

Вінницький національний технічний університет
Факультет інформаційних електронних систем
Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

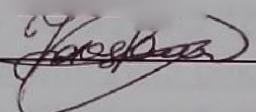
на тему:

«Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах»

студент 2-го курсу,

СМ-23мз

електронні комунікації

 Аліксюк Я.В.

ресор каф. ІКСТ

ТС, д.т.н., проф.

Осадчук О.В.

2025 р.

Допущено до захисту

ІКСТ

 В.М.

2025 р.

Вінницький національний технічний університет
 Факультет інформаційних електронних систем
 Кафедра інфокомунікаційних систем і технологій
 Рівень вищої освіти II-й (магістерський)

Галузь знань - 17 – Електроніка, автоматизація та електронні комунікації
 (шифр і назва)

Спеціальність - 172 – Електронні комунікації та радіотехніка
 (шифр і назва)

Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри ІКСТ

д.т.н., професор В.М. Кичак

“21” 03 2025 року



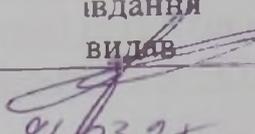
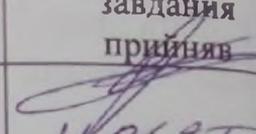
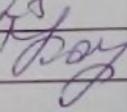
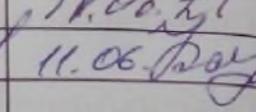
З А В Д А Н Н Я **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ ЗДОБУВАЧУ**

Аліксюку Ярославу Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах,
керівник роботи Бортник Геннадій Григорович, канд. техн. наук, професор
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)
затверджена наказом вищого навчального закладу від “20” 03 2025 року № 96
2. Строк подання студентом роботи 09 червня 2025 року
3. Вихідні дані до роботи смуга частот первинних сигналів: 0,3 – 3,4 кГц;
динамічний діапазон первинних сигналів: 50 дБ; пік-фактор первинних сигналів:
5; нелінійність АЦП: не вище 0,5 ОМР; число розрядів: 8 – 12; засоби ЦОС, що
використовуються у приймачах: одноконтурні рекурсивні цифрові фільтри,
цифрові резонатори без втрат, керовані за частотою цифрові косинусно-синусні
генератори, перемножувачі частоти, подільники частоти; режим функціонування
засобів цифрового оброблення сигналів – в реальному масштабі часу.
4. Зміст текстової частини: технічне обґрунтування; дослідження методів аналізу
приймачів; розробка структур засобів цифрового оброблення сигналів;
дослідження параметрів і характеристик засобів цифрового оброблення сигналів;
економічна частина.
5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень):
результати аналізу критеріїв ефективності приймачів з ЦОС; результати синтезу
та аналізу рекурсивного ЦФ другого порядку приймачів з ЦОС; результати
синтезу та аналізу ЦР без втрат приймачів з ЦОС; перемножувачі приймачів з
ЦОС; результати синтезу та аналізу подільника частоти приймачів з ЦОС.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
спеціальна частина	Бортник Г.Г., доцент кафедри ІКСТ	 21.03.25	 11.06.25
Економіч. частина	Кавецький В.В., к.е.н	21.03.25 	11.06.25 

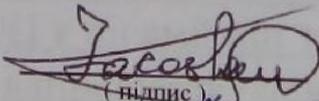
7. Дата видачі завдання 21 березня 2025 року

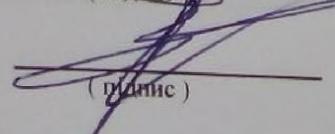
КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	ж виконання пів роботи	Приміт
робота технічного завдання	.03.2025р.	
лічне обґрунтування розробки	.03.2025р.	
ліз методів і засобів оброблення сигналів	.04.2025р.	
робота структур засобів цифрового оброблення сигналів	.05.2025р.	
лідження параметрів і характеристик бів цифрового оброблення сигналів	.05.2025р.	
ліз економічної ефективності розробки	.05.2025р.	
рмлення пояснювальної записки та втративної частини	.06.2025р.	
моконтроль МКР	.06.2025р.	
ередній захист МКР, опонування МКР	.06.2025р.	
іст МКР ЕК	.06.2025р.	

Здобувач

Керівник роботи


(підпис)


(підпис)

Аліксюк Я.В.

Бортник Г.Г.

АНОТАЦІЯ

Аліксюк Я.В. Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – електронні комунікації та радіотехніка, освітня програма – телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2025. 113 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 18 назв; рис.: 32; табл. 14.

Робота присвячена дослідженню засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах. Виконано дослідження методів оптимізації пристроїв цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах. Здійснено розробку вторинних пристроїв цифрового оброблення сигналів з малими обчислювальними затратами. Виконано аналіз параметрів пристроїв цифрового оброблення сигналів.

Робота містить п'ять розділів. У першому розділі виконано дослідження методів аналізу і синтезу засобів ЦОС у телекомунікаційних системах. У другому розділі виконано розробку критерію оптимізації для засобів з ЦОС в телекомунікаційних системах. У третьому розділі виконано розробку засобів з цифровим обробленням сигналів у телекомунікаційних системах. У четвертому розділі розглянуті питання аналізу параметрів засобів з цифровим обробленням сигналів. У п'ятому розділі виконано економічне обґрунтування доцільності реалізації даної науково-дослідної роботи.

Ключові слова: цифрове оброблення сигналів, телекомунікаційна система, цифровий обчислювальний засіб, цифровий фільтр, аналого-цифровий перетворювач

ABSTRACT

Aliksyuk Ya.V. Increasing the efficiency of digital signal processing tools in telecommunication systems. Master's qualification work in specialty 172 - electronic communications and radio engineering, educational program - telecommunication systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2025. 113 p.

In Ukrainian. Bibliography: 18 titles; fig.: 32; tab. 14.

The work is devoted to the study of digital signal processing devices in telecommunication systems. The study of methods for optimizing digital signal processing devices in telecommunication systems has been carried out. Secondary digital signal processing devices with low computational costs have been developed. The analysis of parameters of digital signal processing devices has been carried out.

The work contains five sections. In the first section, the study of methods for analyzing and synthesizing DSP devices in telecommunication systems has been carried out. In the second section, the development of an optimization criterion for DSP devices in telecommunication systems has been carried out. In the third section, the development of digital signal processing devices in telecommunication systems has been carried out. In the fourth section, the issues of analyzing the parameters of digital signal processing devices have been considered. In the fifth section, an economic justification of the feasibility of implementing this research work has been carried out.

Keywords: digital signal processing, telecommunications system, digital computing device, digital filter, analog-to-digital converter

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
1 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ АНАЛІЗУ І СИНТЕЗУ ЗАСОБІВ ЦОС У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ	11
1.1 Технічне обґрунтування використання засобів ЦОС у телекомунікаційних системах.....	11
1.2 Аналіз методів представлення дискретизованих і квантованих сигналів ...	15
1.3 Аналіз основних операцій при синтезі засобів з ЦОС	25
1.4 Аналіз методів оцінювання нелінійних спотворень у засобах з ЦОС	32
2 РОЗРОБКА КРИТЕРІЮ ОПТИМІЗАЦІЇ ДЛЯ ЗАСОБІВ З ЦОС В ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ	42
3 РОЗРОБКА ЗАСОБІВ З ЦИФРОВИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ.....	48
3.1 Аналіз методів зменшення обчислювальних затрат у засобах з ЦОС	48
3.2 Розробка одноконтурних рекурсивних цифрових фільтрів на базі методу прямого синтезу	49
3.3 Аналіз особливостей нестационарних процесів у цифрових резонаторах	55
3.4 Цифрові косинусні-синусні генератори, що керовані за частотою	57
3.5 Розробка перемножувачів та подільників частоти	62
4 АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ ЗАСОБІВ З ЦИФРОВИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ	69
4.1 Оцінювання програмних витрат засобів з ЦОС	69
4.2 Визначення розрядності АЦП в ЦОЗ	71
4.3 Визначення розрядності регістрів ЦОЗ	75
4.4 Аналіз характеристик пристрою вибірки-зберігання	77
5 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА.....	82
5.1 Оцінювання наукового ефекту	82
5.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи	85

5.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи	98
5.4 Висновки по розділу.....	99
ВИСНОВКИ.....	100
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	102
ДОДАТКИ.....	104
Додаток А (обов'язковий) Ілюстративна частина.....	105
Додаток Б (обов'язковий) Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових запозичень.....	113

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

АЦП	–	аналого-цифровий перетворювач
АЧХ	–	амплітудно-частотна характеристика
БК	–	блок керування
ІС	–	інтегральні схеми
МП	–	мікропроцесори
ОЗП	–	оперативний запам'ятовувальний пристрій
ОМР	–	одиниця молодшого розряду
ПВС	–	псевдовипадковий сигнал
ПЗ	–	програмне забезпечення
ПК	–	персональний комп'ютер
СП	–	сигнальні процесори
ТС	–	тестовий сигнал
ХП	–	характеристика перетворення
ЦАП	–	цифроаналоговий перетворювач
ЦОЗ	–	цифровий обчислювальний засіб
ЦОС	–	цифрова обробка сигналів
ЦФ	–	цифровий фільтр
ЦСЗ	–	цифрова система зв'язку
ЧХ	–	частотна характеристика
ФЧХ	–	фазо-частотна характеристика

ВСТУП

Актуальність теми. Цифрове оброблення сигналів (ЦОС) останніми роками широко використовується у різних сферах науки. Розвиток телекомунікацій пов'язаний в компонентною базою, дозволив створити цифрові засоби, що характеризуються високою завадостійкістю, граничними частотами та надійністю. Інтерес до цифрового оброблення сигналів обумовлений тим, що на його основі можна створювати пристрої з параметрами, що є недосяжними при використанні аналогових методів оброблення сигналів. Окрім того, застосування засобів з цифровим обробленням у ряді випадків виявляється ефективнішим з технічної й економічної точки зору за рахунок їх універсальності та можливості функціонувати у різних режимах [1].

Області застосування цифрового оброблення безперервно розширюються. Це телекомунікаційні системи, засоби радіозв'язку, адаптивне коригування каналів зв'язку, оброблення мовних сигналів, цифрове радіомовлення, цифрове телебачення і т.і.

У сфері ЦОС існує ще багато задач, що стримують застосування цифрового оброблення у телекомунікаційних системах різноманітного призначення. А саме: низька швидкодія цифрової компонентної бази, мала швидкодія перетворювачів аналог-цифра, додаткові спотворення та шуми, що виникають при ЦОС, погіршення енергетичних і економічних характеристик засобів ЦОС порівняно з аналоговими [2].

На підставі цих міркувань актуальними задачами є розвиток схемотехнічних рішень для побудови нових засобів та схемних реалізацій, що дозволяють розробляти телекомунікаційні системи з цифровим обробленням сигналів, що характеризуються заданими технічними та економічними характеристиками.

Аналіз останніх досліджень. Проблеми ЦОС виникають внаслідок недосконалості відповідної компонентної бази та пов'язані з особливістю

функціонування засобів з ЦОС. В результаті виникають проблеми при аналізі та синтезі засобів ЦОС [3].

У багатьох працях наведено широке застосування ЦОС, що обумовлено тим, що ЦОС має переваги перед аналоговим обробленням [3, 4]:

- значно вищу точність оброблення сигналів;
- гнучке та оперативне переналаштування алгоритмів оброблення, що забезпечує створення багаторежимних засобів, так і реалізацію адаптивних систем;
- високу технологічність виготовлення та автоматизацію засобів з ЦОС, що обумовлена відсутністю необхідних налаштувань при виготовленні та експлуатації;
- високий ступінь збіжності та повторюваності характеристик реалізованих засобів із заданими характеристиками;
- широкі можливості автоматизації проєктування;
- високий ступінь адекватності моделювальних схем та реальних схем;
- високі надійнісні параметри засобів з цифровим обробленням сигналів.

Разом з тим, у багатьох працях наведено цифрового оброблення перед аналоговим обробленням [4, 5]:

- вузла ширина спектра оброблюваних сигналів;
- специфічні похибки, спотворення та шуми, що виникають при аналого-цифровому та цифро-аналоговому перетворенні сигналів (АЦП і ЦАП);
- інколи засоби з ЦОС характеризуються більшими габаритами та споживаною потужністю порівняно з аналоговими засобами.

Зазначені недоліки у зв'язку з розвитком мікроелектроніки зникають. Водночас цифрове оброблення є безальтернативним у сучасних телекомунікаційних системах [2, 6].

Мета і завдання роботи. Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення ефективності засобів ЦОС за рахунок впровадження оптимальних процедур перетворення сигналів у телекомунікаційних системах.

Для досягнення цієї у МКР розв'язуються **слідуючі задачі:**

- аналіз способів покращення характеристик засобів з цифровим обробленням сигналів у телекомунікаційних системах;
- вибір та аналіз критерію ефективності цифрових засобів у телекомунікаційних системах;
- розробка цифрових засобів з ЦОС у телекомунікаційних системах з малими обчислювальними затратами;
- аналіз параметрів засобів ЦОС у телекомунікаційних системах.

Об'єкт дослідження є процеси оброблення сигналів у цифрових телекомунікаційних системах.

Предметом досліджень є методи та засоби оброблення сигналів у цифрових телекомунікаційних системах.

Методи досліджень базуються на використанні: теорії дискретної фільтрації для синтезу рекурсивних цифрових фільтрів, теорії аналого-цифрового перетворення для формування цифрових сигналів; теорії цифрового оброблення сигналів для розроблення засобів передавання цифрових сигналів; евристичного синтезу для розробки структур цифрових обчислювальних засобів; комп'ютерного моделювання для перевірки отриманих теоретичних положень роботи.

Новизна одержаних результатів:

- а) вперше запропоновано критерій оптимізації для засобів з ЦОС в телекомунікаційних системах;
- б) вперше запропоновано вирази для оцінювання програмних витрат засобів з ЦОС;
- в) вперше запропоновано вирази для визначення розрядності регістрів цифрових обчислювальних засобів.

Апробація результатів магістерської кваліфікаційної роботи. Основні ідеї роботи доповідались і обговорювались на LIV науково-технічній конференції підрозділів Вінницького національного технічного університету у 2025 році.

1 ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДІВ АНАЛІЗУ І СИНТЕЗУ ЗАСОБІВ ЦОС У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

1.1 Технічне обґрунтування використання засобів ЦОС у телекомунікаційних системах

У теоретичному плані на шляху використання ЦОС не вирішені задачі коректного опису рівнів квантування сигналів електрозв'язку, що дискретизуються та квантуються. Потрібно обґрунтувати методи аналізу нелінійних спотворень таких сигналів у розрізі цифрової обробки, що дозволяють отримувати аналітичні формули для їх кількісного оцінювання. У розрізі ЦОС з бінарним квантуванням недостатньо виконано дослідження закономірностей у побудові, а також спотворення сигналів, шумів і завадостійкості. У розрізі ЦОС з багаторівневим квантуванням не існує одного підходу до визначення точнісних параметрів (необхідної розрядності АЦП, ЦАП та цифрових засобів, параметрів нелінійності АЦП-ЦАП).

Для зниження програмних затрат при реалізації алгоритмів ЦОС ефективними є розробки методів розрахунку засобів ЦОС, що виконують одночасно кілька функцій, а також компонентів ЦОС з малими програмними витратами. Через обмеження розрядності цифрових засобів в ЦОС виникають паразитні явища (граничні цикли, забиття сигналу завадою і т.і.) [5].

Цифровий обчислювальний засіб (ЦОЗ) або обчислювач є важливою складовою частиною телекомунікаційної системи з ЦОС, тому від його параметрів залежать техніко-економічні показники всієї системи. У ЦОЗ відбувається цифрове оброблення сигналів згідно заданих програм у реальному масштабі часу, тобто за період T_d , що необхідний для виконання усієї програми оброблення сигналів, включно з введенням та виведенням. За структурою ЦОЗ поділяються на такі типи:

- з апаратною та програмною реалізацією,
- із зосередженою та розподіленою структурою.

За режимом роботи розрізняють ЦОЗ з фіксованою та плаваючою комою. За типом використаної елементної бази розрізняють ЦОЗ на інтегральних мікросхемах (ІМС) і мікропроцесорах (МП), в тому числі на сигнальних процесорах (СП). Така класифікація ЦОЗ наведена на рис. 1.1 [6].

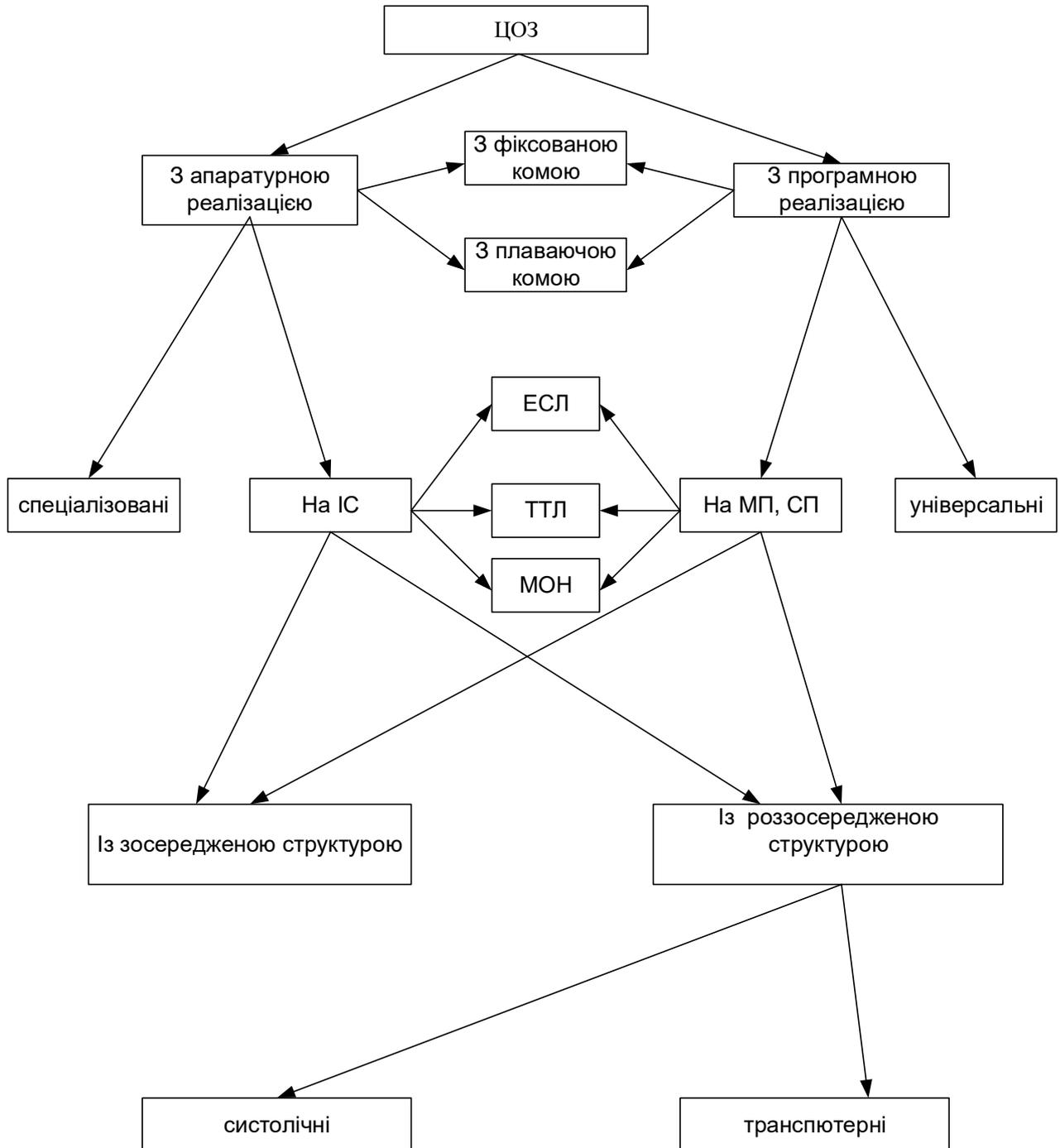


Рисунок 1.1 - Класифікація ЦОЗ для ЦОС

ЦОЗ з апаратною реалізацією будуються на цифрових інтегральних мікросхемах широкого застосування: цифрових суматорах, перемножувачах,

регістрах, лічильниках, запам'ятовувальних пристроях і т.і. Програми роботи ЦОЗ з апаратною реалізацією не є гнучкими, зазвичай вони лінійні, жорстко побудовані та не містять умовних переходів.

Конфігурація схем ЦОЗ може бути самою різноманітною, але через малу гнучкість програм ЦОЗ з апаратно реалізацією відносяться до спеціалізованих типів обчислювачів.

ЦОЗ з програмною реалізацією будуються на базі мікропроцесорів (МП) або на базі сигнальних процесорів (СП). Програми роботи таких ЦОЗ відрізняються гнучкістю, тому вони можуть містити розгалудження, умовні переходи та підпрограми. Тому ЦОЗ на базі МП або СП можна віднести до універсальних, хоча ЦОЗ на базі СП відносять до спеціалізованих. Деякі СП містять блоки АЦП та ЦАП [7]. Для підвищення швидкодії та продуктивності ЦОЗ застосовуються такі режими, як конвеєрна (потокоса) та паралельна робота. У режимі конвеєрної роботи має місце накладання операцій у часі, а у режимі паралельної роботи – рознесення їх у просторі з відповідним збільшенням апаратних засобів оброблення. Якщо в ЦОЗ застосовується розпаралелювання роботи, то такі ЦОЗ є з розподіленою структурою. В іншому випадку ЦОЗ називають із зосередженою структурою конвеєризації роботи та може застосовуватися в обох типах ЦОЗ.

ЦОЗ з розподіленою структурою у свою чергу поділяються на систолічні та трансп'ютерні. У систолічних структурах ЦОЗ відбувається паралельна робота за єдиними програмами, а в трансп'ютерних структурах ЦОЗ можлива незалежна робота за різними програмами. Ступінь паралельної роботи ЦОЗ може бути різною:

- розпаралелювання арифметики;
- паралельне звернення до пам'яті;
- паралельне керування адресацією, пам'яттю і ЦОЗ.

Тому актуальними є розроблення алгоритмів функціонування елементів і вузлів на базі ЦОС, придатних для реалізації у ЦОЗ з обмеженою розрядністю в телекомунікаційних системах.

