання), або апаратне забезпечення - у вигляді матричних структур. Якщо відповідно до умов реалізації передбачено використання мультиплікатора-акумулятора БІС, то внаслідок інтегрування в одному кристалі

функцій підсумовування та множення, що виконуються з однаковою швидкістю, у цьому випадку $c = u$. Коли показники з відображають обсяг споживання ресурсів для виконання цих операцій, наприклад, при оцінці апаратного забезпечення (кількість логічних затворів) або програмного забезпечення (час виконання) складності операцій, то $u \gg c$.

Алгоритм цифрової фільтрації в найбільш загальному вигляді може бути представлений різними комбінаціями каскадних та паралельних структур, що використовують пряму форму для реалізації блоків елементарних ланок блок - схеми алгоритму.

Повертаючись до розгляду згортки у прямій формі, детально розглянемо поведінку функції M . Ця функція характеризує відносну кількість ненульових коефіцієнтів полінома передавальної функції НЦФ, її значення, за визначенням, знаходиться в межах $0 \leq M \leq N$, 1.

Порядок НЦФ дорівнює експоненті полінома $N(z)$, а отже, загальна кількість коефіцієнтів визначається через величину модуля безперервності функції $N(z)$ [32], але це зручніше визначити це через технічні вимоги до передавальної функції. Ці вимоги, що відображають цільову мету ЦФ, можуть бути визначені різними показниками, але загальний характер шаблонів, встановлених принципом невизначеності, залишається незмінним. Найбільш поширеними на практиці є технічні вимоги у сенсі зваженого критерію Чебишева [6, 20], коли вони задаються такими параметрами НЦФ:

- граничні частоти i -ї смуги пропускання, ширина i -ї смуги переходу;
- кількість пульсацій у i -й смузі пропускання;
- це кількість пульсацій в i -й стоп-смузі.

Якщо ми розуміємо під позначеннями i найменшим із значень для цих величин з індексом i , то порядок НЦФ можна приблизно оцінити за співвідношенням N (1.6).

$$N = A(\sigma_1, \sigma_2) / \Delta f \quad (1.6)$$

Порядок рекурсивного ЦФ в узагальненому вигляді:

$$N = A_1(\sigma_1, \sigma_2) A_2(f_1, f_2) \lg(1/\Delta f). \quad (1.7)$$

Цей вираз буде справедливим для рекурсивних ЦФ низькочастотного типу, що мають L M у (1.3), але мають передавальні функції класичної форми: Баттерворта, Чебишева, еліптичні фільтри [6]. Значення N для смугових або виїмних фільтрів слід подвоїти в порівнянні з (1.7), що характеризує низькочастотний прототип.

Розрахункові значення і однозначно пов'язані зі значеннями допусків робочих параметрів АЧХ - нерівномірним затуханням у смузі пропускання та як - значенням гарантованого загасання в межах полост затримки:

$$a_s = -20 \lg \sigma_2, \quad \Delta a = 20 \lg \frac{1 + \sigma_1}{1 - \sigma_1}$$

Конкретний вираз функціональної залежності A визначається типом наближення, що використовується для синтезу ПФ. Поведінка функції M N визначається такими співвідношеннями між параметрами, які визначають тип симетрії, властивий цій передавальній функції. Функція M N , що відображає властивості симетрії, має суто дискретний характер, не володіє властивостями достатньої гладкості та диференційованості, і неможливо використовувати методи класичного математичного аналізу з метою її мінімізації. Пошук шляхів мінімізації M тісно пов'язаний з вивченням способів надання властивостей симетрії найвищого можливого типу передавальній функції.

Інший аспект обчислювальної складності, який необхідно враховувати при детальному розгляді алгоритмів, пов'язаний з концепцією чутливості, яка призначена для характеристики впливу точності встановлення параметрів на зміни передавальної функції фільтра. Теорія чутливості вивчає цей вплив як в аналітичному аспекті, визначаючи характеристики чутливості відомих алгоритмів і структур, так і в синтетичному аспекті, спрямований на пошук алгоритмів зі слабкою, бажано найменшою, чутливістю [5,7,10].

На практиці алгоритми ЦОС, як правило, використовують арифметику з фіксованою точкою і реалізуються з процесорами з обмеженою сіткою.

Обмеження сітки проявляється двома способами: по -перше, обмеження призводить до відхилення фактичних значень реалізованої передавальної функції від її розрахункових значень, отриманих на стадії синтезу; по -друге, це призводить до нелінійності характеристик та появи нелінійних ефектів у вигляді шуму усічення, переповнення та інших подібних явищ.

Використовуючи методи теорії чутливості, можна вивчити, як обмеження розрядної сітки впливає на точність реалізації передавальної функції ЦФ. Очевидно, що чим менше бітів бітової сітки потрібно для відтворення передавальної функції, тим меншою є обчислювальна складність алгоритму. Розглянемо, як обмеження ємності ПЗУ процесора впливає на поведінку передавальної функції, що реалізується у вигляді алгоритму прямої згортки. Цей вплив може бути врахований у (1.5), якщо ми використовуємо функцію $R(B)$, де B - кількість бітів у сітці бітів ПЗУ:

$$C_B = NF_g [K + \gamma_c (R(B) + 1) M(\vec{\beta})] \quad (1.8)$$

Типовими видами функціональної залежності є гладкі та квантувані залежності.

Лінійний $R(B)$ можна задати як залежність першого типу. Це справедливо для випадків реалізації множення за допомогою програмного виконання мікрооперацій додавання зсуву. Значення для різних використаних кодів наведені в таблиці 1.3.

Таблиця 1.3 - Значення для різних використаних кодів

Тип коду	Прямий код без знака	Додатковий або зворотний коди	Канонічний Знаковий код
Значення коефіцієнта			
R_1	$1 \ 1 \ B$	1	$1 \ 3$

Квантована залежність використовується в тих випадках, коли приріст

виконується з певним бітовим кроком (зазвичай 4 або 8 біт).

Поки необхідна кількість бітів менша за кількість бітів у сітці бітів B_0 , їхня конкретна кількість не має значення, але перевищення порогу хоча б на один біт призводить до бітового стрибка.

Такі оцінки гарантують виконання технічних вимог у будь-якому випадку, тобто їх можна інтерпретувати як верхню оцінку. Уточнення отриманої оцінки можна здійснити на основі ймовірнісного підходу. Помилку округлення можна інтерпретувати як випадкову величину із законом розподілу, близьким до рівномірного [6,10]. Оскільки для N 20-50 в рамках цього підходу діють положення центральної граничної теореми теорії ймовірностей [6, 10], то для фільтрів вищого порядку можна вважати, що $E(\lambda)$ є випадковою функцією розподілу, який рівномірно збігається до нормального зі збільшенням N .

$$B = \frac{1}{2} \log_2 N - (1 + \log_2 \sigma_m) \quad (1.9)$$

Попутно зауважимо, що якщо замість середньоквадратичної міри допустимих спотворень АЧХ, яка була використана у статті, ми використаємо міру виду (1.8), томи знову прийдемо до оцінки (1.9), як показано у статті [29].

Вираз використовується для оцінки кількості бітів нерекурсивного фільтра низьких частот.

$$B = 1 + \log_2 \left[\frac{F_1 + F_2}{F_g} \sqrt{\frac{N}{3}} \frac{1}{\sigma_m} \right],$$

який легко перетворюється на

$$B = \frac{1}{2} \log_2 N - \log_2 \frac{F_1 + F_2}{F_g} + \log_2 2 \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Ігноруючи останній доданок через його малість, ми бачимо основну відмінність між (1.8) та (1.9) у терміні $\log_2 \frac{F_1 + F_2}{F_g}$.

РОЗДІЛ 2. РОЗРОБКА БАГАТОКАНАЛЬНИХ І БАГАТОШВИДКІСНИХ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ

2.1 Постановка задачі для розробки цифрових фільтрів

Методи ЦОС найбільш ефективні з точки зору критерію мінімізації обчислювальної складності у випадку багатоканальної фільтрації, коли вхідний сигнал розбивається на K каналів, а також у випадку, коли обробка сигналу виконується з частотою дискретизації F_{δ}^k , яка відрізняється від частоти дискретизації цього вхідного сигналу.

Багатошвидкісна обробка може підвищити ефективність багатоканальної фільтрації в сенсі зниження обчислювальної складності.

Зменшення обчислювальної складності багатоканальної фільтрації можливо, якщо в цьому випадку використовувати групові методи обробки. Спільною рисою, яка об'єднує дуже різні типи методів в єдиний клас групових методів, є принцип одноразового виконання операцій, які повторюються в різних каналах симетричного часткового розділення. Причому бажано забезпечити виконання цих операцій у тій частині схеми, де це доцільно робити з точки зору мінімізації обчислювальної складності. З визначення групових методів випливає, що забезпечити ефективну реалізацію відповідно до встановлених принципів можна, якщо розкласти передатні функції окремих каналів для подальшого перегрупування. Декомпозиція та групування виконуються на основі даних про порядок групи симетрії та тип симетрії компонентів, забезпечуючи максимально досяжні види їх симетрії.

Багатошвидкісна фільтрація виконується ефективно, якщо відповідно до теореми Котельникова можна виключити зайві вибірки та проміжні операції з ними, які не потрібні для отримання неспотвореного вихідного сигналу [9, 10]. Ефективність багатошвидкісної фільтрації тим вище, чим більше можливо використовувати симетрію, що обумовлено періодичним характером розташування спектрів перетвореного сигналу.

Завдяки властивості транспонування сигнальних графів алгоритмів

цифрової обробки сигналів [23], операції об'єднання та розділення каналів [15], а також перетворення частоти дискретизації (децимація та інтерполяція) є попарно еквівалентними у сенсі критерій обчислювальної складності. Ця еквівалентність впливає з більш сильної властивості оборотності структури відповідних алгоритмів [23].

Тому достатньо детально розглянути лише одну операцію з кожної пари, щоб автоматично поширювати отримані результати на інші операції.

У цьому розділі ми обмежимося розглядом випадку рівновіддаленого розміщення часткових каналів, який назвемо частотним поділом каналів за аналогією з [25].

2.2 Частотний поділ каналів методом багатосмугової фільтрації

Задача частотного поділу каналів формується так: сигнал $S(n)$, частота дискретизації якого $F_\delta = 1/T_\delta$, займає діапазон $(\lambda_0, \lambda_0 + \theta)$ на нормованій осі частот $\lambda = 2\pi F \cdot T_\delta$. Сигнал $S(n)$ необхідно розділити на сигнали $S_k(n)$, що відповідають K часткових каналів, $k = 1, k \dots$. Смуги каналу не перекриваються, а пропускна здатність окремого каналу дорівнює θ_k . Визначення пропускної здатності, переходу, затримки та інших робочих параметрів, як зазвичай, відповідає критерію апроксимації Чебишева.

Щоб прояснити основні принципи, що лежать в основі багатосмугової фільтрації, найпростіший спосіб - це знову звернутися до представлення для ПФ інтерпольованого ЦФ (2.1):

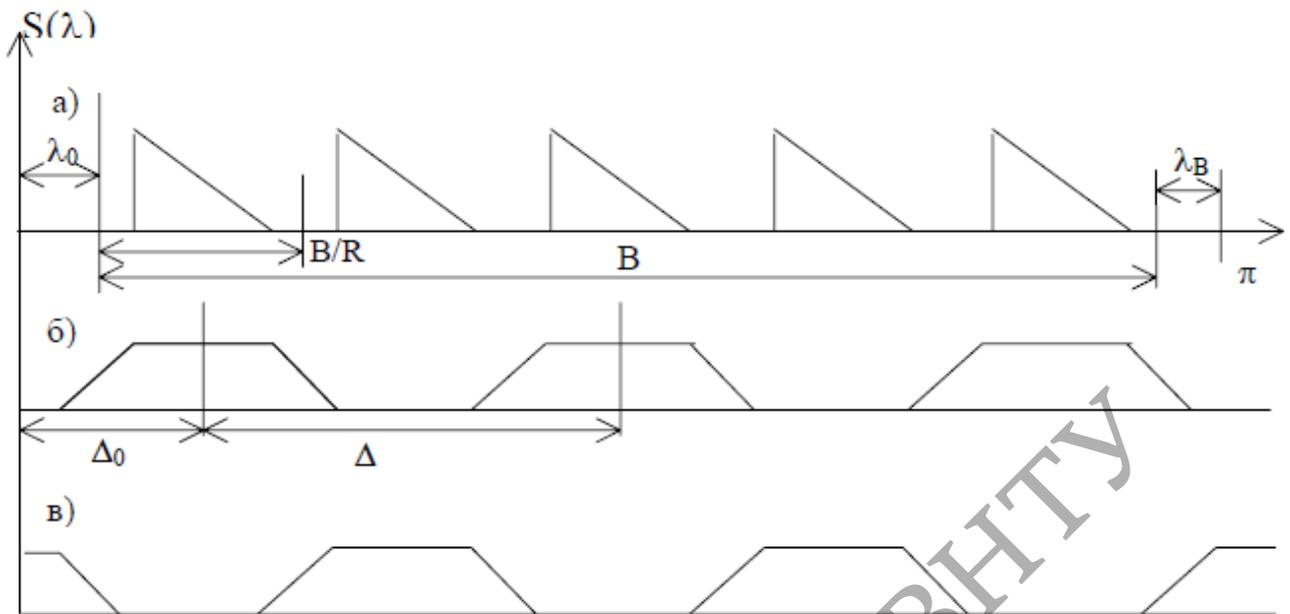


Рисунок 2.1 – Використання МЦФ для розділення каналів

$$H_K(z) = B(z^R) \cdot G_K(z)$$

Підключивши паралельно до виходу ЦФ з ПФ $B(z^R)$ K згладжують фільтри $G_K(z)$, кожен з яких налаштований на власний фрагмент ПФ $B(z^R)$, можна отримати ПФ, який еквівалентний системі K фільтрів або K -канальний ЦФ. З цього простого пояснення можна виділити принаймні два фундаментальних моменти, які характеризують властивості багатосмугового методу фільтрації: по-перше, наявність розгалуженої деревоподібної структури алгоритму або пристрою, по-друге, включення цифрового фільтра з кількома смугами пропускання на першому рівні поділу.

Визначимо, що багатоканальний цифровий фільтр, що реалізує метод багатосмугової фільтрації, є фільтром з розгалуженою деревоподібною структурою, що складається з $j > 2$ рівнів поділу, і перші рівні j_1 , де $j_1 < j$ містить багатосмугові цифрові фільтри (МПЦФ), тобто фільтри з пропускнуою здатністю $R > 1$.

Розглянемо сутність методу багатосмугової фільтрації за роботою [70] стосовно випадку реальних лінійно-фазових нерекурсивних ЦФ, що представляє

найбільший практичний інтерес.

У загальному випадку вираз для коефіцієнта передачі цифрового фільтра, що має R смуги пропускання, відповідно до властивостей суперпозиції та транспозиції перетворення Фур'є, допускає подання:

$$H(e^{j\lambda}) = \sum_{r=1}^R H_r(2 \cos \lambda_r e^{j\lambda}) = \sum_{r=1}^R \sum_{n=0}^{N-1} 2h_r(n) \cos n\lambda_r e^{jn\lambda}, \quad (2.1)$$

$$H_r(e^{j\lambda}) = \sum_{n=0}^{N-1} h_r(n) e^{jn\lambda}, \quad 0 < \lambda_r < \pi$$

де

Маючи формулу (2.1) і метод синтезу фільтрів нижніх частот, можна синтезувати МПЦФ, якщо останній має достатньо виражені селективні властивості ($a_s > 40$ дБ). Не зупиняючись на питаннях синтезу для детального розгляду, зазначимо, що порядок МПЦФ можна оцінити відповідно до обраного методу синтезу фільтрів нижніх частот за виразами виду (1.8):

$$N \cong F(\delta_1, \delta_2) / \Delta f_m \quad (2.2)$$

$$\text{де } \Delta f_m = \min [\Delta f_1, \dots, \Delta f_R].$$

Коли результуючий фільтр отримується операцією згортки в спектральній області ґраткової функції коефіцієнтів зсуву $\{\delta(\lambda - \lambda_r) + \delta(\lambda + \lambda_r)\}$ з одним низькочастотним прототипом, тобто $H_r(e^{j\lambda}) = H_0(e^{j\lambda})$, то такий МПЦФ будемо називати похідною. Для похідної МПЦФ з (2.1) отримуємо:

$$H(e^{j\lambda}) = \sum_{r=1}^R H_0(2 \cos \lambda_r e^{j\lambda}) = \sum_{n=0}^{N-1} 2h_0(n) \left(\sum_{r=1}^R \cos \lambda_r n \right) e^{jn\lambda}, \quad (2.3)$$

Поява в (2.3) помножувача виду $\sum_{r=1}^R \cos \lambda_r n$ означає, що для похідних МПЦФ залежно від частотного розподілу 1ґраткова функція коефіцієнтів зсуву

має той чи інший тип симетрії.

Чим вищий порядок групи симетрії функції ґратки, тим більше коренів

$$\sum_{r=1}^R \cos \lambda_r n = 0 :$$

рівняння потрапляє в діапазон значень $0 \leq n \leq N-1$ і, отже, тим більше зникає підмножина значень коефіцієнтів МПЦФ. У разі рівновіддаленого розташування λ_r згортка виконується з функцією решітки прямокутного вікна в частотній області і маємо:

$$\sum_{r=1}^R \cos \lambda_r n = \cos(\Delta_0 + \frac{R-1}{2} \Delta) n D_R(n\Delta),$$

де $D_R(n\Delta)$ – ядро Діріхле R -ого порядку аргумента $n\Delta$.

Похідні МПЦФ цього типу будемо називати рівносмуговими. Рисунок 2.1.6 ілюструє значення параметрів R , Δ_0 і Δ , які визначають значення коефіцієнтів рівносмугового МПЦФ, які зводяться до нуля:

$$h(n) = h_0(n) \cos(\Delta_0 + \frac{R-1}{2} \Delta) n D_R(n\Delta) \quad (2.4)$$

Припустимо, що ПФ похідної МПЦФ утворено таким чином, що всі коефіцієнти зсуву λ_r можна об'єднати в кілька рівновіддалених груп. Тобто функція решітки не може бути виражена у вигляді одного прямокутного вікна в частотній області, але може бути представлена як сума відповідних вікон нижчого порядку. У цьому випадку, який ми називаємо частково рівнодіапазонним, кількість коефіцієнтів, що звертаються до нуля, значно менше; вона визначається формою підсумовування ядер Діріхле, в кінцевому підсумку знову ж таки типом симетрії синтезованого ПФ, порядком властивості її групи симетрії.

Аналіз представлення (2.4) показує, що для рівнодіапазонних МПЦФ найбільша кількість коефіцієнтів зникає, якщо виконується умова

$$H(e^{j\lambda}) = H_0(e^{jR\lambda}) \quad (2.5)$$

Тоді

$$h(n) = h_0(n) D_R(n\pi) \quad (2.6)$$

У (2.6) з кожного R послідовно по n взятих коефіцієнтів $h(n)$ ($R-1$) коефіцієнт звертається в нуль. ЦФ, характеристики якого задовольняють (2.5) і (2.6), являє собою вже відомий нам інтерполюючий фільтр, який має гребінчастий тип ПФ (2.20), звідси і назва гребінь МПЦФ. Приклад частотної характеристики гребінчастого фільтра для $R = 3$ показано на рисунку 2.1б.

Отримані вище формули для розрахунку коефіцієнтів селективної МПЦФ дають підстави вважати, що при певній однорідності характеристик парціальних каналів, коли їх смуги переходу і значення гарантованого загасання порівняні за порядку величини, тоді МПЦФ є ефективним засобом частотного розділення каналів. Ефективність МПЦФ виявляється тим більшою, чим вищий тип симетрії можна впровадити в результуючу ПФ при збереженні адекватності її параметрів необхідним характеристикам спільних каналів.

Переходячи до аналізу показників обчислювальної складності, припустимо, що МПЦФ реалізовано у вигляді прямої згортки з урахуванням дзеркальної симетрії значень коефіцієнтів лінійно-фазового фільтра першого типу [9].

Індекс складності для цього випадку:

$$C_B \cong N F_{\partial} A(x)$$

Найефективніше здійснити поділ на парні та непарні рівновіддалені канали за допомогою МПЦФ, якщо в цьому випадку можна забезпечити рівність ширини ПП ширині ПЗ та фрагментів ЧХ каналу гребінчастого фільтра мають симетрично напівсмуговий характер. У цьому випадку для побудови гребінчастого ПФ використовується напівдіапазонний низькочастотний прототип, в якому $A(x)$ досягає абсолютного мінімуму для фільтра нижніх частот. Отримані результати

вже отримали свою інтерпретацію в підрозділі 2.2, тому, не повторюючи їх, просто фіксуємо, що показник (СВ) досягає найменшого можливого значення для МПЦФ. Тому для мінімізації СВ необхідно отримати таке співвідношення параметрів, яке забезпечувало б найбільш вигідне розташування каналів: $\lambda_0 = \lambda_b = \theta/2K$, $F_q \cong 2(K+1)/K \cdot \theta$.

Можна значно підвищити ефективність багатосмугової фільтрації, використовуючи принципи паралельної декомпозиції для організації додаткового виходу на основі лінійно-фазового МПЦФ, як описано в пр. 2.1. На цьому виході багатосмуговий ВРФ комплементарного типу. Посилаючись, наприклад, на рис. 2.1, легко переконатися, що частотна характеристика (рисунок 2.1б) доповнює характеристику, показану на рис. 2.1в.

Переходячи від аналізу властивостей і характеристик окремого МПЦФ до розгляду структур в цілому, в яких реалізовано багатосмуговий метод фільтрації, ми розділимо ці структури на дві групи:

- пірамідальні конструкції з високим ступенем регулярності та високим рівнем модульності (уніфікації) окремих елементів;
- комбіновані конструкції, що включають різні ЦФ, не обов'язково багатосмугові, також відрізняються можливим різноманіттям з'єднань і не мають чітко визначених рівнів поділу.

Пірамідальні структури добре підходять для поділу рівновіддалених каналів, коли спектр групового сигналу:

$$S(e^{j\lambda}) = \sum_{k=1}^K S_k(e^{j(\lambda - \lambda_k)}),$$

де $\lambda_k - \lambda_{k-1} = \theta/K$,

$S_k(e^{j\lambda})$ – спектр парціального каналу.

Комбіновані конструкції, завдяки різноманітності можливих варіантів будівництва, мають широкий спектр характеристик; їх використовують у випадках, коли недоцільно, або неможливо використовувати пірамідні

конструкції. Далі ми обмежимося розглядом лише пірамідальних структур. Вони найбільш ефективні при дотриманні наступних умов:

- по-перше, на кожному рівні виконується почерговий поділ на парні і непарні канали:

$$S_{чет}(\vartheta^{j\lambda}) = \sum_{k=1}^{K/2} S_{\lambda_{2k}}(\vartheta^{j(\lambda-\lambda_{2k})}),$$

$$S_{нечет}(\vartheta^{j\lambda}) = \sum_{k=1}^{K/2} S_{\lambda_{2k-1}}(\vartheta^{j(\lambda-\lambda_{2k-1})}).$$

- по-друге, цей поділ виконується на кожному рівні, окрім останнього, за допомогою гребінчастих ЦФ з напівсмуговими фрагментами.

Виділення часткових каналів виконується на останньому рівні поділу, де кількість цифрових фільтрів максимальна.

Для наведених умов діє закон розширення перехідної смуги $(2j-1)\theta/K$, отже, можна збалансувати складність обчислення окремих рівнів: збільшення кількості цифрових фільтрів, що використовуються на наступному Рівень поділу супроводжується зменшенням порядку цих фільтрів.

Сформульовані умови найбільшої ефективності, у свою чергу, означають, що співвідношення необхідно підтримувати

$$\log_2 R = \log_2 \text{Ent}(K+1), \quad \text{Ent}[\log_2(k+1)],$$

де $\log_2 R$ — кількість рівнів розподілу, $\text{Ent}(K)$ — ціла частина X : і досягається найвищий індекс симетрії для спектру групового спільного сигналу.

Найбільш сприятливі умови для ізоляції можуть бути задоволені лише для частини часткових каналів. Інші часткові канали, положення яких на осі частот збігається з перехідними смугами гребінчастих фільтрів, або розділяються за допомогою менш ефективних фільтрів, або зміщуються за допомогою ОБП перетворювачів. Другий метод менш ефективний і його доцільно використовувати при високих рівнях поділу.

Останнє зауваження фактично говорить про те, що будь-яка пірамідальна структура може містити елементи комбінованої. Чим нижча питома вага цих компонентів, тим досконаліше спроектована конструкція.

На прикладі можна проілюструвати суть і значення викладених положень. Як приклад взято розділення восьми часткових каналів. На рисунку 2.2 показані спектральні діаграми та блок-схема розділювального пристрою, що відповідають симетричному розміщенню групового сигналу $\lambda_0 = \lambda_b = \theta/2k$.

Оскільки гребінчастий фільтр $H_1(z^9)$ має непарну кількість фрагментів, то вже на другому етапі поділу необхідно використовувати $H_2(z)$ - похідні МПЦФ з найнижчим типом симетрії. Для уніфікації елементів схеми один з одним до його складу вводиться генератор змінного струму, за допомогою якого зворотний спектр групового сигналу парних каналів $S_n(e^{j\lambda})$ вирівнюється по осі частот зі спектром $S_n(e^{j\lambda})$ - непарні канали. На третьому, останньому етапі поділу, сигнали кожного з часткових каналів розділяються за допомогою звичайних фільтрів нижніх частот з додатковими виходами.

Збільшимо кількість фрагментів R у гребінці МПЦФ до найближчого парного числа, в даному випадку $R = 10$. Отримані спектральні діаграми та схема алгоритму приладу наведені на рисунку 2.2 а та 2.3 б відповідно. Введення додаткового фрагмента для "порожнього" дев'ятого часткового каналу означає, що реалізація цієї схеми вимагає збільшення частоти дискретизації, що буде виправданим, якщо збільшення індексу обчислювальної складності за рахунок збільшення дискретизації швидкість виявляється менше її зниження за рахунок забезпечення симетрії вищого типу.

У цьому випадку, окрім «правильної» гребінки МПЦФ $H_3(2^5)$, що розділяє парні канали $S_n(e^{j\lambda})$, на другому етапі можна використовувати для фільтрації МПЦФ $H_2(z^2)$, що має два багатосмугових фрагмента.

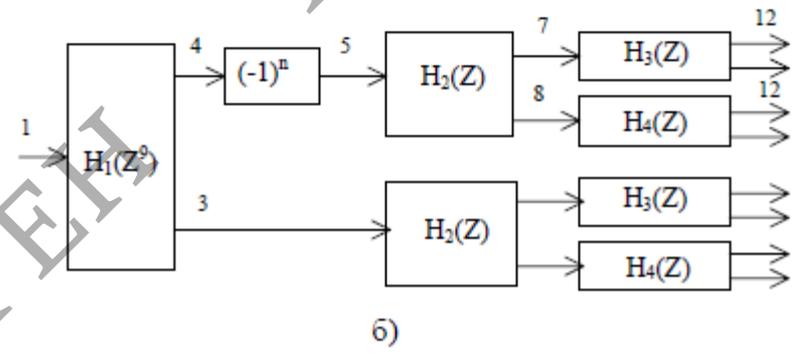
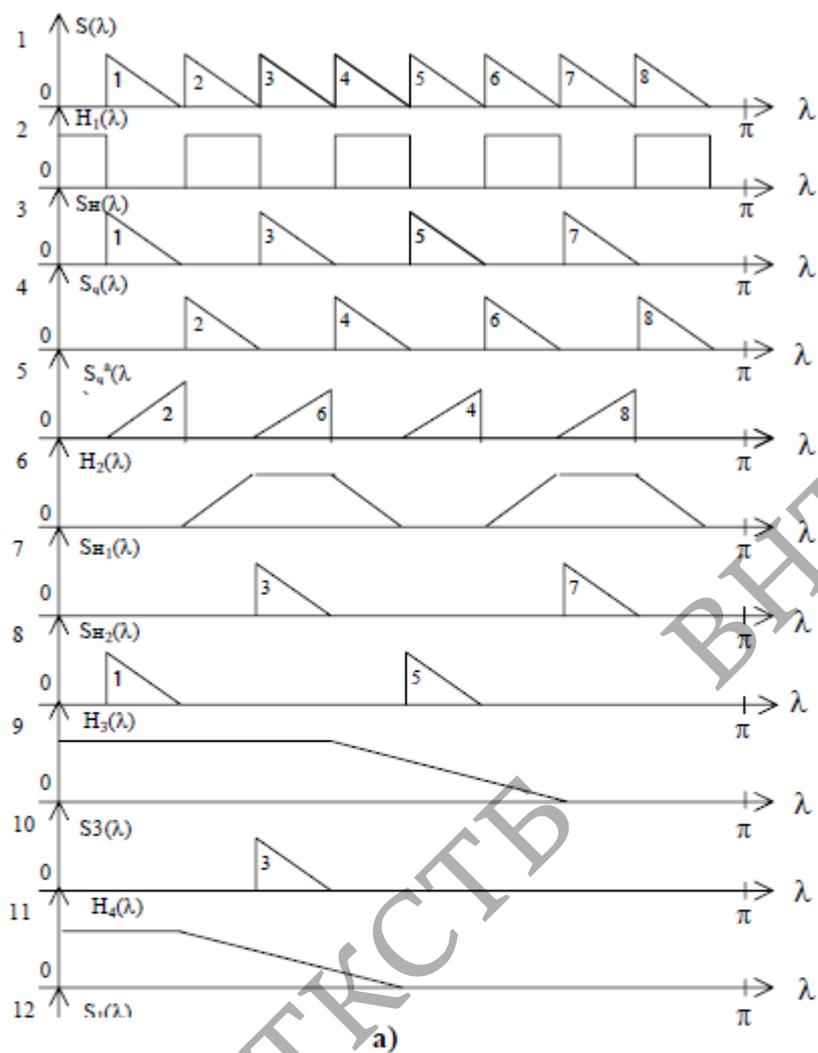
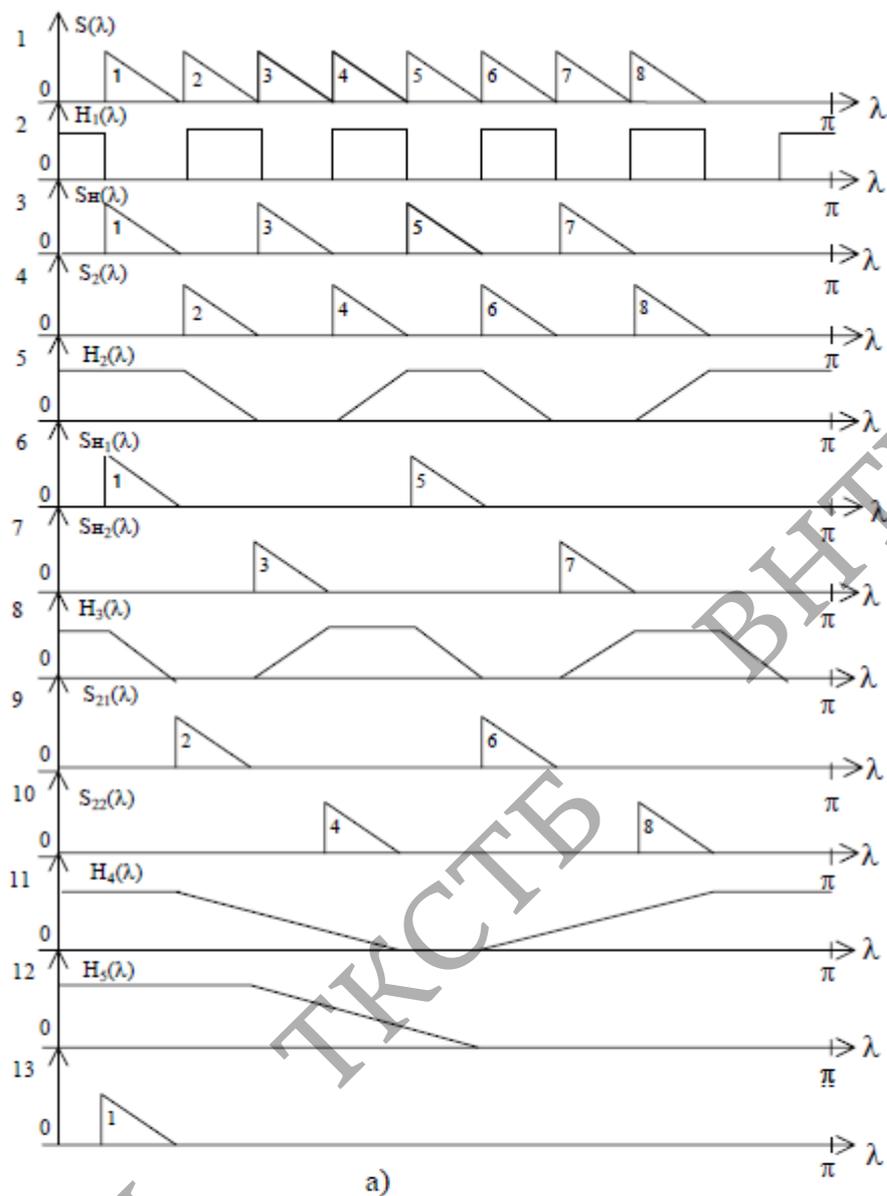
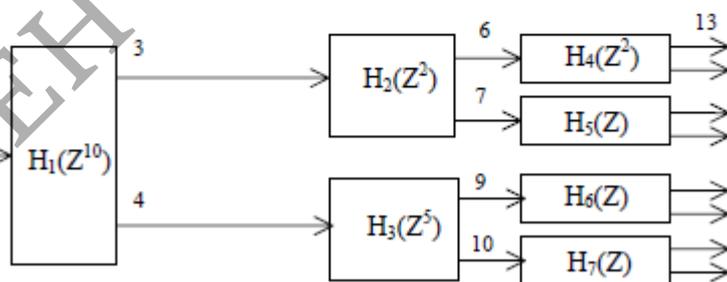


Рисунок 2.2 - Спектральні діаграми та схема алгоритму



a)



б)

Рисунок 2.3 - Спектральні діаграми та схема алгоритму

Крім того, можна зробити один з фільтрів третього ступеня сепарації гребінчастим двосмуговим - $H_4(z^2)$. Ціною за одержану економічну реалізацію є відсутність уніфікації характеристик серед фільтрів другого та третього ступеня.