Методи приймання та оброблення сигналів залежно від того, у якій формі представлені вхідні сигнали та результати їх оброблення, розділяються на дві групи:

- цифрові методи, при яких результат аналогово-цифрового перетворення обробляється за допомогою ЦОЗ;
- аналогові методи, при яких вхідний сигнал приймається та обробляється на базі класу неперервних сигналів.

З наведеної на рис. 1.1 класифікації ЦОЗ випливає, що їх можна побудувати за різними схемами та на різній елементній базі, з розподіленою або із зосередженою структурою. ЦОЗ повинні забезпечити необхідні швидкодію, обсяг пам'яті, точність оброблення та мати при цьому задані вагогабаритні показники та споживану потужність. Для досягнення таких умов не можна дати однозначного напрямку для побудови ЦОЗ, тому що протиріччя розпочинаються вже на етапі вибору елементної бази.

Найбільш швидкодійними є мікросхем типу ЕСЛ, але вони є неекономічними за споживаною потужністю. Між мікросхемами ТТЛ і МОН існує жорстка конкуренція за швидкодією та споживаною потужністю. Мікросхеми типу ТТЛ є все більш економічними, а мікросхеми типу МОН стають все більш швидкодійними. Між останніми йде також конкуренція щодо підвищення ступеня інтеграції. МОН-структури поки є лідерами - у них досягнута технологія з шириною доріжок на кристалі менше 0,1 мкм. Але ТТЛ-структури наближаються до МОН-структур за ступенем інтеграції, тому однозначного рішення за вибором елементної бази зразу дати не можна [8].

Наступний рівень протиріччя це апаратна чи програмна реалізація ЦОЗ. Тут рішення також неоднозначні. У ЦОЗ з програмною реалізацією алгоритм роботи може змінюватися залежно від конкретних умов і вимог, а у ЦОЗ з апаратною реалізацією область вирішуваних завдань обмежений. Тому на перший погляд ЦОЗ з апаратною реалізацією неперспективні. Однак слід врахувати, що пристрої ЦОС в телекомунікаційних системах певного призначення вирішують задане коло задач. Враховуючи також, що ЦОЗ з апаратною реалізацією можуть бути реалізовані без програмної пам'яті - у вигляді спеціалізованої ВІС, тому

вони можуть виявитися дешевшими та економічнішими, ніж ЦОЗ з програмною реалізацією.

Прогрес в сфері мікроелектроніки та схемотехніки мікропроцесорів зближує їх швидкодію. Черговий рівень протиріччя при побудові ЦОЗ це зосереджена або розподілена структура. Для підвищення швидкодії та продуктивності ЦОЗ можна йти шляхом застосування більш швидкодійної, але менш економічною елементної бази або використовуючи паралельне оброблення на більшій кількості цифрових елементів з малою споживаною потужністю. При другому варіанті ускладнюється схема ЦОЗ, але можливе досягнення потрібної швидкодії та продуктивності. При цьому є неоднозначним, який варіант виявиться більш ефективним.

Звідси випливає, що вже на етапі вибору архітектури ЦОЗ виникає цілий комплекс протиріч та проблем, який не можна вирішити без проведення досліджень у цій сфері. У науковому плані тут необхідно виявити закономірності у побудові ЦОЗ, на основі яких потім сформулювати рекомендації по їх створенню.

Цифрові методи характеризуються вищою точністю, тому в роботі потрібно використовувати саме такі методи.

При розробці засобів ЦОС слід максимально використовувати стандартні та уніфіковані вузли. Режим функціонування засобів ЦОС – у реальному масштабі часу.

1.2 Аналіз методів представлення дискретизованих і квантованих сигналів

Оброблювані ЦОЗ сигнали є випадковими процесами. У [9] наведена наступна класифікація сигналів та випадкових процесів за характером їх змін за рівнем і у часі:

1. Неперервний випадковий процес, при якому сигнал $x(t)$ приймає значення з деякого неперервного простору, аргумент t змінюється неперервно, при чому траєкторії процесу не мають великих вертикальних імпульсів (рис. 1.2а).

2. Дискретний випадковий процес, що неперервний у часі, коли сигнал $x(t)$ приймає дискретні значення x_k , де $k = \overrightarrow{1, K}$ (рис. 1.2б).

3. Неперервний процес, що є дискретним у часі, коли сигнал $x(t)$ може приймати неперервні значення у дискретні моменти часу t_m , де $m = \overrightarrow{1, M}$ (див. рис. 1.2в).

4. Дискретний процес, що є дискретним у часі, коли час t набуває дискретні значення t_m , де $m = \overrightarrow{1, M}$, і значення x може приймати лише дискретні відліки x_m , де $k = \overrightarrow{1, K}$ (рис. 1.2 г).

Можливі також і комбінації наведених сигналів, наприклад, дискретно-неперервний випадковий процес, що є неперервним у часі (рис. 1.3).

Наведена класифікація охоплює всі класи сигналів, що наявні в пристроях ЦОС.

У [10] наведена така термінологія сигналів у засобах з ЦОС:

- сигнали на вході засобів ЦОС називають аналоговими;
- сигнали на виході засобів вибірки та зберігання називають дискретними;
- сигнали на виході АЦП, в ЦОЗ і на вході ЦАП називають цифровими.

У реальних пристроях вибірки та зберігання (ПВЗ) є відмінності від ідеалізованих процесів, що використовуються в математичному виразі, що описує сигнали у дискретних системах і пристроях. Так у ПВЗ час вибірки не може дорівнювати нулю, як це передбачається у дискретних сигналах. Окрім того, реальні сигнали обмежені у часі і тому спектр їх є нескінченно широкий. Для них теорема відліків застосовується з деякою похибкою. Враховуючи неідеальність характеристик реальних ПВЗ, сигнали на їх виході можна називати дискретизованими, а на виході АЦП – квантованими за рівнем та дискретизованими у часі. Такі сигнали просто називаються цифровими. Пристрої з ЦОС можуть працювати зі змінною та з постійною частотою

дискретизації. Існують пристрої з ЦОС, у яких одна частина працює з високою частотою дискретизації, а інша частина - з низькою частотою дискретизації.

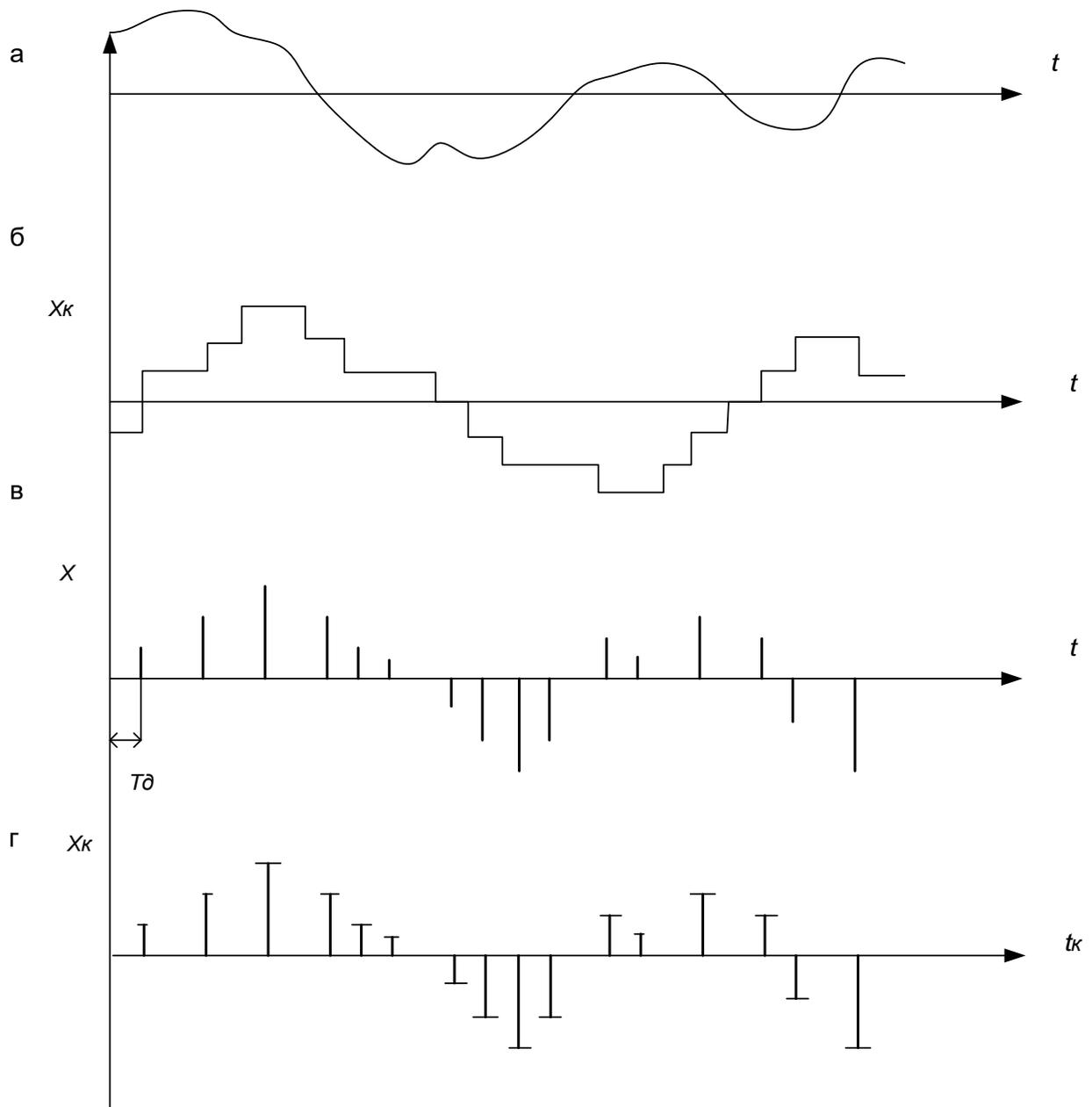


Рисунок 1.2 - Класи сигналів за характером їх змін у часі та за рівнем

Висока стабільність частоти в пристроях з ЦОС забезпечується в тактових генераторах (традиційно застосовуються генератори з кварцовою стабілізацією частоти). Тому це дозволяє вважати, що відліки сигналу з виходу ПВЗ надходять на вхід аналого-цифрового перетворювача (АЦП) регулярно, з незмінним рівнем

відліку, протягом часу перетворення t_{ac} з постійним часовим інтервалом T_d , який є періодом дискретизації.

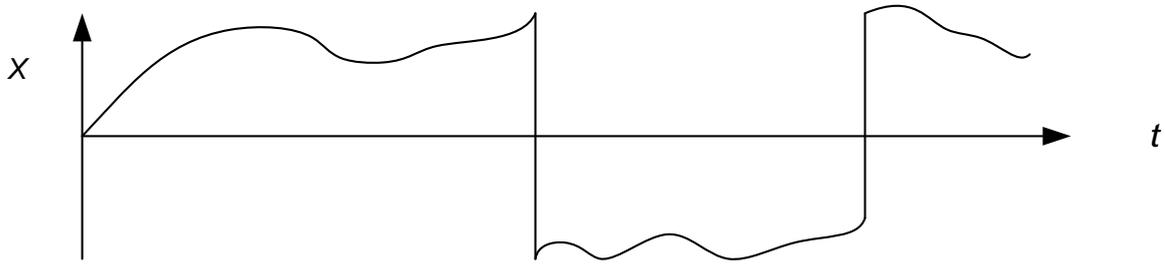


Рисунок 1.3 – Вид сигналу, що містить неперервну та дискретну компоненти

Для описання дискретизованих сигналів використовуються різноманітні функції. На рис. 1.4 зображено часові діаграми аналогового сигналу (а) та дискретизованих сигналів, що представлені у вигляді гратчастої функції (б), на базі ступінчастою функції (в), на базі послідовності зважених дельта-функцій (г), на базі послідовності прямокутних імпульсів (д).

При представленні дискретизованого сигналу гратчастою функцією, такий дискретизований сигнал дорівнює аналоговому у самих точках відліку та дорівнює нулю у всіх інших точках. Ступенева функція отримується з гратчастої за допомогою проведення через її ординати відрізків прямих на інтервалі T_d , що паралельні осі абсцис. Площа зважених дельта-функцій дорівнює значенням аналогового сигналу у точках відліку. Інтегрування цих функцій на інтервалах T_d дає у результаті ступінчасту функцію.

Амплітуда прямокутних імпульсів дорівнює значенню аналогового сигналу у точках відліку. При тривалості імпульсів що дорівнює $t_i = T_d$ послідовність прямокутних імпульсів трансформується на ступінчасту функцію, а при $t_i \rightarrow 0$ у гратчасту функцію. Таким чином, все наведені на рис. 2.3 функції є взаємозв'язані.

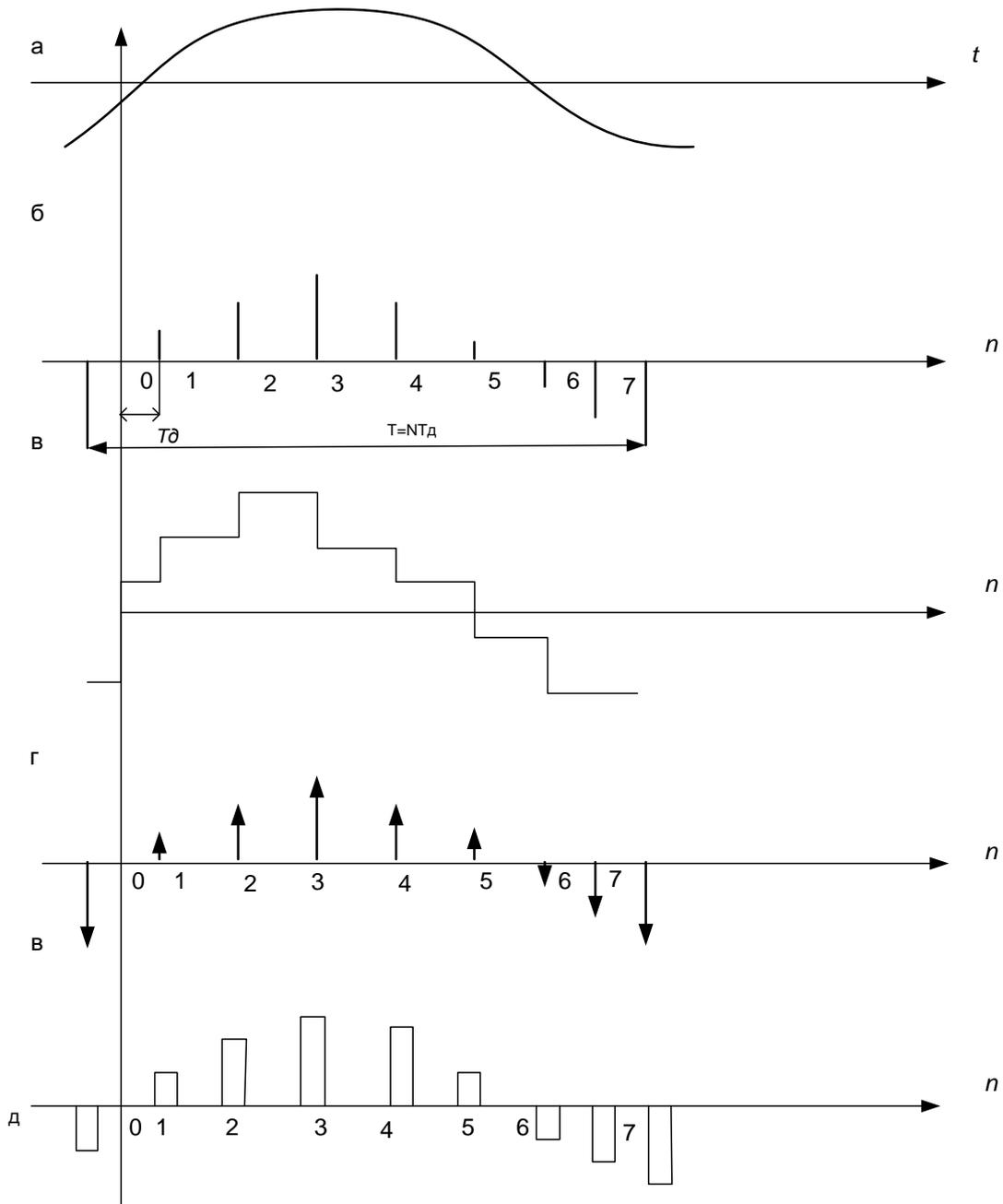


Рисунок 1.4 - Часові діаграми аналогового та дискретного сигналів, що представлені різними функціями

З рис. 1.3 видно, що перетворення аналогового сигналу у дискретизований відбувається за два етапи: вибірки та зберігання. Розглянемо їх по порядку.

Представимо зображений на рис. 1.3 сигнал вибірки $\omega(t)$ за допомогою ряду Фур'є. Для прямокутних імпульсів амплітуди U_0 , тривалості періоду t_B маємо та періоду T_d отримаємо:

$$\omega(t) = \frac{U_0 t_B}{T_d} [1 + 2 \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}(k\pi t_B F_d) \cos k\omega_d t], \quad (1.1)$$

де $\text{sinc}(k\pi t_B F_d) = \frac{\sin(k\pi t_B F_d)}{k\pi t_B F_d}$, $k=1,2,3,\dots$,

$F_d = \frac{1}{T_d}$ - частота дискретизації, що дорівнює $\omega_d = 2\pi F_d$.

Тоді сигнал $x_B(t)$ на виході вузла вибірки (перемножувача або електронного ключа) є похідною сигналів $x(t)$ та $\omega(t)$

$$x_B(t) = x(t)\omega(t) = \frac{U_0 t_B}{T_d} [x(t) + 2x(t) \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}(k\pi t_B F_d) \cos k\omega_d t].$$

Якщо вхідному сигналу типу $x(t)$ відповідає спектральна щільність $S(\omega)$, то кожній похідній $2x(t)k\omega_d t$ відповідає така спектральна щільність: $S(\omega - k\omega_d) + S(\omega + k\omega_d)$.

Тоді враховуючи, що спектр суми дорівнює сумі спектрів $\text{sinc}(0) = 1$, спектральна щільність сигналу $x_B(t) = 1$ визначиться як

$$S(\omega) = \frac{U_0 t_B}{T_d} \sum_{k=1}^{\infty} \text{sinc}(k\pi t_B F_d) S(\omega - k\omega_d). \quad (1.2)$$

З цього виразу слідує, що спектр на виході вузла вибірки є сумою спектрів вхідного сигналу, що є нескінечно повторюваним через частотний інтервал ω_d вправо і вліво від вихідного спектра $S(\omega)$, з відповідним ваговим множником $\text{sinc}(k\pi t_B F_d)$. Отже, в результаті вибірки відбувається розширення спектра вхідного сигналу.

Розглянемо так званий ідеальний вузол вибірки, у якому час вибірки $t_B = 0$, а похідна $U_0 t_B = 1$. Тобто, сигнал вибірки у ньому представляє послідовність дельта-функцій, що прямують з періодом T_d . Спектр таких імпульсів представляє послідовність дельта-функцій, що прямують з частотним інтервалом F_d .

Підставляючи значення $t_B = 0$ і $U_0 t_B = 1$ в у (1.2), отримаємо вираз для спектральної щільності сигналу на виході ідеального вузла вибірки

$$S_{iB}(\omega) = \frac{1}{T_d} \sum_{k=1}^{\infty} S(\omega - k\omega_d) \quad (1.3)$$

Цей вираз часто використовується для опису дискретизованих сигналів. Але він досить громіздкий та не враховує неідеальності вузлів вибірки.

Реалізувати ідеальний вузол вибірки неможливо, тому що для цього необхідні: джерело дельта-функцій та перемножувач з нескінченно широким динамічним діапазоном.

При ЦОС найважливішим є ділянка спектра, що знаходиться у низькочастотному інтервалі від нуля до $0,5\omega_d$ у тригонометричному базисі або від $-0,5\omega_d$ до $0,5\omega_d$ у експоненціальному базисі, коли дискретизації піддаються вихідний і пов'язаний за Гільбертом аналоговий сигнал.

Зазначена ділянка спектра унікальна та повністю описує спектр сигналу на виході вузла вибірки $S(\omega)$, тому його називають як наведений спектр.

Як слідує з (1.2), наведений спектр є сумою ділянок вихідного спектра $S(\omega)$, шириною $0,5\omega_d$, помножених на значення вагової функції $\text{sinc}k\pi t_b F_d$ та перенесених у низькочастотний інтервал. Тут у функції - k_π це номер гармоніки сигналу вибірки, яка здійснює перенесення ділянки вихідного спектра $S(\omega)$, з шириною $0,5\omega_d$ у низькочастотний інтервал. Це число визначається з такої умови

$$|\omega - k_\pi \omega_d| \leq 0,5\omega_d,$$

звідки отримаємо вираз для визначення цілого числа k_π

$$\frac{\omega}{\omega_d} - 0,5 \leq k_\pi < \frac{\omega}{\omega_d} + 0,5. \quad (1.4)$$

На рис. 1.5 показана послідовність утворення наведеного спектра у тригонометричному базисі широкосмугового сигналу: вихідний спектр (а), вагова функція $\text{sinc}(k\pi t_b F_d)$ при тривалості вибірки $t_b = \frac{T_d}{2}$ (б), помножений на значення вагової функції, вихідний спектр (в) та наведений спектр (г). Останній отримують в результаті згортки спектра на рис. 1.4,в, де пунктиром подані лінії перегину рисунка.

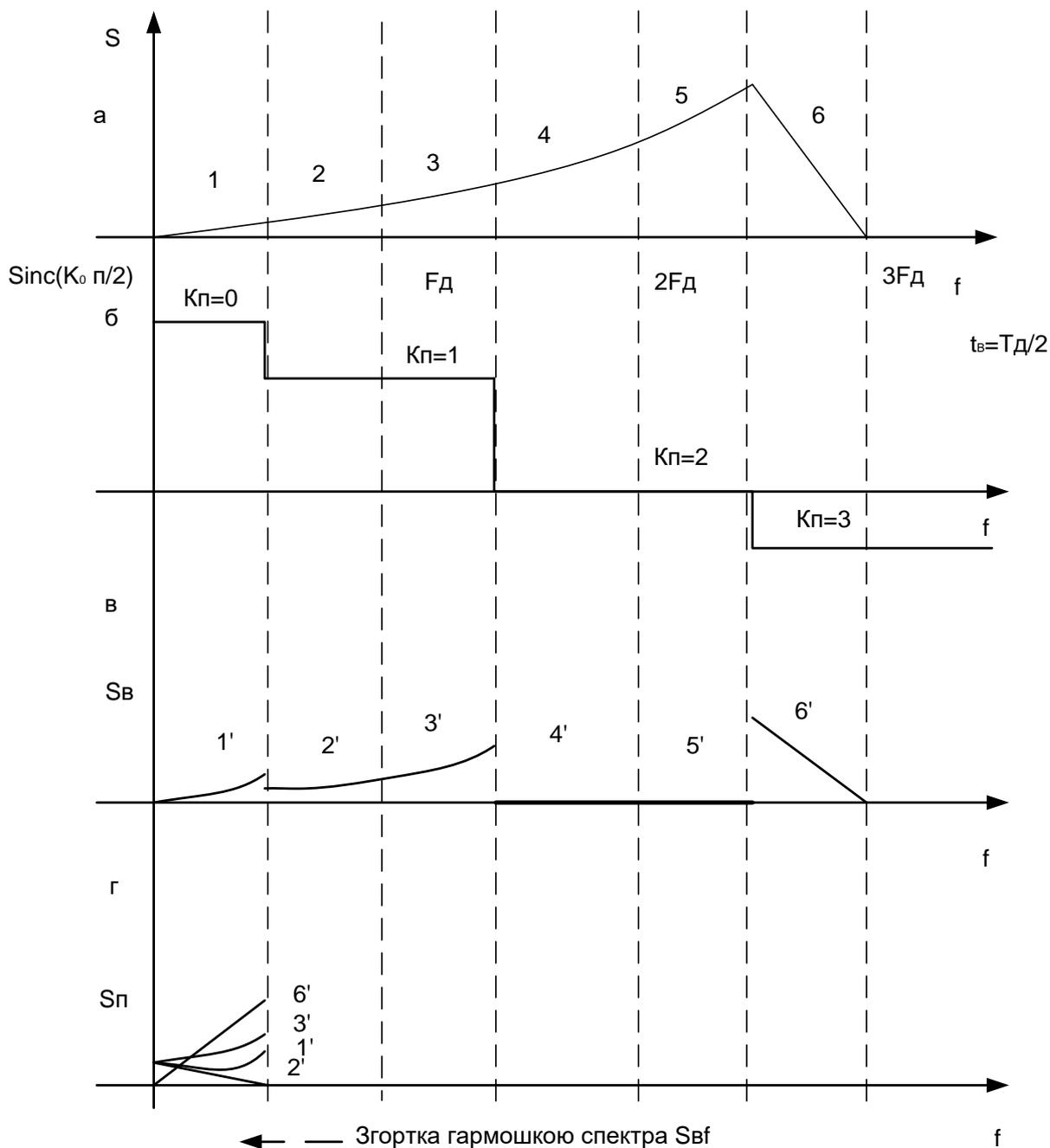


Рисунок 1.5 - Форма наведеного спектра широкопasmового сигналу при застосуванні операції згортки спектра

Для перерахунку частот ω вихідного спектра у частоти Ω , приведенного спектру використовують такі вирази для тригонометричного базису

$$\Omega = F_d \arccos(\cos \omega T_d), \quad (1.5)$$

і для експоненціального базису

$$\Omega = F_d \arctg(\tg 0,5 \omega T_d). \quad (1.6)$$

На рис. 1,6 і 1.7 наведені графіки залежностей Ω від ω за формулами (1.5) і (1.6) відповідно.

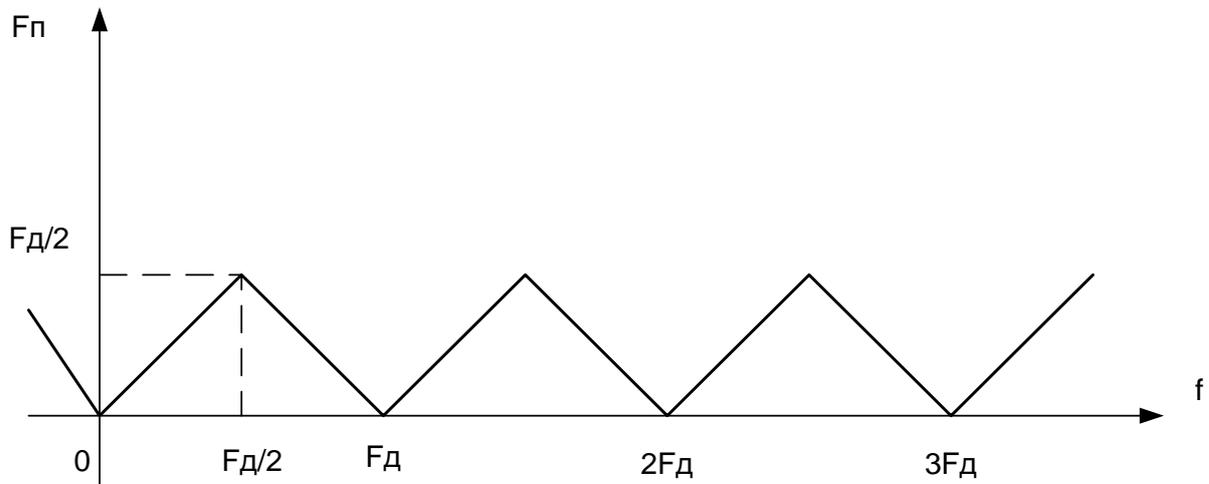


Рисунок 1.6 - Форма наведеного спектра для тригонометричного базису

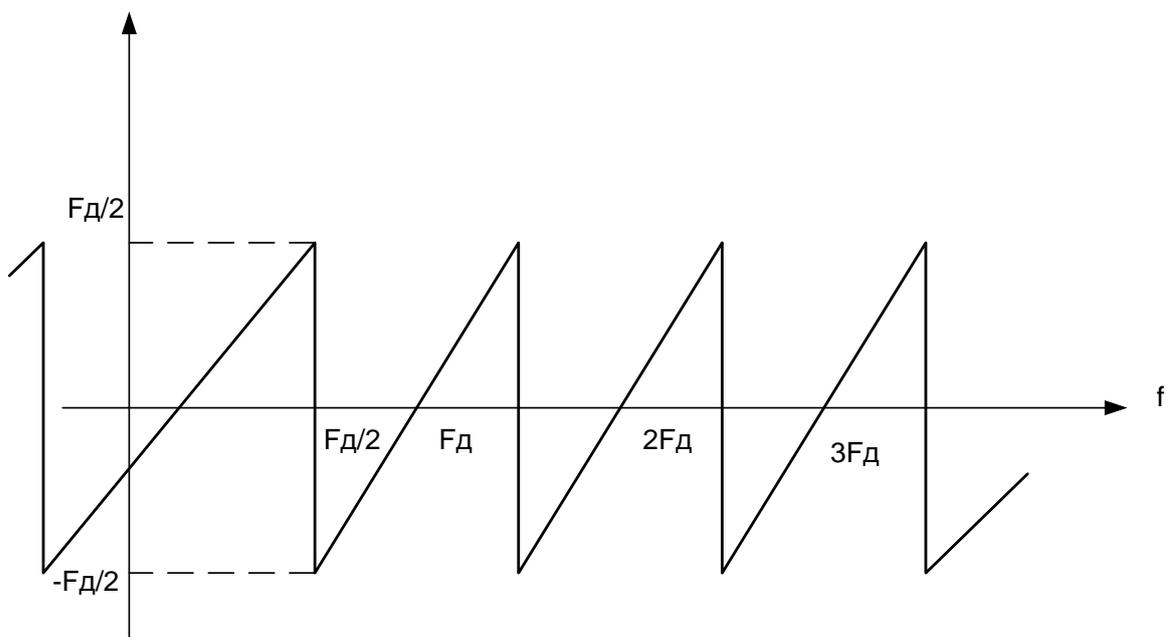


Рисунок 1.7 - Форма наведеного спектра для експоненціального базису

Для компактного запису операції отримання наведеного спектра з вихідного спектра введемо оператор згортки спектра $P_m(\epsilon)$. Індекс T або E означають тип базису та відповідно визначають формули (1.5) або (1.6) для перерахунку частот ω вихідного спектра у частотах Ω наведеного спектра.

Ширина наведеного спектра в тригонометричному базисі дорівнює $0,5 \omega$, тому наведена спектральна щільність сигналу на виході вузла вибірки в цьому базисі з урахуванням (1.2) визначиться так:

$$\Omega = \frac{t_B}{0,5\omega_d T_d} P_T \{ \text{sinc} (k\pi t_B F_d) \} S(\omega) . \quad (1.7)$$

Отримаємо вираз для наведеного спектра на виході ПВЗ. Залежно від режиму роботи ПВЗ діляться на стежні та інтегровальні. У стежних ПВЗ вузол зберігання є безінерційним до сигналу $x_B(t)$ на його вході під час вибірки t_B та є абсолютно інерційним під час зберігання. Інакше кажучи, у цьому режимі сигнал на виході вузла зберігання (ВЗ) повторює вхідний сигнал $x_B(t)$ за час вибірки сигналу $x_B(t)$ у момент закінчення вибірки.

Коефіцієнт передачі такого вузла зберігання для наведених частот дорівнює [10]:

$$K_{\text{ПВЗ}} = \frac{t_{36}}{T_d} \text{sinc} (0,5 t_{36}) . \quad (1.8)$$

Отже, ПВЗ здійснює згортку сигналу $x_B(t)$ у момент закінчення вибірки і прямокутного імпульсу тривалістю t_{xp} та одиничної амплітуди. Згортці сигналів у часовому поданні відповідає похідна їх спектрів. Тоді наведена спектральна щільність на виході ПВЗ отримується з виразу

$$S_{\text{П}} \Omega_{\text{ПВЗ}} = \frac{t_B t_{36}}{\pi T_d} \text{sinc} \left(\frac{\Omega t_{36}}{2} \right) P_T \{ \text{sinc} (k\pi t_B F_d) S(\omega) \} . \quad (1.9)$$

З цього виразу видно, що стежний ПВЗ вносить амплітудно-частотні спотворення у перетворюваний сигнал. Чисельно ці спотворення визначаються виразом (1.8) і зростають зі збільшенням часу t_{36} .

В інтегруючому ПВЗ інтегрується вхідний сигнал за час вибірки та зберігається без зміни результат інтегрування протягом часу t_{36} . Перед черговим імпульсом вибірки вузол зберігання обнуляється.

Момент початку вибірки τ довільний відносно сигналу $x(t)$, тому сигнал на виході інтегратора $x_{iB}(t)$ в кінці вибірки визначиться за допомогою такого виразу [11]

$$x_{iB} = \frac{1}{t_B} \int_{-0.5t_B}^{0.5t_B} x(t - \tau) d\tau.$$

При гармонійному вхідному сигналі $x(t) = A \cos \omega t$, тоді маємо

$$x_{iB} = \text{sinc}(0.5\omega t_B)x(t).$$

Під час зберігання $t_{зб}$ інтегруюче ПВЗ ідентичне, тому наведена спектральна щільність на виході інтегруючого ПВЗ визначиться за виразом

$$S_{\Pi}(\Omega)_{\text{ПВЗ}} = \text{sinc}(0.5\omega t_B)S_{\Pi}(\Omega)_{\text{ПВЗ}},$$

де $S_{\Pi}(\Omega)_{\text{ПВЗ}}$ визначається за виразом (1.9).

Порівнюючи (1.9) і (1.10), бачимо, що в інтегруючому ПВЗ амплітудно-частотні спотворення у перетворюваному сигналі вищі, ніж у стежному ПВЗ. Водночас в інтегруючому ПВЗ є переваги перед стежним ПВЗ: ширша частотна смуга, краще використання енергії вхідного сигналу, додаткові фільтрувальні властивості, ширший динамічний діапазон та ін. [12]. Слід зазначити, що реальні ПВЗ займають проміжне положення між стежними та інтегровальними ПВЗ, тому що абсолютно безінерційних приладів немає і аналогові інтегратори лише при $t_B \rightarrow 0$ точно інтегрують сигнал. Тому вирази (1.9) і (1.10) можна розглядати як нижню та верхню межі оцінки амплітудно-частотних спотворень, що вносяться у перетворюваний сигнал реальними ПВЗ.

Якщо на виході ПВЗ ввімкнути ідеальний ФНЧ з частотою зрізання $\frac{F_D}{2}$, то на його виході отримаємо аналоговий сигнал, спектральна щільність якого майже збігається з наведеною спектральною щільністю сигналу на виході такого ПВЗ. Отже, використовуючи наведений спектр, можна описувати дискретизований сигнал у неперервному часі. Описування сигналів у неперервному часі набагато простіше та зручніше для математичних перетворень.

1.3 Аналіз основних операцій при синтезі засобів з ЦОС

Структури засобів ЦОС будуються як каскадне з'єднання різних вузлів. Вхідні вузли при аналізі можуть бути представлені каскадним з'єднанням

декількох елементів ЦОС. АЦП можна представити трьома елементами. ЦОЗ залежно від алгоритму роботи може містити багатокаскадні фільтри, фазорозподільвачі, нелінійні функціональні перетворювачі і т.і. Для спрощення аналізу процесів у засобах з ЦОС та їх дослідження пропонується метод, який називається операцією перестановки [13].

Ідея цього методу полягає у наступному. У структурі засобу з ЦОС здійснюється перестановка місцями двох вузлів, кіл або елементів схеми так, щоб перетворення в результаті цієї перестановки не змінилося. Такий спосіб дозволяє вирішити ряд задач аналізу пристроїв з ЦОС, аналізу їх характеристик і навіть покращити якісні показники.

Водночас, не для всіх вузлів, кіл та елементів можна здійснювати операцію перестановки. У табл. 1.1 вказані кола, для яких застосовується операція перестановки і умови її застосування.

Таблиця 1.1 - Кола, в яких може бути застосовна операція перестановки

Найменування кіл	Умови застосування
1. Аналогові незалежні лінійні безінерційні та інерційні кола	Без обмежень
2. Дискретні незалежні лінійні безінерційні та інерційні кола	Без обмежень
3. Незалежні безінерційні параметричні кола	Без обмежень
4. Нелінійні безінерційні кола	$f_2(f_1(x)) = f_1(f_2(x))$
5. Аналогові та дискретні нелінійні безінерційні кола з заміщенням	$f_2(f_1(x)) = f_3(x, f_2(x))$
6. Аналогові та дискретні безінерційні параметричні і нелінійні кола	$f_2(kx) = kf(x)$
7. Дециматор і цифровий фільтр	$H(z) \rightarrow H(z^M)$
8. Цифровий фільтр та інтерполятор	$H(z) \rightarrow H(z^L)$

Рисунки 1.8 - 1.10 пояснюють операцію перестановки в різних колах. Доведемо можливість та умови застосування операції перестановки для наведених у табл. 1.1 кіл.

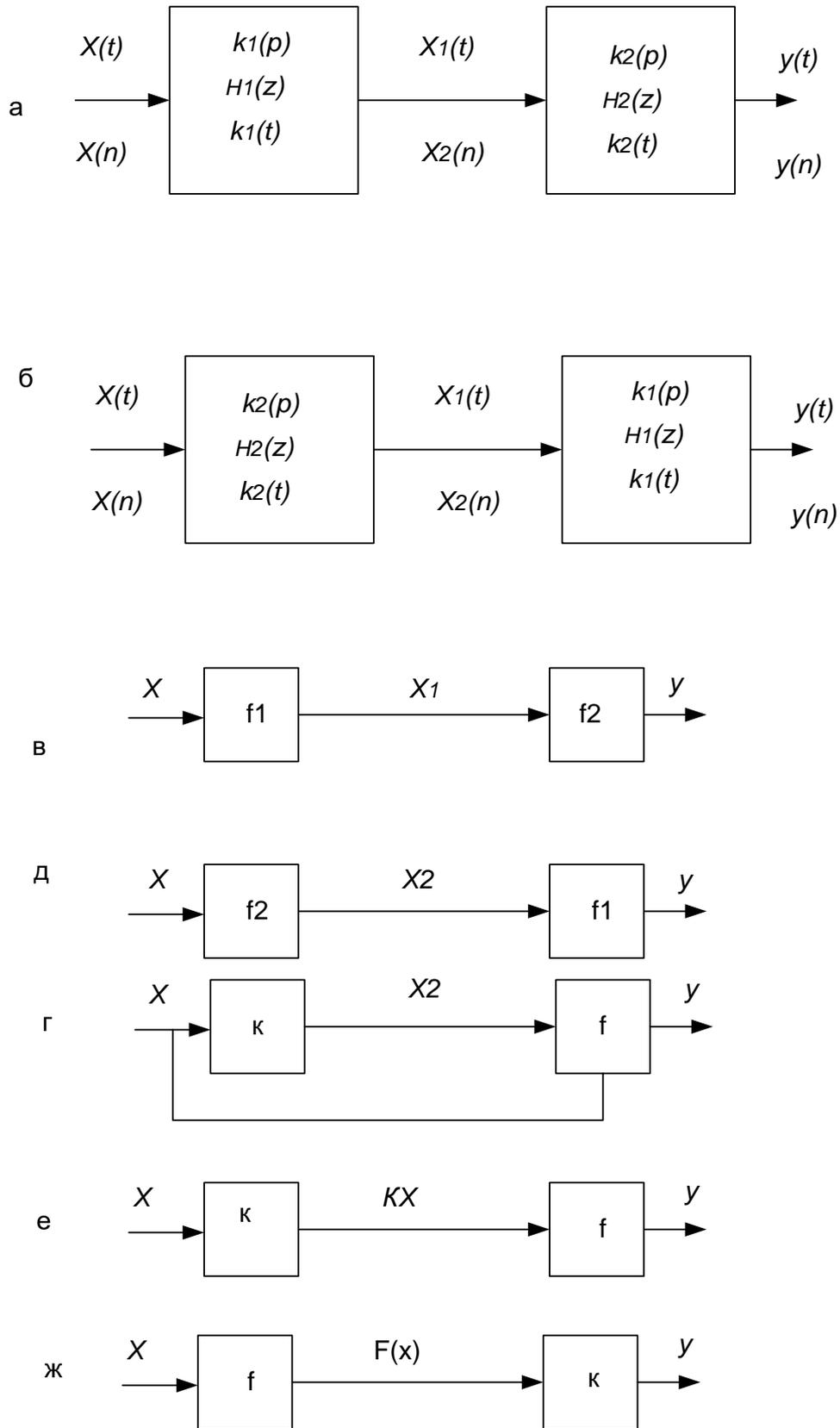


Рисунок 1.8 - Операції перестановки у різних колах

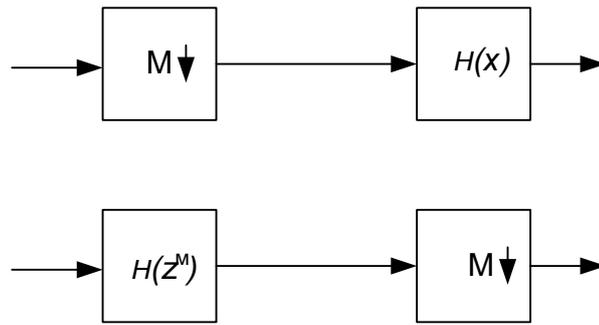


Рисунок 1.9 - Перестановка дециматора та цифрового фільтра

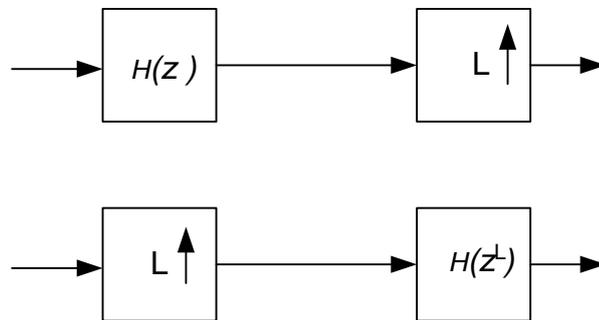


Рисунок 1.10 - Перестановка цифрового фільтра та інтерполятора

I. Аналогові лінійні кола (чотиріполіусники) представляються імпульсною характеристикою $g(t)$ або коефіцієнтом передачі $K(p)$, що пов'язані перетворенням Лапласа. Якщо два чотиріполіусника з коефіцієнтами передачі $K(p)_1$ і $K(p)_2$ незалежні та між ними ввімкнено незалежний всепропускний елемент, то їх сумарний коефіцієнт передачі буде дорівнювати добутку $K(p) = K_1(p)K_2(p)$. У зазначених умовах виконується тотожність $K_1(p)K_2(p) = K_2(p)K_1(p)$, тому від перестановки місцями двох незалежних чотиріполіусників їх сумарний коефіцієнт передачі не зміниться (рис. 1.8, а). Тому вихідний сигнал $y(t)$ в обох випадках буде однаковим і визначатиметься за формулою на базі зворотного перетворення Лапласа

$$y(t) = \frac{1}{2\pi j} \int_{e-j\infty}^{e+j\infty} x(p)k(p)e^{pt} dt, \quad (1.11)$$

де $x(p)$ - перетворення Лапласа від вхідного сигналу.

2. Дискретні лінійні кола описуються системними функціями $H(z)$. При каскадному з'єднанні двох дискретних кіл з системними функціями $H_1(z)$ та $H_2(z)$ також справедлива тотожність $H_1(z)H_2(z) = H_2(z)H_1(z) = H(z)$. Тому вихідний сигнал від перестановки кіл не зміниться та визначатиметься з виразу на базі зворотного z -перетворення (рис 1.8,а, б).

$$y(n) = \frac{1}{2\pi j} \oint_C x(z)H(z)z^{n-1} dz, \quad (1.12)$$

де $x(z)$ - z - перетворення від вхідного сигналу.

3. У безінерційному параметричному колі немає реактивних елементів. У ньому при зовнішньому впливі змінюється в часі лише коефіцієнт передачі $K(t)$. У цьому колі між вихідним і вхідними сигналами існує зв'язок $y(t) = k(t)x(t)$. При каскадному з'єднанні двох безінерційних незалежних параметричних кіл виконується тотожність $k_1(t)k_2(t) = k_2(t)k_1(t)$. Тому для них також застосовна операція перестановки (рис. 1.8, а, б).

4. Аналогові та дискретні нелінійні безінерційні кола характеризуються нелінійною функцією $y = f(x)$, що пов'язує значення вихідного сигналу з вхідним сигналом x . Це коло вважаємо безінерційним, тому залежність сигналів x та y у часі не враховується.