Таким чином, отримані результати підтверджують можливість економічної реалізації з використанням методу багатосмугової фільтрації в порівнянні з прямим розділенням восьми окремих ЦФ. Використання пірамідальних структур дає можливість отримати найкращу продуктивність серед інших варіантів багатосмугової фільтрації. Якщо є можливість контролювати значення параметрів, то співвідношення F_q , K і θ слід вибрати таким чином, щоб забезпечити $R = R_1 \cdot 2P$, де $P > 1$.

2.3 Ефективна реалізація багатоканальних цифрових фільтрів методом триканального поділу

Цей параграф спрямований на розгляд методу економічної реалізації багатоканального цифрового фільтра (ЦФ). Ефективність, як зазвичай, оцінюється зменшенням кількості обчислювальних операцій в алгоритмі фільтрації, що досягається за рахунок паралельного розкладання передатних функцій ЦФ і групування повторюваних операцій.

Зокрема, після роботи [36] ефективна реалізація багатоканального лінійно-фазового нерекурсивного ЦФ (ЛФНЦФ), що розділяє вхідний сигнал $u(n)$ на M каналів, заснована на використанні триканального пристрою частотного розділення (ТПЧР) [47], узагальнюючи поняття змінного фільтра (ЗФ) і додаткового фільтра (ДФ).

Якщо $H_q(z)$ - передаточна функція певного ЦФ доповнює $H(z)$ - передатну функцію даного ЦФ у сумі до характеристики всепередаючого типу, то кажуть, що фільтри утворюють додаткову (комплементарну) пару, і ця ЦФ називається комплементарною ЦФ (ДФ). Між характеристиками смуги пропускання ДФ і смугою затримання даної ДФ існує дзеркальна відповідність.

Припускаючи, що N – парне, передатну функцію ЛФНЦФ можна записати:

$$H(z) = \sum_{n=0}^N h(n)z^{-n} = z^{-\frac{N}{2}} H_0(z) \quad (2.7)$$

де $H_0(z)$ – дійсна функція.

Тоді H_q має вигляд, встановлений у підрозділі 2.3:

$$H_q(z) = z^{-N/2} - H(z) = z^{-N/2} (1 - H_0(z)). \quad (2.8)$$

Поведінка частотних характеристик комплементарної пари проілюстрована на рисунку 2.4а. Коли цей ЦФ реалізований, великі витрати на побудову ДФ не потрібні, достатньо додати ще один суматор.

Якщо замінити z на $-z$ в (2.7), то отримана передатна функція $H_a(z)$ буде відповідати змінному ЦФ (ЗФ):

$$H_a(z) = H(-z) = \sum_{n=0}^N (-1)^n h(n) z^{-n} = z^{-\frac{N}{2}} H_0(-z) \quad (2.9)$$

Перетворення типу (2.9) використовуються при синтезі фільтра високих частот для заданого низькочастотного прототипу. Типовий вигляд частотних характеристик вихідних ЦФ та ЗФ показано на рисунку 2.4б. $H_a(z)$ має властивість дзеркальної симетрії до $H(z)$ щодо променя, що проходить через точку одиничного кола z - площини, що відповідає $\pi/2$.

Представимо (2.7) у вигляді суми парних і непарних доданків:

$$H(z) = H_r(z^2) + H_H(z^2) = \sum_{2n=0}^N h(2n) z^{-2n} + \sum_{2n-1=1}^{N-1} h(2n+1) \quad (2.10a)$$

Тоді (2.9) можна записати як:

$$H_a(z) = H_v(z^2) - H_H(z^2) = \sum_{2n=0}^N h(2n) z^{-2n} - \sum_{2n-1=1}^{N-1} h(2n-1) z^{-(2n-1)} \quad (2.10b)$$

Неважко помітити, що в порівнянні з (2.10а) реалізація АФ згідно (2.10б) вимагає лише зміни знака при $H_H(z)$. Також зауважимо, що $H_v(z^2)$ і $H_H(z^2)$ зберігають свої властивості лінійності фазової характеристики: якщо $N/2$ — парне число, то $H_v(z^2)$ — передатна функція ЛФНЦФ типу I, а $H_H(z^2)$ — передатна функція ЛФНЦФ 2-го типу [9], якщо $N/2$ — непарне число, то навпаки.

Запропонований у [47] ТПЧР, узагальнюючи поняття АФ та ДФ, дозволяє ефективно здійснити поділ на три канали. У матричній формі z -перетворення ТПЧР можна представити наступним чином:

$$\begin{Bmatrix} Y_1(z) \\ Y_2(z) \\ Y_3(z) \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 1 & -2 & 0 \\ 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & -1 \end{Bmatrix} \times \begin{Bmatrix} z^{-\frac{N}{2}} \\ H_r(z^2) \\ H_H(z^2) \end{Bmatrix} \times Y(z) \quad (2.11)$$

де $\{ \}$ - символічне позначення матриці;

$Y(z)$ – z - перетворення вхідного сигналу;

$Y_i(z)$ – z – перетворення вихідного сигналу i -го каналу для $i = 1, 2, 3$.

В компактній формі (2.11) записується як:

$$\{Y_i\} = \{R\} \times \{H_i\} \times Y \quad (2.12)$$

З (2.11) видно, що оскільки матриця $\{R\}$ для своєї реалізації не потребує виконання додаткових операцій множення до (2.10a) і (2.10b), то отримана реалізація буде ефективною. Типовий вигляд еквівалентних передатних функцій показано на рисунку 2.4в. Схема алгоритму, що відповідає (2.11), показана на рисунку 2.5.

Лінії затримки окремих компонентів матриці стовпців $\{H_i\}$, завдяки паралельності зв'язку, можна комбінувати; тому пряма форма реалізації ЛФНЦФ виявляється найбільш економічною для ТПЧР. Якщо $H_v(z)$ і $H_H(z)$ виконувати за каскадною схемою, то лінію затримки першого каскаду можна використовувати як загальну.

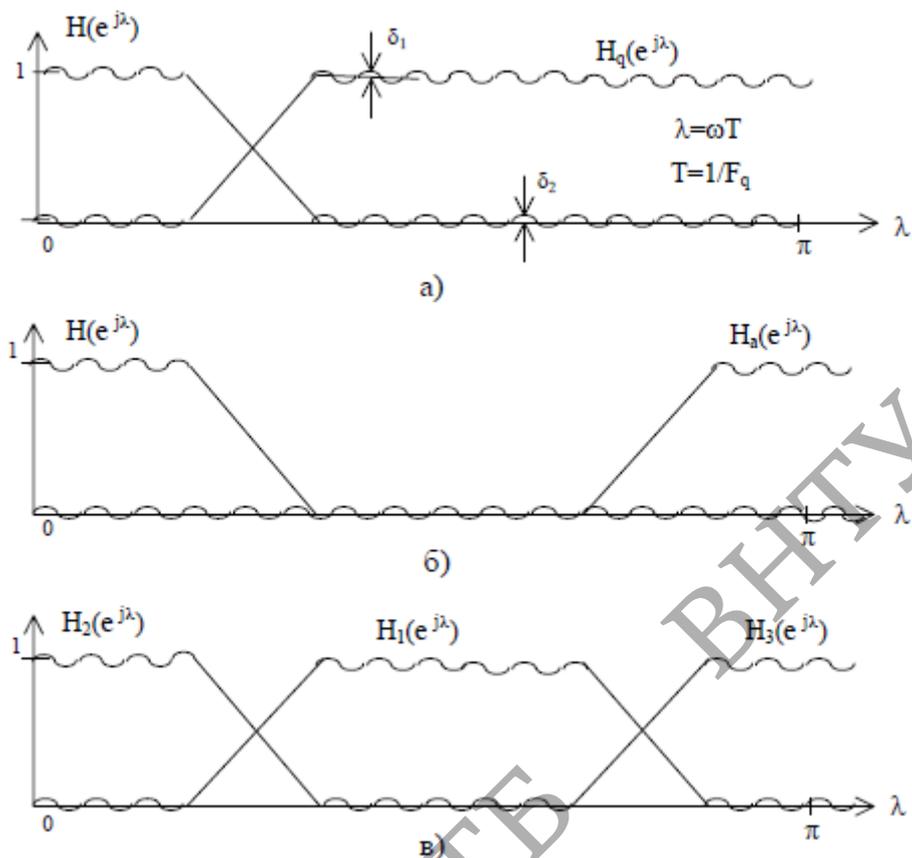


Рисунок 2.4 - Еквівалентні передатні функції

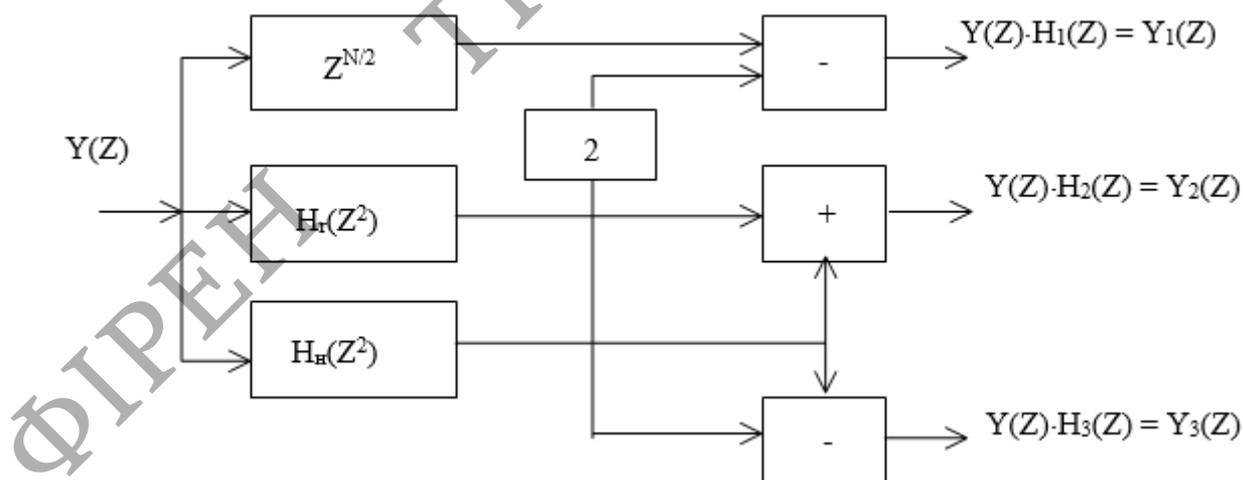


Рисунок 2.5 - Еквівалентні передатні функції

Якість фільтрації зазвичай оцінюють комбінацією трьох параметрів, що визначають робочі параметри амплітудно-частотної характеристики (див. підрозділ 1.3):

δ_1 - кількість пульсацій в смузі пропускання:

δ_2 - значення пульсації в смузі затримки:

ΔF – ширина нормованої перехідної смуги.

У широкому діапазоні значень цих параметрів для ЛФНЦФ, які є оптимальними в розумінні критерію Чебишева, оцінка порядку фільтра N , що описується виразом з [4]

$$N \cong -2/3 \lg(10 \delta_1 \delta_2) / \Delta f \quad (2.13)$$

Груповий характер обробки сигналу в ТПЧР визначає взаємозв'язок характеристик розділення окремих каналів, тим самим обмежуючи область ефективного використання ТПЧР. Усі три канали ТПЧР мають однакові характеристики, оскільки:

$$\delta_{11} = \delta_{22} = \delta_{13}; \quad \delta_{21} = \delta_{12} = \delta_{23}; \quad \Delta F_1 = \Delta F_2 = \Delta F_3 = \Delta F.$$

Тут позначення δ_{1i} і δ_{2i} використовуються для значення відповідної пульсації характеристики i -го каналу. Найменші значення параметрів слід вибирати, щоб гарантувати, що вимоги до проектування ТПЧР та оцінки його порядку N_y виконуються. Порівнюючи ТПЧР і схему трьох окремих ЛФНЦФ, можна вважати, що умова доцільності використання ТПЧР така:

$$N_y < \sum_{i=1}^3 N_i \quad (2.14)$$

Розглянемо як приклад задачу поділу на три однакові канали. Зазвичай виконується умова $\delta_1 / \delta_2 = G > 1$. З його врахуванням отримуємо:

$$\sum_{i=1}^3 N_i = 3N(\delta_2, G, \Delta F); \quad N_y = N_y(\delta_2^2, \Delta F).$$

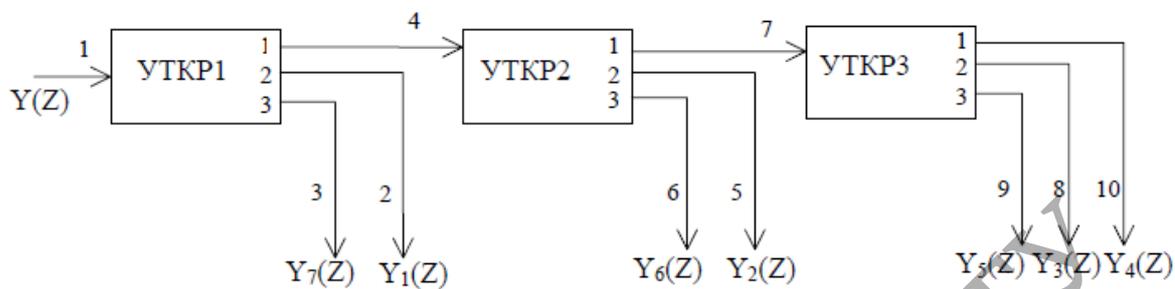
Зі співвідношень (2.13) і (2.14) приходимо до наступного формулювання:

$$-\lg \delta_2 > 3/4 \lg G + 1/2$$

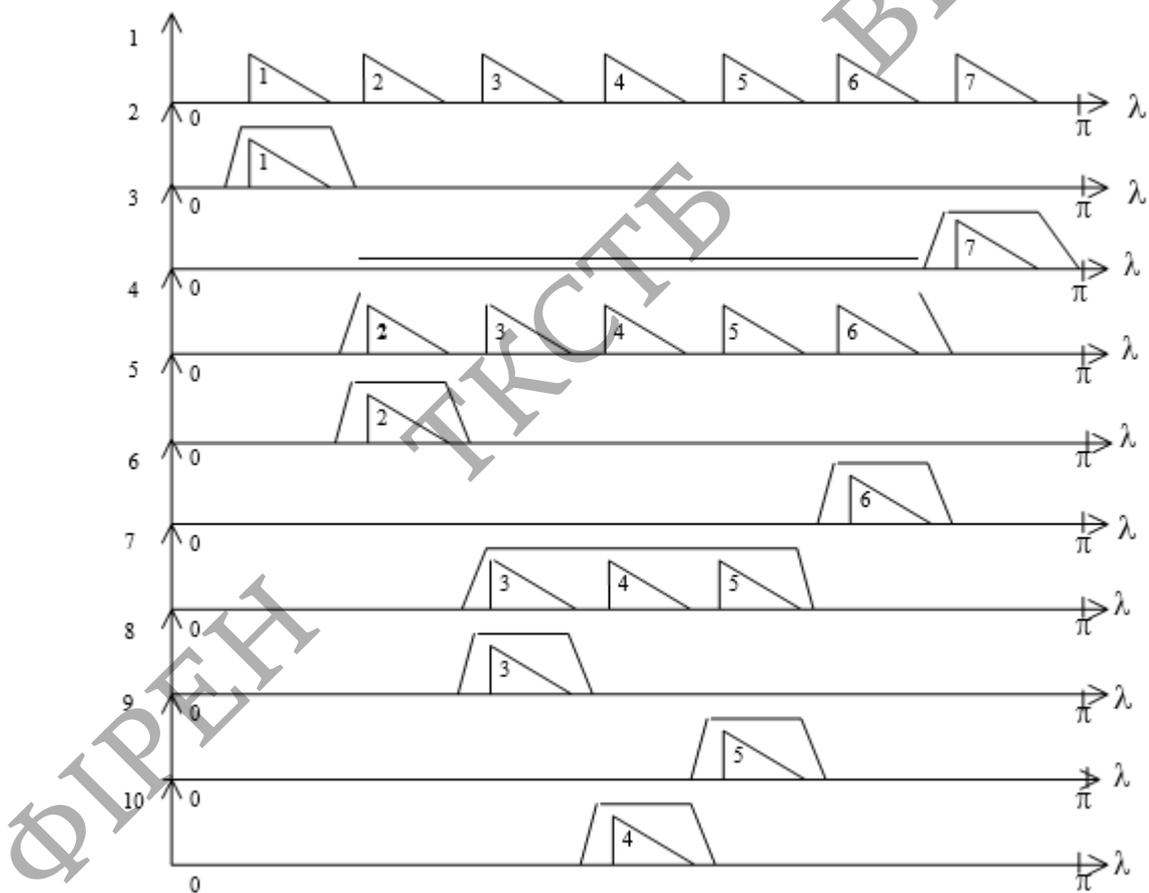
Для матричного опису трансверсальної структури можна використати вираз (2.12), додавши до нього матрицю - ряд конкатенації каскадів:

$$Y_{li} = \{100\} \times \{R\} \times \{H\} \times Y_{li-1} \quad (2.15)$$

Паралельна структура також допускає матричний запис (2.15), у якому:



а)



б)

Рисунок 2.6 - Спектральні діаграми

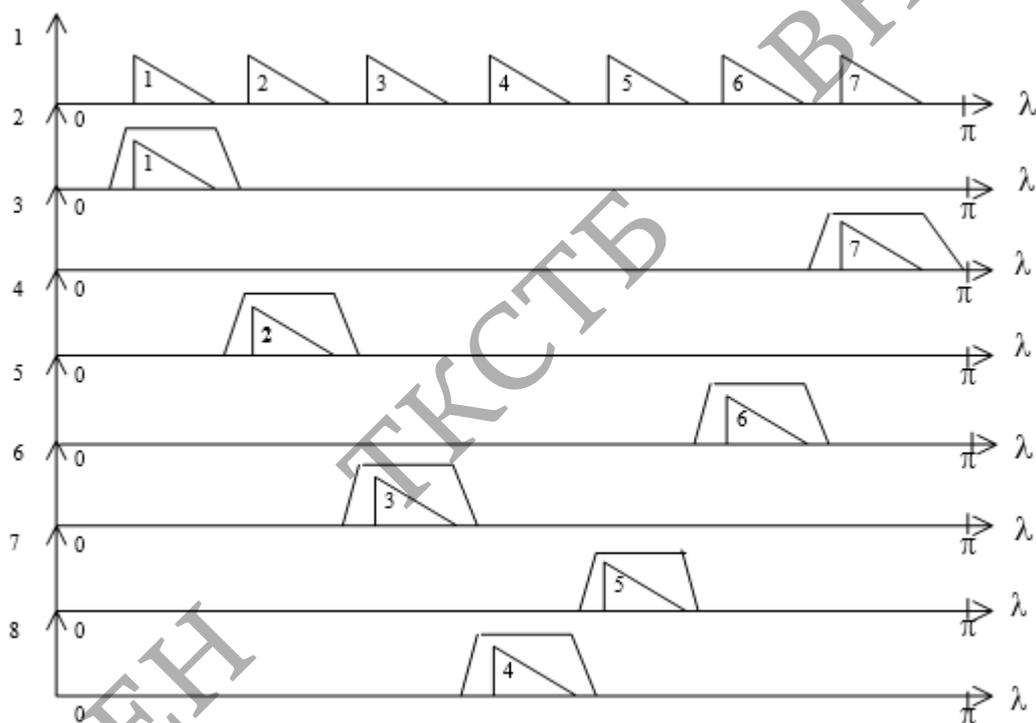
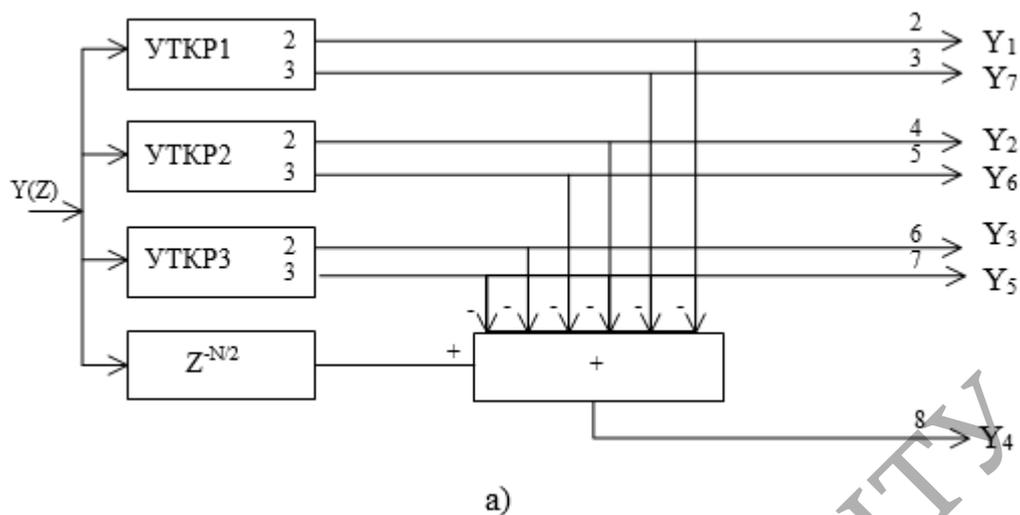


Рисунок 2.7- Структура і спектральні діаграми

$$\{H\}^T = \{H_{1H}H_{1Ч}H_{2H}H_{2Ч}H_{3H}H_{3Ч}\}^{-\frac{N}{2}}, \quad R = \begin{Bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ -2 & 0 & -2 & 0 & -2 & 0 & 1 \end{Bmatrix}$$

Серед інших варіантів слід згадати багатоканальний цифровий фільтр

деревовидної структури, в якій за рахунок ускладнення зв'язків між окремими блоками можна досягти зниження N_y в окремих ТПЧР.

Переходячи до обговорення отриманих результатів, відзначимо наступні моменти.

Наведені вище задачі побудови багатоканального цифрового фільтра у вигляді (2.15) дозволяють економно реалізувати цей цифровий фільтр за рахунок розкладання фільтраційної матриці на матриці $\{R\}$ і $\{H_i\}$.

Отримані умови ефективності ТПЧР в більшості випадків задовольняються.

Якщо кількість спільних каналів $M > 3$, то багатоканальний цифровий фільтр можна реалізувати шляхом об'єднання ТПЧР як базових елементів у деяку структуру, а якщо M парне, то потрібно не більше $M/2 - 1$, а якщо M непарний, то не більше $(M-1)/2$ таких пристроїв. При збільшенні кількості каналів від 3 до ∞ збільшення складності обчислень у порівнянні зі звичайною схемою прямого розбиття змінюється від 3 до 2 разів.

Ефективність методу повністю реалізується, якщо розташування часткових каналів задовольняє умові дзеркальної симетрії відносно

$\lambda_c = \pi/2$, що м'якше умови рівновіддаленого розташування каналів. В останньому випадку, в порівнянні з методом багатосмугової фільтрації, ефективність цього методу принаймні вдвічі нижча.

У поєднанні з іншими методами багатоканальної фільтрації цей метод дозволяє успішно відокремлювати канали неоднакової ширини.

2.4 Декомпозиція передавальних функцій швидкісних цифрових фільтрів

Розглянуті раніше методи одно- і багатоканальної цифрової фільтрації з постійною частотою дискретизації є окремим випадком багатошвидкісного ЦОС. Багатошвидкісний ЦОС отримує своє специфічне вираження під час виконання перетворення частоти дискретизації (інтерполяція та децимація), односмугових перетворень (включаючи трансмультиплексування), квадратурної дзеркальної

фільтрації та низки інших застосувань [14, 15, 19]. Надзвичайно важливу роль як у теоретичних, так і в практичних аспектах багатошвидкісної обробки відіграє поліфазне представлення функції передачі фільтра (ППФ) і поліфазна структура ЦФ (ПФС), вперше запропоноване М. Беланжем у [18, 19]:

$$H(z) = \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l} H_l(z^L) \quad (2.16)$$

Порівнюючи (2.16) з виразом (1.7), ми можемо класифікувати ППФ як варіант паралельного розкладання загального вигляду, використовуючи як терміни багатодіапазонну ПФ виду (2.6).

Відповідні спектральні та часові діаграми наведені на рисунку 2.8.

Симетрія повторення, що виникає внаслідок зменшення частоти дискретизації, у разі дворазового скорочення збігається з дзеркальної, може бути використана для зниження трудомісткості обчислень. Зменшення обчислювальної складності відображається у зміні значення F_0 , що є фактором у формулах для показника складності обчислень. ПФС є оптимальною структурою для багатоканальної багатошвидкісної фільтрації. Дійсно, звернувшись до (2.10а) і (2.16), отримуємо

$$H_0(z^2) = H_r(z^2), \quad z^{-1} \cdot H_l(z^2) = H_n(z^2)$$

За своєю природою схема фазової компенсації ПФС може бути реалізована з використанням ПФ, які передають усі, як підфільтрів $H_l(z^L)$ у (2.16), незалежно від коефіцієнта частоти дискретизації, і таким чином використовувати симетрію, властиву цим ПФ, для зменшення вдвічі кількість множень, виконаних у доданках $H_l(z^L)$.

Доданки, на які розбивається ПФ в (2.16), утворюються групуванням вибірок імпульсної характеристики в L змінних підпоследовностей, знижених на коефіцієнт L :

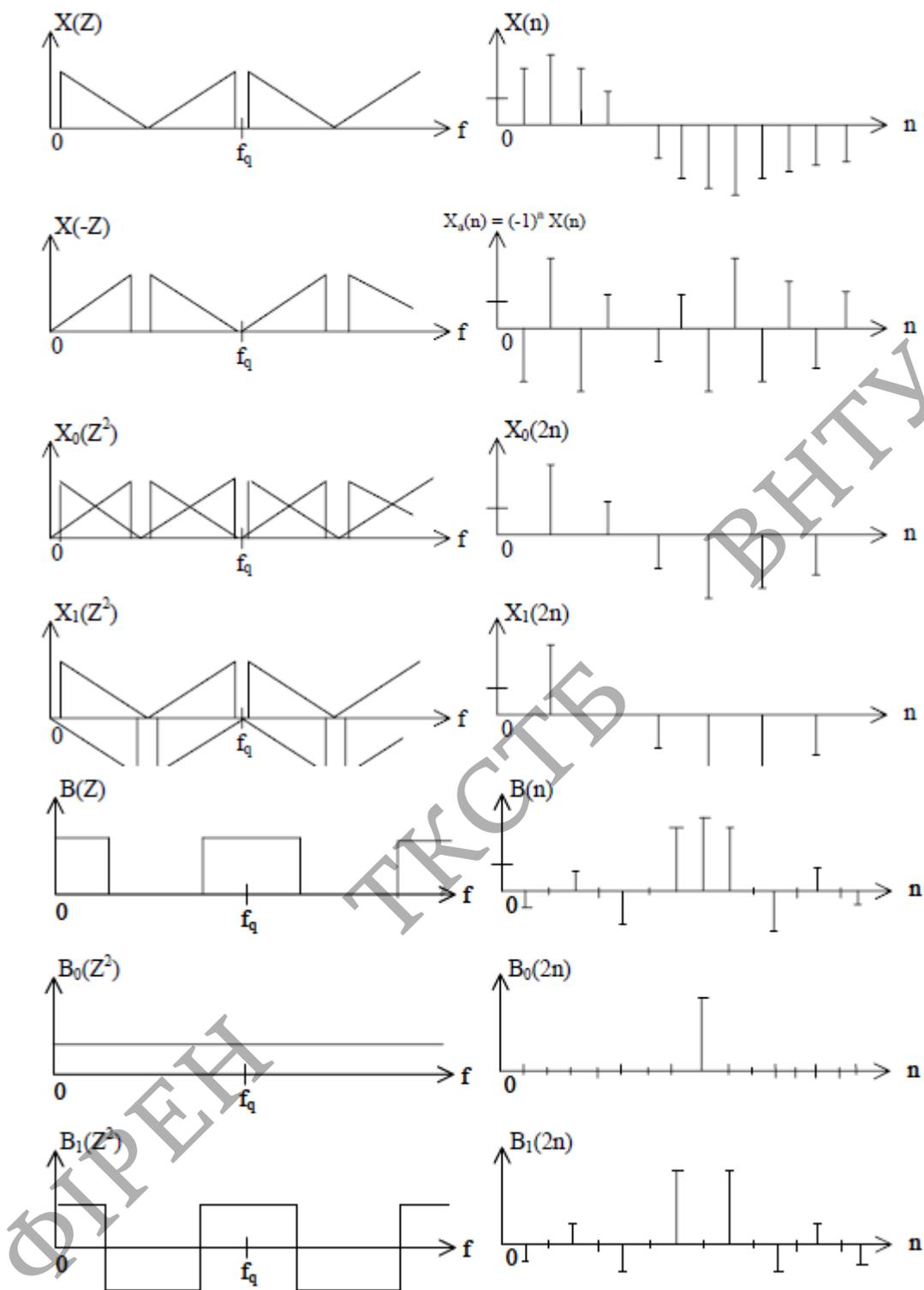


Рисунок 2.8 - Спектральні та часові діаграми

Доцільність використання ППФ і ПФС в схемах з перетворенням частоти дискретизації пояснюється тим, що при значенні, рівному відношенню перетворених частот дискретизації, кожна вибірка сигналу більшої частоти

дискретизації формується або обробляється лише одним з L термінів. Більше того, кожен із термінів працює з нижчою частотою дискретизації. Це положення для $L = 2$ наочно ілюструє вираз (2.18). Якщо L кратне відношенню перетворених частот, то кожен доданок у (2.16) має гребінчастий тип ПФ $H_l(z^L) = H_l(z^P)$, где $P = LF_{\partial 1}/F_{\partial 2}$ — показник кратності. Щоб реалізувати еквівалент лінії затримки, $(P-1)$ потрібні додаткові комірки пам'яті для кожного каналу.

Оскільки смуга пропускання частотних характеристик для ПФ, які використовуються для інтерполяції та децимації, по порядку величини дорівнює $O(1/L)$, то для $L > 10$ ці ПФ можна віднести до вузькосмугових.

Факторизоване представлення таких ПФ у вигляді (2.20):

$H(z) = B(z^R) \cdot (G(z))$ є потужним інструментом для ефективної реалізації ЦФ.

Щоб визначити можливість використання факторизації в поєднанні з ППФ, підставимо (2.20) в (2.21):

$$H_l(z^L) = z^l \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} W^{lk} B(z^R W^{Rk}) G(z W^k).$$

При $R=L$

$$H_l(z^L) = B(z^L) \cdot G(z^L)$$

Якщо L — парне, то при $R = L/2$:

$$H_l(z^L) = z^l \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} W^{lk} G(z W^k) B(z^{L/2} (-1)^K).$$

Підставивши поліфазне уявлення для $B(z^{L/2}) = B_0(z^L) + z^{-L/2} \cdot B_1(z^L)$ отримуємо:

$$H_l(z^L) = B_0(z^L) G_l(z^L) + z^{L/2} B_1(z^L) z^l \frac{1}{L} \sum_{k=0}^{L-1} W^{(l+L/2)k} G(z W^k).$$

Структурні схеми інтерполіаторів при $L = 4$, показані на рисунку 2.9. На схемі на малюнку 2.9 б ППФ фактично використовується для коефіцієнта згладжування $G(z)$. ППФ для $B(z^2)$ нерекурсивного типу можна замінити,

наприклад, прямою формою ПФ без зниження ефективності. Відповідно до принципів побудови ПФС [15], у місцях, де фактично змінюється частота дискретизації, елементи затримки та підсумовування замінюються елементами перемикавання часу. Елементи ПФС, розташовані на виході схеми для інтерполяторів і на вході для дециматорів, відповідно до наведених зауважень, мають гребінчастий ПФ. На схемі рис. 2.9 а $G_l(z^2)$, а на схемі рис. 2.10b $B_0(z^4)$ и $B_1(z^4)$.

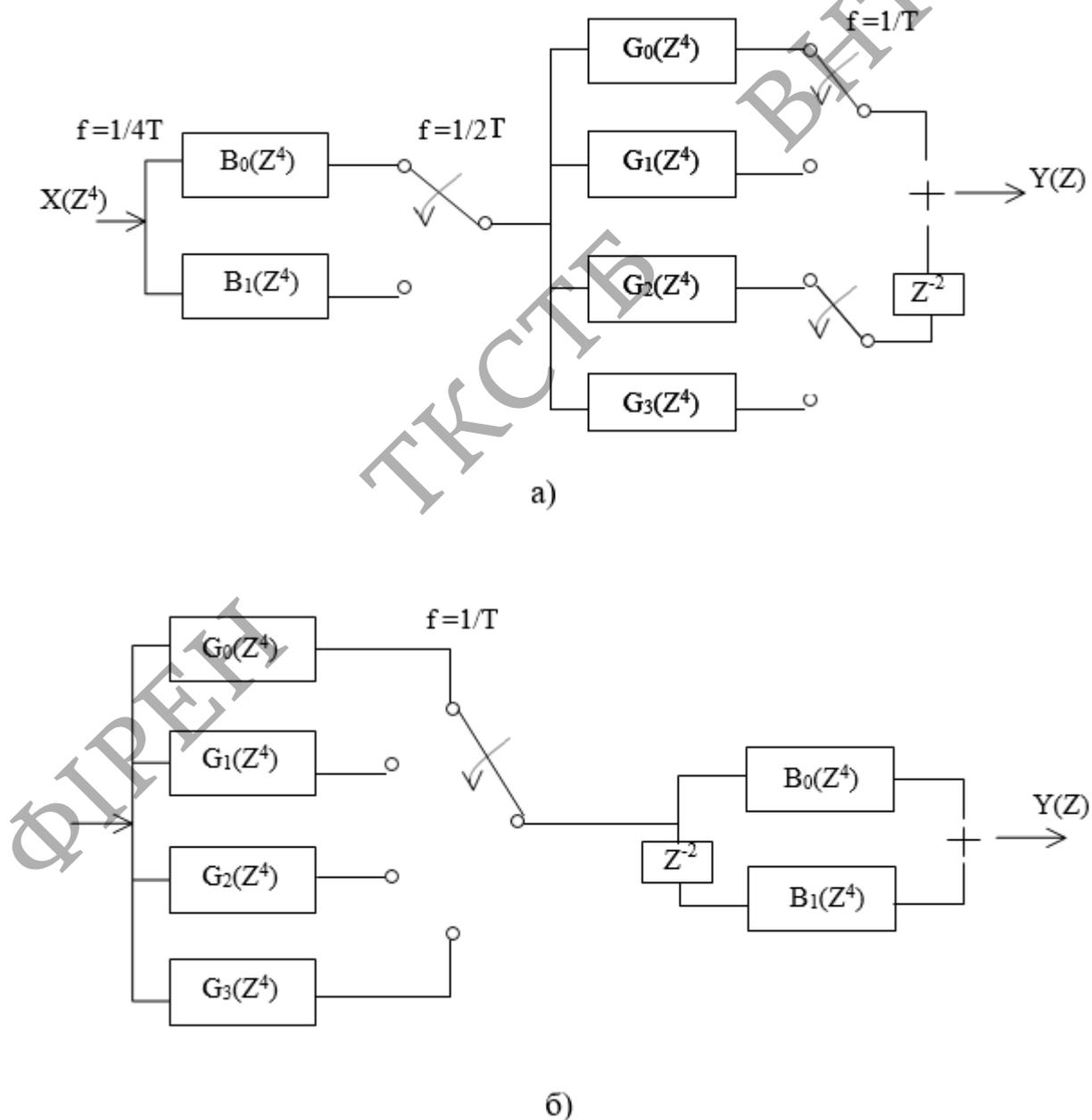


Рисунок 2.9 - Елементи ПФС

ПФС в багатоканальній фільтрації, що виконується з перетворенням частоти дискретизації, знайшли застосування для побудови однорідного банку фільтрів, ПФ якого отримують за рахунок зсуву частоти низькочастотного ПФ базового фільтра.

Як було вперше показано М. Беланж у [19], смуга смугових фільтрів шляхом розкладання та подальшої перегрупування може бути перетворена в комбінацію ланцюга ПФС для основного фільтра та процесора БПФ, який поєднує всі коефіцієнти зсуву.

Такий вид розкладання можливий завдяки періодичності значень комплексного показника, а його продуктивність тим вище, чим вище ступінь групи симетрії, що описує набір значень цього показника.

Можна замінити процесор БПФ на процесор дискретного косинусного перетворення (ДКП), коли отримані ПФ часткових каналів мають властивість ермітівської симетрії:

$$H_n(e^{j\lambda n}) = H_n^x(e^{-j\lambda x}), \quad (2.17)$$

(x — знак комплексно-спряжених значень), що означає, що відповідні фільтри мають лише дійсні коефіцієнти [23]. Особливо відзначимо, що такі структури використовуються в багатоканальній фільтрації, навіть якщо частота дискретизації не перетворюється [11].

Комбінація схем ПФС і ДКП процесорів у поєднанні з факторизацією ПФ базового фільтра з метою побудови однорідного банку фільтрів розглядалася в [20].

Наведемо основні результати цієї роботи, обмежившись розглядом лише побудови інтерполятора, оскільки завдяки властивості транспозиції сигнальних графіків [23] випадок децимації можна отримати шляхом інвертування структури інтерполяторів [15].

У роботах з однорідних багатоканальних фільтрів, наприклад, у [25] було показано, що z -перетворення $X_i(z^{L/2})$ можна записати як:

$$Y(z) = \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l} H_l(-z^L) V_l(z^{L/2}), \quad (2.18)$$

I

$$V_l(z^{L/2}) = \sum_{i=k_l}^{k_l+k} H_l(-z^{L/2}) \cos \lambda_i l, \quad (2.19)$$

де $V_l(z^{L/2})$ – l -ий вихідний сигнал $K \times L$ -точкового ДКП;

$$\lambda_i = \frac{(2_i + 1)\pi}{L} \quad - \text{значення центральних частот парціальних каналів;}$$

$H_l(-z^L)$ – альтернативна версія $H_l(-z^L)$.

Отриманий з базового низькочастотного прототипу, розкладеного на множники згідно (2.20), ПФ смугового фільтра, до постійного коефіцієнта, дорівнює:

$$\begin{aligned} H_l(z) &= H(z e^{j\lambda_i}) + H(z e^{-j\lambda_i}) = B(jz^{L/2})G(z e^{j\lambda_i}) + B(-jz^{L/2})G(z e^{-j\lambda_i}) = \\ &= B_0(-z^L) \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l} \cos \lambda_i G_l(-z^L) + z^{-L/2} B_1(-z^L) \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l} \cos \lambda_i (l + L/2) G_l(-z^L) \end{aligned} \quad (2.20)$$

Групуючи доданки, що відповідають різним i для отримання доданків виду (2.19), з урахуванням (2.20) отримаємо вираз, подібний до (2.16):

$$Y(z) = \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l} \left[G_l(-z^L) V_{0,l}(z^{L/2}) + z^{-L/2} G_l(-z^L) V_{1,l+L/2}(z^{L/2}) \right] \quad (2.21)$$

$$V_{\ln}(z^{L/2}) = \sum_{i=k_l}^{k_l+k} X_{k0}(z^{L/2}) \cos \lambda_i l = \sum_{i=k_l}^{k_l+k} X_k(z^{L/2}) B_n(-z^L) \cos \lambda_i l,$$

де

для $n=0,1$.

Замінивши в (2.21) порядок виконання операцій маємо:

$$Y(z) = B_0(-z^L) \sum_{l=0}^{L-1} z^{-l} G_l(-z^L) V_l(z^{L/2}) + z^{-L/2} B_1(-z^L) \sum_{l=0}^{L-1} z^{-L} G_l(-z^L) V_{l+L/2}(z^{L/2}) \quad (2.22)$$

Два варіанти побудови структурних схем за виразами (2.18) та (2.19) зображені відповідно на малюнках 2.10 а та 2.10 б.

У першому варіанті, який можна назвати схемою попередньої фільтрації, групуються терміни, оброблені тими ж ланками багатозафазного контуру згладжуючого фільтра - $G_l(-z^{L/2})$.

Ланки інтерпольованого фільтра $B_n(-z^L)$ працюють при низькій частоті дискретизації вхідних сигналів - $2F_0/L$

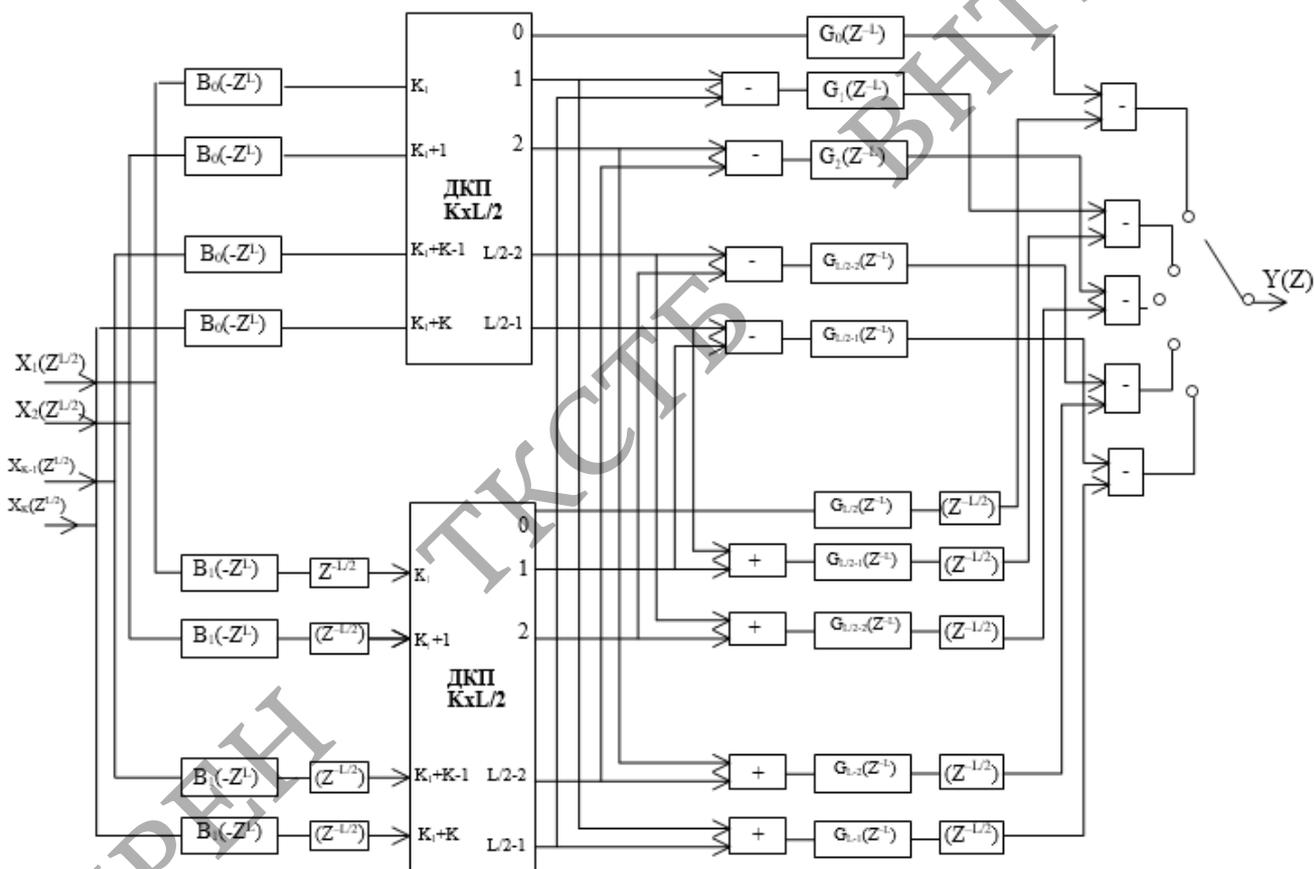


Рисунок 2.10 а – Структурна схема алгоритму з попередньою фільтрацією

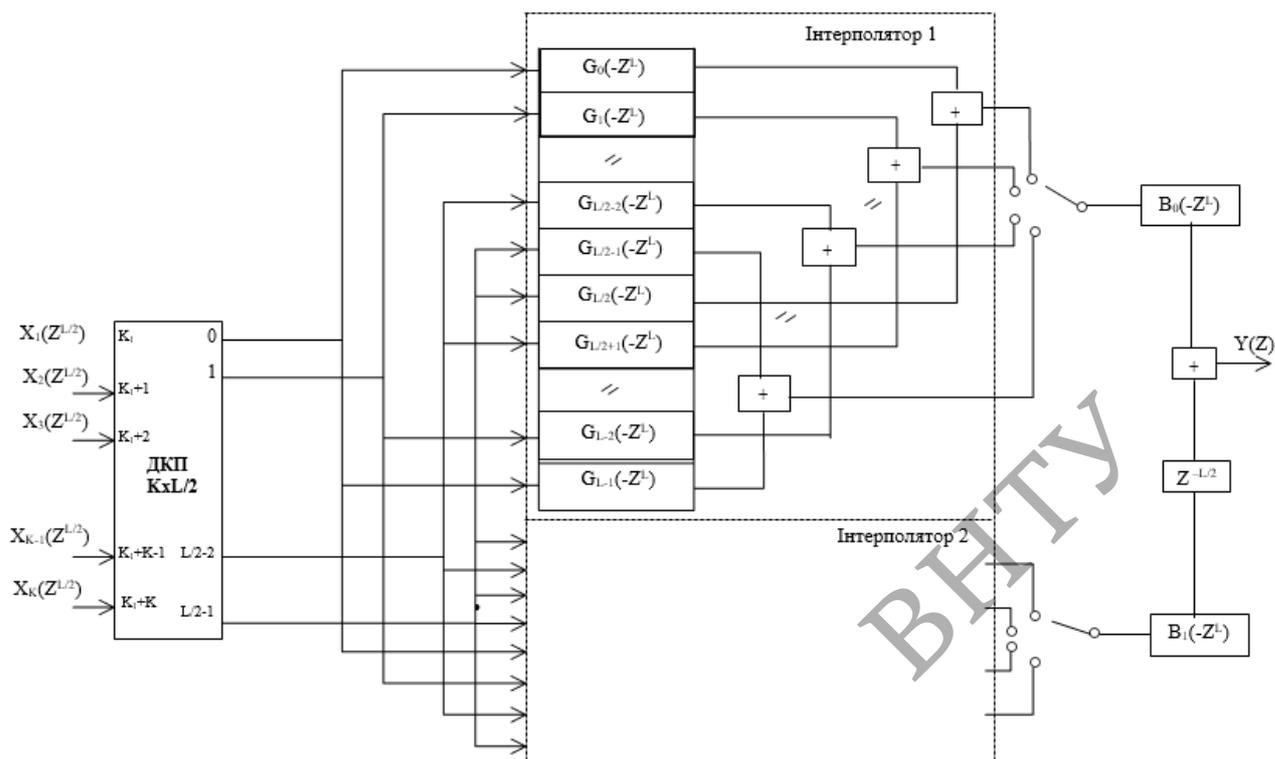


Рисунок 2.10 б – Структурна схема алгоритму з гребінчастим фільтром

Звертаючись до аналізу показників обчислювальної складності в багатошвидкісних цифрових фільтрах, ще раз підкреслимо, що повнота використання специфіки цих фільтрів, яка полягає у можливості зниження швидкості виконання арифметичних операцій, потребує зміни структури цифрові фільтри.

У роботі [32] було зазначено, що пряма форма реалізації інтерполюючих ЦФ дозволяє виконувати множення за швидкістю надходження вхідних вибірок лише в нерекурсивних ЦФ. Прямі або каскадні форми реалізації рекурсивних ПФ не можуть надати такої можливості. Бажання використовувати дзеркальну симетрію коефіцієнтів лінійно-фазових нерекурсивних ЦФ, як показано в [15], також призводить до модифікації структури ЦФ.

Індекс обчислювальної складності нерекурсивного ЦФ, реалізований відповідно до структури прямої згортки, застосований до перетворення частоти дискретизації, за своєю формою збігається з (1.17):

$$C_B = NF_{\partial 2} \cdot (K + \gamma_c(\sigma + 1) - M(\beta) / J), \quad (2.33)$$

де $J = F_{\partial 2} / F_{\partial 1}$ - коефіцієнт конверсії частоти дискретизації,

$F_{\partial 1}$ - нижче значення частоти дискретизації;

$F_{\partial 2}$ - вище значення частоти дискретизації.

Для багатофазних структур показник складності обчислень можна отримати шляхом підсумовування індексів окремих ланок («фішок»). З точки зору реалізації, доцільно забезпечити максимальну уніфікацію окремих посилок, виконувати всі ланки з однаковими індикаторами C_B^0 , тоді для фільтра в цілому отримуємо:

$$C_B = \sum_{l=0}^{L-1} C_{b,l} = LC_B^0 \quad (2.23)$$

Комбінований ПФС, отриманий відповідно до (2.14), у застосуванні до нерекурсивного ПФ, має, у першому наближенні, ту саму ефективність, що й у випадку одношвидкісних фільтрів, розглянутих у підрозділі 2.2, і може бути рекомендований для побудови багатошвидкісних високошвидкісних фільтрів. замовлення ЦФ $N > 100$.

Поліфазні структури для рекурсивних ПФ можна розділити на дві класифікаційні групи. Перший полягає в тому, щоб включити ПФС, отримані з ПФ, які можна представити у формі, де знаменник містить лише степені z^L . Вперше такі ПФ були розглянуті М. Беланжем, а потім вони були вдосконалені рядом авторів. Фактично, ППФ впливає лише на поліном чисельника, звідси й загальна назва ЦФ цієї групи – гібридна або рекурсивна – нерекурсивна ЦФ [21].

Враховуючи останнє зауваження, вираз для індексу обчислювальної складності можна записати у вигляді (2.23).

Друга група включає ПФС, отримані шляхом підсумовування за (2.19) ланками, кожне з яких є ЦФЦ. Оскільки властивості цього класу фільтрів багато в чому схожі з І-полосними НЦФ [78], його назвали L-полосні РЦФ. Оптимальний синтез РЦФ L-діапазону призводить до виробництва ПФ, що

об'єднують одиниці $H_1(z^L)$ різних ланцюгів, нерівних один одному. Використання дзеркальної симетрії чисельника і знаменника ПФ для цифрового центру зменшує значення індексу обчислювальної складності в цьому випадку.

Розглянувши аспекти показників обчислювальної складності, пов'язані зі структурою фільтрів, звернемося до тих моментів, які пов'язані з процесом синтезу ППФ, з апроксимацією характеристик ЦФ. Головною ознакою, яка об'єднує всі види багатошвидкісних ЦФ, є наявність, на додаток до смуги пропускання та смуги затримання смуг байдужості [38]. Наявність цих смуг робить ПФ будь-якого інтерполяційного або децимуючого фільтра багатосмуговим. Завдяки цим діапазонам в принципі можна використовувати РЦФ L-діапазону.

Якщо не врахувати смуги байдужості, то ПФ інтерполяційного або децимаційного фільтра можна розглядати як ПФ звичайного фільтра нижніх частот. Оцінка порядку низькочастотної НЦФ проводиться за звичайною методикою. Сприятливий вплив смуг байдужості проявляється у зменшенні порядку апроксимуючої функції порівняно з такою оцінкою. Ефект смуг помітний, коли їх загальна ширина становить значну частку всієї смуги. Деякі кількісні результати для НЦФ були отримані в [36].

Для гібридних ПФ методологія синтезу оптимальних ПФ була розроблена в [9] і додатково вдосконалена в [11]. Оцінку показників обчислювальної складності можна отримати шляхом розвитку ідей підходу, запропонованого в [21]. Основна ідея роботи [21] полягає в тому, що $N_r > N_z$, і для оцінки обсягу обчислень достатньо оцінити значення N_r .

У першому наближенні чисельник $H_1(z)$ повинен забезпечувати прийнятний рівень загасання, як у смузі затримки. Забезпечення заданого рівня пульсації в смузі пропускання δ_l (нерівномірність Δa дБ) припадає на частку від знаменника $H_2(z^L)$, що коригує вплив $H_1(z)$ у смузі пропускання. На рисунку 2.11а наведено типову форму АЧХ оптимальної ПФ гібридної ЦФ в цілому, отриману в результаті процедури ітераційного синтезу. При великих значеннях $L > 5$ за своєю основною властивістю поліном $H_1(z)$, всі нулі якого розташовані на одиничному

колі, близький до z-перетворення вікна Дольфа-Чебишева. Порядок чисельника оцінюється як середнє арифметичне N^b - верхніх меж і N^H - нижніх меж. Останні були отримані звичайним для поліномів Чебишева методом [9]

$$N_r^b = 2 \frac{\operatorname{arcch}(1/\delta_2)}{\operatorname{arcch}(X_p)}, \quad N_r^H = \frac{\operatorname{arcch}(1/\delta_2)}{\operatorname{arcch}(X_0)},$$

$$X_0 = \frac{3 - \cos \lambda_2}{1 + \cos \lambda_2}, \quad X_p = \frac{X_0 + 1}{2} \cos(\lambda_2 - \Delta\lambda) + \frac{X_0 - 1}{2},$$

$\Delta\lambda = 2\pi\Delta f$ – ширина перехідної смуги за одиничним рівнем.

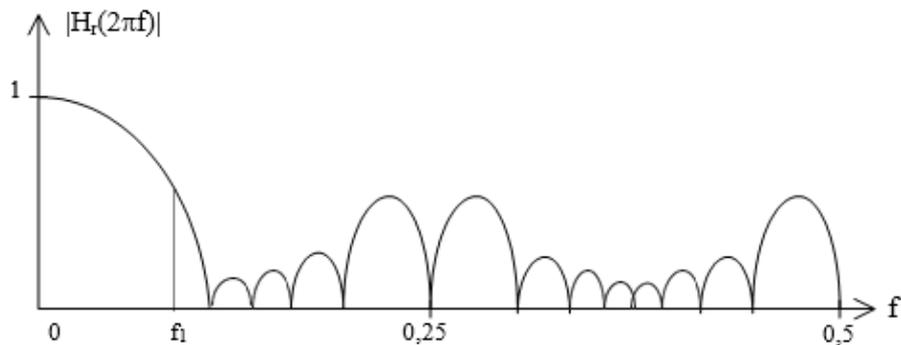
Завдяки вузькосмуговості ПФ чисельника та ефекту усереднення оцінка $1/2 \cdot (N_r^b + N_r^H)$ виходить досить точною у широкому діапазоні параметрів.

Порядок ПФ для N_3 оцінюється виразом [4]:

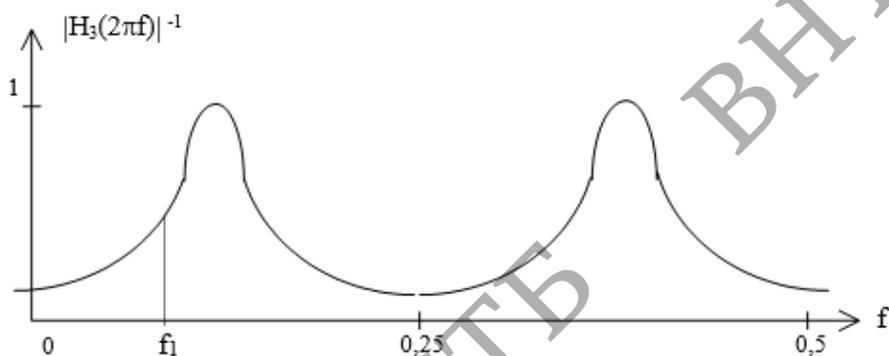
$$N_3 \cong 1,08 \lg [2/\delta_2 \sqrt{\delta_1}] \lg [4/\pi\Delta f \operatorname{Sin} f_1]. \quad (2.24)$$

Якщо використовувати (2.24) безпосередньо, то маємо верхню межу N_3^b для N_3 , оскільки вона була отримана для умови $N_3 = N_r$, а не для фактичного співвідношення $N_r > N_3$. Через останню умову вимоги до знаменника необхідно зменшити порівняно з (2.24).

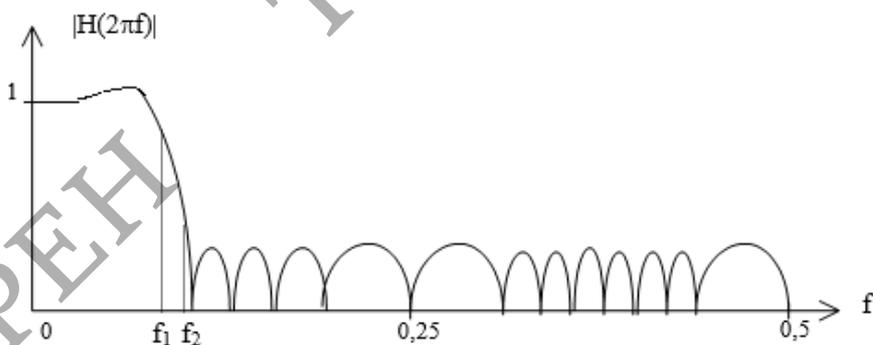
Підставляючи в (2.24) величину $L/\Delta f$ замість $1/\Delta f$, отримуємо нижню оцінку N_3 . Дані, що характеризують щільність оцінок N_3^b / N_3^H , ілюструються графіками на рисунку 2.12.



а)



б)



в)

Рисунок 2.11 - Щільність оцінок N_3^b / N_3^H

2.5 Висновки до розділу 2

На основі матеріалів розділу 2 можна сформулювати наступні висновки:

1. У багатосмуговій цифровій фільтрації використання факторизації ПФ у груповому порядку перетворює каскадну схему в деревоподібну. За типом

складових елементів деревовидна структура є універсальною.

2. Найефективнішою для багатосмугової фільтрації є пірамідальна структура, яка містить найвищий ступінь симетрії.

3. Поєднане використання факторизації та паралельної декомпозиції для організації додаткового виходу забезпечує підвищення ефективності методу багатосмугової фільтрації.

4. Якщо розташування часткових каналів має властивість дзеркальної симетрії, то, розширюючи матрицю фільтрації, можна вибрати матрицю, що містить лише тривіальні операції, і тим самим зменшити обчислювальну складність алгоритму поділу.

5. Маючи (у випадку мультиплексування з частотним розподілом) меншу ефективність, ніж багатосмугова фільтрація, метод поділу, заснований на триканальних роздільниках, забезпечує більшу гнучкість, наприклад, при розділенні каналів неоднакової ширини. При збільшенні кількості спільних каналів від трьох до ∞ отримане посилення зменшується від трьох до двох разів.