Операція перестановки у таких колах застосовується лише у тих випадках, коли виконується рівність

$$f_2(f_1(x)) = f_1(f_2(x)), \quad x_1 \leq x \leq x_2. \quad (1.13)$$

Це рівність обумовлена з рис. 1.8, в, г за умови збіжності вихідних сигналів в обох схемах. Дійсно, у схемі на рис. 1.8,в вихідний сигнал дорівнює $y = f_2(x) = f_2(f_1(x))$, а в схемі на рис. 1.8: $y = f_1(x) = f_1(f_2(x))$. Прирівняємо праві частини цих виразів та отримаємо вираз (1.13). Існує широкий клас нелінійних функцій $f_1(x)$ і $f_2(x)$, для яких виконується вираз (1.13). Деякі з них наведені у табл. 1.2. Для розширення функціональних можливостей застосування операції перестановки у нелінійних безінерційних колах можна

одночасно з операцією перестановки використовувати операцію заміщення. Ідея її пояснюється на рис. 1.8,д і полягає у наступному. Якщо для двох функцій $f_1(x)$ і $f_2(x)$ рівність (1.13) не виконується, то після перестановки в початок схеми кіл з нелінійністю (x) , можна знайти таке нелінійно-параметричне безінерційне коло з двома входами типу шестиполісник, щоб виконувалась наступна рівність

$$f_2(f_1(x)) = f_3(x, f_2(x)), \quad (1.14)$$

Таке заміщення значно розширює функціональні можливості застосування операції перестановки у нелінійних безінерційних колах. Наприклад, візьмемо дві нелінійності

$$f_1(x) = \begin{cases} 0 & \text{при } x \geq 0 \\ x & \text{при } x \leq 0 \end{cases}; \quad (1.15)$$

$$f_2(x) = x^2. \quad (1.16)$$

Такими функціями описуються однополуперіодний випрямляч та квадратор. Для цих функцій вираз (1.13) не виконується при $X < 0$. Використаємо операцію перестановки із заміщенням та знайдемо вид функції $f_3(x, f_2(x))$.

Рівність (1.13) буде виконано, якщо функцію f_3 представимо у такому вигляді:

$$f_3 = \begin{cases} x^2 & \text{при } x \geq 0 \\ 0 & \text{при } x < 0 \end{cases}. \quad (1.17)$$

5. Перестановка безінерційних параметричних та нелінійних кіл може використовуватись у тому випадку, якщо виконується рівність

$$f(kx) = kf(x), \quad (1.18)$$

де k - коефіцієнт передачі безінерційного параметричного кола.

У табл. 1.2 наведено найбільш поширені на практиці нелінійні та параметричні кола, для яких можна застосовувати операцію перестановки. Умові

$K = \begin{cases} 1 \\ 0 \end{cases}$ відповідає ідеальний електронний ключ, а умові $K = \begin{cases} -1 \\ 1 \end{cases}$ відповідає

ідеальний електронний перемикач, які можна просто реалізувати у засобах з ЦОС.

Таблиця 1.2 - Найбільш поширені на практиці нелінійні та параметричні кола

$f_1(x)$	$f_2(x)$	Границі x_1, x_2
e^x	$\ln x$	$0, \infty$
$\sin x$	$\arcsin x$	$-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}$
$\cos x$	$\arccos x$	$\frac{\pi}{2}, -\frac{\pi}{2}$
$tg x$	$\operatorname{arctg} x$	$-\pi, \pi$
\sqrt{x}	x^2	$0, \infty$
Будь-яка симетрична симетрична функція	$[x]$	$-\infty, \infty$
будь-яка непарна функція, яка проходить через точки $(-1, -1)$ і $(1, 1)$	$\operatorname{sign} x = \begin{cases} 1 & x \geq 0 \\ -1 & x \leq 0 \end{cases}$	$-\infty, \infty$
x_m	x^n	$-\infty, \infty$

Слід відмітити, що наведені у табл. 1.1 ідеалізовані кола у вигляді їх незалежності та безінерційності є коректними для засобів ЦОС і тому для них можуть застосовуватись операції перестановки. У [14] наведено використання операції перестановки для наведеного спектра дискретизованого і квантованого вихідного сигналу АЦП.

Еквівалентна перестановка дециматора та цифрового фільтра, а також цифрового фільтра й інтерполятора обумовлені тотожністю цифрових кіл.

1.4 Аналіз методів оцінювання нелінійних спотворень у засобах з ЦОС

Існує декілька методів оцінювання нелінійних спотворень, що виникають в сигналах при проходженні їх через нелінійні кола. Ці методи можна розділити на дві групи: спектральні та часові. До спектральних методів відносяться методи на

базі перетворення Фур'є (інтеграли Фур'є, ряди Фур'є, з використанням дійсного перетворення Фур'є) [15-17].

До часових методів відносяться: квазістаціонарний метод, метод миттєвої частоти та метод ординат. Для оцінювання нелінійних спотворень сигналів у пристроях ЦОС використовуються як спектральні, так і часові методи. Зі спектральних методів використовуються методи на базі рядів Фур'є (1.3), а також дискретного та швидкого перетворення Фур'є (ДПФ та ШПФ). З часових методів використовуються квазістаціонарний метод і метод ординат. Зазначимо, що між спектральними та часовими методами існує зв'язок, зокрема між методом ДПФ та методом ординат. Розглянемо ці методи докладніше.

Для неперервних у часі функцій існують пряме та зворотне перетворення Фур'є, що пов'язують описи функцій у часовій та частотній областях.

Вираз прямого перетворення Фур'є дозволяє визначити спектральну щільність $S(\omega)$ для неперервної у часі функції $x(t)$ та має вигляд [17]

$$S(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t)e^{-j\omega t} dt . \quad (1.19)$$

Формула зворотного перетворення Фур'є дозволяє за спектральною щільністю $S(\omega)$ визначити функцію $x(t)$ у часовій області

$$x(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega)e^{j\omega t} d\omega . \quad (1.20)$$

Функція $x(t)$ та функція $S(\omega)$ можуть бути комплексними функціями від дійсної змінної.

При цифровому обробленні сигналів застосовувати ці вирази не вважається можливим, тому що при ЦОС доводиться працювати з дискретними відліками від функцій $x(t)$ або $S(\omega)$. Для усунення цього недоліку використовують дискретне пряме і зворотне перетворення Фур'є (ДПФ).

На рис. 1.4, б зображено відліки неперервного сигналу $x(t)$. На відрізку часу T відліки взяті через інтервали дискретизації T_d . Представимо ці відліки як неперервний сигнал, який є послідовністю зважених дельта-функцій. Використовуючи фільтрувальну за часом властивість дельта-функцій, представимо сигнал на рис. 1.4, б у вигляді такого ряду:

$$x(t) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n T_d) \delta(t - n T_d).$$

Підставимо цей ряд у (1.19) та отримаємо вираз для спектральної щільності $S(\omega)$ аналогового сигналу $x(t)$

$$S(\omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n T_d) e^{-jn\omega T_d}. \quad (1.21)$$

Цей вираз є періодичною функцією нормованої частоти ωT_d , що містить постійну складову $S(0) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n T_d)$ та гармоніки нормованої частоти ωT_d з амплітудами $x(n T_d)$. Таку функцію можна подати комплексним рядом Фур'є, що представляє собою суму комплексних гармонік дискретних частот $k\Omega$ з амплітудами $S(k\Omega)$.

З рис. 1.4,б видно, що відрізок часу T визначається згідно виразу $T = NT_d$, де N - число відліків на відрізку часу T .

Тоді значення частот Ω у ряді Фур'є для функції (1.21) визначається з такого виразу:

$$\Omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{NT_d} = \frac{2\pi}{N} F_d. \quad (1.22)$$

Перейшовши в (1.21) від неперервної частоти ω до дискретних частот $k\Omega$, отримаємо такий вираз:

$$S(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n T_d) e^{-jnk\Omega T_d}.$$

Підставимо у цей вираз значення для $S(k\Omega)$ з (1.22) та отримаємо вираз для прямого ДПФ

$$S(k\Omega) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n T_d) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}. \quad (1.23)$$

За цією формулою можна обчислити $S(k\Omega)$ для таких значень $k = 0, 1, 2, 3, \dots, N - 1$.

Починаючи з $k = N$ значення функції $e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$ повторюються на базі властивості періодичності цієї функції.

Як видно з (1.23), вираз прямого ДПФ дозволяє за N відліками $x(n T_d)$ сигналу $x(t)$ розрахувати N значень відліків спектральної щільності цього сигналу з частотним інтервалом, що визначається за виразом (1.22).

Окрім прямого перетворення існує й зворотне перетворення, що дозволяє за відліками спектральної щільності $S(k\Omega)$ розрахувати N відліків сигналу $x(n T_d)$ у часовій області. Вираз для зворотного ДПФ має вигляд

$$x(n T_d) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} S(k\Omega) e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}. \quad (1.24)$$

Зазначимо, що обчислення згідно (1.23) значень $S(k\Omega)$ на усіх частотах вимагає N комплексних множень та N^2 додавань. Тому, для $N \geq 1000$ пряме визначення $S(k\Omega)$ згідно (1.23) пов'язане з великими часовими затратами. Для усунення цього недоліку було розроблено алгоритми швидкого перетворення Фур'є (ШПФ). Ці алгоритми базуються на проріджуванні відліків у часі і за частотою та дозволяють залежно від числа відліків зменшити число комплексних множень та додавань на один - два порядки.

Дискретні алгоритми прямого ШПФ можна трансформувати під алгоритм зворотного ШПФ. Особливістю зворотного перетворення є зміна знаку у показнику експоненти та множення результату на число

$$M_6 = \frac{1}{N}. \quad (2.25)$$

Застосування ШПФ для знаходження ДПФ дозволяє вирішити у реальному часі багато задач виявлення сигналів, аналізу спектра та оброблення сигналів цифровими методами. Для цих задач створено спеціалізовані ШПФ-процесори.

Розглянемо метод ординат. Нехай є нелінійний чотириполіусник з передавальною характеристикою типу $y = f(x)$. Знайдемо реакцію на виході чотириполіусника на гармонічний вхідний сигнал $x(t) = \cos\Omega t$ щодо точки x_0 (рис. 1.11), тобто

$$x = x_0 + x(t). \quad (1.26)$$

Представимо функцію типу $y = f(x)$. на відрізку зміни аргумента $(x_0 - 1) \div (x_0 + 1)$ через степеневий ряд

$$y = f(x) \cong f(x_0) + \sum_{k=1}^q a_k x^k(t),$$

де $f(x_0) = x_0 = y_0$ - значення вихідного сигналу чотириполіусника за відсутності вхідного сигналу.

Чим вищий степінь полінома q , тим точніше степеневий ряд представляє функцію $f(x)$ на заданому інтервалі. Число q визначає також вищий номер гармоніки у вихідному сигналі $f(t)$. При $q=2$ застосуємо метод трьох ординат, що дозволяє визначити постійну складову, а також амплітуди першої і другої гармоніки у вихідному сигналі. При $q=4$ застосуємо метод п'яти ординат, за якого визначаються амплітуди гармонік до четвертої гармоніки.

Отримаємо формули для розрахунку амплітуд гармонік на базі методу трьох ординат при $q=2$. Для загального випадку отримаємо

$$y = a_0 + a_x(t) + a_2x^2(t) + \dots = \sum_{k=0}^q a_k x^k(t). \quad (1.27)$$

Якщо $x(t) = \cos\Omega t$, тоді отримаємо $y = a_0 + a_1 \cos\Omega t + \frac{a_2}{2} + \frac{a_2}{2} \cos\Omega t + \dots$

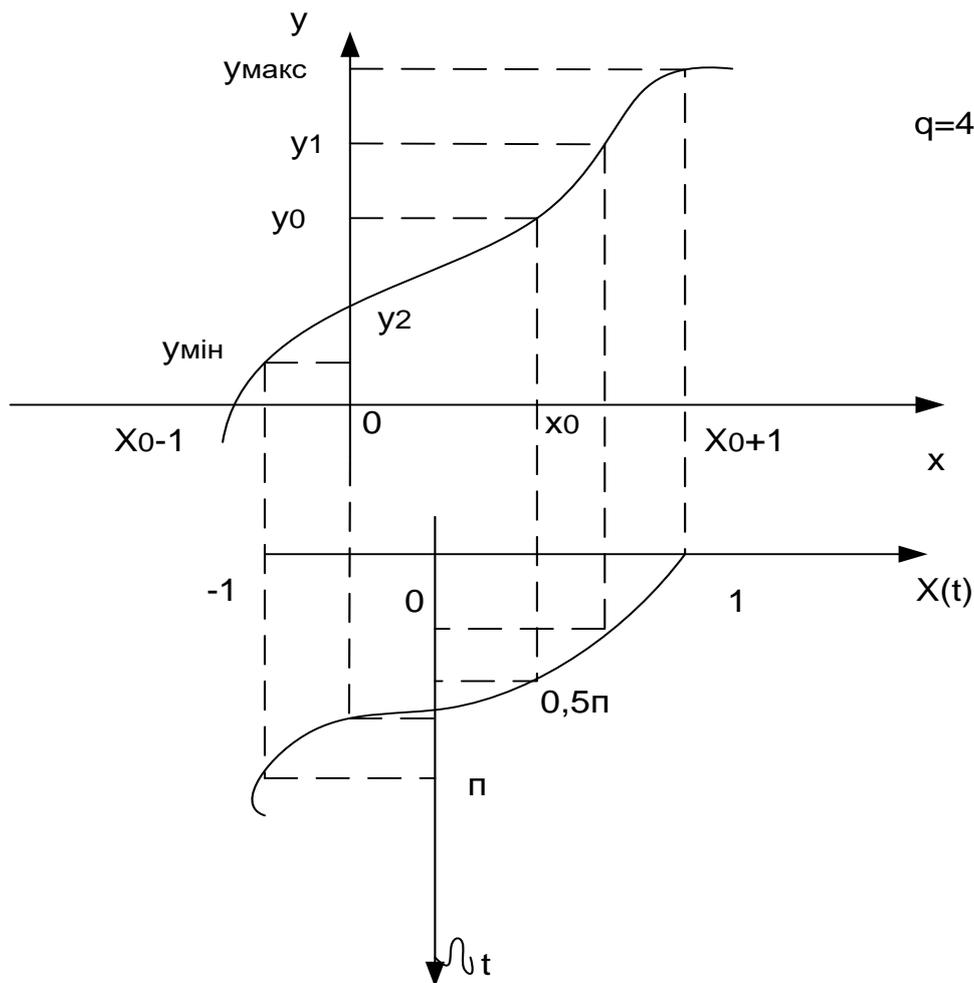


Рисунок 1.11 - Графічне подання методу ординат

По черзі, підставляючи у (1.27) значення $\Omega t = 0, \frac{\pi}{2}, \pi$ побудуємо систему з трьох рівнянь (див. рис. 1.11)

$$\begin{aligned} y_{\max} &= a_0 + a_1 + a_2; \\ y_0 &= a_0; \\ y_{\min} &= a_0 - a_1 + a_2. \end{aligned} \quad (1.28)$$

З виразу (1.28) випливає, що

$$A_0 = a_0 + \frac{a_2}{2}, A_{1m} = a_1, A_{2m} = \frac{a_2}{2},$$

де A_0, A_{1m}, A_{2m} - амплітуда постійної складової та амплітуди першої і другої гармонік.

Розв'яжемо систему рівнянь (1.28) і з урахуванням введених позначень одержимо

$$\begin{aligned} A_0 &= (y_{\max} + y_{\min} + 2y_0)/4; \\ A_{1m} &= (y_{\max} - y_{\min})/2; \\ A_{2m} &= (y_{\max} + y_{\min} - 2y_0)/2. \end{aligned}$$

Аналогічно при $q = 4$ введемо у (1.28) значення $\Omega t = 0, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}, \frac{2}{3}\pi, \pi$ та отримаємо систему з п'яти рівнянь (рис. 1.11). Розв'язавши цю систему, отримаємо вирази для розрахунку постійної складової та амплітуд чотирьох гармонік:

$$\begin{aligned} A_0 &= (y_{\max} + y_{\min} + 2(y_1 + y_2))/6; \\ A_{1m} &= (y_{\max} - y_{\min} + y_1 - y_2)/3; \\ A_{2m} &= (y_{\max} + y_{\min} - 2y_0)/4; \\ A_{3m} &= (y_{\max} - y_{\min} + 2(y_1 - y_2))/6; \\ A_{4m} &= (y_{\max} + y_{\min} - 4(y_1 + y_2) + 6y_0)/12. \end{aligned} \quad (1.29)$$

За умов подальшого збільшення степеня полінома q значення аргумента Ωt в (2.28) задаються так, щоб приріст Δx на відрізку $(x_0 - 1) \div (x_0 + 1)$ був рівномірним, як це показано на рис. 1.11. Всього на заданому відрізку фіксується $q + 1$ точок, що розташовані через інтервал $\Delta x = 2/q$.

Слід зазначити, що кратність гармонік у вихідному сигналі та $y(t)$ зберігається до тих пір, доки виконується умова $\Omega k \leq \Omega_d/2$. Гармоніки з частотами $\Omega k > \frac{\Omega_d}{2}$ за рахунок згортки спектра перетворюються у гармоніки з частотами Ωk , що обумовлені формулою (1.5), у якій замість ω потрібно підставити Ωk . При цьому кратність між частотами не виконується, тому коливання з частотами Ω' вже не є гармоніками частоти вхідного сигналу $x(t)$.

Порівняємо методи ординат та ДПФ стосовно аналізу нелінійних спотворень у засобах з ЦОС. При гармонічному вхідному сигналі $x(t) = \cos \Omega t$ на вході нелінійного чотиріполюсника з передаточною характеристикою виду $y = f(x)$ сигнал $y(t)$ на його виході також буде періодичним з періодом $T = \frac{2\pi}{\Omega}$. У разі кратності періоду T періоду дискретизації $T = NT_d$ частота задовольняє умові (1.27). У цьому випадку розраховані за (1.28) значення $S(\Omega k)$ будуть однозначно пов'язані з амплітудами A_{km} гармонік ряду Фур'є, що подає сигнал $y(t)$.

При обмеженому об'ємі вибірки N роздільна здатність ДПФ по гармонікам є обмеженою частотою $(N - 1)\Omega$, тому представимо сигнал $y(t)$ на виході чотиріполюсника в усталеному режимі обмеженим комплексним рядом Фур'є:

$$y(t) = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} A_{km} e^{j\Omega kt},$$

де Ω - частота, що задовольняє умові (1.28),

A_{km} - амплітуди гармонік сигналу $y(t)$.

Для дискретного часу виконаємо заміну $t \rightarrow nT_d$ і з урахуванням (1.28) маємо

$$S(\Omega k) = \sum_{k=-(N-1)}^{N-1} A_{km} e^{j\Omega kn}.$$

Підставимо цей вираз у (2.28) та отримаємо формулу:

$$S(\Omega k) = NA_{km}. \quad (1.30)$$

У тригонометричній базисі при аналізі спектру від 0 до $\Omega_d/2$ амплітуди A_{km} подвоюються через підсумовування A_{-km} і A_{km} за винятком A_0 . Тому з (1.30) та з урахуванням (1.27) і (1.28), отримаємо для $k \geq 0$

$$A_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n), A_{km} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) e^{j\frac{2\pi}{N}kn}, \quad (1.31)$$

де $y(n) = f(x(n))$, $x(n) = \cos\left(\frac{2\pi}{N}n + 4\right)$.

При цьому фаза φ є будь-якою на інтервалі $0 \div 2\pi$. Для дійсного косинусоїдального вхідного сигналу $x(n) = \cos\frac{2\pi}{N}n$ для нелінійного безінерційного чотириполіусника (без елементів затримки) вирази для розрахунку A_{km} спрощуються:

$$A_0 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n), A_{km} = \frac{2}{N} \sum_{n=0}^{N-1} y(n) \cos\frac{2\pi}{N}n. \quad (1.32)$$

На рис. 1.12 наведено залежність $y = f(x)$ для нелінійного безінерційного чотириполіусника та показано приклади, що пояснюють отримання значень $x(n)$ і $y(n)$ при $N=5$.

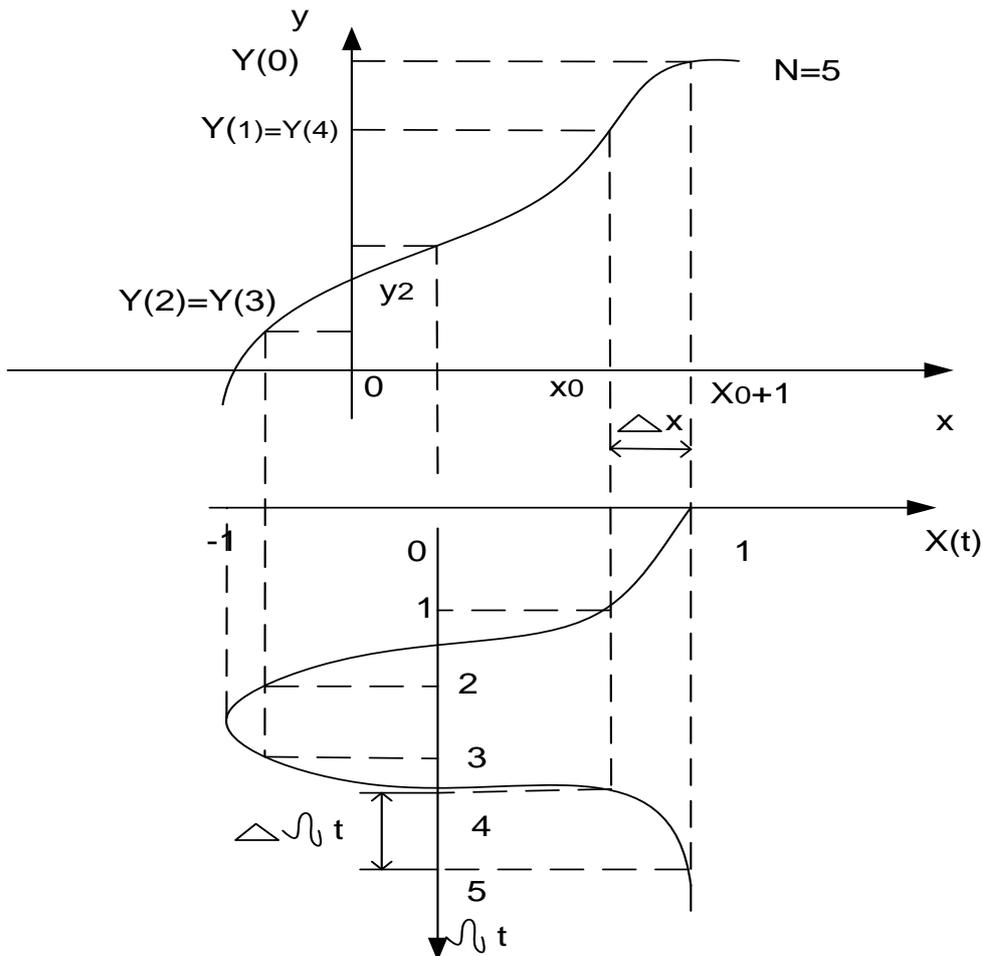


Рисунок 1.12 - Графічне представлення методу на базі ДПФ

Для інерційних чотириполіусників формула (1.32) справедлива в усталеному режимі.