6. Поліфазна структура є варіантом використання загальної паралельної декомпозиції, в якій як терміни виступають багатосмугові гребінчасті фільтри. У схемах перетворення частоти ці терміни працюють з низькою частотою дискретизації.

7. Рівномірна смуга смугових фільтрів, перетворена шляхом декомпозиції та перегрупування в комбінацію багатофазної схеми та процесора ДПФ, реалізується тим ефективніше, чим вищий тип симетрії для компонентів забезпечується.

8. Поєднання багатофазного представлення з факторизацією дає змогу підвищити ефективність результуючих схем як у разі багатошвидкісної обробки, так і у разі багатоканальної фільтрації.

9. Отримані вирази дозволяють оцінити обчислювальну складність гібридних рекурсивно – нерекурсивних фільтрів та визначити умови доцільного використання розглянутих у р. 2 схем.

РОЗДІЛ 3. РОЗРОБКА МЕТОДИКИ ПРОЕКТУВАННЯ ПРИСТРОЇВ ЦИФРОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ

3.1 Розробка методики проектування пристроїв цифрового оброблення сигналів на основі декомпозиції їх системних функцій

Технічні вимоги до проєктованого пристрою ЦОС зазвичай відображають потреби всього комплексу, що створюється, до складу якого входить проєктований об'єкт. За шириною охоплення вимоги можна розділити на загальні вимоги інтегрального типу, які стосуються всього класу задач, що розв'язуються, і вимоги, специфічні для кожної конкретної задачі.

Відправною точкою в будь-якій методології проектування є аналіз вихідних даних. В результаті аналізу необхідно встановити повноту вихідних даних, їх достатність для формалізації та переходу до основних процедур синтезу.

Далі настає дуже відповідальний момент у розглянутій методології: проводиться дослідження системних функцій і вибирається та функція системи, для якої слід вивчати притаманні їй типи симетрії, у тому числі можливі «потенційні» типи. Термін «функція системи» узагальнює такі характеристики, як передавальна функція, імпульсна характеристика, спектр сигналу.

Далі визначається тип розкладання функції системи на компоненти, що дає можливість використовувати для подальшого групування та об'єднання таких компонентів, симетрія яких описується групами вищого порядку, структурну схему пристрою, або розробляється схема алгоритму. Відповідно до чого здійснюється синтез складових частин, елементів.

Важлива перевага ЦОС полягає в можливості практично повної імітації або математичного моделювання проєктованого об'єкта на комп'ютері. Програми моделювання починають створюватися паралельно з виконанням процедур синтезу компонентів. Перевірка якості отриманого рішення також здійснюється за допомогою програм моделювання. У разі незадовільного рішення відбувається повернення до етапу вибору декомпозиції та перегляду обраного типу

декомпозиції та повторного виконання процедур синтезу до тих пір, поки не будуть задоволені вимоги критерію. Якщо завдання передбачає можливість отримання більш ніж одного задовільного рішення, то з них необхідно вибрати оптимальний варіант рішення при мінімумі показника СВ.

Наприкінці проводиться етап впровадження, що передбачає активне використання програм тестування та діагностики. Схема алгоритму проектування, що відповідає його поетапній реалізації, розглянута вище, показана на рисунку 3.1.

Переходимо до більш детального покрокового розгляду методики, починаючи з введення зовнішніх параметрів. Як уже зазначалося, номенклатура вхідних параметрів повинна включати як параметри, загальні для всіх розглянутих завдань, так і конкретні параметри для кожного конкретного завдання.

Серед вимог генплану однією з основних вимог є масштаб реального часу, виражений через параметр допустимого значення, що вводиться при обробці затримки $t_{\text{доп}}$. Залежно від необхідності забезпечення режиму реального часу метод реалізації буває програмним або апаратним.

Визначається:

- швидкість передачі та обробки даних по системній шині;
- особливості організації режиму конвеєра;
- максимальний розмір обробленого блоку даних у разі блочної організації.

Обов'язково враховуються вимоги до умов спряженості та взаємодії об'єкта з іншими частинами комплексу, опису вхідної дії, врахування особливостей організації суміжних функцій у комплексі.

Для програмної реалізації необхідно вказати тип використовуваного комп'ютерного обладнання із зазначенням основних параметрів.

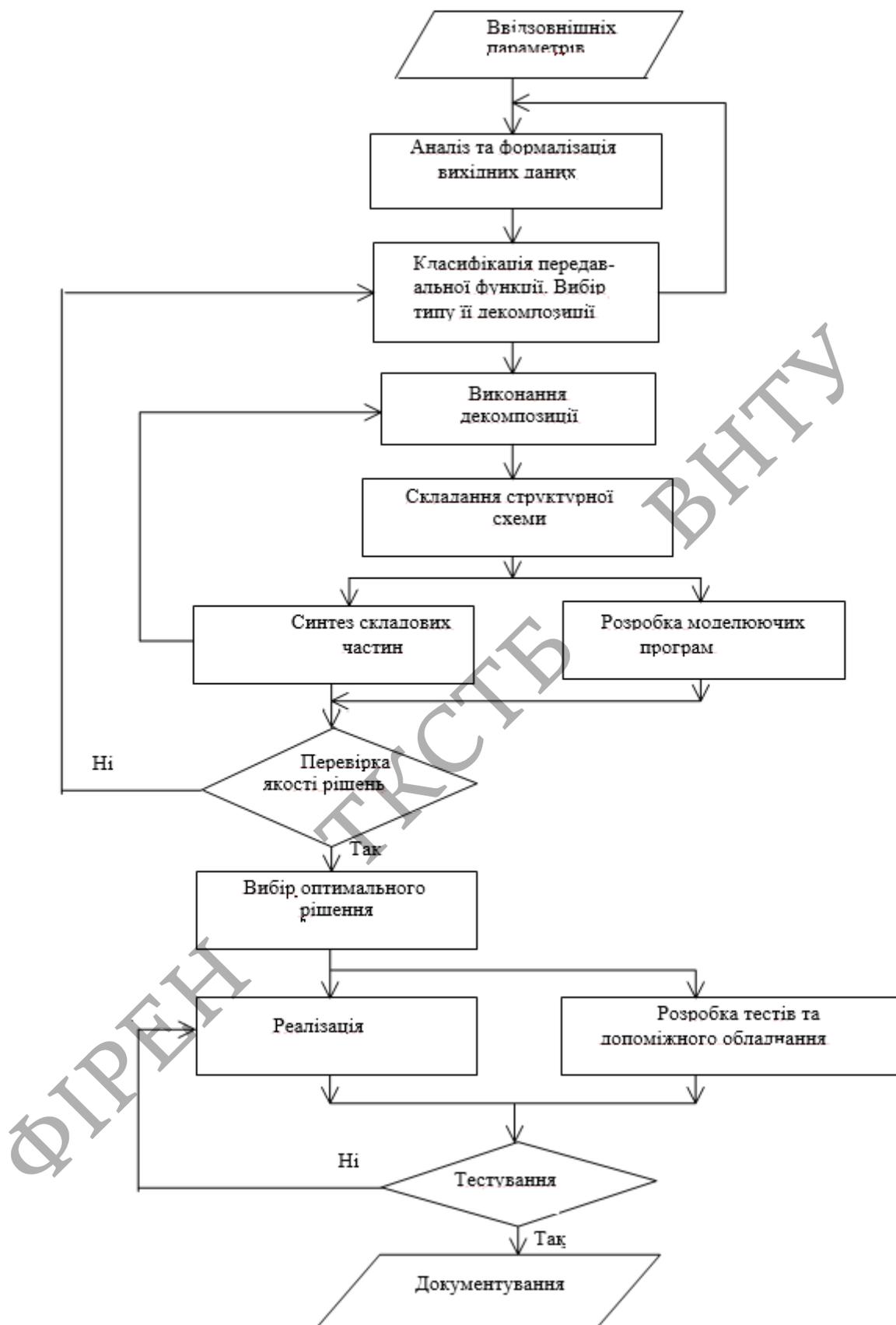


Рисунок 3.1 – Схема алгоритму проектування пристроїв цифрового оброблення сигналів

Якщо використовується прошивка, то важливо враховувати інформацію про: структуру внутрішньої шини, обсяг доступної внутрішньої пам'яті, адресний простір, тобто обсяг зовнішньої адресної пам'яті, засоби налагодження та програмування.

Для апаратної реалізації необхідно вказати основні обмеження на елементну базу та допустимі значення масо-габаритних показників, енергоспоживання, характеристики надійності, визначити елементну базу (БІС, спеціальні процесори тощо).

Наявність альтернатив у виборі компонентів визначає необхідність узгодження структури або блок-схеми алгоритму зі структурними особливостями організації процесора, з його архітектурою. Методика відбору передбачає виконання:

- аналіз вимог системи, пристрою;
- ескізне складання функціонального опису конструкції;
- складання таблиці з переліком характеристик, що відображають вимоги системи;
- заповнення матриці узгодження параметрів;
- вибір найкращого варіанту за максимальну кількість балів.

При заповненні матриці узгодження параметрів у [56] рекомендується вибирати рівні значущості вимог таким чином:

- слабка значущість 8 балів;
- нормальна значимість 10 балів;
- сильна значимість 12 балів.

Конкретні параметри відрізняються в залежності від конкретного типу завдання. Вони характеризують специфіку вимог у частотній та часовій областях. Так, наприклад, якщо проектується пристрій фільтрації шуму, то його вибіркові властивості слід визначити шляхом встановлення основних вимог до завадостійкості, параметрів кореляційної функції пристрою. У цьому випадку вимоги до фазової характеристики зазвичай не пред'являються.

На етапі аналізу та формалізації вихідних даних весь набір вимог, загальних і специфічних зовнішніх параметрів має бути відображений в обмежений набір характеристик і параметрів, необхідних для виконання процедур синтезу.

Насамперед встановлюється цільова функція або критерій оптимальності для задачі синтезу апроксимації. Рішенням задачі є функція $y(h_1, \dots, h_n, x)$, близька до $y_0(x)$ – ідеальна функція, у якій h_i – коефіцієнти або параметри наближення.

Мінімакський критерій у випадку зваженого наближення Чебишева використовується як типовий критерій для задач синтезу

$$E_1(x) = \min_{h_i} \max_{-x \leq x \leq x} \|W(x)[y(h_1, \dots, h_n, x) - y_0(x)]\|_{L_2[-x, x]} \quad (3.1)$$

де $W(x)$ – зважуюча функція похибки наближення,

$\|W(x)[y(h_1, \dots, h_n, x) - y_0(x)]\|_{L_2[-x, x]}$ – символ норми у просторі метрики,

L_2 - критерій мінімуму середньоквадратичного відхилення

$$E_2(x) = \min_{h_i} \|y(h_1, \dots, h_n, x) - y_0(x)\|_{L_2[-x, x]} = \frac{1}{2} x \int_{-x}^x W(x)[y(h_1, \dots, h_n, x) - y_0(x)]^2 dx \quad (3.2)$$

У конкретних додатках ці критерії змінюються відповідно до умов задачі. Існують, зокрема, модифікації, які узагальнюють поняття вагової функції таким чином, що в результаті дія критеріїв обмежується окремими підінтервалами значень аргументів.

Наступний показник є популярним критерієм у ряді задач оптимізації [10, 11]:

$$E_2^D(\lambda_c) = \frac{\int_{-\lambda_c}^{\lambda_c} |H(\lambda)|^2 d\lambda}{\int_{-\pi}^{\pi} |H(\lambda)|^2 d\lambda}$$

Часто отримання та використання інженерних рішень пов'язане з квазіоптимальними наближеннями в сенсі обраного критерію та його модифікацій. У зв'язку з цим важливо визначити зв'язок між різними видами апроксимації. Існує зв'язок між зваженим Чебишевським і найменшим середньоквадратичним наближенням полінома:

$$\rho(h_1, \dots, h_n, x) - \text{багаточлен, який мінімізує норму}$$

$$\int_{-x \leq x \leq x} |\rho(h_1, \dots, h_n, x) - y_0(x)|^p dx \quad (3.3)$$

При $p \rightarrow \infty$ він прагне багаточлена мінімізуючого

$$\min \max_{-x \leq x \leq x} |\rho(h_1, \dots, h_n, x) - y_0(x)| W(x), \text{ при } W(x \geq 0)$$

Виходячи з цього співвідношення, з огляду на складність розв'язування задач оптимізації з критеріями (3.1), часто використовуються квазіоптимальні рішення, які задовольняють (3.3) з $p > 2$. Приклади наведено в [9,30].

Якщо з якихось причин формалізація змістовної постановки задачі утруднена, то можна рекомендувати використання критерію (3.2). Експериментально встановлено, що застосування методу Чебишева спотворює вже досягнуту апроксимацію методом найменших квадратів у меншій мірі, ніж застосування критерію найменших квадратів спотворює наближення Чебишева.

Далі, залежно від постановки задачі, проводиться визначення інтервалу допустимих значень або конкретних величин основних робочих параметрів, що використовуються в процедурах синтезу. До цих параметрів у задачах цифрової фільтрації відносяться:

- номінальне значення частоти дискретизації F_d , Гц.

$$f_{ок} = \frac{F_{\kappa}}{F_s}, \kappa = 1 \dots K.$$

- характеристики розташування каналів фільтрації

- коефіцієнт перетворення частоти дискретизації (інтерполяції або децимації) - R .

Потім для кожного каналу фільтрації визначаються параметри ПФ (робочі параметри АЧХ і ГВЗ (ФЧХ)).

У деяких випадках встановлюються додаткові вимоги у вигляді обмежень, наприклад, обмеження на поведінку АЧХ або групової затримки в межах смуги пропускання: вимоги до максимальної плавності або монотонності АЧХ або групової затримки. Обмеження можуть стосуватися поведінки тимчасових

характеристик: вводить вимоги до перехідної характеристики $\delta(n) = \sum_{i=0}^n h(i)$ виду

$\Delta\delta(n) < G_{\delta on}$, на значення певної підмножини коефіцієнтів ІІ накладаються обмеження, як це робиться у фільтрах Найквіста [58].

Встановлення вищевказаного набору параметрів дозволяє охопити широкий спектр практично важливих завдань.

Наприклад, якщо необхідно вирішити задачу синтезу ФС шляхом максимізації енергії, що міститься в заданій смузі частот $(0, \lambda_c)$:

$$\max \int_0^{\lambda_c} |H(\lambda)|^2 d\lambda,$$

то цю задачу можна сформулювати як задачу синтезу віконної функції згладжування, визначивши значення як дБ за результатами підрозділу 2.4 та знявши вимоги до значення a_s , оскільки максимізація енергії призводить до дзвоноподібних характеристик частотна характеристика в «перехідній смузі».

Зробивши вибір типу реалізації, встановивши його основні технічні характеристики, визначивши номенклатуру комплексу технічних засобів або елементарної бази, архітектуру процесора, можна конкретизувати значення, які приймають основні вагові коефіцієнти, що характеризують показники обчислювальної складності алгоритмів і пристроїв. Відповідно до матеріалу підрозділу 1.3 необхідно визначити:

N_0 – число додаткових комірок у буферній пам'яті, необхідне організації конвеєрного режиму;

γ_c – відносна складність виконання операції підсумовування порівняно з виконанням операції зберігання-пересилання;

σ - відносна складність операції множення порівняно з операцією підсумовування.

Для чисельного розрахунку значень вищезазначених параметрів можна рекомендувати вищезгадану методику складання матриці узгодження [6], за правилами, описаними в цьому підрозділі вище, встановлюється питома вага наступних характеристик:

- площа кристала (кількість логічних елементів);
- споживання енергії;
- час проведення операції;
- показники надійності;
- простота управління.

Залежно від вимог системи встановлюються рівні значущості кожного з коефіцієнтів. Так у роботі [20] наведено дані, з яких зрозуміло, що для В-бітового слова кількість логічних вентилів дорівнює

$$\begin{array}{cccc} \text{ОЗУ} - \text{В} & \text{АЛУ} - 16\text{В} & \text{Помножувач} & \text{Мультиплексор} \\ & & 10\text{В}^2 + 30\text{В} + 80 & 4\text{В} + 3 \end{array}$$

У безрозмірному вигляді ці характеристики, разом із характеристикою швидкодії та споживаної потужності для 12-розрядного слова наведено у табл. 3.1.

Таблиця 3.1- Порівняльна складність основних обчислювальних операцій

Найменування показника	Число логічних вентилів	Час виконання	Споживана потужність
Найменування операції			
Зберігання-пересилання	1	3	1
Додавання-віднімання	16	1	12
Множення	150	9	100

Зроблені кроки дають змогу формалізувати вихідні дані. Формалізоване представлення вихідних даних є основою для класифікації функції системи та

подальшого вибору типу її декомпозиції з урахуванням обмежень, що накладаються умовами задачі, та забезпечення найменшого можливого значення показника складності обчислень. Класифікація проводиться за максимально досяжним для заданих робочих параметрів типом симетрії ПФ або ІХ, включаючи приховані «потенційно» можливі типи симетрії.

Цей вибір здійснюється шляхом перевірки умов доцільності для конкретних видів декомпозиції, декомпозиції для подальшого групування та об'єднання функції системи в компоненти, групи симетрії яких мають найвищий індекс і забезпечують найменшу контурну оцінку індексу складності. розрахунки.

Усі досліджені типи симетрій систематизовано та зведено в таблицю 1.2. З таблиці можна безпосередньо простежити зниження показників складності обчислень за рахунок зменшення кількості різних коефіцієнтів фільтра за наявності симетрії в його системних функціях. У таблиці 3.2 узагальнено методи декомпозиції системної функції, розглянуті в розділах 2 і 3, яка вважається передатною функцією або імпульсною характеристикою, залежно від типу використовуваної симетрії. Позначення $|H(\lambda)| > A$ для смуги частот $\Delta\lambda < a$ є виразом вузькосмугової властивості ПФ, а

$$\frac{d|H(\lambda)|}{dh(n)} < S_0$$

- властивості низької чутливості у цій смузі.

Стадія розкладання включає:

- знаходження найкращого поєднання, поєднання окремих видів декомпозиції;
- визначення параметрів розкладання;
- розподіл норм, допусків значень робочих параметрів між окремими елементами.

Застосування комбінації окремих видів розкладання дозволяє досягти збільшення позитивного ефекту. Так, наприклад, у деревоподібній структурі, яка реалізує метод багатосмугової та багаторівневої фільтрації, можна

використовувати паралельну декомпозицію для отримання пари комплементарних ПФ. Розділ 2.3 показав високу ефективність структури, яка поєднує поліфазну декомпозицію з факторизацією ПФ. Основне правило залишається тим самим: ви повинні використовувати найвищі типи симетрії.

При визначенні параметрів розкладання потрібно отримати:

- кількість складових елементів;
- значення коефіцієнта перерахунку;
- порядок системних функцій елементів.

В результаті виконання вищезазначених етапів завдання вибору організації структури пристрою або алгоритму програми зводиться до розгляду двох-трьох конкурентних альтернатив з дещо різними показниками. Ці альтернативи по черзі розглядаються на наступних етапах діаграми на рисунку 3.1, аж до етапу «вибору оптимального рішення», коли приймається остаточне рішення.

Окреслена в результаті декомпозиції ідея розвивається в напрямку подальшої деталізації блок-схеми алгоритму або сигнального графіка пристрою з урахуванням специфіки технічних засобів організації процесу обробки. Встановлюється однозначний порядок групування та включення окремих елементів, що забезпечує нормальне функціонування розробленого алгоритму чи пристрою та враховує:

- підтримання всіх необхідних часових відносин;
- виключення з графіка петель, які не вносять затримку;
- задоволення вимог до розміру динамічного діапазону, введення масштабування;
- вивчення питань взаємодії із суміжними частинами системи чи комплексу.

Потім уточнюється розподіл допусків і вимог до елементів структурної схеми та значення їх порядків ПФ, які служать вихідними даними для наступного етапу.

Етап синтезу компонентів включає основні розрахункові процедури, необхідні для визначення чисельних значень коефіцієнтів усіх компонентів, тобто для їх синтезу.

Необхідність отримання великої кількості проектних параметрів визначає вимогу виконання процедур синтезу з високою точністю. На цьому етапі припадає основна частка обчислювального навантаження, максимальне використання обчислювальних ресурсів і комп'ютерного часу. Для отримання оптимального рішення необхідно використовувати спеціально розроблені математичні та програмні засоби, такі як пакети програм MatLab і MathCad.

Розробку програм моделювання можна починати паралельно з синтезом складових частин, отримані результати використовуються на наступному етапі перевірки якості отриманого рішення, а потім при розробці тестів і тестуванні. Отже, кінцевою метою моделювання є:

- розробка реалізації обраного розрахунково-контрольного алгоритму;
- дослідження очікуваної продуктивності пристрою або системи;
- розробка тестових сигналів для перевірки отриманих рішень. Для досягнення цієї мети необхідно вирішити ряд конкретних завдань:
 - врахувати вплив нелінійного квантування та ефектів насичення, через кінцеву розрядність даних;
 - підбір значень масштабних коефіцієнтів, окремих елементів конструкції;
 - оцінка відповідності заданим вимогам їх сформованих контрольних послідовностей;
- оцінка та, за потреби, коригування прийнятих рішень;
- створення програм для генерування тестових сигналів.

Модель пристрою, що розробляється, створюється на основі математичного алгоритму, дані вводяться в двійковому або десятковому коді із заданою кількістю розрядів, а обчислення виконуються з кінцевою точністю, усіченням проміжних результатів.

Перевірка якості отриманого рішення за допомогою програм моделювання практично повністю гарантує працездатність і стан алгоритму у разі програмної реалізації. Апаратна реалізація не може виконувати перевірку працездатності в реальному часі.

В результаті значно зменшуються витрати на перевірку відповідності

отриманої реалізації заданим вимогам, забезпечується можливість автоматизації процесу розробки технічних рішень та створення документації.

Якщо задовільна якість рішення досягається для більш ніж одного з послідовно розглянутих варіантів, то здійснюється вибір оптимального рішення.

Критерієм оптимальності є мінімізація зазначеного показника обчислювальної складності. Уточнення значення цього показника проводиться за результатами конкретного дослідження. Враховано квантування показників γ_c , σ , N_0 у реальних схемах, завдяки уніфікації параметрів використовуваних елементів 8, 16 розрядами; відхилення отриманих значень параметрів від їх розрахункових значень.

Зроблений вибір є основою для реалізації. Реалізація включає розробку технічних рішень для схемотехнічних блоків: пристрою керування або секвенсора імпульсних послідовностей, обчислювального блоку, пристрою оперативної пам'яті.

3.2 Висновки до розділу 3

Розроблена методологія проектування пристроїв ЦОС на основі декомпозиції їх системної функції дає можливість проектувати пристрої ЦОС з високою ефективністю при їх реалізації.

Систематичний розгляд шляхів зниження вартості обчислювальних операцій алгоритмів ЦОС дозволяє визначити сфери їх застосування при розробці пристроїв зв'язку та мовлення.

РОЗДІЛ 4. РОЗРОБКА ЗАСОБІВ ЦИФРОВОГО ОБРОБЛЕННЯ СИГНАЛІВ ДЛЯ БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМ ЗВ'ЯЗКУ

4.1 Розробка та експериментальне дослідження синтезаторів сигналів, що реалізуються методами цифрової обробки сигналів

У цьому розділі розглядається поширення методу, описаного в попередньому параграфі, на проблеми лінійного синтезу сигналів, тобто синтезу сигналів за допомогою лінійних методів цифрової обробки сигналів.

Нерозривний зв'язок, спільність проблем теорії сигналів і теорії ланцюгів визначається їх спільністю теоретичної основи, єдністю основних математичних методів їх опису [30, 63].

Подвійність частотно-часових уявлень, виразом якої є фундаментальне співвідношення невизначеності (1.33), знаходить свій конкретний вираз у відносинах подвійності теорії аналітичних сигналів і теорії схем [4, 5].

Специфікою задачі синтезу сигналів, в цікавить нас аспекти, є специфіка проблеми генерації та формування сигналів, що виражається в можливості детального опису повного ансамблю значень вихідного сигналу. пристрою. Ця функція сприяє більш повному використанню властивостей сигналів для зменшення кількості виконуваних операцій і в кінцевому підсумку для економічної реалізації алгоритмів і пристроїв. Досягнення цієї мети вимагає вивчення взаємозв'язку між специфічними ознаками та загальними моментами в синтезі сигналів і схем. У результаті необхідно сформулювати методи використання симетрії та декомпозиції для забезпечення ефективної реалізації за критерієм обчислювальної складності.

Принципова можливість зниження обчислювальної складності алгоритмів і пристроїв генерації сигналів шляхом розкладання представлення синтезованого сигналу на компоненти з більш високим типом симетрії, ніж вихідне представлення, впливає з представлення, справедливого для будь-якого реального сигналу $S(n)$:

$$S(n) = A(n) \cdot \cos \psi(n) \quad (4.1)$$

де $A(n)$ - огибаюча сигналу;

$\psi(n)$ - миттєва фаза сигналу.

Визначення понять огибаючої та фази, узагальнюючи поняття модуля та аргументу вектора, наведено в [5].

Аналогія, визначена співвідношеннями подвійності [8], показує, що розкладання (4.1) за амплітудно-модульованим фактором $A(n)$ і частотно-модульованим фактором $\cos \psi(n)$ виявляється ефективним, якщо хоча б одна з наступних умов задоволений. По-перше, $A(n)$ – це вузькосмуговий сигнал, швидкість зміни якого менша, ніж у другого фактора.

По-друге, є спосіб ефективно реалізувати $\psi(n)$, як функцію керування синтезатором гармонійного сигналу.

Паралельне розкладання також можна використовувати для отримання $S(n)$ у вигляді (4.4), якщо, наприклад, використовувати аналогію з виразом для передатної функції. Отриманий сигнал $S(n)$ можна записати у вигляді:

$$S(n) = \sum_i^m S_i(n) \cdot \cos \lambda_i n \quad (4.2)$$

Якщо передбачити ефективні методи формування координатних сигналів у $S_i(n)$, то можна отримати сигнали $S(n)$, які задовольняють широкому колу вимог.

При класифікації для більш детального опису задачі синтезу, перш за все, необхідно враховувати спосіб використання сигналу: передбачається використання сигналу в системах ЦОС, тобто у вигляді квантованих за рівнем вибірок, або в аналогових системах, тобто в аналоговій формі, яка виходить шляхом цифро-аналогового перетворення. У першому випадку задача синтезу, як правило, вирішується для заданих значень основних параметрів: частоти дискретизації, кількості двійкових розрядів i , можливо, ряду інших параметрів, залежно від специфіки конкретної постановки проблема. У разі використання «зовнішнього», аналогового, ці параметри можна вибрати для отримання

оптимального рішення для заданих зовнішніх параметрів. Критерій оптимальності в цьому випадку повинен враховувати вартість аналогової частини, включаючи аналоговий фільтр на виході ЦАП.

Прикладами використання першого ряду є гармонічні сигнали для схем формування та демодуляції однополосних сигналів за методом Вівера [5, 6]; генератори опорних сигналів для процесорів ДКТ і БПФ, що входять до складу трансмультиплексорів [5].

Прикладами аналогового використання є генератори лінійних сигналів у модемах [8], цифрові синтезатори частоти [6, 7], генератори тестових сигналів для систем автоматичної корекції [8] та синтезатори вокодерів [9].

Розглянемо детальніше специфіку обох розглянутих застосувань стосовно практично важливого й поширеного класу сигналів – гармонічних сигналів. Завдяки тому, що вони є власними функціями лінійних, інваріантних зсуву систем, вони мають такі важливі властивості, як періодичність, ортогональність та інваріантність зсуву. Ці властивості зберігаються при переході від безперервного аргументу до дискретного [6].

На додаток до безпосереднього використання гармонічні сигнали часто служать основою для побудови більш широкого класу сигналів, таких як чірп-сигнали, багаточастотні сигнали відповідно до (4.1) і (4.2).

Генерація гармонійного сигналу заснована на таких методах цифрової обробки сигналу:

- метод рекурсії [21];
- табличний метод [10];
- метод апроксимації [12].

Основною перевагою методу апроксимації є те, що його легко реалізувати за допомогою ЦОС. Недоліком методу є його низька точність, оскільки використовується або розкладання Тейлора [12], або розкладання за базисними функціями типу Уолша.

Оскільки генерація сигналів у системі відбувається за рахунок покриття матриці без втрат, то отримані рішення мають недостатньо хороші шумові

властивості. Як показав аналіз цього питання в [19], потужність шуму квантування має тенденцію до лінійного збільшення зі збільшенням n . Через властивість структурної обмеженості збільшення потужності шуму призводить до зменшення потужності сигналу та його виродження.

Крім шумових властивостей, недоліком рекурсивного методу є неможливість використання симетрії у значеннях коефіцієнтів системи, тому для отримання однієї вибірки виконуються чотири множення та два додавання [21].

Табличний метод полягає в зчитуванні з таблиці, що зберігається в запам'ятовуючому пристрої, значень гармонійних коливань, раніше введених в неї:

$$S(n) = \cos(2\pi \cdot T_\delta / T_0 \cdot n + \theta) = \cos(2\pi \cdot F_0 / F_\delta \cdot n + \theta), \quad (4.3)$$

де $F_\delta = 1 / T_\delta$ – значення частоти дискретизації;

$F_0 = 1 / T_0$ – значення частоти, що генерується;

θ – початкова фаза коливання.

На комплексній площині сигнал $S(n)$ відповідає проекції на дійсну вісь вектора одиничної довжини з кутовою координатою, що збігається зі значеннями аргументу в (4.3). Зрозуміло, що обсяг таблиці не повинен перевищувати значення N , що дорівнює:

$$\begin{cases} B/2 - \text{для парних } B \\ B+1/2 - \text{для непарних } B \end{cases} \quad (4.4)$$

де $F_0 / F_\delta = A / B$ – правильний нескоротний дріб.

Значення чисельника A визначає приріст аргументу i , отже, порядок, у якому будуть зчитуватися значення з таблиці.

Якщо частоти F_0 і F_δ несумірні ($\alpha = F_0 / F_\delta - A / B \neq 0$) або значення Nb (4.8) перевищує ємність накопичувача, рівну V , то за допомогою розкладання F_0 / F_δ в неперервний дріб і вибравши правильний дріб A_k / B_k , ми отримаємо найкраще наближення для необхідного значення генерованої частоти $B_k \leq V$, яке можна надати таблицею обсягу V .

Виникаючі при цьому спотворення проявляються у вигляді зростаючого фазового зсуву зі збільшенням опорного числа і зростаючої квадратурної складової.

Допустиме значення спотворюючого сигналу можна вибрати з умови, що він не потрапляє в розрядну сітку значень таблиці, тобто перебуває на рівні шуму квантування. Сигнал помилки δ_F , викликаний заміною точної частоти на наближену, має вигляд «бітів»:

$$\delta_F(n) = 2 \sin \alpha \pi \cdot n \cdot \sin (2\pi A/B + \pi \alpha),$$

де α - величина фазового зсуву.