З порівняння методів ординат та ДПФ випливає, що при $q = N - 1$ обидва методи мають однакову роздільну здатність по гармонікам вихідного сигналу чотириполіусника $y(t)$. При цьому визначення A_{km} на базі ДПФ вимагає більшого обсягу обчислень. Застосовуючи ШПФ, для великих N обсяг обчислень можна зменшити. Тому для аналізу нелінійності безінерційних пристроїв з ЦОС ці два методи приблизно однакові.

Математично різниця між методом ординат і методом на базі ДПФ полягає у тому, що в методі ординат задається однорідне підвищення рівня вхідного сигналу $x(t) = \cos \Omega t$ з кроком $\Delta x = 2/q$, а в методі на базі ДПФ забезпечується рівний приріст аргументу сигналу Ωt в інтервалі від 0 до $\frac{2\pi}{N}(N - 1)$. Тому значення, отримані методами на базі ДПФ і ординат будуть відрізнятися один від одного при однаковій залежності $y = f(x)$. Однак, при $q = N - 1 > 3$ ця різниця є незначною.

ДПФ дозволяє аналізувати нелінійні спотворення в інерційних засобах з ЦОС тільки при комп'ютерному моделюванні. При цьому програмно задається вхідний сигнал $x(n) = \cos \frac{2\pi}{N} n$. В усталеному режимі визначаються вихідні відліки сигналу $y(n)$ і згідно (1.31) або (1.32) розраховуються амплітуди A_{km} .

Метод ординат на відміну від методу ДПФ дозволяє отримати аналітичні формули для коефіцієнтів гармонік $k_{ГК} = \frac{A_{km}}{A_{1m}}$ в інерційних чотириполіусниках. За цими виразами можна синтезувати пристрій з ЦОС із заданими параметрами з урахуванням нелінійних спотворень.

Нелінійні спотворення гармонічного сигналу не в повній мірі характеризують нелінійні властивості чотириполіусників. Адекватнішу інформацію про нелінійні спотворення в чотириполіусниках можна отримати при вхідному двочастотному сигналі. При цьому у вихідному сигналі $y(t)$ виникають коливання комбінаційних частот.

При вхідному двочастотному сигналі досліджуються явища інтермодуляції, перехресної модуляції та блокування одного сигналу іншим.

Проаналізуємо можливості методів на базі ДПФ і ординат для дослідження нелінійних явищ у пристроях з ЦОС при вхідному двочастотному сигналі, що складається із суми двох гармонічних коливань

$$x(t) = 0.5(\cos\Omega_1 t + \cos\Omega_2 t). \quad (1.33)$$

При ДПФ значення частот потрібно обрати так, щоб виконувались такі умови:

$$N_1 T_1 = N T_d, \quad N_2 T_2 = N T_d, \quad (1.34)$$

де N_1, N_2, N – цілі числа;

$$T_1 = \frac{2\pi}{\Omega_1}, \quad T_2 = \frac{2\pi}{\Omega_2} - \text{періоди коливань у сигналі } x(t).$$

Роздільна здатність за частотою при реалізації ДПФ дорівнює $\Omega = 2\pi/NT_d$, тому комбінаційні складові з частотами $\Omega_1 + \Omega_2$ і $\Omega_1 - \Omega_2$ при виборі T_1 і T_2 згідно (1.34) потрапляють у роздільну сітку ДПФ

$$\Omega_1 - \Omega_2 = \Omega(N_1 - N_2), \quad \Omega_1 + \Omega_2 = \Omega(N_1 + N_2).$$

Числа N_1 і N_2 повинні бути некрatними, щоб частоти $\Omega_1 - \Omega_2$ не збіглися з частотами Ω_1 або Ω_2 . Найбільші спотворення створюють коливання на комбінаційних частотах виду $2\Omega_1 \pm \Omega_2$. При виконанні (1.34) вони також потрапляють у частотну сітку ДПФ

$$2\Omega_1 \pm \Omega_2 = \Omega(2N_1 \pm N_2), \quad 2\Omega_2 \pm \Omega_1 = \Omega(2N_2 \pm N_1).$$

Щоб не виникало явище згортки спектра, накладаються такі додаткові умови:

$$\begin{aligned} 2\Omega_1 + \Omega_2 &< \Omega_d/2; \\ 2\Omega_2 + \Omega_1 &< \Omega_d/2. \end{aligned} \quad (1.35)$$

При виконанні умов (1.34) і (1.35) процедура визначення спектральних складових у вихідному сигналі $y(t)$ чотиріполюсника така ж, як і при гармонічному вхідному сигналі. При цьому вхідний сигнал задається так:

$$x(n) = 0.5\left(\cos\frac{2\pi N_1}{N}n + \cos\frac{2\pi N_2}{N}n\right),$$

а значення A_{km} визначаються для безінерційного чотириполосника згідно (1.34) або (1.35) для інерційного чотириполосника.

Розглянемо метод ординат при вхідному сигналі (1.35). Якщо нелінійність чотириполосника на відрізку $x_1 \div x_2$ задана формулою

$$y = f(x) = \sum_{k=0}^q a_k x^k. \quad (1.36)$$

з відомими a_k і q , то задача полягає в тому, щоб знайти зв'язок між амплітудами гармонік у спектрі вихідного сигналу.

Розв'яжемо цю задачу для $q = 3$, коли визначаються амплітуди для коливань комбінаційних частот виду: $\Omega_1 \pm \Omega_2$, $2\Omega_1 \pm \Omega_2$, $2\Omega_2 \pm \Omega_1$, і гармоніки частот Ω_1 і Ω_2 до третьої включно. Підставимо (1.34) у (1.36) і після відповідних перетворень отримаємо

$$\begin{aligned} y(t) = & a_0 + (0.5 + 0.5a_1 + 0.28125a_3)(\cos \Omega_1 t + \cos \Omega_2 t) + 0.125a_2(\cos 2\Omega_1 t + \\ & \cos 2\Omega_2 t) + 0.03125a_3(\cos 3\Omega_1 t + \cos 3\Omega_2 t) + 0.25a_2(\cos(\Omega_1 - \Omega_2)t + \\ & \cos(\Omega_1 + \Omega_2)t) + 0.09375a_3[\cos(2\Omega_1 - \Omega_2)t + \cos(2\Omega_2 + \Omega_1)t + \\ & \cos(2\Omega_2 - \Omega_1)t + \cos(2\Omega_1 + \Omega_1)t] \quad (1.37) \end{aligned}$$

З цього виразу можна знайти зв'язок між коефіцієнтами a_k та амплітудами гармонік у вихідному сигналі $y(t)$. Якщо коефіцієнти a_k у виразі (1.37) визначено, то можна визначити амплітуди всіх складових спектра вихідного сигналу $y(t)$. Коефіцієнти можна визначити методом найменших квадратів, методом оптимізації по Чебишеву або іншими методами [15-17]. Зазначимо, що частоти Ω_1 і Ω_2 у (1.35) для цього методу повинні задовольняти умові (1.36), щоб уникнути явища зміни комбінаційних частот через спотворення спектра.

Вираз (1.37) дозволяє поширити метод ординат для випадку, коли вхідний сигнал задано сумою двох гармонічних коливань та визначити не лише амплітуди гармонік, але й амплітуди складових комбінаційних частот.

2 РОЗРОБКА КРИТЕРІЮ ОПТИМІЗАЦІЇ ДЛЯ ЗАСОБІВ З ЦОС У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

На сучасному етапі розвитку мікроелектроніки засоби телекомунікаційних систем з ЦОС можуть бути дешевшими та меншими аналогових засобів тільки у разі, якщо системи універсальні, тобто вони повинні бути пристосовані для передавання декількох видів сигналів. Груповий тракт у таких системах загальний, а вихідні блоки індивідуальні для різних класів сигналів [15-17]. Економічна ефективність телекомунікаційних систем досягається, зокрема, за рахунок зменшення вартості їх вихідних засобів при однакових технічних характеристиках систем. Під вартістю вважаються сумарні витрати на проектування, розроблення, виготовлення та експлуатацію пристроїв.

Як вже зазначалося вище, ЦОЗ з програмною реалізацією можуть обробляти сигнали різних класів, водночас як аналогові вихідні засоби у більшості випадків не мають такої можливості. У них для кожного класу сигналу використовуються індивідуальні блоки, створені за різними схемами і на різній елементній базі. У системах з ЦОС обчислювач один і той же, він експлуатується у всіх режимах функціонування, при цьому змінюється лише програма його функціонування. Це є принципова відмінність пристроїв з ЦОС від аналогових вихідних пристроїв телекомунікаційних систем і може забезпечити економічну доцільність застосування ЦОС в телекомунікаційних системах.

Телекомунікаційні системи взагалі і вихідні засоби систем зокрема характеризуються великим числом показників якості, сукупність яких утворює вектор якості \vec{K} .

При великому числі показників якості вихідних засобів систем вибір критерію оптимальності для них є неоднозначним [15-17]. Це залежить від призначення телекомунікаційної системи, умов експлуатації, висунутих до системи вимог і т.і. Однак можна виділити ряд важливіших показників якості телекомунікаційних систем. До них відносяться:

- вартість;

- точність відтворення сигналів;
- завадостійкість;
- споживана потужність;
- маса та габарити.

Але навіть за такої кількості показників якості порівняння різних варіантів телекомунікаційних систем є складним процесом. В одних телекомунікаційних системах один показник краще, в інших системах - інший. Для подолання цього ускладнення скористаємося наведеними у [17] рекомендаціями щодо скорочення числа показників якості. Споживану потужність телекомунікаційної системи можна ввести в узагальнений показник вартості. Показники завадостійкості та точності відтворення сигналів уведемо в розряд обмежень, вважаючи, що ці показники задані та не повинні перевищувати визначених значень. Масогабаритні показники спочатку віднесемо до несуттєвим та абстрагуємося від них. У результаті від вектора якості перейдемо до скалярного показника якості - узагальненої вартості телекомунікаційної системи.

На рис. 2.1 наведено характерні залежності вартості аналогових і цифрових вихідних засобів телекомунікаційних систем від числа режимів роботи або видів прийнятих сигналів N_c . Дискретний характер приросту функцій пояснюється дискретним приростом аргументу N_c та дискретністю елементної бази, на якій виконуються вихідні засоби телекомунікаційних систем. Із деякою похибкою ці залежності можна апроксимувати лінійними залежностями, які представлено на рис. 2.1 пунктиром і описується виразами

$$\begin{cases} c_a = N_{ц} c_{1a} \\ c_{ц} = N_{ц} c_{1ц} + c_0 \end{cases} \quad (2.1)$$

де c_a - собівартість аналогового варіанту телекомунікаційної системи;

$c_{ц}$ - собівартість цифрового варіанту телекомунікаційної системи;

c_{1a} - приріст собівартості аналогового засобу для одного виду сигналу;

$c_{1ц}$ - приріст собівартості цифрового засобу для одного виду сигналу;

c_0 - початкова собівартість цифрового варіанту засобу, яка не залежить від числа режимів роботи.

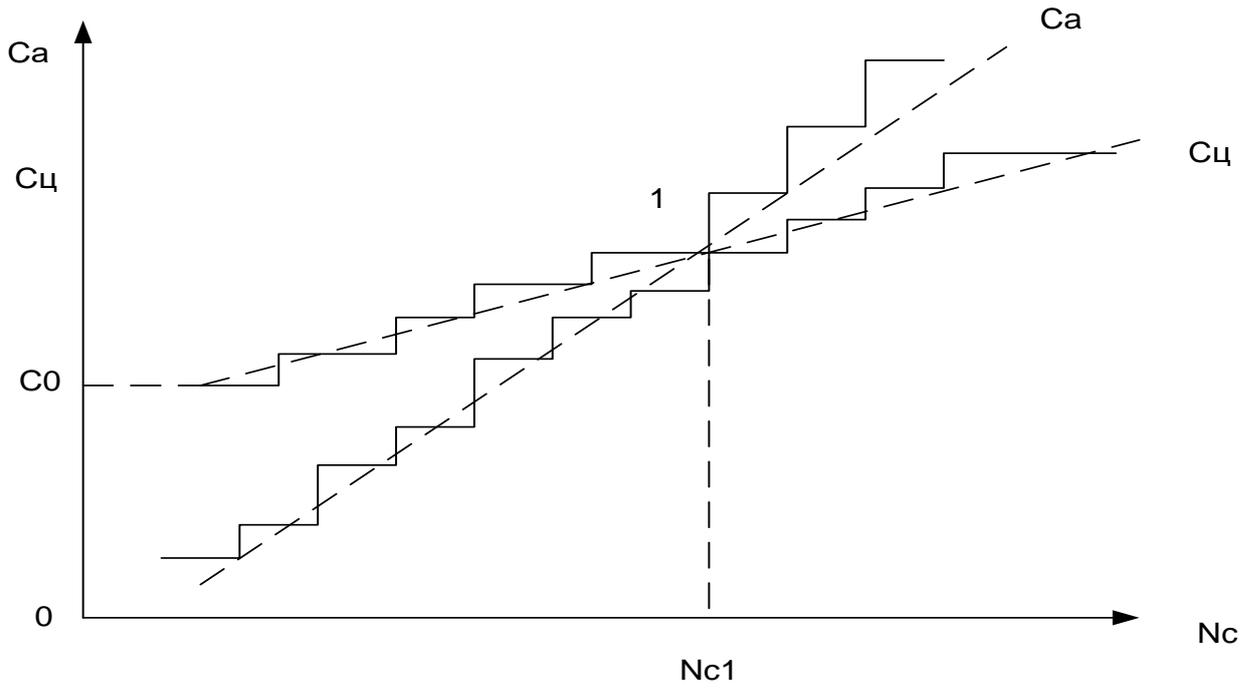


Рисунок 2.1 - Залежність вартостей аналогових і цифрових вихідних засобів телекомунікаційних систем від числа режимів роботи

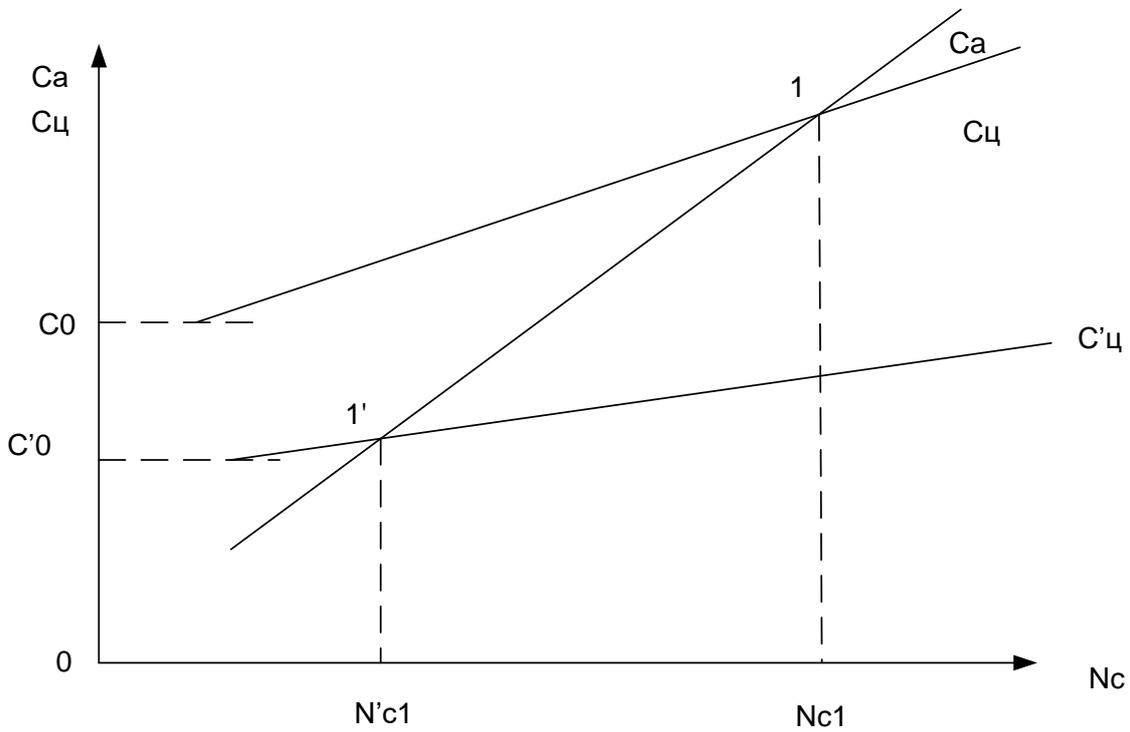


Рисунок 2.2 - Вплив на вартість цифрових вихідних засобів значень C_0 та $C_{1ц}$

Завдяки універсальності засобів з ЦОС виконується нерівність $c_{1ц} < c_{1а}$, тому завжди існує таке число N_{c1} , вище якого виконується нерівність $c_a > c_{ц}$, тобто аналоговий вихідний засіб стає дорожче цифрового (рис. 2.1).

Розв'язавши систему рівнянь (2.1), отримаємо

$$N_{c1} = \frac{c_0}{c_{1а} - c_{1ц}} . \quad (2.2)$$

Цей вираз визначає таке число класів вхідних сигналів, вище якого застосування цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах стає економічно виправданим. Наприклад, при $c_0 = 6000$ грн, $c_{1а} = 500$ грн. і $c_{1ц} = 100$ грн з (2.2) отримаємо $N_{c1} = 15$. З цього прикладу слідує: якщо телекомунікаційна система буде пристосована для передавання більш 15 класів сигналів, то вона буде дешевшою при цифровій реалізації вихідних засобів. У сучасних телекомунікаційних системах це число коливається в межах від десяти до дванадцяти і більше [15-17].

Вираз (2.2) дозволяє виявити способи зменшення числа N_{c1} та тим самим розширити області застосування цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах різного призначення. З (2.2) випливає, що це число буде зменшуватися при зниженні початкової вартості c_0 та збільшенні вартості $c_{ц}$ засобів з ЦОС (рис. 2.2). Таким чином, оптимізація засобів з ЦОС в телекомунікаційних системах зводиться до мінімізації значення c_0 і при забезпеченні необхідних показників по точності відтворення прийнятих сигналів є стійкою до завад.

Сформульований критерій оптимальності засобів з ЦОС є еквівалентом безумовного критерію переваги, якщо зазначені показники якості у цифрових і аналогових вихідних засобів телекомунікаційних систем однакові. У протилежному випадку слід використовувати умовні критерії переваги для обґрунтування застосування засобів з ЦОС у телекомунікаційних системах.

На етапі розроблення алгоритмів і архітектур ЦОЗ значення c_0 та $c_{1ц}$ ще невідомі. Окрім того, по мірі розвитку мікроелектроніки значення c_0 , $c_{1ц}$ та $c_{1а}$ поступово зменшуються. Внаслідок цього визначення усіх значень N_{c1} згідно

(2.1) на етапі проектування є важкою задачею. Для усунення цього недоліку необхідно пов'язати значення c_0 та $c_{1ц}$ з іншими, більш конкретними характеристиками засобів з ЦОС і алгоритмами їх роботи.

Зі значенням c_0 майже лінійно пов'язані такі характеристики засобів з ЦОС:

- необхідна кількість розрядів ЦОЗ, АЦП та ЦАП,
- необхідна швидкодія ЦОЗ,
- режим роботи ЦОЗ (з фіксованою або плаваючою комою).

Зі значенням N_c $c_{1ц}$ пов'язані:

- число елементів пам'яті даних ЦОЗ,
- число портів вводу-виводу ЦОЗ.

Звідси слідує, що для зменшення вартості $c_{ц} = c_0 + N_c c_{1ц}$ необхідно розробити такі алгоритми цифрового оброблення сигналів, які при заданих показниках по точності оброблення та завадостійкості мали б мінімальні програмні витрати, $N_{пд}$ швидкодію t_k , розрядність ЦОЗ, АЦП та ЦАП. При фіксованому числі кроків програми вимоги до швидкодії ЦОЗ знижуються при зменшенні частоти дискретизації f_d , тому що при обробленні сигналів у реальному масштабі часу має виконуватись умова $t_k = 1/N_{пд}f_d$ з частотою дискретизації $Q = f_d/P_c$.

Обчислювальні витрати, що визначаються як $E_{ц} = p Q N_{пд}$ містять три співмножники, кожен з яких повинен зменшуватися для мінімізації вартості $c_{ц}$ засобів ЦОС у телекомунікаційних системах. Таким чином, оптимізаційна задача забезпечення $c_{ц}$ - полягає в розв'язанні оптимізаційної задачі забезпечення значення, представленого на рис. 2.3 об'ємом паралелепіпеда.

Тепер розглянемо масогабаритні показники засобів з ЦОС. У ряді випадків ці показники є важливішими вартісних (рухомий зв'язок), тому абстрагуватися від них не можна. Маса та габарити засобів зазвичай прямо пов'язані між собою: зі зростанням маси збільшуються габарити пристроїв.

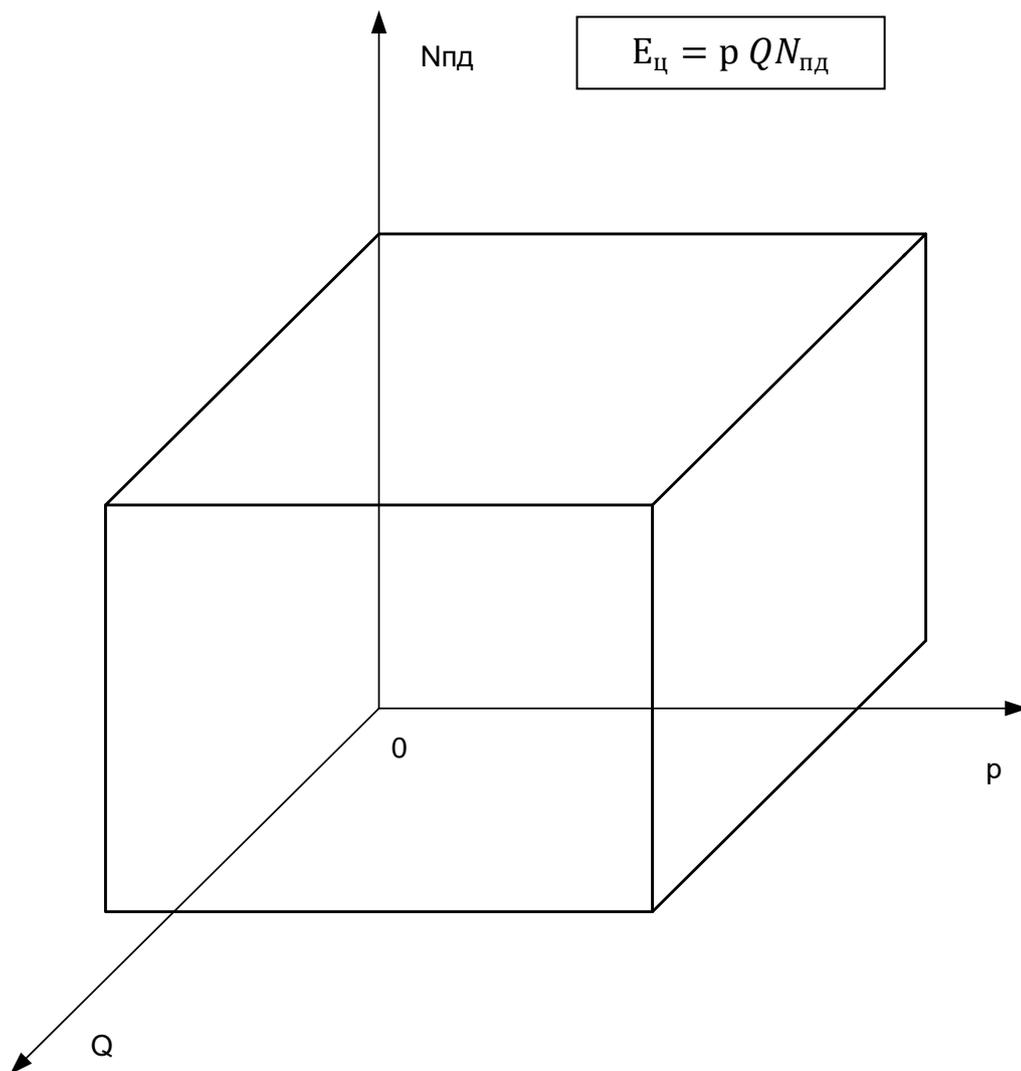


Рисунок 2.3 - Геометричне представлення обчислювальних витрат $E_{ц}$

Залежність маси та габаритів вихідних засобів у телекомунікаційних системх від числа режимів функціонування є такою ж як і залежності c_a та $c_{ц}$ від значення N_c (рис. 2.1). Тому оптимізація засобів з ЦОС за вартістю мінімізує не лише вартість, а й масогабаритні показники телекомунікаційних систем.

3 РОЗРОБКА ЗАСОБІВ З ЦИФРОВИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ У ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

3.1 Аналіз методів зменшення обчислювальних затрат у засобах з ЦОС

Розглянемо засоби з ЦОС на базі багаторівневого квантування, у яких можуть оброблятися сигнали з будь-яким заданим видом модуляції.

До засобів цифрового оброблення сигналів відносяться подільники частоти, фільтри, генератори сигналів, фазорозщеплювачі, перемножувачі сигналів та блоки визначення квадратного кореня, амплітудні обмежувачі і т.і. Тобто, засоби з ЦОС є складовими алгоритмів функціонування систем ЦОС.

Зниження обчислювальних затрат алгоритмів ЦОС може здійснюватися на мікрорівні та на макрорівні. На макрорівні обчислювальні затрати зменшують шляхом порівняння з відомими та розробкою нових алгоритмів роботи засобів з ЦОС, а на мікрорівні – шляхом застосування як складових частин алгоритмів таких засобів ЦОС, які характеризуються $E_u = \min$ при заданих якісних показників за точністю оброблення.

Розглянемо питання синтезу та реалізації засобів з ЦОС, що характеризуються малими обчислювальними затратами $E_u = pQN_{nd}$. Чим менше E_u , тим нижча вартість і масогабаритні показники засобу з ЦОС. Вхідними даними у виразі для

E_u є відношення $Q = \frac{F_d}{P_c}$, що залежить від алгоритму функціонування засобу з

ЦОС в цілому та на етапі вибору елементів з ЦОС ще невідомо. Тому для мінімізації E_u прагнуть знизити програмні затрати N_{nd} та необхідну розрядність операндів p у засобах з ЦОС. Під програмними затратами N_{nd} розуміють сумарне число кроків програми N_n та комірок пам'яті даних N_d (коефіцієнтів та змінних) $N_{nd} = N_n + N_d$, що необхідне для реалізації алгоритму функціонування засобу з ЦОС.

Цифрові фільтри (ЦФ) є найбільш поширеними засобами з ЦОС. При заданих вимогах до амплітудно-частотних характеристик (АЧХ) з мінімальним порядком, а отже і мінімальними програмними затратами характеризуються рекурсивні еліптичні фільтри. Ці фільтри мають такі недоліки:

1. Нелінійність ФЧХ еліптичних фільтрів.
2. Відсутність методики розрахунку еліптичних фільтрів з нерівномірною (рельєфною) АЧХ у смузі пропускання.
3. В них найвищі вимоги до точності коефіцієнтів та операндів.

Фільтри з рельєфною АЧХ дозволяють зменшити N_{nd} , тому що одночасно реалізують дві задачі: компенсацію амплітудно-частотних спотворень та частотну селекцію.

Для усунення двох перших недоліків до структури еліптичних ЦФ доводиться вмикати додаткові фазові й амплітудні коректори, що неминуче призводить до зпідвищення N_{nd} . Для усунення третього недоліку високодобротні резонатори в структурі ЦФ можна замінити каскадним з'єднанням кількох низькодобротних резонаторів. Цей метод також призведе до збільшення N_{nd} , але це дозволяє зменшити необхідну розрядність p операндів і коефіцієнтів.

За високих вимог до лінійності ФЧХ і помірних вимог до АЧХ ефективнішими є нерекурсивні ЦФ. У класі нерекурсивних ЦФ мінімальним порядком, а отже і мінімальними програмними затратами характеризуються фільтри, що синтезовані за алгоритмом Ремеза.

3.2 Розробка одноконтурних рекурсивних цифрових фільтрів на базі методу прямого синтезу

Рекурсивні цифрові фільтри (РЦФ) характеризуються нелінійною ФЧХ, але вони забезпечують високе ослаблення A_z у смузі загородження при

невисокому порівняно з нерекурсивними ЦФ порядку фільтрів. У [6, 7] наведено різноманітні методики розрахунку РЦФ, їх параметри та порівняльна оцінка методів розрахунку.

Широкого поширення отримав метод синтезу РЦФ на базі аналогового прототипу із застосуванням білінійного перетворення, що лінійно зв'язувальне для комплексних змінних p і z . Залежно від виду апроксимувальної функції, заданих АЧХ фільтрів, розрізняють: фільтри Баттерворта, Бесселя, Кауера (еліптичні), Чебишева і т.і.

Білінійне перетворення є наближеним, тому між цифровими фільтрами та їх аналоговими прототипами існує різниця в АЧХ і ФЧХ.

Разом з тим у засобах цифрового оброблення сигналів часто застосовуються найпростіші двоконтурні та одноконтурні РЦФ. Фільтри також можуть бути синтезовані за методом прямого синтезу, тому що для них можна отримати точні розрахункові вирази.

Нижче дано виведення вирази та розроблені методики розрахунку коефіцієнтів РЦФ, що синтезовані з цифрових резонаторів другого порядку при відомій резонансній частоті та межах смуги пропускання при заданій величині нерівномірності.

Визначимо коефіцієнти A_1 та A_2 РЦФ другого порядку на базі відомої резонансної частоти Θ_0 та нижній границі смуги пропускання Θ_1 при заданій нерівномірності σ у смугі пропускання.

Системна функція РЦФ другого порядку (рис. 3.1) описується так:

$$H(z) = (1 + A_1 z^{-1} + A_2 z^{-2})^{-1} = \frac{z^2}{(z - z_1)(z - z_1^*)} = \frac{z^2}{z^2 - 2 \operatorname{Re} z_1 + |z_1|^2}, \quad (3.1)$$

де $z_1 = R \cdot e^{-j\Theta_0}$, $z_1^* = R \cdot e^{j\Theta_0}$ - комплексно-спряжені полюси системної функції РЦФ у полярних координатах;

R - відстань від початку координат до полюсу в z -площині;

$\Theta_0 = \frac{2\pi F_0}{F_\delta}$ - безрозмірна частота резонансу, що нормована до частоти дискретизації.

З (3.1) слідує вирази, які пов'язують параметри R та Θ_0 з коефіцієнтами резонатора A_1 та A_2 :

$$\begin{aligned} A_1 &= -2R \cos \Theta_0, & A_2 &= R^2, \\ \Theta_0 &= \arccos\left(\frac{-A_1}{2\sqrt{A_2}}\right), & R &= \sqrt{A_2}. \end{aligned} \quad (3.2)$$

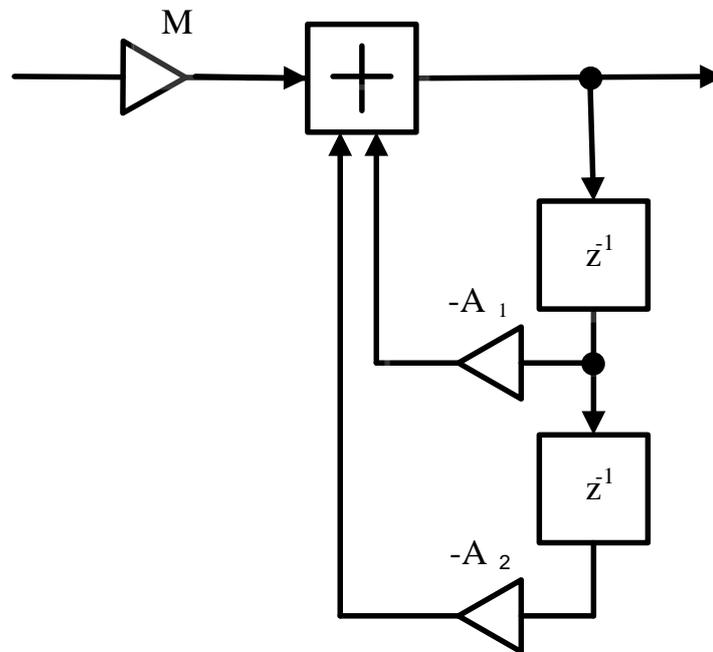


Рисунок 3.1 – Структура рекурсивного ЦФ другого порядку

Для переходу від функції $H(z)$ до комплексного коефіцієнта передачі j^Θ , необхідно у (3.1) здійснити заміну $z = e^{-j\Theta}$, де $\Theta = \frac{\omega}{F_\delta}$ – проноормована до F_δ безрозмірна частота:

$$K(j\Theta) = \left[\left(1 - R \cdot e^{-j(\Theta - \Theta_0)} \right) \left(1 - R \cdot e^{-j(\Theta + \Theta_0)} \right) \right]^{-1}. \quad (3.3)$$

Амплітудно-частотна характеристика РЦФ другого порядку є модулем від $K(j\Theta)$ та описується таким виразом:

$$K(\Theta) = \left\{ \left[1 + R^2 - 2R \cos(\Theta - \Theta_0) \right] \left[1 + R^2 - 2R \cos(\Theta + \Theta_0) \right] \right\}^{-\frac{1}{2}}. \quad (3.4)$$

Побудована за виразом (3.4) АЧХ РЦФ другого порядку представлена на рис. 3.2. Задаємо нерівномірність σ на рівні нижньої межі Θ_1 смуги пропускання РЦФ та отримаємо вираз:

$$K_0 = \sigma \cdot K(\Theta_1), \quad (3.5)$$

де $K_0 = \left[(1 + R)^2 (1 + R^2 - 2R \cos 2\Theta_0) \right]^{-\frac{1}{2}}$ – коефіцієнт передачі РЦФ на рівні резонансної частоти Θ_0 .

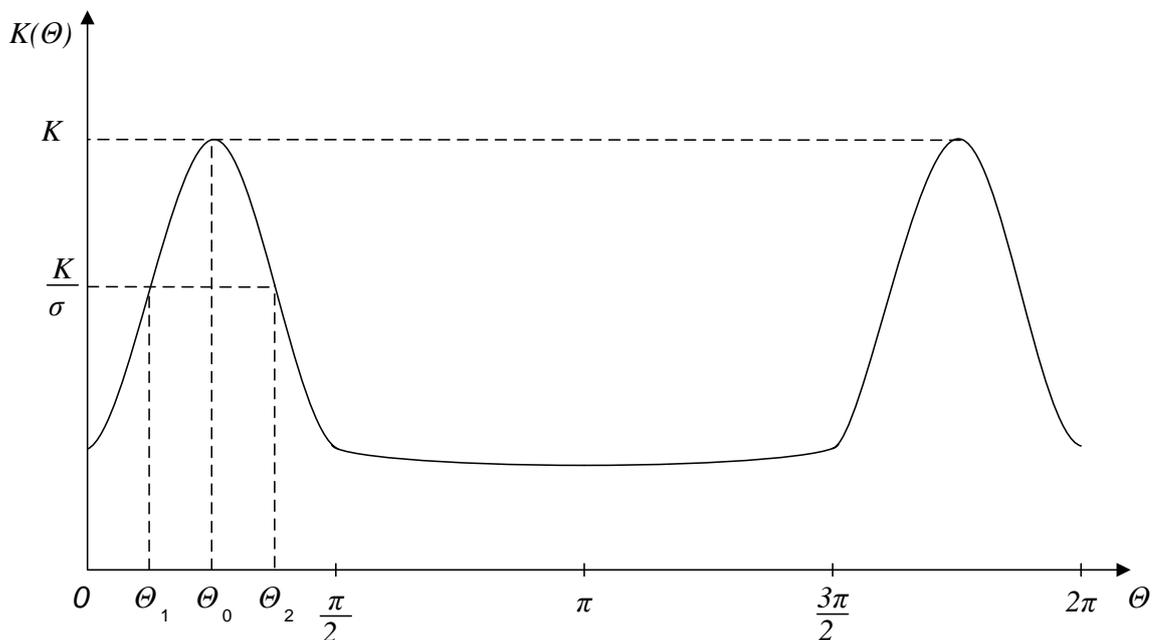


Рисунок 3.2 – АЧХ рекурсивного ЦФ другого порядку

Приведемо ліву та праву частини (3.5) до квадрату, та з урахуванням (3.4) отримаємо вираз [10]

$$\sigma^2 (1 - R)^2 (1 + R^2 - 2R \cos 2\Theta_0) =$$

$$= \left[1 + R^2 - 2R \cos(\Theta - \Theta_0) \right] \left[1 + R^2 - 2R \cos(\Theta + \Theta_0) \right].$$

В результаті перетворення та заміни змінної отримаємо

$$\sigma^2 x(x + A) = (x + B_1)(x + C_1), \quad (3.6)$$

де $x = \frac{(1-R)^2}{2R}$, $A = 1 - \cos 2\Theta_0$, $B_1 = 1 - \cos(\Theta_1 - \Theta_0)$, $C_1 = 1 - \cos(\Theta_1 + \Theta_0)$.

Розв'яжемо рівняння (3.6) відносно x . В результаті отримаємо

$$x = (p^2 - Q)^{\frac{1}{2}} - p, \quad p = \frac{A\sigma^2 - B_1 - C_1}{2(\sigma^2 - 1)}, \quad Q = \frac{B_1 C_1}{\sigma^2 - 1}. \quad (3.7)$$

Тоді

$$R = 1 + x - \left[(1 + x)^2 - 1 \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (3.8)$$

Знаючи R та Θ_0 , за (3.3) визначимо коефіцієнти A_1 і A_2 РЦФ. Для забезпечення одиничного коефіцієнта передачі на частоті Θ_0 множник M на вході РЦФ розраховується за виразом

$$M = K_0^{-1}. \quad (3.9)$$

Визначимо коефіцієнти РЦФ на базі заданої резонансної частоти Θ_0 та верхньої межі Θ_2 смуги пропускання при заданій нерівномірності σ .

Для розрахунку значення I у цьому випадку необхідно використати вирази (3.7) і (3.8), в які замість коефіцієнтів B_1 і C_2 необхідно підставити коефіцієнти B_2 і C_2 , що визначаються за такими формулами:

$$B_2 = 1 - \cos(\Theta_2 - \Theta_0), \quad C_2 = 1 - \cos(\Theta_2 + \Theta_0).$$

Після розрахунку значення I коефіцієнти A_1 і A_2 визначаємо за (3.7), а множник M – за (3.9).

Визначимо коефіцієнти РЦФ на базі відомих нижньої Θ_1 та верхньої Θ_2 меж смуги пропускання при заданій нерівномірності σ .

При Θ_0 , де $k = 0, 1, 2, 3 \dots$ – цілі числа, вигляд АЧХ РЦФ – несиметрична відносно частоти Θ_0 , тому для точного розв'язання цієї задачі необхідно вирішити спільну систему з двох рівнянь:

$$\left. \begin{aligned} K_0 &= \sigma K(\Theta_1) \\ K_0 &= \sigma K(\Theta_2) \end{aligned} \right\}. \quad (3.10)$$

Після перетворення та відповідної заміни змінної отримаємо систему з таких рівнянь

$$\left. \begin{aligned} \sigma^2 x(x + A) &= (x + B_1)(x + C_1) \\ \sigma^2 x(x + A) &= (x + B_2)(x + C_2) \end{aligned} \right\}. \quad (3.11)$$

Визначимо з першого рівняння друге та після перетворення знайдемо зв'язок між значеннями Θ_0 , Θ_1 , Θ_2 та x :

$$\cos \Theta_0 = \frac{\cos \Theta_1 + \cos \Theta_2}{2(1 + x)}. \quad (3.12)$$

У цьому рівнянні є два невідомих: Θ_0 та x . Спільне розв'язання цього рівняння з одним із рівнянь (3.11) призводить до рівняння четвертого ступеня відносно x або $\cos \Theta_0$, яке не вдається розв'язати у радикалах [13]. Нижче наведено алгоритм наближеного розв'язання системи рівнянь (3.11) [10].

1. Нехай $\Theta_0 = \Theta_{CP}$, де $\Theta_{CP} = 0,5(\Theta_1 + \Theta_2)$ – середнє значення між Θ_1 і Θ_2 , та за алгоритмом розв'язання завдання 1 при відомих Θ_1 і Θ_0 і σ визначимо значення R_1 за (3.7) і (3.8) з коефіцієнтами B_1 і C_1 .

2. Згідно алгоритму розв'язання задачі 2 при відомих Θ_2 та Θ_0 і σ визначимо значення R_2 за виразами (3.9) та (3.10) і з коефіцієнтами B_2 і C_2 .

3. Знайдемо значення R як середнє між R_1 та R_2 за виразом

$$R = 0,5(R_1 + R_2). \quad (3.13)$$

4. Використовуючи обчислене згідно (3.13) значення R , знайдемо $x = (1 - R)^2 / 2R$ і за допомогою (3.12) обчислимо значення $\cos \Theta_0$.

5. За розрахованими значеннями R та $\cos \Theta_0$ знайдемо за допомогою (3.3) коефіцієнти A_1 і A_2 .

3.3 Аналіз особливостей нестационарних процесів у цифрових резонаторах

Основними елементами рекурсивних цифрових фільтрів є цифрові резонатори (ЦР) другого порядку. За високих вимог до послаблення завад у смугах загородження добротність окремих ланок фільтра стає дуже високою. Під добротністю ЦР розуміється значення $Q_{ЦР} = (1 - R)^{-1}$, де R – відстань від початку координат до полюсів ЦР у z -площині. При $R \rightarrow 1$ значення $Q_{ЦР} \rightarrow \infty$.

У засобах з ЦОС, що оброблюють сигнали у реальному масштабі часу, ЦОЗ працюють традиційно у режимі з фіксованою комою. У цьому режимі висока швидкість оброблення чисел (операндів), тому що існують мінімальні програмні витрати на реалізацію всіх алгоритмів обчислювальних процедур. Але цей режим характеризується вузьким діапазоном представлення операндів порівняно з режимом на базі плаваючої коми.

Через обмежену різницю ЦОЗ, що працюють у режимі з фіксованою комою та виникаючих внаслідок цього помилок типу округлення або усікання операндів у високодобротних ЦР спостерігаються нестационарні коливання або граничні цикли [12]. Існують різноманітні критерії стійкості лінійних і нелінійних дискретних систем, проте більшість з них не в змозі пояснити механізму нестійкості у системах [12].

Розв'яжемо задачу аналізу за допомогою фазових траєкторій, які відбуваються в ЦР, процесів при флуктуаціях коефіцієнтів резонаторів, визначення його резонансних частот, виявлення причин нестационарності. На базі цього можна запропонувати способи підвищення стійкості роботи високодобротних ЦР при усіченні або заокругленні чисел в ЦОЗ. Для цього проаналізуємо траєкторію руху пари вибірок в ЦР без втрат [11].

На рис. 3.3 наведена структуру ЦР без втрат при відсутності зовнішнього впливу, коли $x(n) = 0$. У високодобротних ЦР коефіцієнт $A_2 \rightarrow -1$. Для спрощення різницевого рівняння приймаємо $A_2 = -1$ з урахуванням, що

компенсація згасання в ЦР здійснюється вхідним сигналом. Вихідні вибірки такого ЦР визначаються за виразом

$$y(n+1) = A_1 y(n) - y(n-1), \quad (3.14)$$

де $y(n+1)$, $y(n)$, $y(n-1)$ – значення вибірок у 3-х послідовних часових інтервалах.

Коефіцієнт $A_1 = 2 \cos\left(\frac{2\pi F_p}{F_d}\right) \sqrt{A_2}$, де F_d – частота дискретизації, що визначає

резонансну частоту ЦР F_p .