Використовуючи умову високої точності $\pi n \alpha \ll 1$, розкладаючи функцію синуса в ряд і утримуючи перші члени розкладання, можна записати:

$$\delta_F(N) = 2 (N\pi \alpha)^2$$

Прирівнюючи праву частину останнього виразу до максимального значення помилки квантування, отримуємо для пристрою пам'яті з P -бітовою мантисою:

$$\frac{L+1}{2} = -\log_2 (N\pi \alpha).$$

Симетричність значень гармонійних коливань дозволяє зменшити обсяг таблиць. Оцінка об'єму, задана формулою (4.4), фактично вже враховує симетрію значень гармонійних коливань, що визначає властивості парності косинусів або непарного синуса відносно початку координат. Крім цього типу симетрії, гармонічні сигнали також мають симетрію щодо осі, перпендикулярної до значення аргументу, що дорівнює $\pi/2$.

Крім того, функція $\cos \chi$ має дзеркальну симетрію відбиття в точці $\chi = 0$ і є антисиметричною, тобто дзеркальною симетрією з інверсією в точці $\chi = \pi/2$. Функція \sin має такі типи симетрії щодо відповідних точок $\chi = \pi/2$ і $\chi = 0$.

Таким чином, будь-яке гармонічне коливання має у загальному вигляді два види симетрії

$$\delta(n) = -\delta(n + N_1) \quad \text{і} \quad \delta(n) = \delta(N_2 - n).$$

Можливості цих видів симетрії були розглянуті в першому розділі, кожен з них дозволяє зменшити розмір столу вдвічі і, як наслідок, достатньо мати стіл місткістю не більше $[B/4] + 1$. Отримані таблиці мають мінімальний розмір, тобто повне використання симетрії вимагає відповідного вибору θ - початкової фази коливань. Звернемося для наочності до конкретного прикладу. Припустимо, що $F_0/F_\delta = 3/26$. Якщо ви генеруєте сигнал $\sin(2\pi \cdot 3/26 \cdot n)$, то вам потрібно зберегти 13 вибірок $V = 13$, якщо ви виберете $\sin(2\pi \cdot 3/26 \cdot n + \pi/26)$, тобто $\theta = \pi/26$, то можна зменшити обсяг $V = 9$ відліків. Мінімальний обсяг $V = 7$ досягається вибором $\theta = \pi/2$, тобто генеруванням сигналу $\cos(2\pi \cdot 3/26 \cdot n)$.

На додаток до розглянутих вище типів симетрії, які дійсні як для аналогових, так і для дискретних аргументів, для дискретизованого гармонічного сигналу, завдяки його подвійній періодичності, як по осі часу, так і по осі частоти, можна використовувати альтернативу при синтезі набір частот, як

$$\delta_a(n) = (-1)^n \cdot \delta(n) = \cos \pi n \cdot \cos(2\pi F_0/F_\delta \cdot n) = \cos(\pi - 2\pi F_0/F_\delta) \cdot n. \quad (4.5)$$

Практика використання табличного методу показує, що часто сфера його застосування обмежена недостатніми розмірами таблиці. Тенденції розвитку пристроїв пам'яті такі, що зі збільшенням їх швидкості з'являються нові частотні діапазони, для яких існує лише пристрій пам'яті дуже обмеженої ємності. Маючи таблицю обмеженого розміру, можна розширити діапазон генерованих частот, комбінуючи табличні методи формування з іншими. Для цих цілей можна, зокрема, застосувати інтерполяцію, оскільки надзвичайно вузькосмуговий характер гармонійних сигналів дозволяє використовувати прості схеми.

Подальший розвиток цього питання можна отримати, застосувавши результати, отримані в розділах 2 і 3.

Ми обмежимося тут, дотримуючись переважно [70], розглядом схем, що реалізують представлення інтерполяційного полінома у формі Лагранжа [71]:

$$Q_m(Z) = \sum_{i=1}^m \delta(\chi_i) \cdot a_i \chi^i, \quad (4.6)$$

$$a_i(\chi) = \frac{(\chi - \chi_0)(\chi - \chi_1) \cdots (\chi - \chi_{i-1})(\chi - \chi_{i+1}) \cdots (\chi - \chi_m)}{(\chi_i - \chi_0)(\chi_i - \chi_1) \cdots (\chi_i - \chi_{i-1})(\chi_i - \chi_{i+1}) \cdots (\chi_i - \chi_m)}$$

Коли крок таблиці дорівнює $2h = \pi / N$, модуль похибки наближення (4.5) підпорядковується наступній нерівності:

$$|\Delta_m(\chi)| \leq \text{const} (\pi / N)^{m+1}.$$

Визначимо алгоритм інтерполяції Лагранжа щодо випадку рівновіддалених вузлів і уточнимо значення отриманої помилки. При лінійній інтерполяції поліном (4.6) набуває вигляду:

$$Q_1(n) = 1/2 [\delta(n-1) + \delta(n+1)],$$

а величина гарантованої похибки дорівнює:

$$|\Delta_1| = 2 \sin^2 h / 2 = 2 \sin^2 \pi / 4N.$$

При кубічній інтерполяції маємо відповідно:

$$Q_3(n) = 1/16 \{9 [\delta(n-1) + \delta(n+1)] - [\delta(n-3) + \delta(n+3)]\}$$

$$|\Delta_3| = \Delta_1^2 \sqrt{2} (3 - |\Delta_1|) \cong 3 \Delta_1^2 / 2$$

Графічно залежності $|\Delta_1(N)|$ і $|\Delta_3(N)|$ показані на рис. 4.1 а.

Вихідний сигнал цифрового генератора гармонік з інтерполяцією формується шляхом почергового зчитування значень таблиці та значень, розрахованих інтерполятором. Продуктивність генератора буде найбільшою, коли обчислення виконуються для тих самих значень, які зчитуються безпосередньо на виході генератора. При цьому, якщо $A > 1$ в (4.4), то зі збільшенням кроку, з яким зчитуються табличні значення, похибка інтерполяції збільшується, а для лінійної інтерполяції гарантована похибка стає рівною

$$|\Delta_1| = 2 \sin^2 \frac{\pi F_o}{2F_\delta},$$

для кубічної інтерполяції відповідно

$$|\Delta_3| = 3 \sin^4 \frac{\pi F_o}{2F_\delta}.$$

Графіки цих похибок наведені на рисунку 4.1 б) (суцільні лінії). З них видно, що при $F_o / 2F_\delta \rightarrow 1/2$ ефективність інтерполяції зменшується. Її ефективність можна підвищити або шляхом обчислення інтерпольованих показань з найближчих значень, незалежно зчитованих з таблиці, або за допомогою альтернативи (4.3). Коливання спочатку інтерполують

$$\partial_a(n) = \cos 2\pi \cdot n(1/2 - F_o / 2F_\delta)$$

а потім до нього застосовується операція альтернативи $(-1)^n$ і в результаті отримуємо

$$\partial(n) = (-1)^n \cdot \partial_a(n) = \cos(2\pi n - F_o / 2F_\delta)$$

Значення похибок для цього варіанту показано на рисунку 4.1 б) (пунктирні лінії).

Вплив $\square 0(n)$ - помилок округлення значень таблиці на вихідний сигнал інтерполятора можна визначити безпосередньо з $Q_1(n)$ і $Q_3(n)$. Характеристики цих помилок узагальнено в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 - Характеристика помилок заокруглення табличних значень

Тип інтерполятора	Характеристика			
	ε max	M [ε]	D [ε]	Закон розподілу
Лінійний	ε_0 max	M [ε_0]	$0,5 D$ [ε_0]	Трикутний
Кубічний	$1,25 \varepsilon_0$ max	$1,25 M$ [ε_0]	$0,641 D$ [ε_0]	Квазинормальний

Враховуючи, що для лінійної інтерполяції потрібна одна операція додавання і одна операція зсуву, а для кубічної інтерполяції – чотири додавання і два зсуви, модно визнати інтерполяцію в рівновіддалених вузлах ефективним засобом розширення діапазону генерованих частот.

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

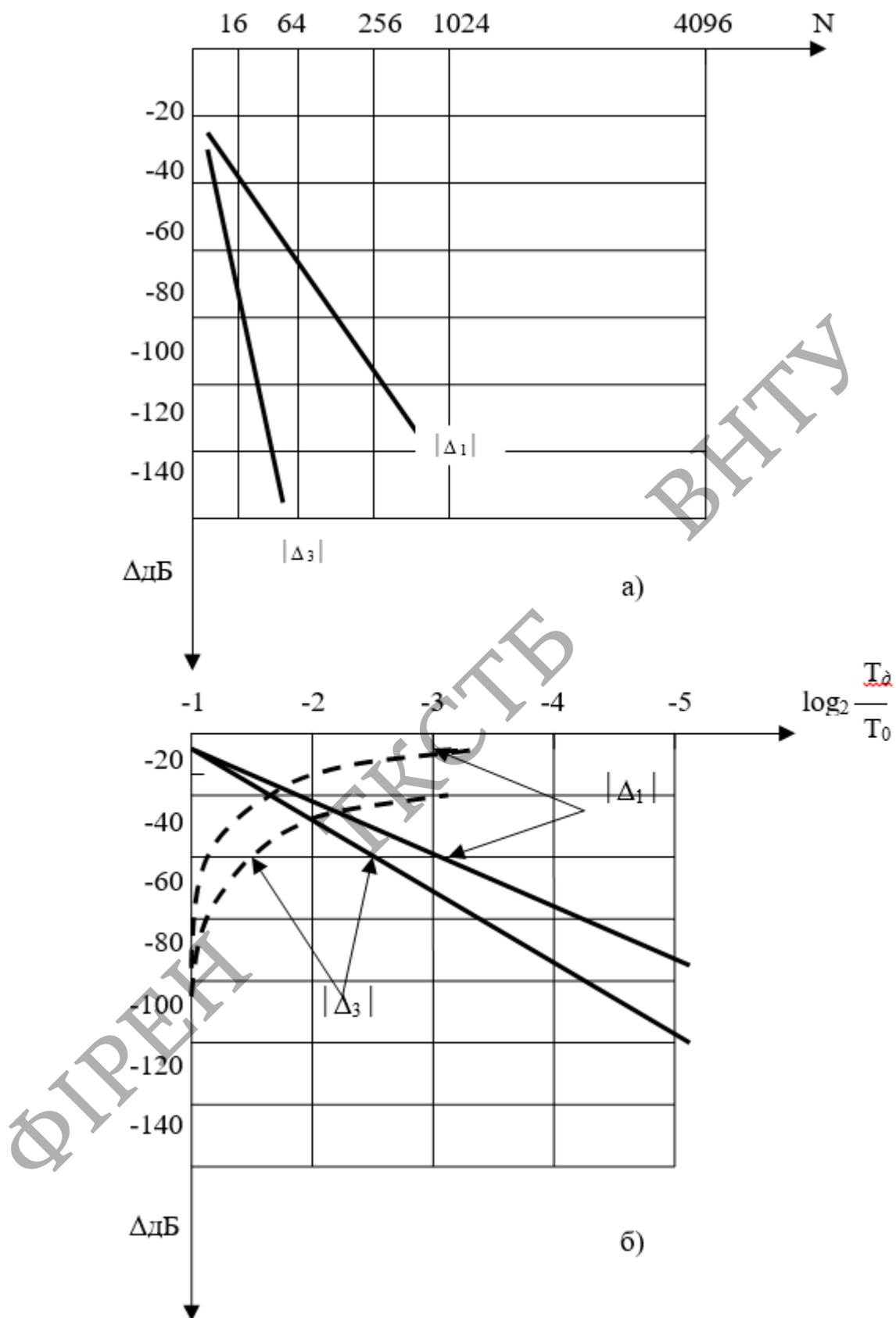


Рисунок. 4.1. – Величина гарантованої похибки інтерполяції за Лагранжем

Деталізуємо розглянутий коло питань для завдання побудови цифрового синтезатора частоти. Використання інтерполяції в поєднанні з подальшим обчисленням аргументу необхідно для виконання цифрового синтезатора частот лінійної інтерполяції в загальному випадку розташування вузлів інтерполяції χ_i . У [67] цей метод отримав назву цифрового табличного алгоритмічного функціонального перетворення з інтерполяцією (ЦФП). Як зазначалося вище, щоб DSP1 працював як синтезатор гармонійних сигналів, достатньо отримати M еквідистантних значень синтезованого сигналу в діапазоні частот від 0 до $F_0/4$. Основні характеристики синтезатора:

N – число частот, що генеруються,

$\Delta_{\text{доп}}$ – точність формування звітів вихідного сигналу, що характеризує максимальну величину помилки. Структурна схема ЦФП показано рис. 4.1.

Чисто табличний метод синтезу вимагатиме ПЗУ з організацією

$$V_T = 2^{\log_2 M} (L + 1), \text{ біт,}$$

де L – число двійкових розрядів у мантисі відліку

$$L + 1 = -\log_2 (\Delta_{\text{доп}}) \quad (4.7)$$

Припустимо, що R значення функції $\sin(\chi)$ записуються в першу секцію ПЗУ (рисунок 4.3) зі значеннями аргументу $0 \leq ih \leq \pi/2$, де $i \in [1, 2^{\log_2 R}]$ — це номер зразка (адреси) у ПЗУ; $h = \pi/2R$ - розмір кроку в таблиці.

Вважаємо $\sin \chi$ в інтервалі i лінійно змінним, а χ у i -му інтервалі набуває дискретних значень $\chi_i < jh < (\chi_i + h)$,

де $j \in [1, 2^{\log_2 M/R}]$ - номер обчислюваного відліку в i -му інтервалі, тобто.

$$h_1 = h / (M / R) = \pi / 2M$$

Аргумент ЦФП виражає $\log_2 M$ – розрядним числом, старші розряди якого i , а молодші j . Алгоритм роботи ЦФП пояснює вираз

$$\sin \chi = \sin ih + j \frac{R}{M} (\sin (i+1)h - \sin ih).$$

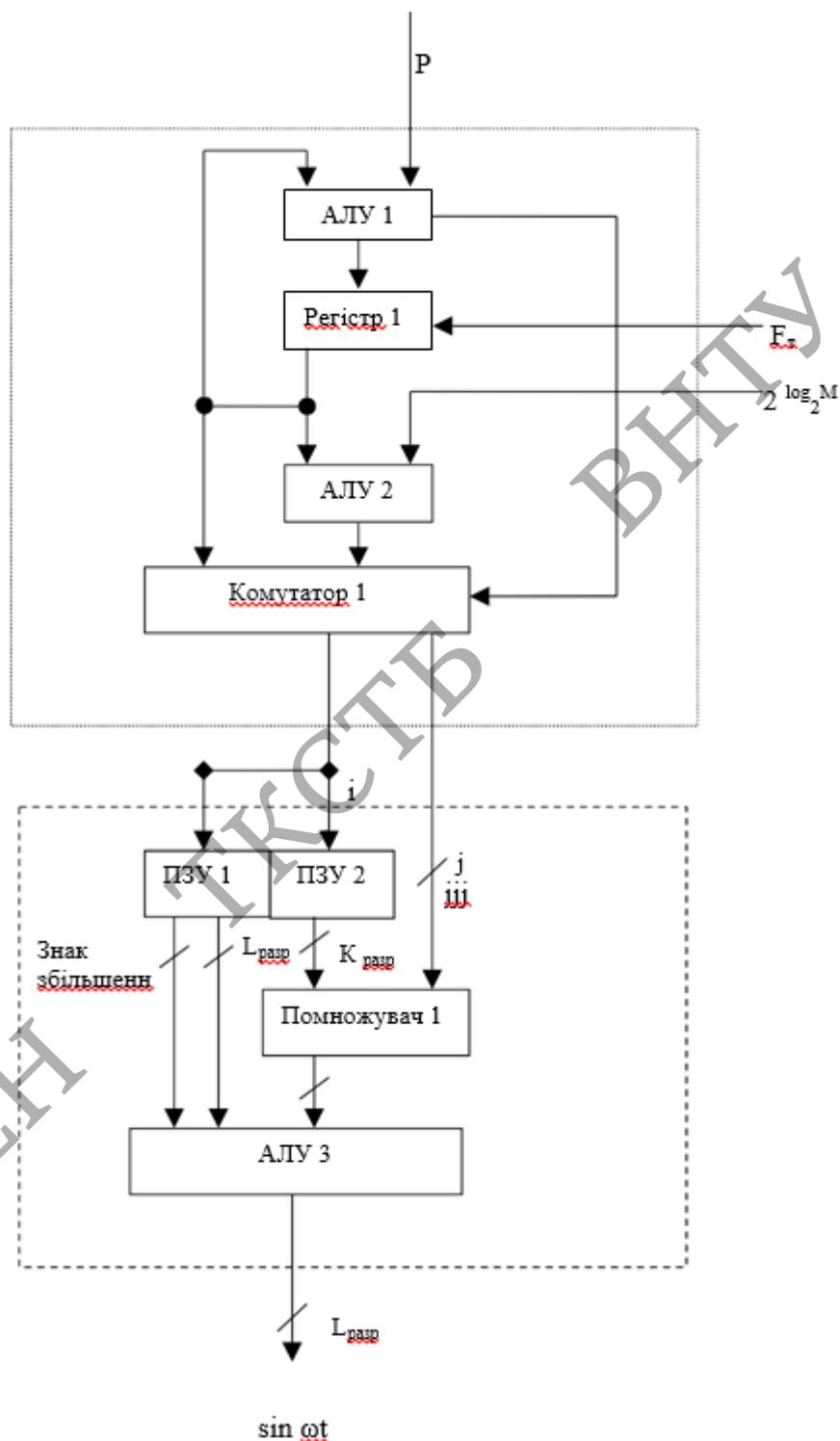


Рисунок 4.2 – Структурна схема ЦФП

Синтез періодичного сигналу, окрім функціонального перетворення, включає ще одне завдання відстеження циклічного обчислення значення

аргументу, яке враховує виникаючу фазу і тим самим виключає можливість фазових стрибків. Частота F_c синтезованого сигналу пов'язана з тактовою частотою задаючого генератора F_T :

$$F_c = F_T p \frac{1}{4M} \quad \text{Гц.}$$

Параметр p визначає крок, з яким формується послідовність приростів аргументу $\chi = 0, p, 2p, 3p, \dots, (k-1)p$. Обчислення аргументу зводиться до циклічного накопичувального підсумовування-віднімання за модулем M . Наступний r -й цикл починається з умови $(k-1)p < M < kp$, його початкова фаза дорівнює:

$$\chi_r = (\chi_{r-1} + kp) - M$$

Обчислювач аргументу містить такі вузли: АЛУ 1 і регістр 1, які утворюють накопичувальний генератор, перемикач 1 і АЛУ 2, що реалізують функцію почергового підсумовування-віднімання, а ознакою переходу від підсумовування до віднімання є АЛУ 1 сигнал переносу, який вказує на переповнення суматора накопичення.

У загальному випадку при синтезі сигналів, які не мають властивостей симетрії [7], замість почергового підсумовування-віднімання виконується лише підсумовування.

Оцінимо величину похибки інтерполяції $\Delta_u(\chi)$. Очевидно, що похибка максимальна в точках, де $\sin \chi$ має мінімальний радіус кривизни, у нашому випадку на проміжку:

$$\left| \frac{\pi}{2} - h \right| < \chi < \frac{\pi}{2},$$

Дослідимо на екстремум вираз для $\Delta_u(\chi)$ на цьому інтервалі:

$$\Delta_u(\chi) = \cos(\chi - h) - (1 - \cos h) \frac{\chi}{h} - \cos h. \quad (4.8)$$

З умови $\frac{d\Delta_u(\chi)}{d\chi}$ получасмо $\Delta_{u \max}(\chi)$ при

$$\chi = \arcsin \frac{(\cos h - 1)}{h} + h \cong \frac{h}{2} \quad (4.9)$$

Підставимо (4.9) у (4.8), після спрощень отримаємо збігається з виразом для $|\Delta_1|$ просту наближену формулу

$$|\Delta_{u \max}| = (\pi / 4R)^2. \quad (4.10)$$

З'ясуємо умови доцільності побудови синтезатора за принципом ЦФП. Точність таблиці приросту приймається рівною точності таблиці вузлів інтерполяції $\sin ih$, а їх загальний обсяг

$$V_{T.H} = 2^{\log_2 R} (L + 1) = 2^{\log_2 R} (\kappa + 1) = 2^{\log_2 R} (L + \kappa + 2), \text{ біт,}$$

де κ – число ненульових розрядів у мантисі таблиці прирощень.

Враховуючи, що в L -розрядній мантисі збільшення, принаймні старші, $-\log_2 h$ розрядів дорівнюють нулю, отримуємо:

$$k = L + \log_2 h = L + 0,6515 - \log_2 R.$$

Для розрахунку мінімально необхідної довжини таблиці R прирівнюємо

$$|\Delta_{u \max}| = \Delta_{\text{доп}}.$$

Із (4.8) і (4.10) отримуємо

$$2^{-(L+1)} = (\pi / 4R)^2,$$

звідки

$$\log_2 R = \frac{L}{2} + 0,1515.$$

Виграш у величині необхідного обсягу пам'яті

$$\rho = \frac{V_m}{V_{m.u}} = \frac{\gamma_{\log_2 M} (L + 1)}{2^{0,5L} (3L + 5) \times 0,5554}. \quad (4.11)$$

Розрахунки (4.11) наведені у вигляді графіків на рис. 4.3.

Для аналізу спростимо вираз (4.11)

$$\rho = \frac{2}{3} 2^{\log_2 M - 0,5} \quad (4.12)$$

З (4.12) випливає, що в логарифмічному масштабі має вигляд прямої лінії, а умову доцільності переходу від табличного методу до ЦФПІ можна записати у вигляді:

$$2\log_2 M > L - 0,585, \quad \text{або} \quad 2\log_2 M > \log_2 \Delta_{\text{дон}} + 0,415 .$$

Вплив на величину отриманого виграшу додаткових апаратних витрат, необхідних для реалізації інтерполяції, можна визначити, ввівши універсальну одиницю виміру цих витрат, наприклад, кількість логічних вентилів. Тоді очікуваний виграш:

$$\rho = W_m / (W_{m,u} + W_A) \quad (4.13)$$

де W_m , $W_{m,u}$, W_A – число логічних вентилів у табличному синтезаторі, таблиці ЦФПІ та арифметичних вузлах ЦФПІ відповідно.

Результати розрахунку за (4.13) наведено на рисунку 4.3 у вигляді штрихових ліній. Вони були виконані для випадку, коли ПЗУ містить двокаскадний декодер. Для всіх випадків, що представляють практичний інтерес, $W_A < W_{m,u}$. І дійсно, вартість арифметичного пристрою росте лінійно в L (і логарифмічно в M), а вартість пам'яті зростає швидше, ніж експоненціально залежно від L . Крім того, за рахунок витрат на реалізацію декодерів ПЗУ має:

$$W_m / W_{m,u} > V_m / V_{m,u}$$

і (4.13) можна переписати в вигляді $\rho = \rho (1 - W_A / W_{m,u})$.

З останнього виразу видно, що додаткові апаратні витрати не мають якісного впливу на величину виграшу, оскільки їх питома вага невелика.

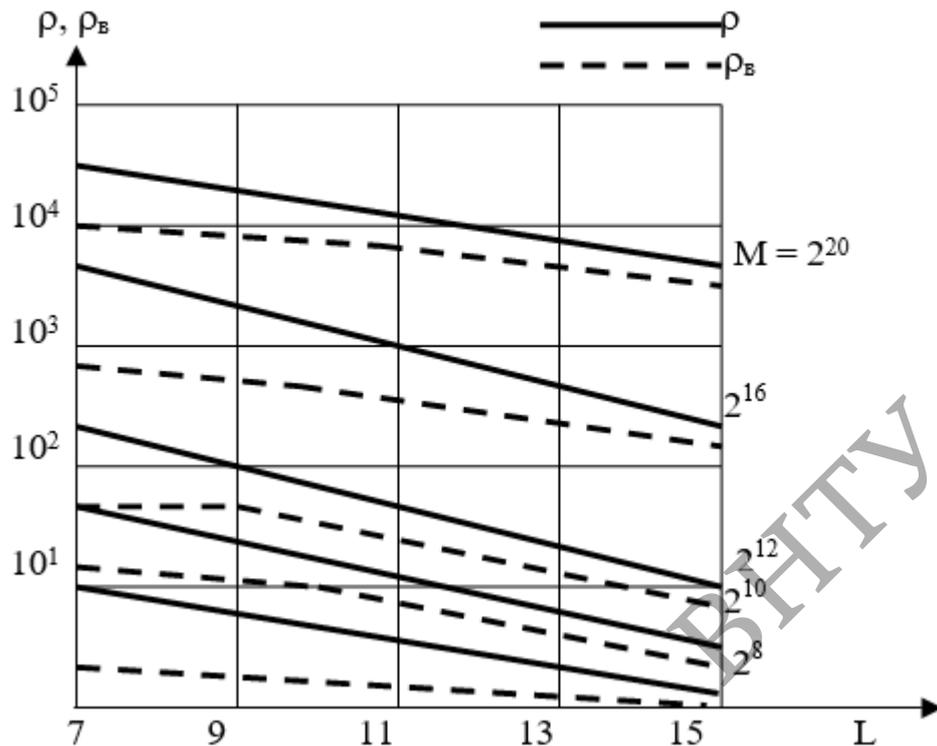


Рисунок 4.3 – Характеристика виграшу ЦФП

Структура ЦФП (рис. 4.3) є універсальною в порівнянні з відомими перетворювачами [9, 16] в тому сенсі, що при синтезі різноманітних сигналів достатньо замінити вміст пам'яті, в якій зберігаються табличні значення синтезованих сигнал і його приріст. Залежно від типу симетрії в пам'ять заносяться значення періоду півперіоду або всього періоду функції, що описує сигнал [7].

Щоб довести універсальність алгоритму ЦФП, достатньо розглянути умову застосовності інтерполяції в загальному випадку

$$|\delta_u(\chi)|_{\max} \leq \Delta_{\text{доп}}$$

де $\delta_u(\chi)$ - помилка інтерполяції довільної функції $f(\chi)$.

За теоремою Вейерштрасса [72] будь-якої періодичної безперервної функції $f(\chi)$ на інтервалі $[0, 2\pi]$ з будь-якою необхідною мірою точності \square можна поставити у відповідність поліном n -го ступеня – $T_n(\chi)$, де $n = n(\epsilon)$.

Помилка лінійної інтерполяції для $T_n(\chi)$ підпорядковується нерівності:

$$|\delta_u(\chi)|_{\max} = |T_n(\chi) - Q_1(\chi)|_{\max} < \text{const} \max \left| \frac{d^2 T_n(\chi)^2}{d\chi^2} \right| h^2,$$

$$0 \leq \chi \leq 2\pi,$$

де $Q_1(\chi)$ - інтерполуючий поліном 1-го порядку; $T_n(\chi)$ є цілою експоненційною функцією типу $\sigma \geq 0$.

З нерівності С.М. Бернштейна [12]

$$\max \left| \frac{d^2 T_n(\chi)}{d\chi^2} \right| \leq \sigma \max |f(\chi)|$$

отримуємо $|\delta_u(\chi)|_{\max} < A h^2 \sigma^2$, де $A = \text{const} \max |f(\chi)|$

$$0 \leq \chi \leq 2\pi.$$

В результаті умова $h = \frac{1}{\sigma} \sqrt{\frac{\Delta_{\text{дон}}}{A}}$ гарантує можливість застосування алгоритму ЦФПІ в загальному випадку, оскільки $f(\chi)$, крім безперервності та обмеженості по максимуму, інших обмежень не накладалося.

Умова доцільності використання алгоритму ЦФПІ у випадку:

$$\log_2 M > -0,5 \log_2 \Delta_{\text{дон}} + \log_2 n + \text{const}.$$

Розглянемо розв'язання задачі синтезу сигналів у аспекті застосування викладеної вище методології інженерного проектування.

Як уже зазначалося в описі методики, номенклатура введених зовнішніх параметрів включає, крім конкретних, ряд параметрів, загальних для всіх завдань. Це вимога масштабу реального часу і значення допустимого часу затримки, включаючи час налаштування параметрів сформованого сигналу. Впевненість у цих параметрах дозволяє, серед іншого, обґрунтувати вибір програмного чи апаратного способу реалізації, якщо цей вибір не визначено раніше. Для програмної реалізації необхідно вказати тип використовуваного апаратного забезпечення комп'ютера, вказати основні параметри: швидкість, ємність пам'яті, застосовані засоби програмування. Для апаратної реалізації необхідно вказати

обмеження на використовувану елементну базу, масу та габарити, а також споживану потужність. Вказується форма використання сигналу: аналогова чи цифрова та критерій ефективності (цільова функція).

На етапі аналізу та формалізації вихідних даних вся сукупність зовнішніх параметрів повинна бути відображена в обмежений набір характеристик відповідно до заданого або обраного критерію (цільової функції). Цей набір має бути достатнім, щоб служити робочими параметрами в процедурах синтезу. Слід визначити номінальне значення частоти дискретизації F_d і допуски на її відхилення та стабільність. Загальними параметрами для будь-якого набору, як правило, є інтегральні показники: пропускна здатність, ефективна тривалість, пік-фактор, сигнал. Параметри, що характеризують «тонку» структуру сигналу, є специфічними. Для імпульсних сигналів це обмеження на амплітуду A_{\max} , рівень випромінювання δ , % та час встановлення t_y .

Для періодичних сигналів, за винятком періоду T , робочий цикл, характеристики гармонійного складу в спектрі. Випадкові сигнали характеризуються кореляційною функцією і моментами вищого порядку. Спектральні характеристики: рівень позасмугових компонентів, безперервність фази під час реструктуризації сигналу, вимоги до амплітуди та фазового спектру.

На етапі класифікації функції системи та вибору типу використовуваної декомпозиції встановлюються обмеження на максимально можливий тип симетрії сигналу та його системну функцію. Потім перевіряються умови доцільності використання можливих видів декомпозиції, чому сприяє подання сигналу у вигляді (4.3), тобто через огинаючу та миттєву фазу. Крім методів і прийомів, розглянутих у розділах 2 і 3, які, враховуючи специфіку задачі, можуть бути використані в задачах синтезу, корисними можуть виявитися спектральні представлення з використанням різних базових і спряжених ядер [6]. Типи симетрії загальних періодичних сигналів такі ж, як і для гармонійних сигналів, розглянутих вище. Матеріали з різних видів декомпозиції зведені в таблиці 4.3.

Як приклад синтезу гармонійних сигналів на основі результатів [7, 10], представлених у цьому підрозділі вище, розглянемо апаратну реалізацію

цифрового синтезатора частоти, зробивши кілька загальних зауважень до методики.