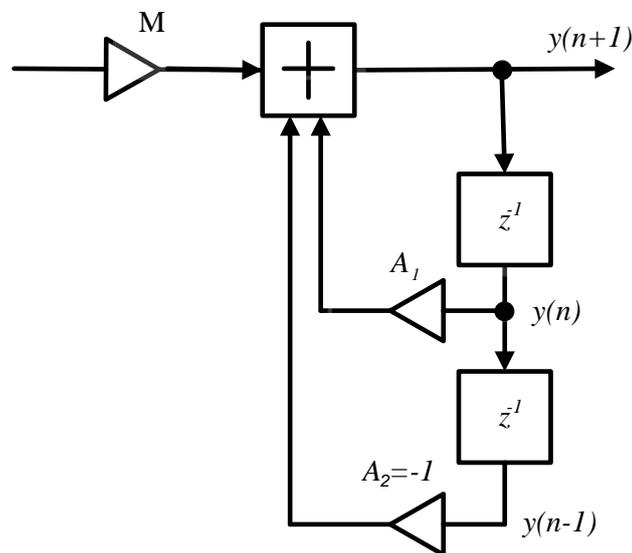


Рисунок 3.3 – Структура ЦР без втрат

На рис. 3.4 наведено процес визначення вибірок $y(n)$ на виході ЦР при постійному коефіцієнті A_1 і ненульових початкових умовах $y(0)$ і $y(-1)$. З рисунку видно, що наступні одна за одною пари вибірок $y(n)$ та $y(n-1)$ з гармонічного коливання з частотою F_p мають певний зв'язок. У деякі часові інтервали вони можуть бути позитивні або негативні та рівні між собою: $y(4) = y(5)$, $y(14) = y(15)$. Можливі випадки, при яких одна із вибірок дорівнює нулю, а інша або позитивна або негативна: $y(1) = 0$, $y(0) > 0$, $y(9) = 0$.

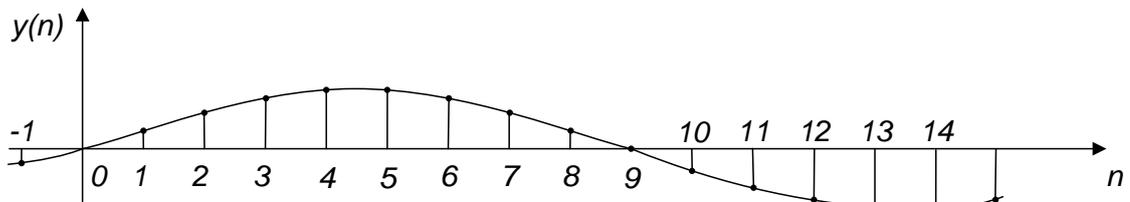


Рисунок 3.4 – Вибірки вихідного сигналу ЦР без втрат при нульових початкових умовах

Можна сформулювати висновок, що заміна нелінійного рекурсивного різницевого рівняння другого порядку аналогічним лінійно-параметричним рівнянням дозволяє проаналізувати механізм появи нестационарних явищ у високодобротних цифрових резонаторах та знайти ефективний програмний спосіб боротьби з ними.

3.4 Цифрові косинусні-синусні генератори, що керовані за частотою

Цифрові КСГ (скорочено КЧСГ), що керовані за частотою широко застосовуються в різних структурах цифрових демодуляторів телекомунікаційних систем. Такі генератори будуються на базі цифрових резонаторів без втрат, на базі пов'язаних цифрових інтеграторів та на базі генераторів пилоподібних сигналів. Найбільш економічним за програмними витратами є КЧСГ на базі генератора пили. Структура такого генератора наведена на рис. 3.5, а на рис. 3.6 представлено часові діаграми, що пояснюють його роботу.

Початкове пилоподібне коливання $z(n+1)$ формується за такими різницевиими рівняннями

$$z(n+1) = z(n) + a_{\Omega} \quad \text{при } z(n) + a_{\Omega} \leq M, \quad (3.15)$$

$$z(n+1) = z(n) + a_{\Omega} - 2M \quad \text{при } z(n) + a_{\Omega} > M,$$

де M – модуль підсумовування, зазвичай $M=1$;

a_Ω – коефіцієнт, який задає частоту коливань і визначається за виразом

$$a_\Omega = \frac{2MF_z}{F_\phi}. \quad (3.16)$$

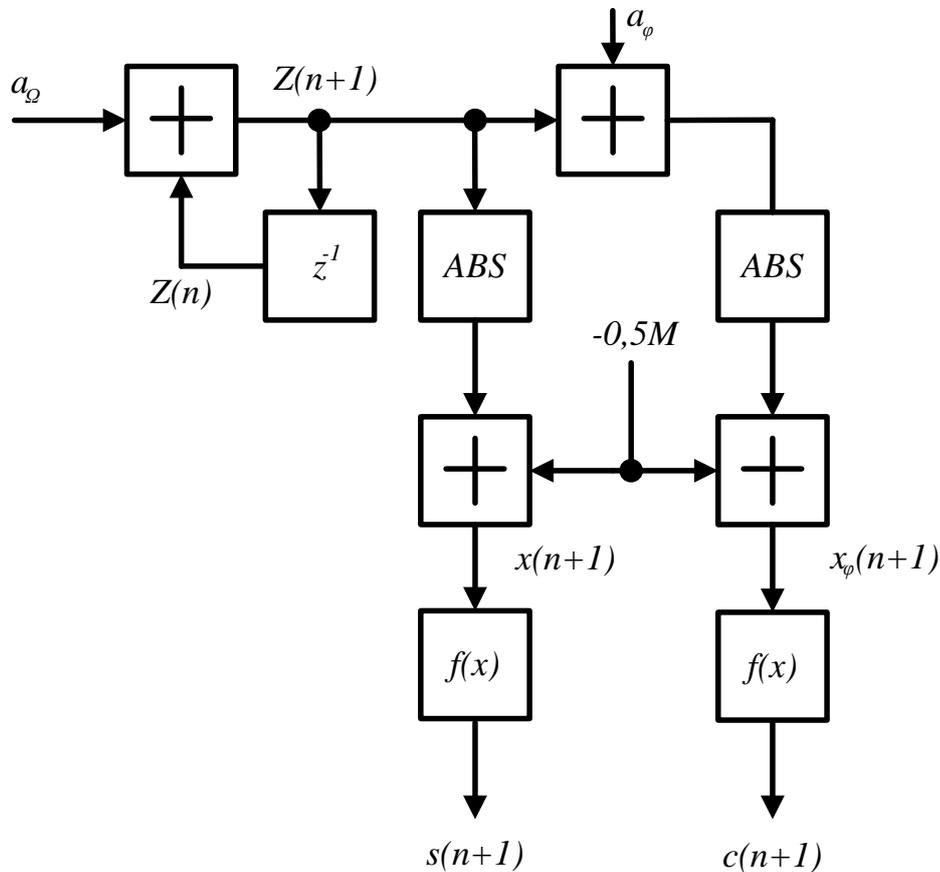


Рисунок 3.5 – Структура ККСГ на базі ГП

Із $z(n+1)$ отримаємо інше пилкоподібне коливання $z_\varphi(n+1)$ з фазовим зсувом φ відносно вихідного за виразами

$$z_\varphi(n+1) = z(n+1) + a_\varphi \quad \text{при, } z(n+1) + a_\varphi \leq M, \quad (3.17)$$

$$z_\varphi(n+1) = z(n+1) + a_\varphi - 2M \quad \text{при } z(n+1) + a_\varphi > M,$$

Коефіцієнт a_φ визначає фазовий зсув φ між $z(n+1)$ та $z_\varphi(n+1)$. З рис. 3.10 видно, що φ у радіанах визначається за формулою:

$$\varphi = \frac{a_\varphi}{M} \pi.$$

Звідки отримаємо формулу для розрахунку коефіцієнта a_φ

$$a_\varphi = \frac{\varphi \cdot M}{\pi} . \quad (3.18)$$

Малі літери a_Ω та a_φ на відміну від великих A та A_1 підкреслюють той факт, що ці КСГ побудовано на базі генератора пилки (ГП).

Для отримання $\varphi = \frac{\pi}{2}$ при $M=1$ коефіцієнт дорівнює $a_\varphi = 0,5$. Далі з пилкоподібних коливань $z(n+1)$ та $z_\varphi(n+1)$ формуються трикутні сигнали x та x_1 без постійної складової за виразами

$$\begin{aligned} x(n+1) &= |z(n+1)| - \frac{M}{2}, \\ x_\varphi(n+1) &= |z_\varphi(n+1)| - \frac{M}{2}. \end{aligned} \quad (3.19)$$

У подальшому за допомогою нелінійного функціонального перетворення з пилкоподібних коливань x і x_1 формуються квадратурні квазігармонічні сигнали $c(n)$ і $s(n)$.

Одним з варіантів перетворення $f(x)$ є використання поліномів Чебишева першого роду $T_m(x)$ непарних ступенів m , тому що графіки цих поліномів симетричні відносно початку координат.

Наведемо алгоритм знаходження $f(x)$ із застосуванням поліномів Чебишева $T_m(x)$.

1. Обираємо непарний степінь полінома M з необхідним послабленням амплітуд вищих гармонік A_k у спектрі сформованих коливань щодо амплітуди першої гармоніки A_2 з виразу:

$$Y_k = \frac{A_k}{A_{\bar{a}}} = k^{-(m+1)},$$

де $k = 3, 5, 7 \dots$ – номери вищих гармонік.

Традиційно приймають $k = 3$ для найбільшої по амплітуді третьої гармоніки.

Тоді

$$m \geq \frac{-\ln Y_k}{\ln k} - 1.$$

2. Визначаємо абсцису найближчого праворуч від початку координат екстремуму полінома $T_m(x)$ за виразом

$$x_l = \cos(lx/m),$$

де $l = \frac{(m-1)}{2}$.

3. Змінюємо масштаб поліному $T_m(x)$ по осі ординат для отримання необхідної амплітуда коливань A_z за виразом

$$f_1(x) = A_z \cdot T_m(x).$$

4. Змінюємо масштаб полінома по осі x в q разів, де $q = x_c/A_{zm}$ та отримуємо формулу

$$f(x) = \pm A_z \cdot T_m(qx),$$

де знак "+" для $m = 5, 9, 13 \dots$, а знак "-" для $m = 3, 7, 11 \dots$;

A_{zm} – амплітуда трикутних коливань (рис. 3.6).

5. Приводимо $f(x)$ до гніздової форми для зниження програмних витрат при визначенні $f(x)$ [6].

Для $A_r = A_{rr} = 0,5$; $Y_3 = 1/700$, потрібно знайти $f(x)$.

1. Степінь полінома $m \geq \frac{-\ln \frac{1}{700}}{\ln 3} - 1 = 4,96$, обираємо значення $m=5$.

2. $l = \frac{(m-1)}{2} = 2$, $x_l = \cos(l\pi/m) = 0,309017$.

3. $f_1(x) = A_z \cdot T_5(x) = 0,5(16x^5 - 20x^3 + 5x) = 8x^5 - 10x^3 + 2,5x$.

4. $q = x_c/A_{zm} = 0.618068$.

$$f(x) = 8(qx)^5 - 10(qx)^3 + 2,5(qx) = 0,72136x^5 - 2,36068x^3 + 1,545085x$$

5. $f(x) = x(1,545085 - x^2(2,36068 - 0,72136x^2)) =$
 $= 2x(0.7725425 - (2x)^2(0.295085 - 0.0225425(2x)^2)).$

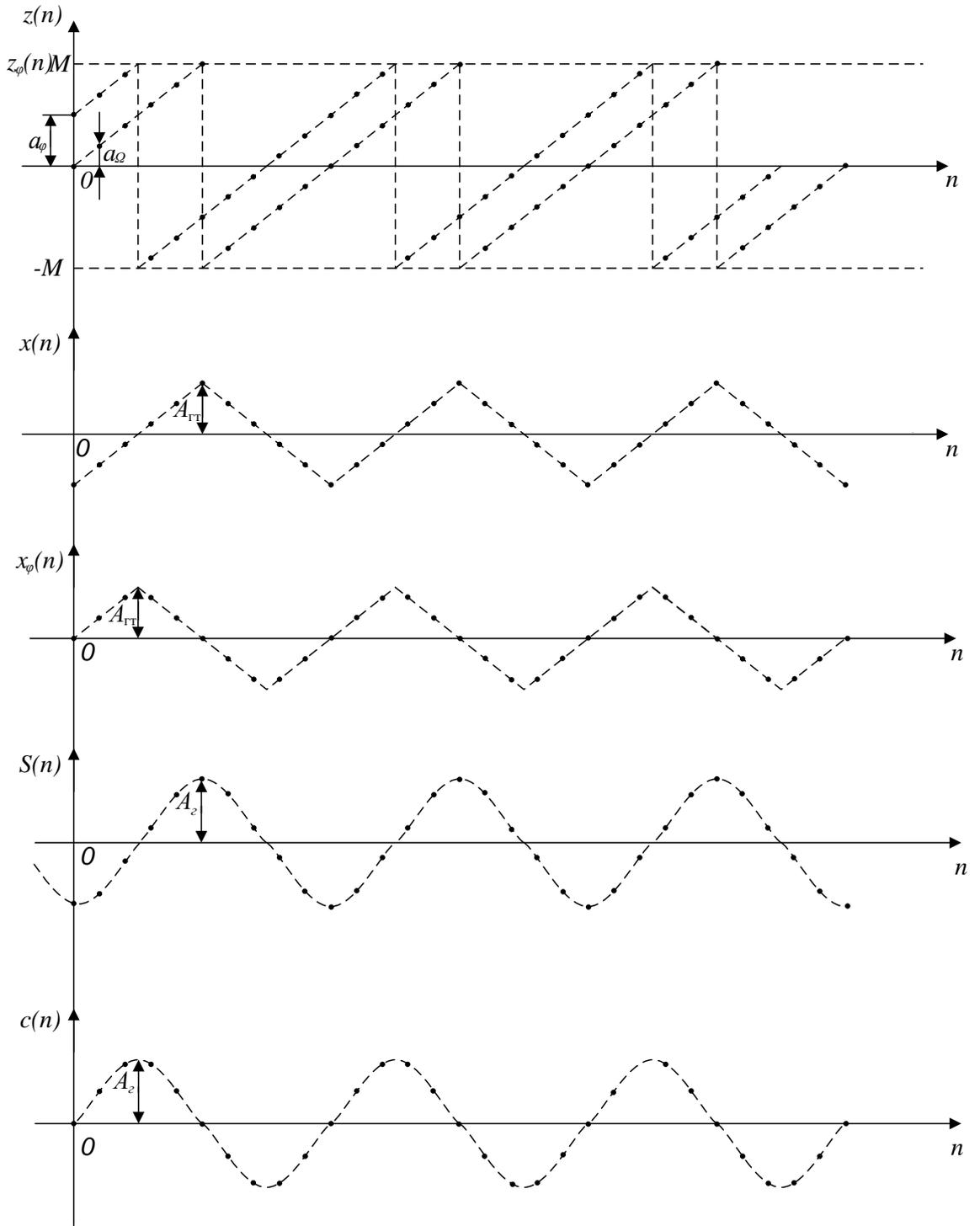


Рисунок 3.6 – Часові діаграми роботи КЧСГ на базі ГП

На рис. 3.7 наведено графіки $T_5(x)$ та $f(x)$ за умови, що $A_\Gamma = A_{\Gamma\Gamma} = 0,5$.

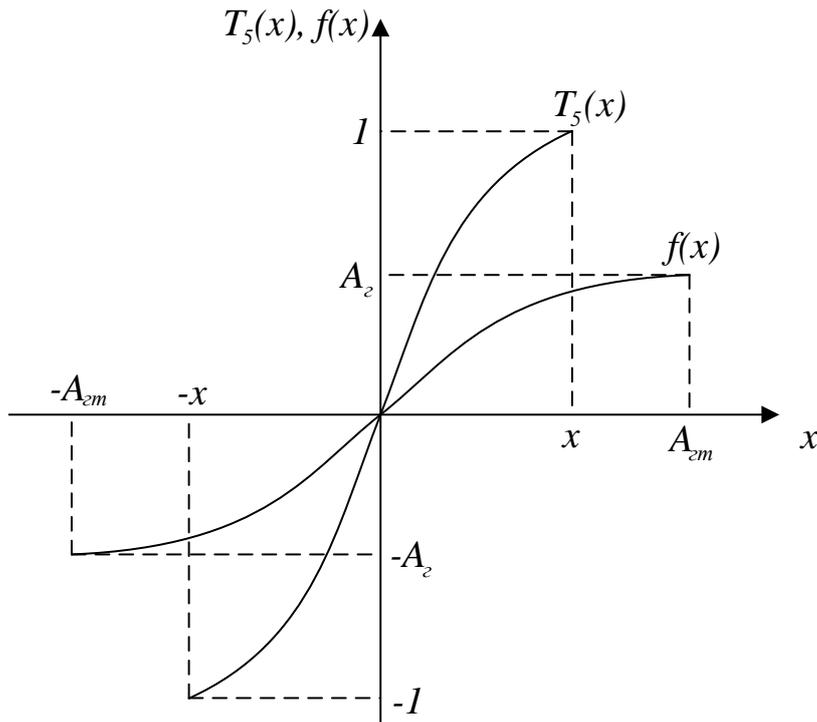


Рисунок 3.7 – Графіки полінома Чебишева п'ятого степеня $T_5(x)$ і функції $f(x)$, що перетворюють трикутне коливання у квазігармонічне

Побудовані на базі генератора пилки КСГ і КЧСГ не потребують задання початкових умов і заходів щодо стабілізації амплітуди A_r сформованих коливань. У них спостерігається лінійна модуляційна характеристика.

3.5 Розробка перемножувачів та подільників частоти

Перемножувачі частоти призначено для формування відліків з гармонічних коливань, частота яких у наведеному спектрі у k разів більша частоти вихідних коливань. Розглянемо два методи побудови перемножувачів частоти. Перший метод назвемо тригонометричним. Він базується на застосуванні наступних тригонометричних виразів:

$$\cos^2 \alpha - \sin^2 \alpha = \cos 2\alpha ; \quad (3.20)$$

$$2 \sin \alpha \cos \alpha = \sin 2\alpha ; \quad (3.21)$$

$$\cos n_1 \alpha \cos n_2 \alpha - \sin n_1 \alpha \sin n_2 \alpha = \cos(n_1 + n_2) \alpha ; \quad (3.22)$$

$$\sin n_1 \alpha \cos n_2 \alpha - \cos n_1 \alpha \sin n_2 \alpha = \sin(n_1 + n_2) \alpha . \quad (3.23)$$

На рис. 3.8 зображена структура перемножувача частоти коливань на коефіцієнт п'ять.

На виході КСГ отримаємо квадратурні компоненти $C_F(n)$ і $S_F(n)$ з частотою коливання F . Застосовуючи вирази (3.20) і (3.21), отримаємо квадратурні компоненти $C_{2F}(n)$, $S_{2F}(n)$, $C_{4F}(n)$ і $S_{4F}(n)$ коливань з відповідними частотами: $2F$ та $4F$. Потім, застосовуючи вирази (3.22) і (3.23), зі складових $C_F(n)$, $S_F(n)$, $C_{4F}(n)$ і $S_{4F}(n)$ отримаємо квадратурні компоненти $C_{5F}(n)$ і $S_{5F}(n)$ з коливання, частота якого у 5 разів вища початкової.

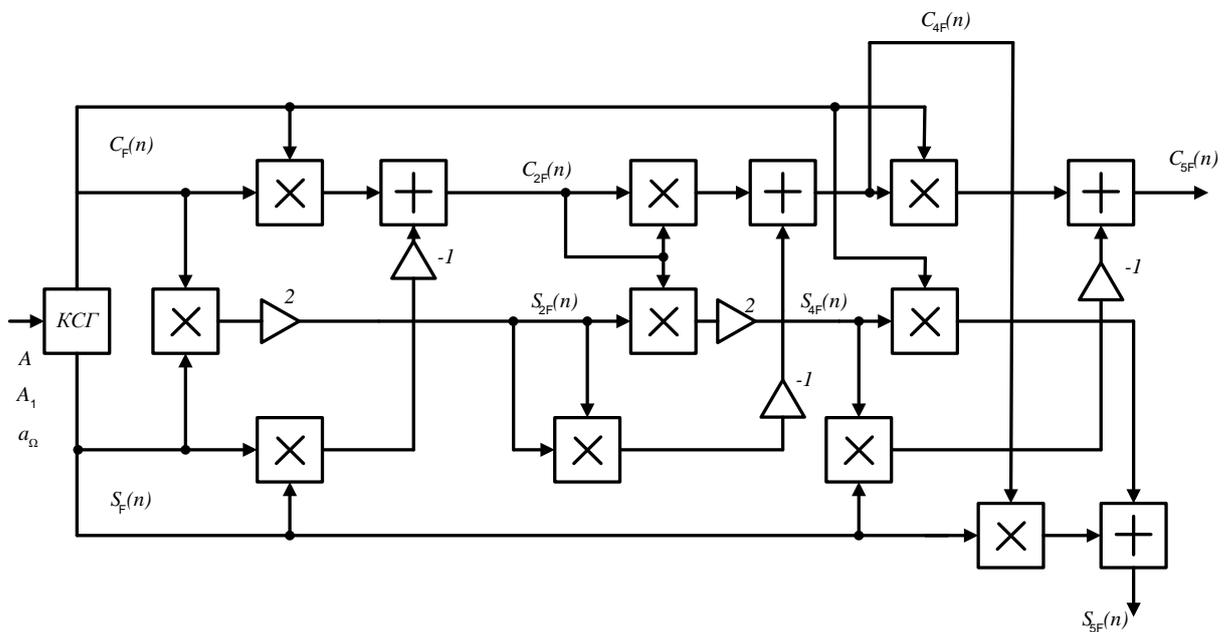


Рисунок 3.8 – Структура тригонометричного перемножувача частоти у 5 разів

За даним алгоритмом можна помножити частоту F у будь-яке ціле число разів k , доки виконується така умова

$$kF < 0,5F_\delta . \quad (3.24)$$

Другий метод побудови перемножувачів частоти називається алгебраїчним. Цей метод застосовується лише у тому випадку, коли цифровий генератор вихідних коливань побудовано на базі генератора пилки (ГП). Структура алгебраїчного помножувача частоти наведено на рис. 3.9. Сутність побудови цього помножувача базується на тому, що частота ГП лінійно залежить від значення коефіцієнта a_{Ω}

$$F = a_{\Omega} \frac{F_d}{2M}. \quad (3.25)$$

Якщо задати коефіцієнт a_{Ω} , що надходять на вхід керування частотою ГП (цифровий інтегратор без фіксування переповнення), то, помноживши його на число k , і подавши на вхід іншого ГП, на його виході отримаємо пилкоподібне коливання, частота якого у k разів більша частоти вихідного коливання. Це твердження випливає з (3.25).