На етапі аналізу та формалізації вихідних даних встановлюється достатність вимог технічного завдання для визначення наступних параметрів:

1. Номінальне значення частоти дискретизації F_d .
2. Допуски відхилення ΔF_d і номінальна стабільність (δF_d) .
3. Межі діапазону синтезованих частот (F_n, F_e) .
4. Номінальні значення синтезованих частот (F_i) .
5. Допуски відхилення номіналів (ΔF_i) .
6. Допустимі рівні побічних продуктів а дБ: в межах $[F_n, F_e]$ і позадіапазонних компонентів.
7. Параметри налаштування частоти: час переходу (t_n) , допуск перевищення амплітуди (δA) , вимоги до безперервності фази під час переходу.
8. Допуски на значення відхилень $A(F)$ і $\phi(F)$ від еталонного значення.
9. Тимчасова стійкість $\Delta A(n)$ і $\Delta \phi(n)$.
10. Обмеження дозволеного обсягу пам'яті.

Переходячи до наступного етапу класифікації функції системи і звертаючись до таблиці 4.3, ми переконуємося, що інтерполяція є єдиним типом декомпозиції, який можна використовувати. Це приводить нас, в апаратній реалізації, до вже розглянутого комбінованого табличного алгоритмічного функціонального перетворювача. Щоб вирішити, чи використовувати цю структуру, спочатку потрібно визначити характеристики чисто табличної реалізації. За значеннями допусків ΔF_i і ΔF_d , використовуючи розкладання в ланцюгові дроби, отримуємо наближення A_i / B_i . Далі за B_i визначаються значення найбільшого спільного дільника і найменшого спільного кратного, як для всього набору, так і для частини синтезованих частот. Важливість цих кроків, а також правильний вибір принципу групування частот у синтезаторах, ілюструється невеликим наочним прикладом. Необхідно генерувати гармонічні сигнали з частотами $\pi^2/13$; $\pi^3/14$; $\pi^{10}/37$.

Оскільки ці числа 13, 14 і 37 є міжпростими, найменше спільне кратне дорівнює добутку цих чисел 6734. Розмір таблиці синтезатора 6734 вимагає пропускну здатності 8 Кбіт/с. Якщо такі ж сигнали записати в таблицю як сигнали незалежних генераторів гармонік, то потрібно всього $13 + 14 + 37 = 64$ значення.

Типи симетрії гармонічних сигналів відомі, і вибір між альтернативами запису значень половини або чверті періоду в таблицю зроблено з міркувань компромісу між складністю керування, що визначається можливістю комбінувати режими. сторнування, перерахунку та мультиплексування та розміру таблиці.

Далі перевіряється на узгодженість вибір початкових фаз коливань з умов мінімізації об'єму та вимог безперервності фази.

І, нарешті, довжина розрядної сітки таблиці визначається значеннями допусків a дБ і ΔA , $\Delta \varphi$.

4.2 Розробка елементів радіомовних систем передачі даних

Основним напрямком майбутнього розвитку радіомовлення визнано перехід від аналогових до цифрових методів передачі, що підтверджується «Концепцією розвитку радіомовлення» та рядом міжнародних стандартів наземного та супутникового мовлення. Ці стандарти охоплюють усі діапазони частот, як використовуються для мовлення, так і нові діапазони вищих частот. Впровадженню цифрового радіомовлення в середньому та короткохвильовому діапазонах сприяє міжнародна організація Digital Radio Mondial; в діапазоні ультракоротких хвиль цифрове аудіомовлення прийнято як стандарт положеннями, розробленими в проекті Європейського співтовариства EURERA 147. Сфера застосування методів ЦОС в технологіях мовлення значно ширша. техніки передачі мовного сигналу та охоплює всі сфери від підготовки аудіопродуктів до формування радіочастотного сигналу, в тому числі в системах аналогового мовлення [7].

Використання ЦОС в даному випадку має на меті не тільки покращити

якість основної звукової програми та характеристики її прийому, але й забезпечити можливість передачі даних у каналі мовлення «датованість» [22].

Технологія передачі даних — це перехідна технологія, що відповідає впровадженню модемів у телефонну мережу загального користування [23]. Передача даних реалізується за допомогою частотного мультиплексування/поділу. Піднесучі, розташовані над спектром сигналу основної програми, використовуються для передачі сигналів носія даних у УКХ-ЧМ стереоканалах мовлення.

В результаті майже двадцяти років розробки стандарт RDS знайшов майже всесвітнє поширення [17]. Це перший приклад реалізації передачі даних на піднесучій 57 кГц. RDS (Radio Data System - система передачі радіоданих) була створена в руслі реалізації концепції «розумного» радіо, коли передані дані повинні, перш за все, полегшити процес прийому основної аудіопрограми, її пошуку, ідентифікація та супровід. Швидкість передачі даних в ЦОС становить 1187,5 біт/с, що знову ж таки відповідає швидкості, з якою перші модеми працювали на дротових каналах (1200 біт/с).

На початку 90-х років були запропоновані різні нові високошвидкісні системи «передачі даних» з використанням УКХ ЧМ-мовлення [18]. Ці системи забезпечують швидкість передачі близько 16 Кбіт/с і, на відміну від інших попередніх конструкцій, забезпечують сумісність і можливість одночасної роботи з системою RDS.

Побудова систем передачі даних за допомогою ЦОС дає змогу ефективно реалізувати основне обладнання та компоненти цих систем.

Основним елементом передавальної частини системи RDS є кодер RDS, який перетворює дані від провайдерів у модульований сигнал піднесучої частотою 57 кГц, який надходить на вхід передавача мовлення [14].

Щоб відповідати вимогам стандарту RDS [7], кодер повинен забезпечити процедуру протоколу взаємодії на всіх трьох рівнях стандартизованої взаємодії. Функціонально кодер RDS ділиться на дві частини: сам кодер і модулятор. Сам кодер забезпечує генерацію повідомлень у вигляді інформаційних груп, кожна з

яких складається з чотирьох блоків, генерацію кодів захисту від помилок, кодів синхронізації кадрів.

Модулятор RDS на фізичному рівні взаємодії безпосередньо генерує сигнал RDS із заданими спектральними характеристиками.

На рис.4.4 показана функціональна схема модулятора RDS, а на рис.4.5 - часові діаграми сигналів у різних точках модулятора RDS.

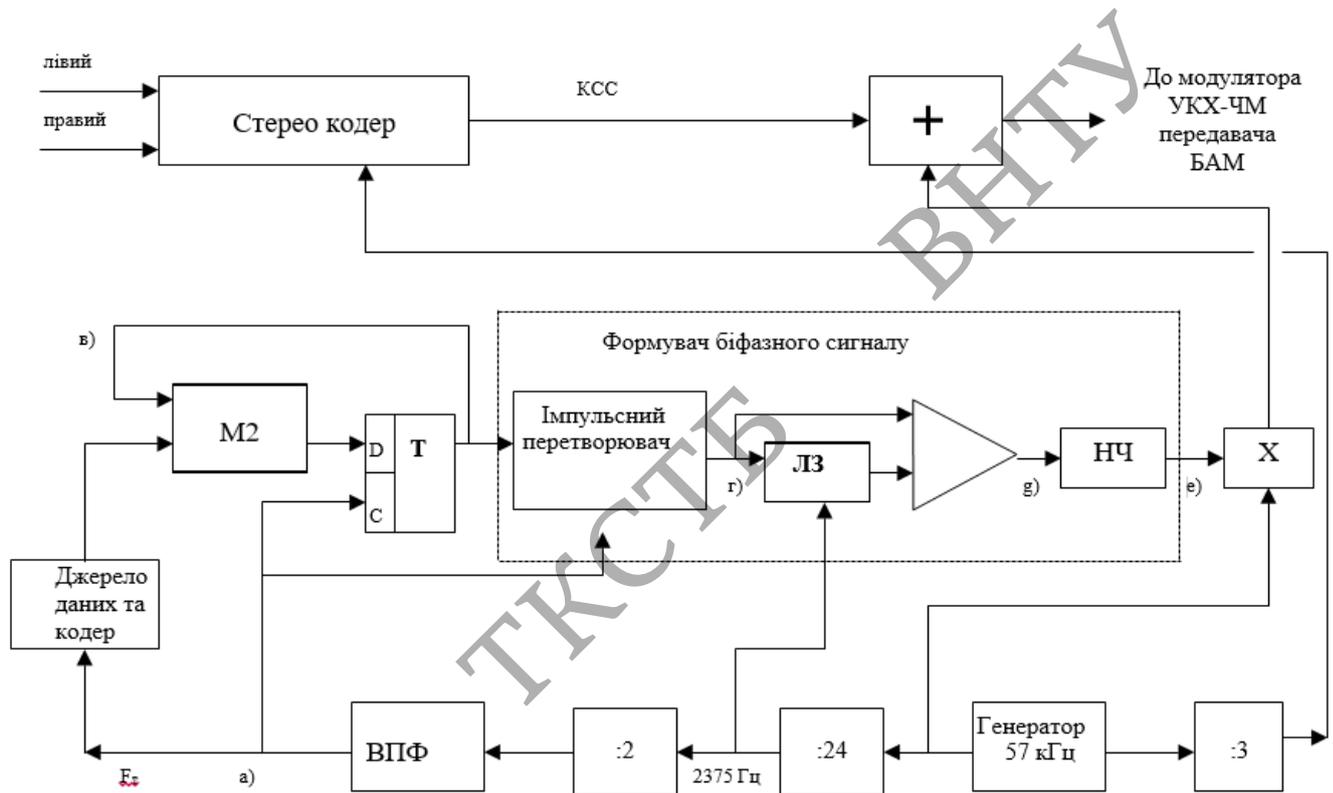


Рисунок 4.4 – Функціональна схема модулятора RDS

До складу схеми рис 4.4 входить джерело даних та кодер RDS, який синхронізується тактовою частотою:

$$F_T = 1/t_T,$$

утворюється шляхом ділення на 48 частоти генератора 57 кГц. З виходу джерела двійкові повідомлення надходять на диференціальний кодер, що складається з модуля додавання за модулем 2 (M2) і D-тригера. З виходу диференціального кодера (діаграма в) сигнал подається на вхід двофазного формувача сигналу. Цей блок можна побудувати за різними схемами; На рис. 4.5 показаний один із

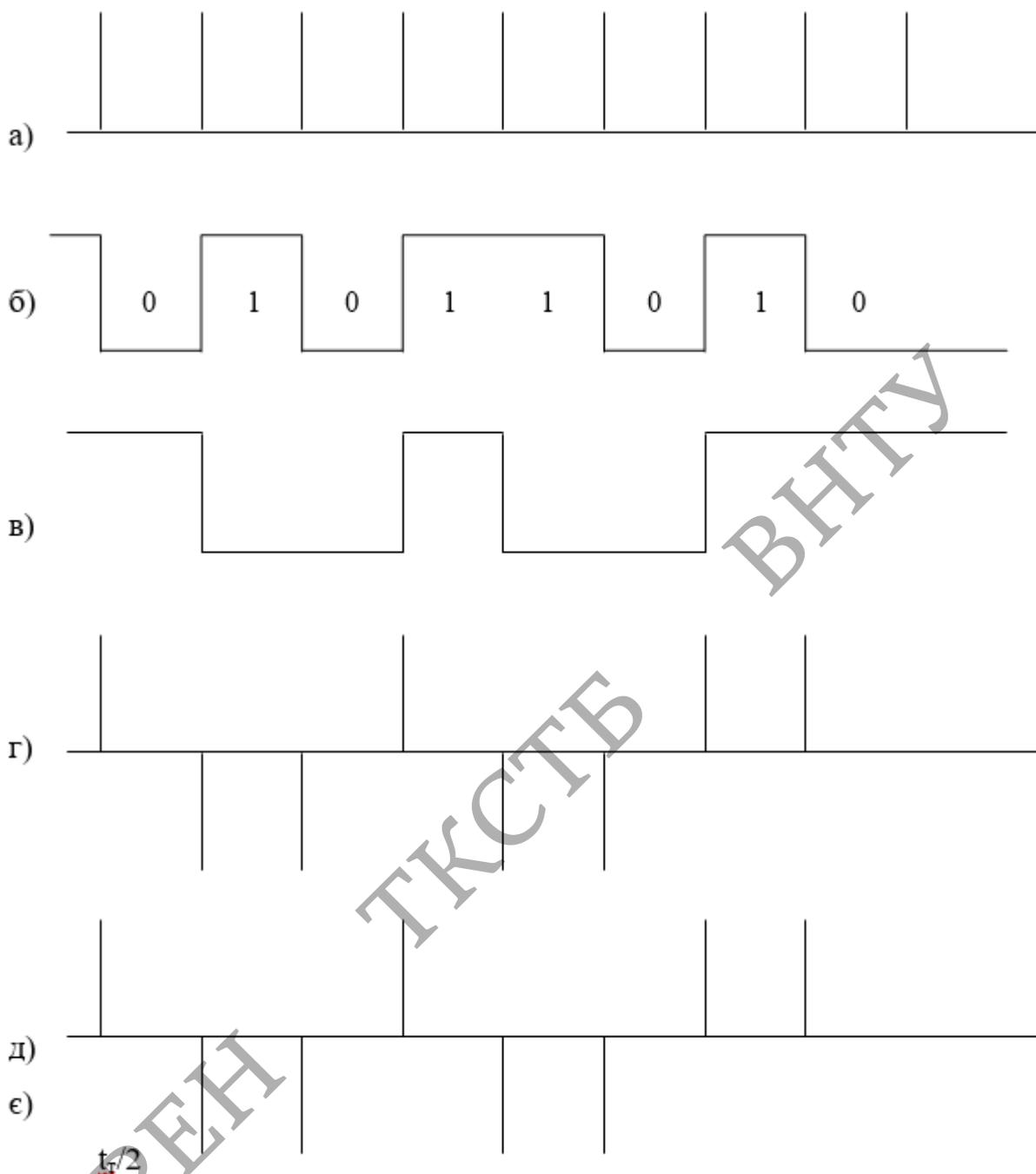


Рисунок 4.5 – Часові діаграми сигналів у різних точках модулятора RDS

На виході фільтра нижніх частот формується згортка сигналу $g(t)$ у вигляді діаграми ϵ), що представляє собою згладжений двофазний сигнал. Цей сигнал може бути згенерований іншими способами.

Далі сигнал ϵ) надходить на один із входів помножувача, на другий вхід якого надходить піднесуча 57 кГц. Вихідним сигналом помножувача є подавлений несучий сигнал БАМ. Спектр цього сигналу має ширину 4,8 кГц з центральною

частотою 57 кГц.

У стандарті RDS [7] вихідна імпульсна пара (двофазна) утворює пару фільтрів передачі та прийому з ідеальною частотною характеристикою

Така форма спектральних характеристик фільтра була обрана таким чином, щоб результуюча реакція фільтрів передачі та прийому забезпечувала 100% відгук «підвищений косинус» [8]. Результуючий сигнал підвищеного косинуса відповідає першій вимозі Найквіста і демонструє низьку чутливість до зміщення від ідеального положення і, крім того, містить додаткову нульову точку між моментами вибірки. По такому сигналу зручно синхронізувати приймач.

Специфіка передачі даних по каналу мовлення полягає в тому, що один модулятор сигналу RDS відповідає безлічі приймальних пристроїв, до складу яких входять демодулятори RDS. Звідси випливає, що при будь-якому оновленні модулятора повинна бути забезпечена його сумісність з усіма раніше випущеними моделями приймачів.

Схема демодулятора, рекомендована стандартом, еквівалентна квазіоптимальному когерентному приймачу на основі корелятора множника ключа. Використання ключового множника означає, що фактична форма сигналу каналу може відрізнитися від ідеального відгуку, більше того, це фізично неможливо реалізувати. Таким чином, пошук оптимального методу формування сигналу RDS полягає у визначенні форми імпульсу, що має максимальну концентрацію енергії в заданій смузі частот для заданої довжини сигналу. З найбільш загальних понять, співвідношення невизначеності, випливає, що концентрація енергії в даній смузі частот тим більше, чим довша імпульсна характеристика.

Значення гарантованого загасання слід визначати в смузі від 0 до 53 кГц, яку займає КСС. Це значення має бути, визначається відповідними вимогами щодо відхилення перехресних перешкод для радіопередавача або збудника стереокодера. Відповідно до допустимого значення відхилення, викликаного сигналом RDS, рівень сигналу RDS щонайменше на 20 дБ нижчий за рівень КСС. Визначивши значення придушення перехресних перешкод не менше -70 дБ,

отримуємо, що гарантоване загасання має становити не менше -63 дБ. У діапазоні частот 15-23 кГц це значення може бути ослаблено до значення -30 дБ.

Використання засобів DSP дозволяє значно спростити структуру модулятора RDS в частині формування вихідного сигналу. Завдяки використанню методів прямого (табличного) синтезу немає необхідності виконувати ряд проміжних перетворень, у тому числі збалансовану модуляцію.

Основна енергія сигналу повинна бути зосереджена в смузі частот ± 2.4 кГц. Тому смуга переходу до смуги частот гарантованого загасання становить не більше 1,6 кГц.

Значення цифрових кодів вибірок вихідного сигналу $S(n)$ записуються в комірки ПЗП. Процесом зчитування з комірок пам'яті ПЗП керують двійкові символи переданих даних, з яких формуються команди адресації. Зчитовані зразки кодів після перетворення ЦАП в аналогову форму та згладжування аналоговим фільтром входять у шлях мовлення.

Відповідно до методології проектування, описаної в цій главі, ключовими моментами при розробці перетворювача сигналу є вибір частоти дискретизації F_d , яка забезпечує наявність осі симетрії максимально можливого порядку в системній функції синтезуючого сигналу. M - кількість вибірок сигналу, що зберігаються в ПЗП. Діапазон значень вибирається з компромісних умов: збільшення F_d спрощує реалізацію вихідного аналогового фільтра і дозволяє використовувати ПЗП з меншою кількістю біт коду, що представляють вибірки сигналу, але підвищує вимоги до швидкості ПЗП і ЦАП. Зменшення значення F_d призводить до протилежних ефектів.

Доцільно обрати $F_d = 4f_n = 4 \cdot 57 = 228$ (кГц),

де f_n – частота піднесе RDS, рівна 57 кГц.

Оскільки $S(n)$ – сигнал RDS задовольняє умові вузькосмуговості, то за співвідношенням

$$\lambda_n = 2\pi f_n / F_d = 2\pi/4$$

справедливий вираз:

$$S(n) = A(n)\cos\lambda_{\pi}n = A(2n)(-1)^n.$$

Сенс останнього виразу полягає в тому, що сигнал RDS можна отримати шляхом простої переробки відліків низькочастотного сигналу - прототипу, частота дискретизації якого дорівнює 114 кГц. На одному тактовому інтервалі $T = 1 / 1187,5 \text{ с} \in N = 96$ ненульових вибірок $S(n)$. Для виконання вимог стандарту довжина елементарного сигналу $L(n)$ перевищує $N = 96$, тобто результуючий сигнал:

$$S(nT_{\pi}) = \pm(h(nT_{\pi}) - h(nT_{\pi} - T/2))$$

у межах одного тактового інтервалу є сумою сигналів на суміжних інтервалах

$$S_1(n) = \sum_{i=-k}^k S(nT_{\pi} - it)$$

обравши $N_0 = 3/2N = 3/2 \cdot 96 = 144$ і, розглядаючи тактовий інтервал T , зміщений щодо характеристичного моменту модуляції на $T/4$, отримуємо, що сигнал $S_1(n)$ при цьому визначається відліками $(n\text{-го})$ і $(n+1)\text{-го}$ тактових інтервалів:

$$S(n^1 T_{\pi}) = \pm \{h(nT_{\pi}) - h(nT_{\pi} - T/2)\} \pm \{h((n+1)T_{\pi}) - h((n+1)T_{\pi} - T/2)\} \quad (4.15)$$

де $n^1 T_{\pi} = nT_{\pi} - T/4$.

В результаті об'єм ПЗП за (4.15) дорівнює $M = 4N = 4 \cdot 96 = 384$, якщо використовувати сигнали з лінійно-фазовим спектром, то обсяг ПЗП можна зменшити вдвічі. Значення вибірок $h(n)$, спектр яких забезпечує рівень позасмутових складових спектру - 65 дБ. Квантування вибірових значень наведено в Додатку 1 разом із спектральною характеристикою.

Щоб визначити потужність шуму, що вноситься у вихідний сигнал у процесі цифро-аналогового перетворення, визначимо відношення сигнал/шум при округленні вибірок до 11 біт, що відповідає випадку використання дванадцятирозрядний ЦАП з нелінійністю, що дорівнює одному кроку квантування. Отримане значення - мінус 65 дБ - показує, що при використанні ЦАП з максимальною нелінійністю шумова складова сигналу RDS (з урахуванням співвідношення рівнів сигналів КСС і RDS) не буде перевищувати мінус 85 дБ від

РОЗДІЛ 5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

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

Дослідження на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

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

5.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 5.1 та 5.2.

Таблиця 5.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПІБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	-	-	-
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	45	45	45
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	-	-	-

Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	-	-	-
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	-	-	-
Середнє значення балів експертів		45,0		

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

Таблиця 5.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	-	-	-
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	-	-	-
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	55	55	55
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	-	-	-
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	-	-	-
Середнє значення балів експертів	55,0		

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

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [38]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (5.1)$$

де $k_{\text{нов}}$, $k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 45,0$, $k_{\text{теор}} = 55,0$ балів;

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

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 45,0 + 0,4 \cdot 55,00 = 49,00 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 5.3.

Таблиця 5.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

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

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку », даний рівень становить 49,00 балів і відповідає статусу - достатній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку », під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

5.2.1 Витрати на оплату праці

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

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [38]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (5.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

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

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 12100,00 \cdot 22 / 22 = 12100,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник	12100,00	550,00	22	12100,00
Інженер-розробник багатоканальної телекомунікаційної мережі	10560,00	480,00	22	10560,00
Науковий співробітник	11210,00	509,55	10	5095,45
Лаборант	6660,00	302,73	11	3330,00
Всього				31085,45

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (5.3)$$

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

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

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

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (5.4)$$

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

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [38];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань

і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 2379,00 \cdot 1,10 \cdot 1,65 / (22 \cdot 8) = 24,53 \text{ грн.}$$

$$З_{pl} = 24,53 \cdot 5,00 = 122,67 \text{ грн.}$$

Таблиця 5.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Встановлення блоків дослідного устаткування	5,00	2	1,10	24,53	122,67
Інсталяція цифрового фільтру	3,20	5	1,70	37,92	121,33
Інсталяція перетворювачів	3,20	4	1,50	33,45	107,06
Моделювання інтегратора	7,20	4	1,50	33,45	240,87
Підготовка приміщення для досліджень	6,00	3	1,35	30,11	180,66
Налаштування устаткування системи	3,80	5	1,70	37,92	144,08
Демонтаж обладнання	5,00	2	1,10	24,53	122,67
Всього					1039,33

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$З_{одд} = (З_o + З_p) \cdot \frac{H_{одд}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{одд}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 12%.

$$З_{одд} = (31085,45 + 1039,33) \cdot 12 / 100\% = 3854,97 \text{ грн.}$$

5.2.2 Відрахування на соціальні заходи

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

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{\text{дод}}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (5.6)$$

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

$$Z_n = (31085,45 + 1039,33 + 3854,97) \cdot 22 / 100\% = 7915,55 \text{ грн.}$$

5.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку».

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

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

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{sj}, \quad (5.7)$$

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

n – кількість видів матеріалів;

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

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

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

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

$$M_1 = 3,00 \cdot 95,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 313,50 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір офісний	95,00	3,00	-	-	313,50
Приладдя канцелярське	140,00	4,00	-	-	616,00
Тонер для картриджа	4920,00	0,02	-	-	108,24
Папір для записів	46,00	3,00	-	-	151,80
Органайзер	85,00	3,00	-	-	280,50
Диск оптичний	15,00	3,00	-	-	49,50
Всього					1519,54

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку », розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (5.8)$$

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

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

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

$$K_6 = 1 \cdot 120,00 \cdot 1,11 = 133,20 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Цифровий перетворювач	1	120,00	133,20
Цифровий перемножувач	2	170,00	377,40
Віднімач кодів	1	85,00	94,35
Перемножувач кодів	1	42,00	46,62
Цифровий інтегратор	1	98,00	108,78
Всього			760,35

5.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (5.9)$$

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

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

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

k – кількість найменувань устаткування.

$$B_{\text{спец}} = 1890,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 2079,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Цифровий згладжуючий фільтр	1	1890,00	2079,00
Всього			2079,00

5.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

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

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (5.10)$$

де $C_{\text{инрг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

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

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

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 5420,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 5962,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 5.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows	1	5420,00	5962,00
Прикладний пакет Microsoft Office	1	5230,00	5753,00
Пакет Visual System Simulator	1	4100,00	4510,00
Пакет Microwave Office	1	3150,00	3465,00
Пакет Matlab 2020	1	3560,00	3916,00
Всього			23606,00

5.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

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

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_е} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

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

$T_е$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (21570,00 \cdot 1) / (2 \cdot 12) = 898,75 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	21570,00	2	1	898,75
Програмно-аналітичний центр обробки та виводу даних	25250,00	2	1	1052,08
Місце дослідника-оператора	9300,00	5	1	155,00
Оргтехніка відображення результатів	9200,00	4	1	191,67
Приміщення лабораторії	226000,00	25	1	753,33
Всього				3050,83

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot Ц_e \cdot K_{ени}}{\eta_i}, \quad (5.12)$$

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

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

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

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

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

$$B_e = 0,20 \cdot 124,0 \cdot 4,10 \cdot 0,95 / 0,97 = 101,68 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,20	124,0	101,68
Програмно-аналітичний центр обробки та виводу даних	0,40	112,0	183,68
Місце дослідника-оператора	0,11	120,0	54,12
Оргтехніка відображення результатів	0,50	17,0	34,85
Всього			374,33

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку» належать витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

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

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (5.13)$$

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

$$B_{cv} = (31085,45 + 1039,33) \cdot 20 / 100\% = 6424,96 \text{ грн.}$$

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

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

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (5.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (31085,45 + 1039,33) \cdot 30 / 100\% = 9637,43 \text{ грн.}$$

4.2.11 Інші витрати

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

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

$$I_e = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{ie}}{100\%}, \quad (5.15)$$

де H_{ie} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ie} = 50\%$.

$$I_e = (31085,45 + 1039,33) \cdot 50 / 100\% = 16062,39 \text{ грн.}$$

5.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

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

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

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (5.16)$$

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

$$B_{нзв} = (31085,45 + 1039,33) \cdot 100 / 100\% = 32124,78 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку » розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{доо} + Z_n + M + K_e + B_{спец} + B_{прг} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сн} + I_e + B_{нзв}. \quad (5.17)$$

$$B_{заг} = 31085,45 + 1039,33 + 3854,97 + 7915,545834 + 1519,54 + 760,35 + 2079,00 + 23606,00 + 3050,83 + 374,33 + 6424,96 + 9637,43 + 16062,39 + 32124,78 = 139534,91 \text{ грн.}$$

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

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (5.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta=0,95$.

$$ZB = 139534,91 / 0,95 = 146878,86 \text{ грн.}$$

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

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

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

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

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (5.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 3$;

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

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

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

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 146878,86$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_c , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [38].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = 3^3 \cdot 2 \cdot 3 / 147 \cdot 0,08 = 13,24.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку » можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновки до розділу 5

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку » складають 146878,86 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку » є достатній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

РОЗДІЛ 6 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Державна політика України в галузі охорони праці відповідно до Конституції України, національного законодавства та міжнародної практики базується на засадах пріоритетності захисту життя і здоров'я людини відносно результатів виробничої діяльності. Сучасні економічні відносини, розвиток нових форм власності, нарощування обсягів виробництва, курс України на вступ до Європейського Союзу – все це потребує принципово нового підходу до питань промислової безпеки та охорони праці в країні, а також змін в ідеології власника щодо відповідальності за життя та здоров'я найманих працівників. Отже, загальноприйнятими нормами мають стати: дотримання законів та інших нормативно-правових актів з охорони праці, вчасне виявлення та усунення недоліків на виробництві, посилення відповідальності за стан охорони праці та порушення встановлених норм і правил, що зумовлюють численні нещасні випадки, професійні захворювання і аварії. Заходи, спрямовані на забезпечення здорових і безпечних умов праці, повинні розвиватися гармонійно із зростанням обсягів виробництва продукції, а в ідеалі – дещо їх випереджати. Адже здоров'я та життя працівників – основна цінність нації.

Небезпечні та шкідливі виробничі фактори, які за ГОСТ 12.0.003-74 [40] мали вплив на розробника підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку: підвищена чи понижена температура повітря робочої зони; недостатнє освітлення робочої зони; недостатність природного освітлення; підвищений рівень шуму на робочому місці; відсутність чи нестача природного світла; пряма та відбита блискіть; підвищений рівень інфрачервоного випромінювання; фізичні перевантаження (статичні); нервово - психічні перевантаження (перенапруга аналізаторів, емоційні навантаження).

Відповідно до визначених факторів формуємо рекомендації щодо безпечних умов праці під час виконання роботи.

6.1. Технічні рішення щодо безпечного виконання роботи

6.1.1. Обладнання робочого місця

Умови праці – це сукупність елементів виробничого середовища, які впливають на функціональний стан людини.

Сприятливими вважаються такі умови праці, коли сукупність елементів, що їх утворюють, впливає на людину і сприяє духовому і фізичному розвитку особистості, формування творчого ставлення до праці, почуття задоволеності ним, високої працездатності.

Обладнання робочого місця розробника підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку здійснюється згідно наступних вимог:

- до роботи на ПК допускаються особи, які ознайомились з інструкцією виконання роботи і пройшли інструктаж на робочому місці;
- положення тіла працівника повинно відповідати нормативним вимогам, оскільки неправильна поза призводить до виникнення захворювань;
- екран встановлюють на відстані 75-120см від очей працівника, а нижній край екрана повинен бути на 20 см нижче рівня очей;
- висота клавіатури повинна бути встановлена таким чином, щоб кисті рук користувача розміщувались прямо, щоб не було потреби далеко витягуватись;
- спинка стільця повинна підтримувати спину користувача, кут між стегнами і хребтом має становити 90 градусів;
- на робочому місці слід уникати яскравого освітлення екрану, щоб не втомлювати очі різкою зміною потужності світлового потоку;
- екран комп'ютера потрібно розміщувати під прямим кутом до вікон, самі вікна під час роботи доцільно завішувати або закривати жалюзями [42].

При організації праці, що пов'язана з використанням ВДТ ЕОМ і ПЕОМ, для збереження здоров'я працюючих, запобігання професійним захворюванням і

підтримання працездатності передбачено внутрішньозмінні режими при 8-годинному робочому дні залежно від характеру праці:

- для розробників програм – 15 хвилин перерви через кожну годину роботи;
- для операторів ЕОМ – 15 хвилин через кожні 2 години роботи;
- для операторів комп'ютерного набору – 10 хвилин перерви через кожну годину роботи.

У всіх випадках тривалість безперервної роботи з ВДТ не може перевищувати 4 години.

6.1.2. Електробезпека приміщення

При роботі з ПК застосовують апарати та обладнання, в яких використовується електроенергія, тому питання електробезпеки є актуальним. Приміщення із робочими місцями користувачів комп'ютерів для забезпечення електробезпеки обладнання, а також для захисту від ураження електричним струмом самих користувачів ПК повинні мати достатні технічні засоби захисту відповідно до НПАОП 40.1-1.21-98 «Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів» [46] та НПАОП 40.1-1.32-01 «Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок» [47].

З метою запобігання ушкодженням, що можуть статися через ураження електричним струмом, загоряння, коротке замикання тощо, розроблено загальний стандарт безпеки ІЕС 950. Загальним стандартом електробезпечності для країн Європейської співдружності є Cemark.

ЕОМ, периферійні пристрої ЕОМ та устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження ЕОМ, інше устаткування (апарати управління, контрольно-вимірювальні прилади, світильники тощо), електропроводи та кабелі за виконанням та ступенем захисту мають відповідати класу зони за НПАОП 40.1-1.32-01 [47], мати апаратуру захисту від струму короткого замикання та інших аварійних режимів.

Під час монтажу та експлуатації ліній електромережі необхідно повністю унеможливити виникнення електричного джерела загоряння внаслідок короткого замикання та перевантаження проводів, обмежувати застосування проводів з легкозаймистою ізоляцією і, за можливості, перейти на негорючу ізоляцію.

Лінія електромережі для живлення ЕОМ, периферійних пристроїв ЕОМ та устаткування для обслуговування, ремонту та налагодження ЕОМ виконується як окрема групова трипровідна мережа, шляхом прокладання фазового, нульового робочого та нульового захисного провідників. Нульовий захисний провідник використовується для заземлення (занулення) електроприймачів.

Усі провідники повинні відповідати номінальним параметрам мережі та навантаження, умовам навколишнього середовища, умовам розподілу провідників, температурному режиму та типам апаратури захисту, вимогам НПАОП 40.1-1.32-01 [47].

Для підключення переносної електроапаратури застосовують гнучкі проводи в надійній ізоляції. При порушенні ізоляційного провода може призвести до летальних випадків, тому контроль ізоляції є необхідним заходом, що попереджує небезпеку ураження електричним струмом.

Для досягнення зниження електрики та її небезпечних проявів здійснюються такі заходи:

- застосуванням електропровідності поверхні шляхом підтримки у приміщенні з ВДТ відносної вологості на рівні 40-60 %;
- застосуванням іонізації повітря нейтралізаторами статистичної електрики;
- застосуванням у приміщенні з ВДТ підлоги з анти статистичними лінолеумом і проведенням вологого прибирання;
- періодично при вимкненому комп'ютері протирати ледве змоченою мильним розчином бавовняною ганчіркою пил з поверхонь апаратури.

6.2. Технічні рішення з гігієни праці і виробничої санітарії

6.2.1 Мікроклімат

Найважливішими показниками фізіологічних реакцій організму у відповідь на вплив мікрокліматичних параметрів є температура тіла і шкіри та інтенсивність

потовиділення. Життєдіяльність людини неодмінно супроводжується утворенням тепла внаслідок біохімічних процесів, що відбуваються в тканинах і органах.

Основними чинниками, які формують мікроклімат приміщень, є: температура, швидкість руху та вологість повітря, а також радіаційна температура, тобто середня температура поверхонь огорожувальних конструкцій і предметів.

За енерговитратами розробка підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку, згідно Гігієнічної класифікації праці [39] відноситься до категорії І б. Нормовані значення параметрів мікроклімату для цієї категорії згідно ДСН 3.3.6.042-99 [44] наведені в табл.6.1

Таблиця 6.1 - Нормовані параметри мікроклімату в робочій зоні з категорією робіт І б.

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

Для дотримання вказаних параметрів мікроклімату у приміщенні використовується:

- у холодний період року – система опалення та систематичне вологе прибирання;
- у теплий період року – система вентиляції, провітрювання та систематичне вологе прибирання.

У зв'язку з тим, що відеотермінали є джерелом тепловиділення, в приміщенні може підвищитися температура повітря і знизитися його відносна вологість. Розміщення робочих місць з ВДТ, ЕОМ, ПЕОМ у підвальних приміщеннях і на цокольних поверхах не дозволяється.

Для створення оптимальних метеорологічних умов необхідно в першу чергу зменшити тепловиділення в джерелі, що частково передбачено при конструюванні. Крім цього, необхідно забезпечити певну площу і об'єм

виробничого приміщення, що і було зроблено. ПК розміщені так, щоб теплові потоки від них не були спрямовані на оператора або його сусідів.

6.2.2. Склад повітря робочої зони

Під час розробки підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку можливими шкідливими речовинами у повітрі робочої зони можуть бути: вуглекислий газ, озон та нетоксичний пил. Вуглекислий газ та озон з'являються у повітрі робочої зони внаслідок роботи офісної техніки, пил – потрапляє в приміщення ззовні через вікна та заноситься співробітниками.

ГДК шкідливих речовин, які знаходяться в досліджуваному приміщенні, наведені в таблиці 6.2.

Таблиця 6.2 – ГДК шкідливих речовин у повітрі

Назва речовини	ГДК, мг/м ³		Клас небезпечності
	Максимально разова	Середньо добова	
Озон	0,16	0,03	1
Вуглекислий газ	3	1	4
Пил нетоксичний	0,5	0,15	4

Приміщення обладнане витяжною вентиляцією. Розрахунок встановлення вентиляції проводиться згідно наявності робочих місць, а також висновок експертизи умов праці згідно розрахунків на кожне робоче місце. Крім того, за необхідності здійснюється провітрювання через відкриті вікна та систематичне вологе прибирання.

6.2.3 Виробниче освітлення

Освітлення виробничих приміщень для роботи з ПК має бути природним і штучним, відповідно до ДБН В.2.5-28-2006 [48].

Природне освітлення здійснюється через світлові прорізи, орієнтовані на південь. Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 6.4:

Таблиця 6.4 - Норми освітленості в приміщенні

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

Для забезпечення достатнього освітлення здійснюється систематичне очищення скла та світильників від бруду та заміна перегорілих ламп. Віконні прорізи обладнані регульованими пристроями (жалюзі, зовнішні козирки), а робочі столи розміщені подалі від вікон і так, щоб вікна були зліва від них.

Система загального освітлення становить переривчасті лінії світильників, розташовані з боку робочих місць (ліворуч), паралельно лінії зору працюючих.

Для штучного освітлення застосовують люмінесцентні лампи типу ЛБ. Лампи розжарювання застосовують тільки для місцевого освітлення.

6.2.4 Виробничий шум

На робочому місці розробника підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку джерелами шуму є технічні засоби комп'ютер,

принтер, вентиляційне устаткування. Приміщення знаходиться в стороні від проїжджої дороги, тому з вулиці проникає незначний шум.

Згідно ДСН 3.3.6.037-99 [43] гранично допустимі рівні шуму на робочих місцях підприємств такі (табл.6.5).

Таблиця 6.2.5 - Рівень звукового тиску

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

Рівень шуму, за ДСН 3.3.6.042-99 [5], на робочих місцях не має перевищувати 50 дБА, що досягається застосуванням малошумного обладнання, використанням спеціальних матеріалів для обшивки приміщень, а також різноманітними звукопоглинальними пристроями (перегородки, кожухи, прокладки тощо).

6.2.6 Виробничі випромінювання

Під час роботи ПК на розробника підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку впливає електромагнітне випромінювання.

Вимоги щодо допустимих значень неіонізуючого електромагнітного випромінювання регламентує і вони мають бути такими:

- 1) напруженість електромагнітного поля на відстані 50 см навкруги ВДТ за електричною складовою не повинна перевищувати:
 - у діапазоні частот 5 кГц - 2 кГц - 25 В/м,
 - у діапазоні частот 2 кГц - 400 кГц - 2,5 В/м;
- 2) щільність магнітного потоку не повинна перевищувати:
 - у діапазоні частот 5 кГц - 2 кГц - 250 нТл,
 - у діапазоні частот 2 кГц - 400 кГц - 25 нТл;

3) поверхневий електростатичний потенціал не повинен перевищувати 500 В;

4) потужність дози рентгенівського випромінювання на відстані 5 см від екрану та інших поверхонь ВДТ не повинна перевищувати 100 мкР/год [41].

Для захисту працівника від дії електромагнітних випромінювань передбачається обмеження часу перебування в робочій зоні та встановлення раціональних режимів експлуатації установок і роботи працюючого персоналу.

6.2.7. Психофізіологічні фактори

Психофізіологічні фактори розробника підвищення ефективності цифрових фільтрів у багатоканальних системах зв'язку оцінюються за допомогою показників важкості і напруженості праці. Формуємо умови роботи виходячи з гігієнічної класифікації праці, де вказані оптимальні умови праці для навантажень напруженої праці: Сенсорні навантаження тривалість - зосередження уваги до 50% від часу зміни, щільність сигналів та повідомлень в середньому за 1 годину роботи до 150, навантаження на зоровий аналізатор – розмір об'єкта розрізнення більше 5 мм на 100% часу зміни. Тривалість робочої зміни 6-7 годин, однозмінна робота без нічної зміни, спостереження за екранними пристроями до 2 годин за зміну.

6.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах надзвичайних ситуацій

В елементній базі багатоканальної системи зв'язку під дією іонізуючих випромінювань можлива зміна майже всіх електричних і експлуатаційних характеристик, що залежить від протікання процесів іонізації і порушення структури матеріалів.

В блоках багатоканальної системи зв'язку можуть початися відновлювані чи не відновлювані зміни через деякий час після радіоактивного зараження при рівнях радіації значно нижчих від критичних. Імпульсна напруга найбільш легко виникає в високоомних неекранових і несиметричних колах. В результаті

наявності таких кіл імпульсу струму чи напруги проникає в систему і спричинює пошкодження, ступінь яких залежить від чутливості складових системи вузлів. Серйозні пошкодження викликає електромагнітний імпульс в роботі цифрових і контрольних приладів.

Електромагнітний імпульс може поширюватися на десятки і сотні кілометрів в навколишньому середовищі і по різних комунікаціях, здійснюючи вплив на об'єкти там, де ударна хвиля, світлове випромінювання і проникаюча радіація втрачають своє значення як уражаючі фактори.

Електромагнітний імпульс являє собою велику небезпеку для апаратури, добре захищеної від дії інших уражаючих факторів. Тому слід пам'ятати про те, що ЕМІ проникає в захищені блоки апаратури і вона може вийти з ладу, знаходячись в надійно захищених спорудах. Електромагнітний імпульс пробиває ізоляцію, випалює елементи електросхем радіоапаратури, викликає коротке замикання в радіопристроях тощо. Найбільш часто виходять з ладу напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори. В резисторах електромагнітний імпульс викликає іскріння в міжконтактних з'єднаннях, що приводить до локального нагріву і порушує опір покриття. В конденсаторах електромагнітний імпульс викликає нагрів шару металізації і його вигорання, порушення контактів між обкладинками і виводами.

6.3.1 Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах впливу іонізуючих випромінювань

Нормальна робота багатоканальної системи зв'язку буде залежати від таких елементів, як транзистори, мікросхеми, резистори, конденсатори, діоди.

За критерій безпеки роботи електричного обладнання в цих умовах приймається таке значення граничного значення рівня радіації ($P_{зв}$, $P/год$), при якому можуть виникнути тимчасові зміни, але система буде працювати з потрібною якістю. Отримані значення занесемо до таблиці 6.3.

Таблиця 6.3 - Граничні рівні радіації для обладнання багатоканальної системи зв'язку

№	Блоки багатоканальної системи зв'язку	Елементи системи	$P_{\text{гр1}}, \text{P/Год}$	$P_{\text{гр}}, \text{P/Год}$
1	Блок живлення	Мікросхема 78В05 Транзистор СП1-10,	10^5 10^5	10 ⁴
2	Блок керування	Діод Д220А	10^4	
		Конденсатор Х7R	10^6	
3	Силові елементи	Транзистори, Т143-1000	10^5	
		Дросель ТРА11	10^5	
		Реактор ВР2МС	10^5	

Визначаємо граничне значення потужності експозиційної дози гамма-випромінювання – $P_{\text{гр}}$, по мінімальних значеннях коефіцієнта послаблення радіації $K_{\text{носл}}$, та потужності експозиційної дози $P_{\text{зв}}$.

$$P_{\text{гр}} = P_{\text{зв}} \cdot K_{\text{носл}} \cdot K_{\text{н}} \quad [P/\text{год}]; \quad (6.1)$$

$$P_{\text{гр}} = 10^4 \cdot 1 \cdot 0,94 = 9400 \quad (P/\text{год}).$$

Можлива експозиційна доза опромінення в заданих умовах:

$$D_{\text{м}} = \frac{2 \cdot P_{1\text{max}} \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{\text{носл}}} \quad [P]; \quad (6.2)$$

Допустимий час роботи багатоканальної системи зв'язку визначається за формулою:

$$t_{\text{дон}} = \left(\frac{D_{\text{гр}} \cdot K_{\text{носл}} + 2 \cdot P_{1\text{max}} \sqrt{t_p}}{2 \cdot P_{1\text{max}}} \right)^2 \quad [\text{год}]; \quad (6.3)$$

$$t_{\text{дон}} = \left(\frac{10^4 \cdot 1 + 2 \cdot 6,02 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 6,02} \right)^2 = 691499,99 \quad (\text{год}).$$

Отже, допустимий час роботи системи електроживлення складатиме 691499,99 годин при рівні радіації 6,02 P/год. Це на багато більше часу морального старіння системи електроживлення, тому її можна вважати умовно стійкою в цих умовах.

6.3.2 Дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу

Визначаємо допустимі коливання напруги живлення:

$$U_{\text{д}} = U_{\text{ж}} + \frac{U_{\text{ж}}}{100} \cdot N \text{ [В]}, \quad (6.4)$$

Де $U_{\text{ж}}$ – напруга живлення, В;

N – допустиме відхилення напруги, %.

$$U_{\text{д}} = 220 + \frac{220}{100} \cdot 15 = 253 \text{ (В)} .$$

Вертикальна складова напруги наведення на струмопровідних частинах багатоканальної системи зв'язку:

$$U_{\text{в}} = \frac{U_{\text{д}}}{100} = 2,53 \text{ (В)} ;$$

Знаходимо горизонтальну складову напруженості електричного поля, при якому коефіцієнт безпеки знаходиться в межах допустимого:

$$U_{\text{в}} = E_{\text{г}} \cdot l_{\text{в}}, \text{ [В/год]} ; \quad (6.5)$$

Звідки:

$$E_{\text{г}} = \frac{U_{\text{в}}}{l_{\text{в}}} \text{ [В/м]} ; \quad (6.6)$$

$$E_{\text{г}} = \frac{2,53}{1,84} = 1,375 \text{ (В/м)}$$

Знаходимо вертикальну складову напруженості електричного поля, при якому коефіцієнт безпеки знаходиться в межах допустимого:

$$E_{\text{г}} = 10^{-3} \cdot E_{\text{в}}, \text{ [В/м]} ;$$

Звідки:

$$E_{\text{в}} = \frac{E_{\text{г}}}{10^{-3}} \text{ [В/м]}, \quad (6.7)$$

$$E_{\text{в}} = \frac{1,375}{10^{-3}} = 1375 \text{ (В/м)} . \quad (6.8)$$

Отже, обладнання багатоканальної системи зв'язку буде безпечно працювати, якщо вертикальна складова напруженості електричного поля не буде перевищувати 1375 В/м.

6.4 Розробка заходів по підвищенню безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій

В даному розділі було проведено дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії загрозливих чинників НС.

Розглянемо способи підвищення безпеки роботи обладнання системи електроспоживання. Для боротьби з впливом іонізуючого опромінення використовують алюмінієві сплави, леговані елементами з високим атомним номером (лантаноїдами і рідкоземельними елементами), сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатошарові матеріали. Також для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати новітній вітчизняний метод, що полягає в захисному покритті радіоелектронної апаратури, що розміщується на поверхнях даних елементів, які піддаються впливу іонізуючого випромінювання, відмінним тим, що захисне покриття виконане у вигляді наноструктури, яка включає сукупність атомів рідкоземельних елементів, введених в структуру армованої атомно-молекулярної металічної матриці, або утворює її захисний шар.

Для захисту апаратури від ЕМІ застосовуються різної конструкції екрани і кожухи. Найважливіші вимоги до матеріалів, з яких виготовляються захисні пристрої, такі: до складу матеріалів повинні входити елементи з великою атомною масою; захисні матеріали повинні включати легкі елементи.

Для підвищення безпеки роботи системи електроспоживання в умовах дії ЕМІ застосовують: раціональне просторове розміщення вузлів і схем системи; вибір найбільш стійких до впливу ЕМІ функціональних елементів систем; створення стійких електронних схемних рішень; застосування заходів спеціального захисту; зміна порядку функціонування системи у НС.

Для підвищення безпеки роботи обладнання системи електроспоживання в умовах дії ЕМІ проводимо розрахунок захисного екрану.

Визначаємо перехідне гасіння електричного поля екраном зі сталі:

$$A = 40 - K_{\text{мін}} [\text{дБ}], \quad (6.9)$$

$$A = 40 + 27,8 = 67,8 (\text{дБ}),$$

Розрахуємо товщину захисного екрану:

$$t = \frac{A}{5,02 \cdot \sqrt{f}} [\text{см}], \quad (6.10)$$

де A - перехідне затухання екрану, дБ ;

f - найбільш характерна частота, (15 кГц).

$$t_1 = \frac{67,8}{5,2 \cdot \sqrt{15000}} = 0,1 (\text{см});$$

Отже, при екрануванні всього обладнання з використанням екрану товщиною 0,1 см, система електроспоживання буде стійко працювати в умовах дії електромагнітного імпульсу.

Також, у даному розділі проведено дослідження безпеки роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії загрозливих чинників надзвичайних ситуацій та розроблено заходи по підвищенню безпеки роботи обладнання системи.

В умовах дії іонізуючих випромінювань обладнання багатоканальної системи зв'язку буде безпечно працювати до рівня радіації 9400 Р/год для миттєвого відказу і при рівні радіації 6,02 Р/год буде час роботи апаратури протягом 691499,99 годин, що гарантовано більше часу експлуатації елементів даної системи електроспоживання.

Оцінюючи безпеку роботи багатоканальної системи зв'язку в умовах дії електромагнітного імпульсу, доведено, що система буде злагоджено працювати, якщо вертикальна складова напруженості електричного поля не буде перевищувати: 1375 (В/м).

ВИСНОВКИ

На основі вивчення стану теорії та практики ЦОС, основних характерних особливостей його алгоритмів, систематичного врахування властивостей передатних функцій фільтрів сформульовано та обґрунтовано критерій оптимальності у вигляді показника визначено обчислювальну складність, що характеризує ефективність алгоритму ЦОС, та його основні властивості.

Досліджено основні властивості системних функцій та характеристики алгоритмів цифрових фільтрів. Обґрунтовано необхідність розробки критерію порівняння різноманітних варіантів побудови алгоритмів і пристроїв ЦОС, розробки методів і шляхів підвищення ефективності роботи ЦОС-пристроїв, створення методології проектування алгоритмів і пристроїв ЦОС, орієнтованих на синтез з використанням обчислювальної техніки. Показано, що основні характеристики алгоритмів і пристроїв ЦОС значною мірою визначаються кількістю виконуваних арифметичних операцій, яка в свою чергу залежить від типу симетрії функцій системи ЦФ.

На основі аналізу властивостей передатної функції лінійних дискретних систем отримано вираз для максимально можливої одночасної концентрації характеристик ЦФ за часом і частотою, що відповідає принципу невизначеності. Показано, що неможливо забезпечити як завгодно близьку апроксимацію характеристик ЦФ до характеристик ідеального прямокутного фільтра і при цьому ввести довільну затримку.

Показано, що введення поняття твірного полінома дає можливість представити передатну функцію будь-якого ЦФ у вигляді комбінації поліномів ПФ мінімально-фазового типу та поліномів одиничного кола, що спрощує аналіз і синтез ЦФ, і прояв властивостей симетрії конкретних ЦФ. На основі груп симетрії досліджено та систематизовано властивості симетрії, притаманні різним типам ЦФ.

На основі груп симетрії досліджено та систематизовано властивості симетрії, притаманні різним типам ПФ.

Сформульовано та обґрунтовано критерій порівняння алгоритмів ЦОС – критерій мінімізації значення індексу обчислювальної складності, що узагальнює характеристики чутливості та впорядкованості цифрового фільтра. Розглянуто його основні властивості, які використовуються при визначенні цього показника по відношенню до різних видів ЦФ.

На основі узагальнення методів і прийомів зниження обчислювальної складності алгоритму ЦОС встановлено вплив властивостей симетрії функції системного фільтра на характеристики обчислювальної складності алгоритму обробки. На основі оцінки цього впливу запропоновано класифікацію типів симетрії та супутніх видів декомпозиції системної функції лінійних цифрових фільтрів і синтезаторів сигналів, що використовуються для зниження трудомісткості їх реалізації.

Досліджено питання синтезу ефективних цифрових фільтрів на основі декомпозиції передатної функції. Сформульовано умову доцільності використання декомпозиції ПФ для отримання можливого рішення, що зменшує трудомісткість реалізації. Показано, що ця умова виконується в багатьох випадках, важливих для програм ЦОС. Встановлено, що основні властивості факторизації ПФ як засобу зниження обчислювальної складності ПФ пов'язані з групами симетрії виду C_R - ротаційні групи і є найбільш ефективними для вузькосмугових ПФ.

Показано, що визначення умов доцільності використання факторизації типу «префільтр – коректор» та використання запропонованих схем префільтрації на основі циклотомних поліномів дає змогу розширити межі застосовності цього методу та збільшити його ефективність.

Встановлено умови використання та характеристики ефективності зниження обчислювальної складності алгоритму інтерпольованої багатосмугової цифрової фільтрації.

Обґрунтовано доцільність використання ПФ факторизації в процедурах синтезу ефективних функцій вікон зважування.

Показано, що ефективність паралельного розкладання ПФ визначається порядком групи симетрії дзеркального типу і повністю реалізується при когерентному та диференціальному фазовому підсумовуванні, включаючи синтез ПФ додаткових (комплементарних) ЦФ.

Обґрунтовано використання методів декомпозиції передатних функцій для випадків багатоканальної цифрової фільтрації та фільтрації з перетворенням частоти дискретизації. Показано, що при багатосмуговій цифровій фільтрації використання факторизації ПФ груповим способом перетворює каскадну схему в деревоподібну, яка є універсальною щодо типу складових елементів, тобто дозволяє використовувати будь-які типи цифрових фільтрів: мінімально-фазова, гібридна рекурсивно-нерекурсивна тощо.

Встановлено, що найефективнішою для багатосмугової фільтрації є пірамідальна структура, яка містить найвищий ступінь симетрії.

Показано, що комбіноване використання факторизації та паралельної декомпозиції для організації додаткового виходу забезпечує підвищення ефективності методу багатосмугової фільтрації.

Для випадку, коли розташування часткових каналів має властивість дзеркальної симетрії, розкладання фільтраційної матриці виходить з підбором матриці, що містить лише тривіальні операції, що дає змогу зменшити обчислювальну складність поділу. алгоритм.

Встановлено, що метод поділу на основі трьохканальних пристроїв розділення, що володіє меншою ефективністю у разі частотного поділу каналів порівняно з багатосмуговою фільтрацією, забезпечує більшу гнучкість, наприклад, при розділенні каналів неоднакової ширини. При збільшенні кількості спільних каналів від трьох до нескінченності отримане посилення зменшується від трьох до двох разів.

Показано, що поліфазна структура є варіантом використання загальної паралельної декомпозиції, в якій в якості доданків виступають багатосмугові гребінчасті фільтри. У схемах перетворення частоти ці терміни працюють з низькою частотою дискретизації. Однорідний банк смугових фільтрів,

перетворений шляхом декомпозиції та перегрупування в комбінацію багатофазної схеми та процесора ДПФ, реалізується тим ефективніше, чим вище тип симетрії компонентів. Поєднання багатофазного представлення з факторизацією дає змогу підвищити ефективність результуючих схем як у разі багатошвидкісної обробки, так і у разі багатоканальної фільтрації.

Отримані вирази дають змогу оцінити обчислювальну складність гібридних рекурсивно-нерекурсивних фільтрів та визначити умови доцільного використання запропонованих схем.

Розроблено методологію проектування алгоритмів і пристроїв ЦОС зі зменшеним обсягом програмно-апаратних засобів, орієнтованих на синтез із використанням властивостей симетрії системних функцій. Результати розробки та використання систем і пристроїв ЦОС підтверджують, що розроблена методологія дає можливість проектувати пристрої з високими показниками ефективності для їх реалізації, а систематичний розгляд шляхів зниження вартості обчислювальних операцій алгоритмів ЦОС дає можливість визначити сфери їх застосування при розробці засобів зв'язку та мовлення.

Запропоновано методи побудови синтезаторів широкого класу сигналів, у тому числі цифрових генераторів гармонійних сигналів, перебудовуваних за частотою або використовуваних для синтезу частотної сітки на основі поєднання методів прямого синтезу з інтерполяцією.

Розроблено схему модулятора сигналів для передачі даних по каналу мовлення, визначено його характеристики. Результати випробувань підтвердили високий ступінь надійності та економічності схеми.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Телекомунікаційні системи передачі: підручник / В. М. Кичак, О. М. Шинкарук, Г.Г. Бортник, І. І. Чесановський. – Хмельницький: Видавництво НАДПСУ, 2016. – 424 с.
2. Кох Р., Яновский Г.Г. Эволюция и конвергенция в электросвязи. – М: Радио и связь 2001.- 280 с.
3. Бортник Г. Г., Кичак В. М. Цифрова обробка сигналів. Навчальний посібник. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006.- 167 с.
4. Bellanger M. Traitment numerique signal: Theorie et pratique. Paris Masson, 1984 . – 432 p.
5. Введение в цифровую фильтрацию. / Под ред. Р. Богнера и А. Константинодаса. Мир 1976. –216 с.
6. Хемминг Р. Цифровые фильтры. – М. Сов. Радио. 1980 г.
7. Феттвайс А. Волновые цифровые фильтры: Теория и применение. ТИИЭР - т.74.- №2. =1986. – С.35-99.
8. Макклелан Дж., Рейдер Ч. Применение теории чисел в цифровой обработке сигналов. – М.: Радио и связь. 1983. – 264 с.
9. Рабинер Л., Голд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов.- М.: Мир.- 1978. – 848 с.
10. Гольденберг Л.М., Матюшкин Б.Д., Поляк М.Н. Цифровая обработка сигналов: Справочник. – М.: Радио и связь 1985. – 312 с.
11. Зубарев Ю.Б., Дворкович В.П. Основные проблемы цифровой обработки изображений и использования цифрового телевидения в России // Электросвязь. 1997. – № 8. С/6-10.
12. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сигналов – М. Радио и связь. 1993. – 323с.
13. Куприянов М.С., Матюшкин Б.Д. Цифровая обработка сигналов: процессоры, алгоритмы, средства проектирования. СПб: Политехника. 1999. – 592с.
14. Вайдьянатхан П.П. Цифровые фильтры, блоки фильтров и полифаз-

ные цепи с многочастотной дискретизацией: Методический обзор – ТИИЭР.- т.78.- №3. – 1990. – С.77-120.

15. Fliege N. Multirate digital signal processing: multirate systems, filter banks, wavelets. John Wilcey & sons. 1994. 340 p.

16. Adams J.W. and Wilson A.N. A new approach to FIR digital filters with fewer multipliers and reduced sensitivity. IEEE Trans. vol CAS – 30 p. 277-283 May 1983.

17. Vaidyanathan P.P. Efficient and multiplierless design of FIR filters with vary sharp cutoff via maximally flat building blocks. IEEE Trans. vol. CAS-32, №3, March 1985, p.236-244.

18. Saramaki T., Renfors M. «Nth-band filter design» in Proc EUSIPCO'98(Rhodos, Greece), p. 1943-1948, September 1998.

19. Vetterli M. A Theory of multirate filter banks. IEEE Trans. vol. ASSP-35, №3 p.336-372 March 1987.

20. Malvar H. A modulated complex lapped transform and its applications to audio processing. IEEE ICASSP'99 – Phoenix, AZ, March 1999. p.100-105.

21. Тяжев А.И. Оптимизация цифровых детекторов в приемниках по минимуму вычислительных затрат. Самара. ПИИРС 1994. – 256 с.

22. Солонина А.И., Улахович Д.А., Яковлев Л.А. Алгоритмы и процессы ЦОС. - СПб.: БКВ – Петербург. 2001. – 464 с.

23. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов – М.: Связь, 1979. – 416 с.

24. Вейль Г. Симметрия. – М. Наука. 1975. – 231 с.

25. Фларри Р. Группы симметрии. – М. Мир. 1983. – 395

26. Елисеев С.Н. Свойства симметрии передаточной функции и вычислительная сложность алгоритма цифровой фильтрации // Радиотехника. – 2001. – №9. – вып. 56. – с.92-94.

27. Ахо А., Хопкрофт Дж., Ульман Дж. Построение и анализ вычислительных алгоритмов.- М.: Мир 1979. – 536 с.

28. Елисеев С.Н., Волкова Т.Л., Крылов С.М. и др. Система автоматизи-

рованного расчета и программирования нерекурсивных цифровых фильтров. //Труды НИИР – 1984 г. №1 с.115-118.

29. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров. М.: Наука. 1967. – 780 с.
30. Математические основы современной радиоэлектроники.// Под ред.Л.С. Гуткина. – Вып.2. – М.: Сов. Радио. –1968. – 208 с.
31. Дьяконов В.П., Круглов В. Математические пакеты расширения MATLAB: Специальный справочник. СПб.: Питер. 2001. – 375 с.
32. Елисеев С.Н. Синтез префильтров для построение нерекурсивных цифровых фильтров с уменьшенным числом умножителей // Известия ВУЗов – Радиоэлектроника – 1989 г. т.32. – №12. – с.22-28.
33. Adams J.W. and Wilson A.N. Some efficient digital prefilter structures. IEEE Trans CAS-31. – p.260-266. March. – 1984.
34. Елисеев С.Н. Замечания по статье «Комплементарные цифровые фильтры с импульсной характеристикой конечной длины» // Радиотехника. – 1989. т.32. –№5. – С.12.
35. Neuvo Y., Dong-Cheng-Yu and Mitra S. Interpolated FIR filters. IEEE Trans ASSP-32. – №3. – p.563-570. – June. – 1984.
36. Neuvo Y., Rajan G. and Mitra S. Efficient realization of narrowband FIR bandpass digital filters. IEEE Trans vol. CAS-34. – p.409-419. – April. – 1987.
37. Антонию А. Цифровые фильтры: анализ и проектирование. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
38. Література: Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
39. Гігієнічна класифікація праці (за показниками шкідливості і небезпеки факторів виробничого середовища від 12.08.1986 № 4137-86. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://zakon4.rada.gov.ua/laws/show/v4137400-86>
40. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные

факторы. Классификация. - [Электронный ресурс] - Режим доступа: http://www.znaytovar.ru/gost/2/GOST_12000374_SSBT_Opasnye_i_v.html

41. ГОСТ 12.1.006-84 Система стандартов безопасности труда. Электромагнитные поля радиочастот. Допустимые уровни на рабочих местах и требования к проведению контроля [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://vsegost.com/Catalog/20/20951.shtml>

42. ДСанПіН 3.3.2.007-98 Державні санітарні правила і норми роботи з візуальними дисплейними терміналами електронно-обчислювальних машин ЕОМ - [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://document.ua/derzhavni-sanitarni-pravila-i-normi-roboti-z-vizualnimi-disp-nor4881.html>

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

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

45. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Электронный ресурс] - Режим доступа: http://sop.zp.ua/norm_praop_0_00-7_15-18_01_ua.php

46. НПАОП 40.1-1.21-98 «Правила безпечної експлуатації електроустановок споживачів» - [Электронный ресурс] - Режим доступа: http://dbn.at.ua/load/normativy/praoп/praoп_40_1_1_21_98/23-1-0-821

47. НПАОП 40.1-1.32-01 «Правила будови електроустановок. Електрообладнання спеціальних установок» - [Электронный ресурс] - Режим доступа: http://www.dnaop.com/html/1692/doc-%9F%D0%90%D0%9E%D0%9F_40.1-1.32-01

48. ДБН В.2.5-28-2006 Природне і штучне освітлення - [Электронный ресурс] - Режим доступа: <http://document.ua/prirodne-i-shtuchne-osvitlennja-nor8425.html>

Додаток А
(обов'язковий)

ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ

Зав.кафедри ТКСТБ ВНТУ,

докт. техн. наук, професор

В.М. Кичак

“ ” _____ 2021 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи

ПІДВИЩЕННЯ ЕФЕКТИВНОСТІ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ У

БАГАТОКАНАЛЬНИХ СИСТЕМАХ ЗВ'ЯЗКУ

08-34.МКР.011.00.000 ТЗ

Керівник роботи

к.т.н., проф. кафедри ТКСТБ ВНТУ

Бортник Г.Г.

Виконавець: ст. гр. ТКС-20м

Ткач П.В.

Вінниця-2021

1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

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

Дата початку роботи: 01.09.2021 р.

Дата закінчення: 20.12.2021 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення ефективності алгоритмів і пристроїв ЦОС в системах зв'язку та мовлення за допомогою розробки методів їх побудови, що оптимізують використання програмного та апаратного забезпечення.

Для досягнення цієї мети під час проведення теоретичних та експериментальних досліджень висувались такі задачі:

- Дослідження властивостей передавальної функції цифрових фільтрів та характеристик алгоритмів ЦОС.
- Розробка методів та способів удосконалення алгоритмів та пристроїв ЦОС, визначення умов доцільності їх використання.
- Створення методології проектування алгоритмів та пристроїв ЦОС зі зменшеними витратами на програмне та апаратне забезпечення.
- Розробка та впровадження методів синтезу програмного забезпечення та засобів ЦОС.
- Технічна реалізація та впровадження розроблених методів, алгоритмів та пристроїв для створення обладнання зв'язку та радіомовлення.

Об'єктом дослідження є процес фільтрації у багатоканальних системах зв'язку.

Предметом дослідження є методи та способи фільтрації цифрової обробки сигналів.

Основними завданнями роботи є:

- аналіз засобів цифрового оброблення сигналів для багатоканальних систем

зв'язку

- розробка багатоканальних і багатошвидкісних цифрових фільтрів - розробка електричної схеми кодека;
- розробка методики проектування пристроїв цифрової обробки сигналів;
- розробка засобів цифрового оброблення сигналів для багатоканальних систем зв'язку;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Розроблений в ході виконання метод проектування алгоритмів і пристроїв ЦОС зі зменшеним обсягом програмно-апаратних засобів дає можливість проектувати пристрої з високими показниками ефективності для їх реалізації.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Список використаних джерел розробки:

3.1 Телекомунікаційні системи передачі: підручник / В. М. Кичак, О. М. Шинкарук, Г.Г. Бортник, І. І. Чесановський. – Хмельницький: Видавництво НАДПСУ, 2016. – 424 с.

3.2 Кох Р., Яновский Г.Г. Эволюция и конвергенция в электросвязи. – М: Радио и связь . –2001. – 280 с.

3.3 Зубарев Ю.Б., Витязев В.В., Дворкович В.П. Цифровая обработка сигналов – информатика реального времени. Цифровая обработка сигналов. №1, 1999. – с.5-17.

3.4 Бортник Г. Г., Кичак В. М. Цифрова обробка сигналів. Навчальний посібник. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2006.- 167 с.

3.5 Введение в цифровую фильтрацию. / Под ред. Р. Богнера и А. Константинодаса. Мир. – 1976. – 216 с.

3.6 Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов – М.: Связь, 1979. – 416 с.

3.7 Vaidyanathan P.P. Efficient and multiplierless design of FIR filters with vary sharp cutoff via maximally flat building blocks. IEEE Trans. vol. CAS-32, №3, March 1985, p.236-244.

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

4 ВИКОНАВЕЦЬ

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

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати синтез пристрою формування сигналу (цифрового генератора) для автоматичної системи корекції мережевих трактів (АСК МТ)

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

1. Одночасно має забезпечуватись паралельна видача чотирьох гармонійних сигналів:

- сигналу налаштування;
- сигнал першого гетеродина тракту прямого напрямку;
- сигналу першого гетеродина тракту зворотного спрямування;
- сигналу фіксованої частоти другого гетеродину з номінальним значенням

545,16 кГц.

2. Номінальне значення частоти сигналу зовнішнього генератора $F_{zg} = 2592$ Гц, стабільність не гірше 10^{-8} .

3. Діапазон робочих частот 60,6 – 107,6 кГц.

4. Рівень шуму у робочій смузі трохи не більше – 65 дБ.

5. Точність корекції – 0,2 дБ.

6. Час налаштування – 5 хв.

При розробці синтезу слід максимально використовувати стандартні та уніфіковані деталі.

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	01.09.2021р.	11.09.2021р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Аналіз засобів цифрового оброблення сигналів	11.09.2021р.	16.09.2021р.	Проведений аналіз	Вступ. Розділ 1.
3.	Розробка багатоканальних і багатошвидкісних цифрових фільтрів	17.09.2021р.	01.10.2021р.	Розроблені фільтри	Розділ 2
4.	Розробка методики проектування пристроїв цифрової обробки сигналів	02.10.2021р.	28.10.2021р.	Розроблена методика	Розділ 3
5.	Розробка засобів цифрового оброблення сигналів	29.10.2021р.	18.11.2021р.	Засоби	Розділ 4
6.	Аналіз економічної ефективності	19.11.2021р.	30.11.2021р.	Економічна частина МКР	Розділ 5
7.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	01.12.2021р.	05.12.2021р.	Частина ОТ та БНС	Розділ 6
8.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	06.12.2021р.	13.12.2021р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
9.	Нормоконтроль, попередній захист, опонування МКР	14.12.2021р.	17.12.2021р.	Позитивні відзиви	Відгуки
10.	Захист МКР ЕК		20.12.2021р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧІКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

В результаті виконання роботи будуть розроблені:

- багатоканальні цифрові фільтри;

- дослідження синтезаторів сигналів;
- економічна частина МКР;
- розділ ОП та БНС;

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

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

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

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

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

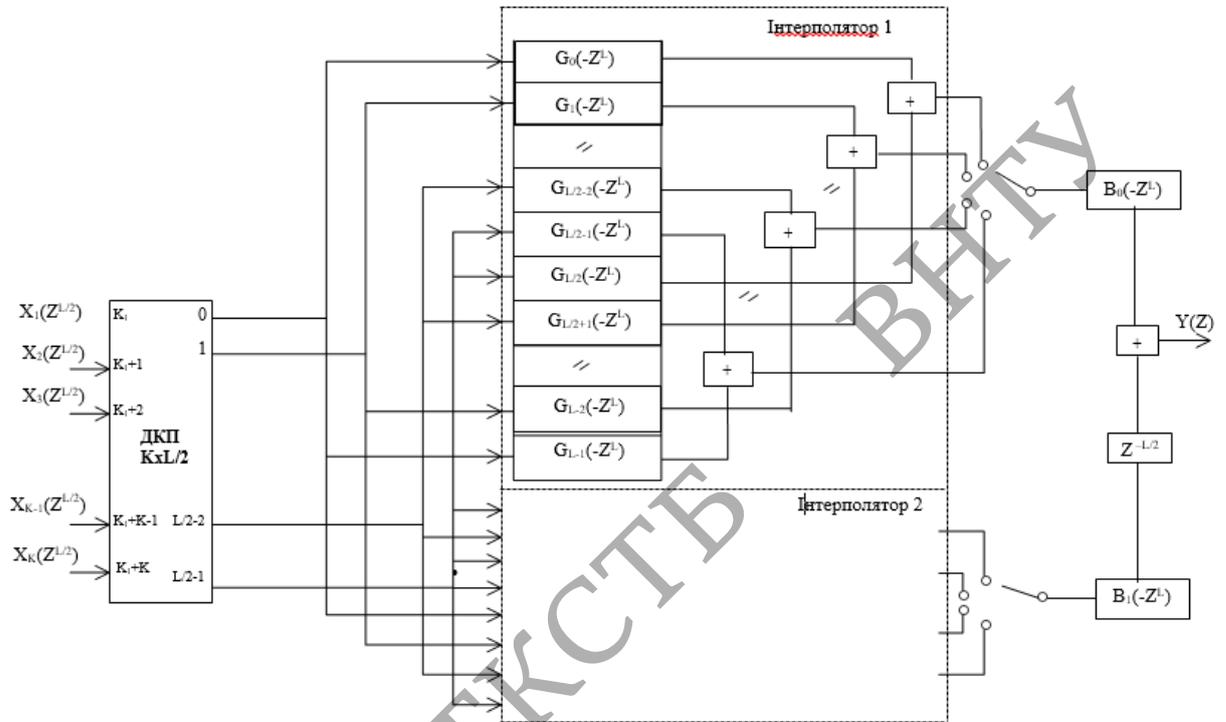
- техніко-економічне обґрунтування розробки;
- нову структуру фільтрів;
- нову моделювальну схему засобів цифрового оброблення сигналів;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;
- рекомендації щодо подальшого використання кодека.

11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

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

Додаток Б
(обов'язковий)

Структурна схема алгоритму з гребінчастим фільтром



ФІРЕН

ТКСТЬ

ВНТУ

					08-34.МКР.011.00.000 Е8		
					Структурна схема алгоритму з гребінчастим фільтром		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата	Лім.	Маса	Масштаб
Розроб.		Ткач П. В.					
Перевір.		Бортник Г.Г.					
Т. Контр.					Арк.	1	Аркушіє 1
Реценз.					ВНТУ, ТКС-20м		
Н. Контр.		Бортник Г.Г.					
Затверд.		Кичак В.М.					

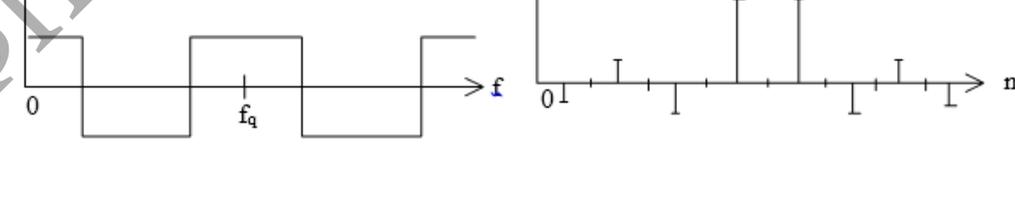
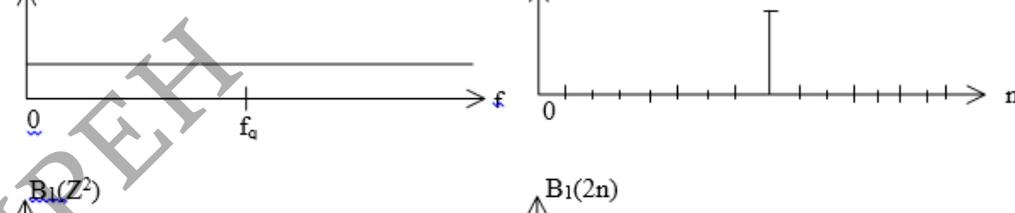
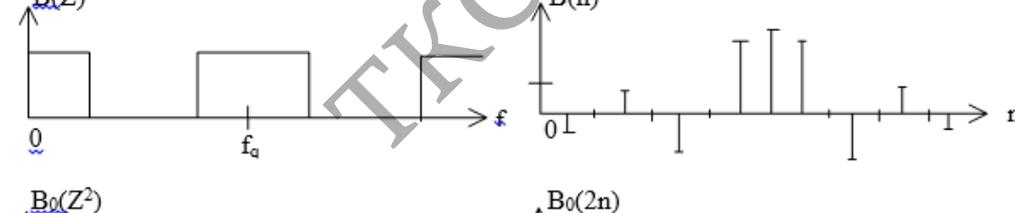
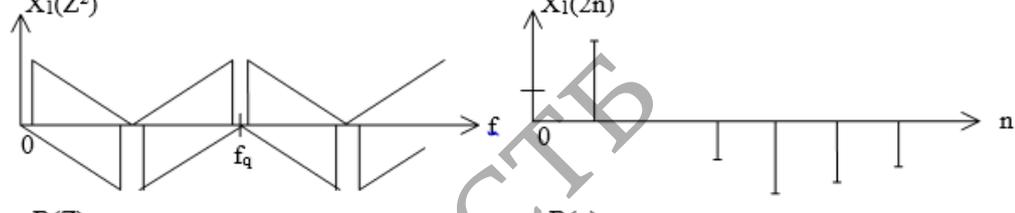
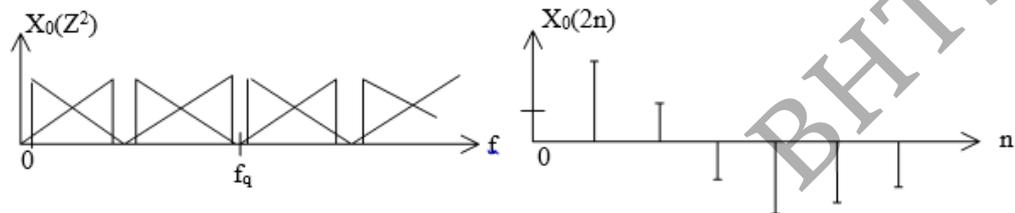
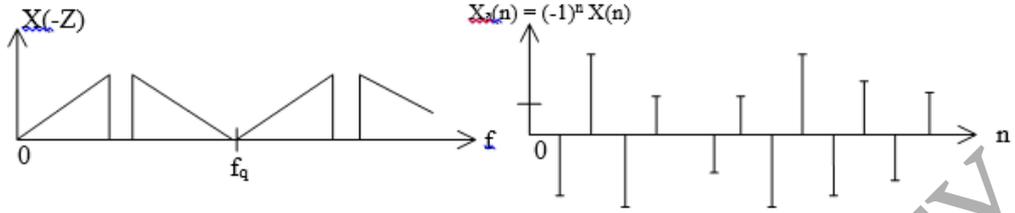
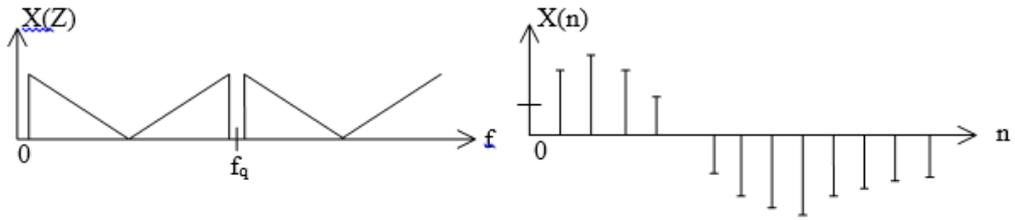
Додаток В
(обов'язковий)

Спектральні та часові діаграми

ФІРЕН

ТКСТБ

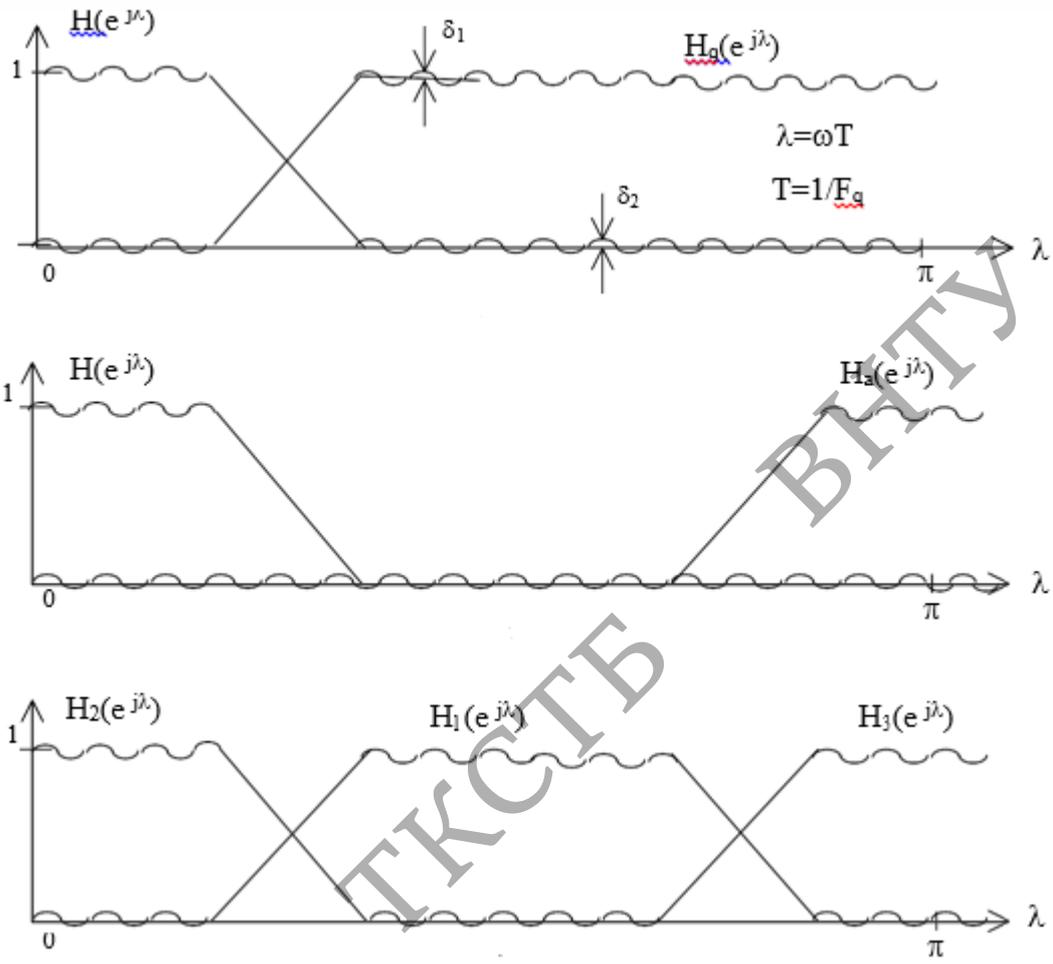
ВНТУ



					08-34.МКР.011.00.000 Е8		
					Спектральні та часові діаграми		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Ткач П. В.					
Перевір.		Бортник Г.Г.					
Т. Контр.					Арк.	1	Аркушів 1
Реценз.					ВНТУ, ТКС-20м		
Н. Контр.		Бортник Г.Г.					
Затверд.		Кичак В.М.					

Додаток Г
(обов'язковий)

Еквівалентні передатні функції



ФІРЕН

					08-34.МКР.011.00.000 Е8		
					Еквівалентні передатні функції		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Ткач П. В.					
Перевір.		Бортник Г.Г.					
Т. Контр.					Арк.	1	Аркушів 1
Реценз.					ВНТУ, ТКС-20м		
Н. Контр.		Бортник Г.Г.					
Затверд.		Кичак В.М.					

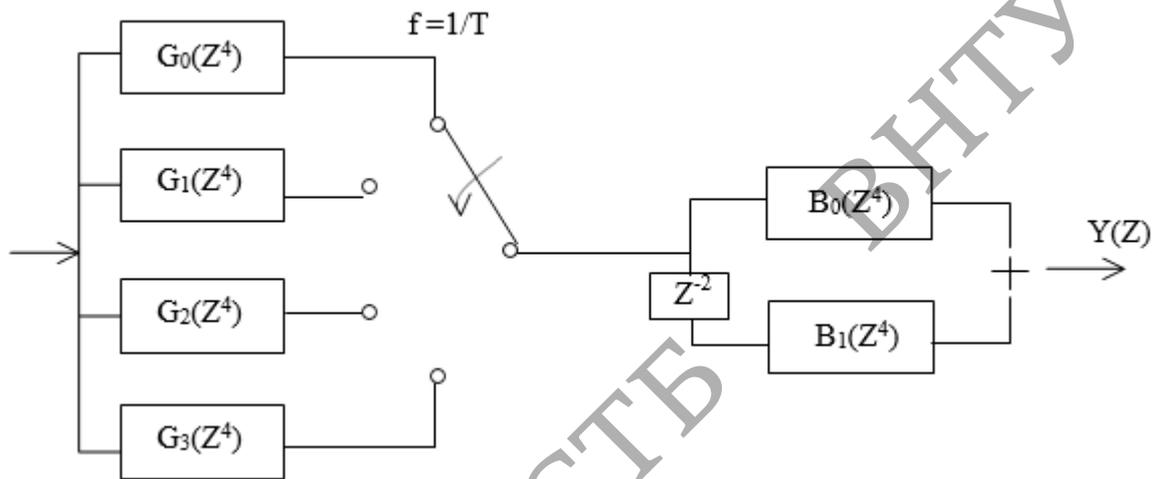
Додаток Д
(обов'язковий)

Елементи поліфазної структури (ПФС)

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ



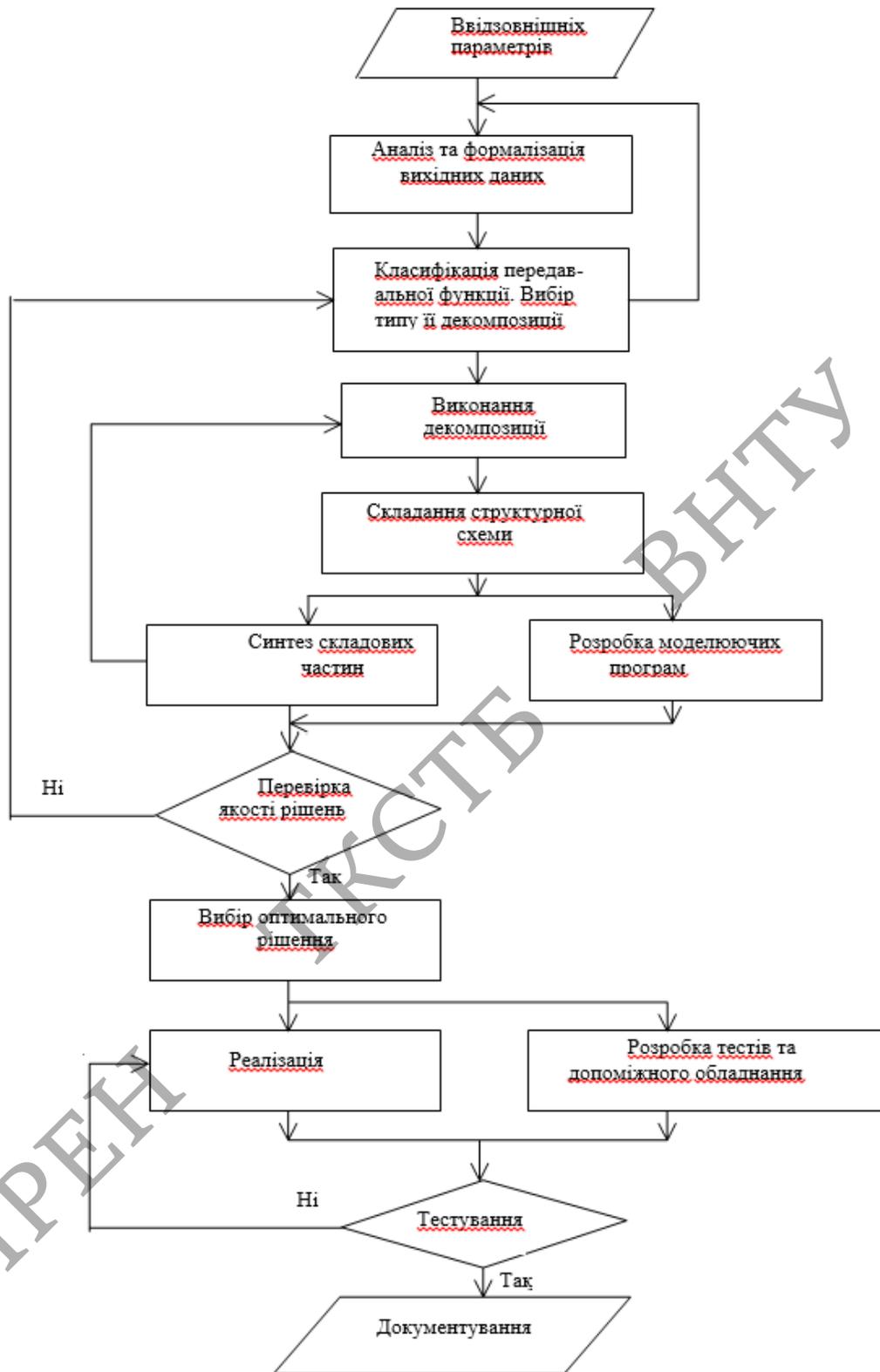
ФІРЕН

ТКСТЬ ВНТУ

					08-34.МКР.011.00.000 Е8		
					Елементи поліфазної структури (ПФС)		
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Ткач П. В.					
Перевір.		Бортник Г.Г.					
Т. Контр.					Арк.	1	Аркушіє
Реценз.					ВНТУ, ТКС-20М		
Н. Контр.		Бортник Г.Г.					
Затверд.		Кичак В.М.					

Додаток Е
(обов'язковий)

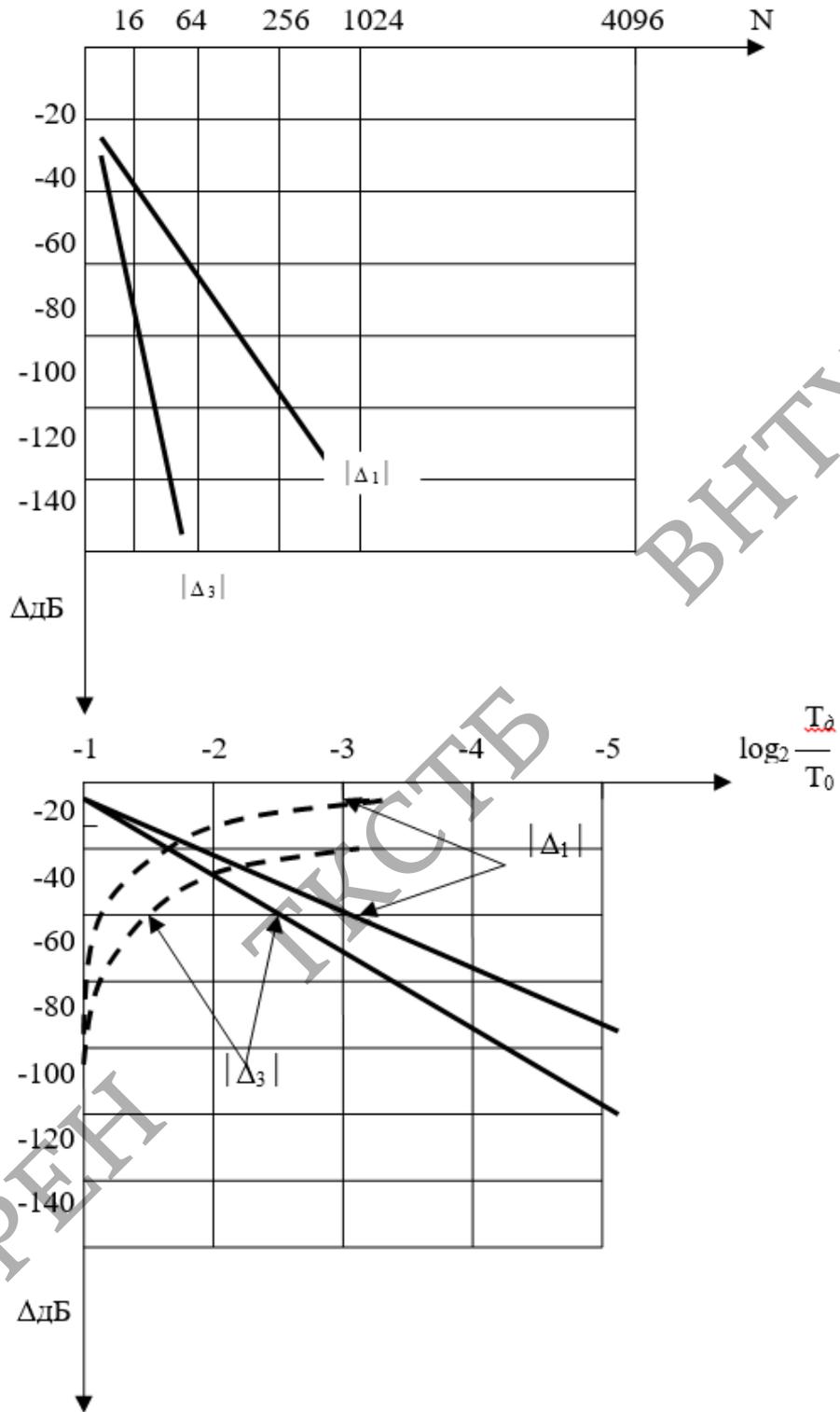
Схема алгоритму проектування пристроїв ЦОС



					08-34.МКР.011.00.000 Е8			
					Схема алгоритму проектування пристроїв ЦОС			
								Лім.
Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.		Ткач П. В.						
Перевір.		Бортник Г.Г.						
Т. Контр.					Арк.	1	Аркушів	1
Реценз.								
Н. Контр.		Бортник Г.Г.			ВНТУ, ТКС-20м			
Затверд.		Кичак В.М.						

Додаток Ж
(обов'язковий)

Величина гарантованої похибки інтерполяції за Лагранжем



08-34.МКР.011.00.000 Е8

Величина гарантованої похибки інтерполяції за Лагранжем

Лім.	Маса	Масштаб
Арк.	1	Аркушів 1

ВНТУ, ТКС-20м

Змн.	Арк.	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.		Ткач П. В.		
Перевір.		Бортник Г.Г.		
Т. Контр.				
Реценз.				
Н. Контр.		Бортник Г.Г.		
Затверд.		Кичак В.М.		