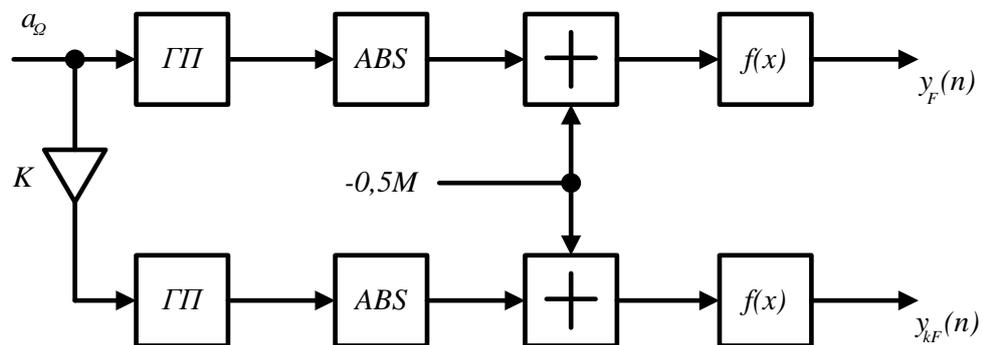


Рисунок 3.9 – Структура алгебраїчного перемножувача частоти у k разів

Після перетворення сигналу-пилки у гармонічне коливання отримаємо помножувач частоти у k разів. Це число k повинно задовольняти умові (3.24). Призначення подільників частоти - сформувати відліки з гармонічних коливань, частота яких у наведеному спектрі у k разів менша частоти вихідних коливань. Подільники частоти можна побудувати за двома способами, які умовно називають тригонометричним та алгебраїчним.

В основі функціонування тригонометричних подільників частоти лежать наступні тригонометричні вирази

$$\cos \frac{\alpha}{2} = \pm \sqrt{\frac{1 + \cos \alpha}{2}} \quad (3.26)$$

$$\sin \frac{\alpha}{2} = \pm \sqrt{\frac{1 - \cos \alpha}{2}}$$

Однак безпосереднє застосування цих виразів у подільниках частоти на 2 неможливо, тому що не визначено знак перед радикалом. Для визначення правила вибору знака перед радикалом на рис. 3.10 наведено часові діаграми відліків квадратурних компонент $C_F(n)$ та $S_F(n)$ основної частоти та компонент $C_{F/2}(n)$ та $S_{F/2}(n)$ частоти, що зменшена у 2 рази.

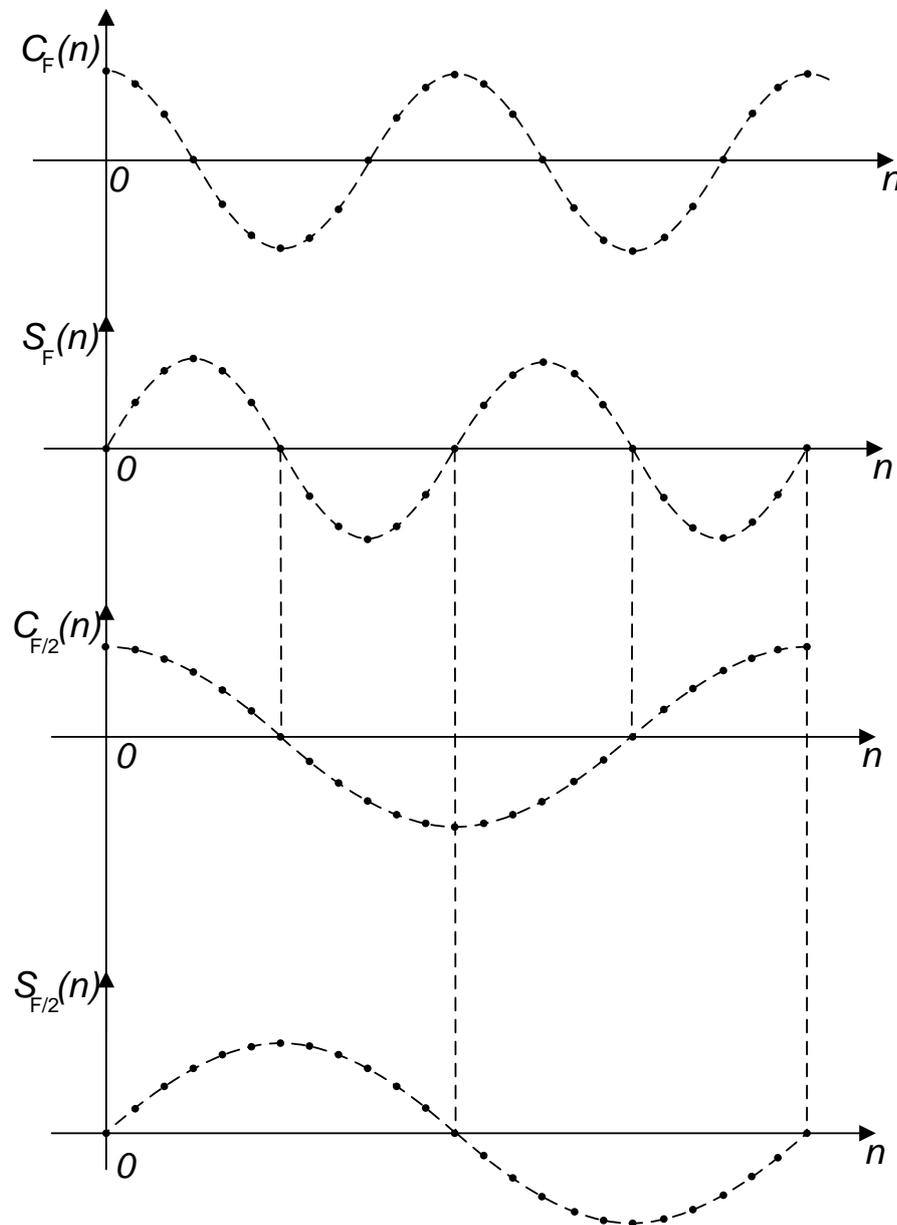


Рисунок 3.10 – Часові діаграми тригонометричного подільника частоти на 2

З рисунка 3.10 видно, що зміна знаку перед радикалами у виразі (3.26) повинна відбуватися при зміні знака відліків у компоненті $S_F(n)$ з урахуванням знака компоненти $C_F(n)$.

На рис. 3.11 наведено структуру тригонометричного подільника частоти на два.

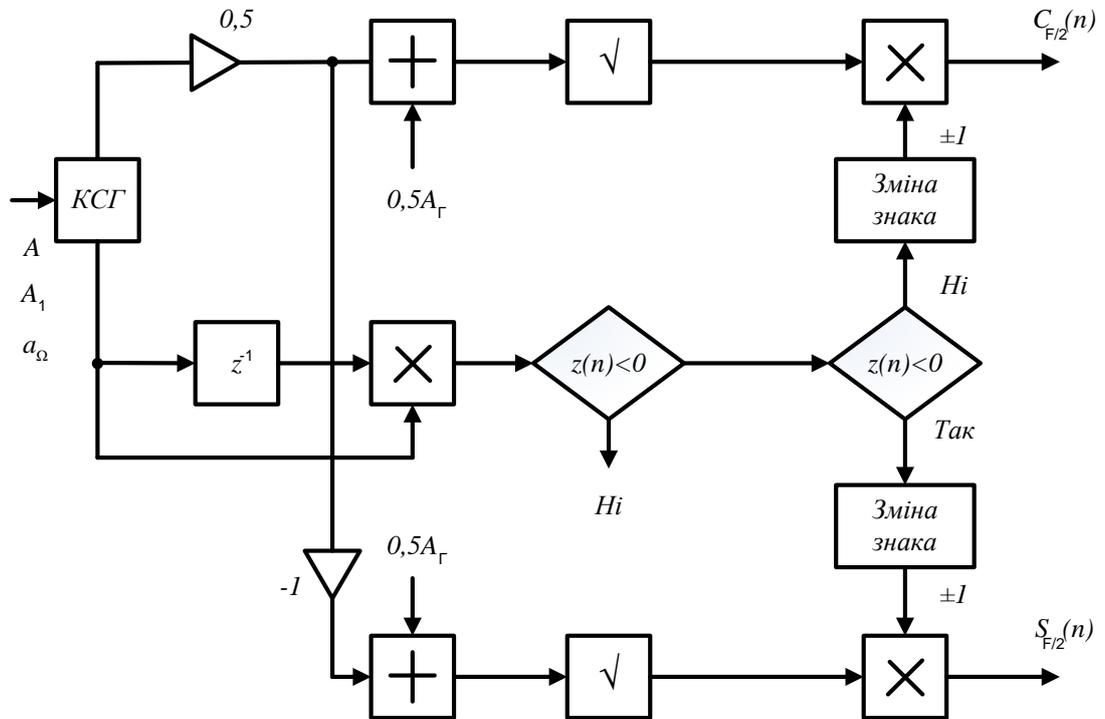


Рисунок 3.11 – Структура тригонометричного подільника частоти на 2

Тригонометричний подільник частоти на 2 містить: КСГ, блок для виділення зміни знаку компоненти $S_F(n)$, блок задання умови $z(n) < 0$, де $z(n) = S_F(n) \cdot S_F(n-1)$, 2 блоки визначення квадратного кореня, 2 блоки зміни знаку ± 1 з блоком умови $z(n)C_F(n) > 0$ та суматори і перемножувачі. На виходах подільника частоти отримаємо відліки $C_{F/2}(n)$ та $S_{F/2}(n)$ квадратурних компонентів з частотою $F/2$ й амплітудою $\sqrt{A_2}$, де A_2 – амплітуда вихідних коливачів КСГ. Якщо помножити відліки $C_{F/2}(n)$ та $S_{F/2}(n)$ на число $\sqrt{A_2}$, то амплітуда їх буде дорівнювати A_2 . З компонентів $C_{F/2}(n)$ та $S_{F/2}(n)$ за структурою на рис. 3.11 можна отримати компоненти $C_{F/4}(n)$ та $S_{F/4}(n)$ з частотою в 4 рази меншою вихідної.

Отже, тригонометричні подільники дозволяють розділити частоту тільки у 2^k разів. Окрім того, наявність в подільнику блоків знаходження квадратного кореня ускладнює реалізацію тригонометричних подільників частоти.

Зазначених вище недоліків не має алгебраїчний подільник частоти, структуру якого наведено на рис. 3.12.

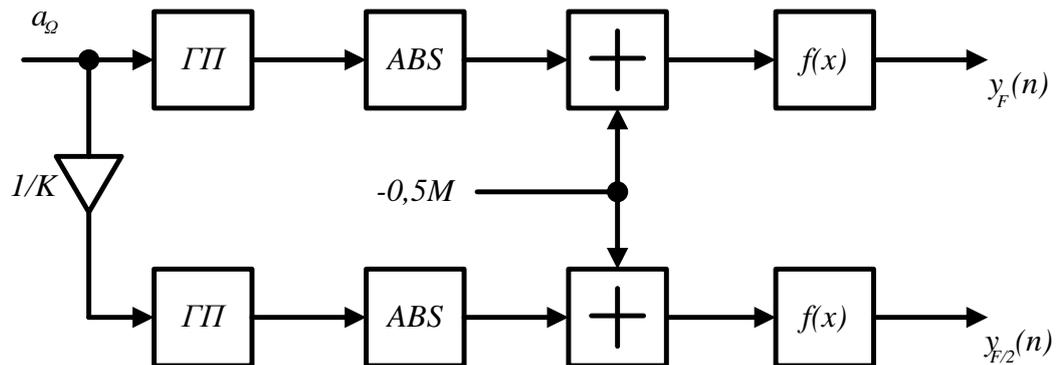


Рисунок 3.12 – Структура алгебраїчного подільника частоти в k разів

Алгебраїчний подільник функціонує на базі ГП та використовує лінійний зв'язок частоти ГП з коефіцієнтом a_Ω . Якщо цей коефіцієнт a_Ω помножити на значення $1/k$, та подати на вхід іншого ГП, то на його виході частота пилки зменшиться у k разів, причому k – довільне число. В результаті нелінійних функціональних перетворень з сигналу-пилки отримуємо відліки гармонічного коливання.

Порівняння алгоритмів функціонування тригонометричних і алгебраїчних помножувачів частоти дає можливість стверджувати, що ці помножувачі не завжди можуть бути взаємозамінними. Тригонометричні помножувачі дозволяють підвищити частоту коливань лише в ціле число разів, тобто, для них потрібно сформувати квадратурні компоненти вихідних сигналів. Алгебраїчні помножувачі частоти дозволяють підвищити частоту вихідних сигналів на неціле число, тобто, в них не потрібно формувати квадратурні компоненти, але

застосовувати їх можна лише у тих випадках, коли вихідний сигнал формується на базі генератора пилки.

Програмні витрати цих двох типів перемножувачів можуть відрізнятися в ту чи іншу сторону залежно від конкретних умов. Якщо вихідні сигнали представлено в квадратурі, то при малому коефіцієнті множення ($k = 2, 3, 4$) тригонометричні перемножувачі потребують менших витрат. Тому в алгебраїчних перемножувачах необхідно виконати нелінійне функціональне перетворення, що трансформує пилку у гармонічне коливання. В іншому випадку простіше будуть алгебраїчні перемножувачі. Тригонометричні та алгебраїчні подільники частоти також є не завжди взаємозамінні. Їх програмні витрати залежать від конкретних умов реалізації, але операція визначення квадратного кореня в тригонометричному подільнику частоти підвищує його програмні витрати.

4 АНАЛІЗ ПАРАМЕТРІВ ЗАСОБІВ З ЦИФРОВИМ ОБРОБЛЕННЯМ СИГНАЛІВ

4.1 Оцінювання програмних витрат засобів з ЦОС

Оцінювання засобів ЦОС за узагальненим показником $E_{\text{ц}} = N_{\text{нд}} p Q$, є складною задачею, тому що на початковому етапі невідомі значення $Q = F_{\text{д}} / P_{\text{с}}$ та p . Тому порівняння та оцінювання засобів ЦОС проведемо за значенням $N_{\text{нд}}$, вважаючи, що значення Q та p однакові для всіх засобів ЦОС.

Програмні витрати $N_{\text{нд}} = N_{\text{н}} + N_{\text{д}}$ залежать не лише від алгоритмів роботи засобів ЦОС, але і від ЦОЗ, на яких вони реалізуються. ЦОЗ відрізняються один від одного архітектурою та елементною базою, тобто типами процесорів. Процесори, у свою чергу, розрізняються мовою програмування, командами керування та архітектурою. В одних процесорах кількість команд більше, вони різноманітніші, в інших процесорах кількість команд менше. В одних ЦОЗ є апаратні перемножувачі, в інших – ні.

Водночас мова асемблера як найбільш поширена мова програмування цифрових сигнальних процесорів містить деякий набір команд, який не залежить від типу процесора. Тому, враховуючи основні команди асемблера, можна оцінити програмні витрати розглянутих вище засобів з ЦОС, що реалізовані за різними алгоритмами та схемами.

Оцінювання програмних витрат у вигляді виразів зведено у табл. 4.1, в якій окремо наведені витрати на комірки пам'яті даних $N_{\text{д}}$ (коефіцієнтів та змінних) та пам'яті програм $N_{\text{н}}$. Деяка неоднозначність в оцінюванні $N_{\text{н}}$ пояснюється відмінністю команд програмування в різних типах процесорів. При цьому передбачалося, що у складі ЦОЗ є апаратний перемножувач, тому команди додавання, віднімання та множення вважаються еквівалентними.

Таблиця 4.1 – Програмні витрати на реалізацію засобів з ЦОС

Найменування засобів ЦОС	N_δ	N_n	Середнє значення $N_{нд}$
Рекурсивні ЦФ з кількістю біквдратних ланок R_2	$(4 \div 8)R_2$	$(10 \div 16)R_2$	$20R_2$
Рекурсивні ЦФ без програмної пам'яті	$10R_2$	0	$10R_2$
Нерекурсивні ЦФ порядку N	$2(N+1)$	$(1 \div 3)N$	$4N+2$
Нерекурсивні ЦФ без програмної пам'яті	$2(N+1)$	0	$2(N+1)$
Рекурсивні ФР з кількістю всепропускних ланок R_1	$(3 \div 4)R_1$	$(6 \div 10)R_1$	$12R_1$
Нерекурсивні ФР (ПГ) порядку N	$2(N+1)$	$(1 \div 3)N$	$4N+2$
Вузли $y = \sqrt{x} \approx \sum_{k=0}^q a_k x^k$	$q+3$	$(3 \div 5)q$	$5q+3$
Вузли з k умовними переходами ($q_1 < q$)	$q_1 + 3 + k$	$(3 \div 5)q + k$	$5q + 2k + 3$
Амплітудні обмежувачі без ФР (ПГ)	$q+5$	$(3 \div 5)q + 4$	$5q + 9$
Амплітудні обмежувачі з k умовними переходами ($q_1 < q$)	$q_1 + 5 + k$	$(3 \div 5)q + k + 4$	$5q + 2k + 9$
ККСГ на базі ЦР	$9+q$	$(4 \div 8)q + (16 \div 20)$	$8q + 28$
ККСГ на базі ГП ($q=m$)	$9+q$	$(3 \div 5)q + 4$	$8q + 13$
Алгебраїчні перемножувачі та подільники частоти коливань	$q+3$	$(3 \div 5)q + 5$	$5q + 8$
Тригонометричні перемножувачі частоти у k разів без ФР	$\log_2 k + 3$	$(3 \div 5) \log_2 k$	$4 \log_2 k + 3$
Тригонометричні подільники частоти у 2^k разів без ФР	$k + q + 3$	$(3 \div 4)k + (4 \div 8)q$	$4k + 6q + 3$
Цифрова лінійна затримка на N елементах	N	$(1 \div 2)N$	$2N$
Пропорційно-інтегровальний фільтр (ПФ)	3	$4 \div 6$	8

Наведені у табл. 4.1 вирази дозволяють порівняти програмні витрати різних засобів з ЦОС та різних алгоритмів їх роботи.

Необхідна розрядність АЦП та ЦОЗ визначається засобами з ЦОС, які вимагають для реалізації максимальної розрядності.

До таких засобів відносять зазвичай цифрові фільтри. Визначенням необхідної розрядності АЦП та ЦОЗ для цифрових фільтрів здійснюється при побудові конкретних типів телекомунікаційних систем.

4.2 Визначення розрядності АЦП в ЦОЗ

Одним з важливих питань в побудові ЦОЗ для цифрових фільтрів є визначення розрядності АЦП. Від розв'язання цієї задачі залежать вартісні, швидкісні та якісні показники цифрових фільтрів. У [13] наведено методика визначення необхідного числа розрядів АЦП і регістрів ЦОЗ за допусками до відхилення реальної АЧХ фільтра від бажаної. Водночас ця методика не враховує можливого впливу на вході АЦП суми сигналу та завади і не пов'язує число розрядів АЦП з вимогами по згасання фільтра у смузі загородження. У [14] розглянуто питання визначення розрядності АЦП в телекомунікаційних системах псевдошумових сигналів, що функціонують при малому відношенні сигнал/шум. У [13] необхідна розрядність АЦП пов'язується з необхідним динамічним діапазоном телекомунікаційної системи та виникаючими в ній інтермодуляційних завад. Але наведені там формули не визначають залежності розрядності АЦП з параметрами фільтра та завад.

Розв'яжемо задачу отримання виразів для визначення кількості розрядів АЦП, що враховують зниження відношення сигнал/шум на виході ЦФ порівняно з аналоговим фільтром і також вимоги до згасання фільтра у смузі загородження при впливі на вході АЦП суми сигналу та вузькосмугової завади.

Припустимо, що в телекомунікаційній системі діє ідеальна АРП, що забезпечує на вході АЦП усталенність середньої потужності адитивної суміші сигналу, завади та шуму.

На рис. 4.1 наведено: аналоговий смуговий фільтр АФ (а), цифровий смуговий фільтр ЦФ (б), що містить у своєму складі АЦП на вході, блок обчислювачів (БО) та ЦАП на виході. На рис. 4.1 наведено послідовно з'єднані аналоговий фільтр АФ та комплект АЦП-ЦАП. У випадку, коли блок обчислень (БО) на рис. 4.1,б не вносить шумів, то відношення сигнал/шум на виході ЦАП у структурах на рис 4.1б, в буде однаковим при однакових вхідних сигналах.

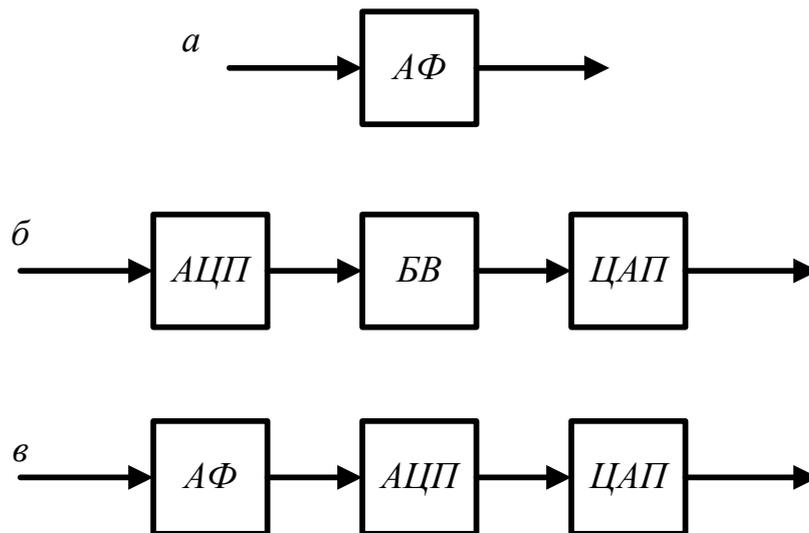


Рисунок 4.1 – Структури аналогового та цифрового фільтрів

Уведемо такі позначення: $h_{АФ} = (\sigma_c / \sigma_{ш})_{ВихАФ}$, $h_{ЦФ} = (\sigma_c / \sigma_{ш})_{ВихЦФ}$ відношення сигнал/шум на виходах АФ та ЦФ відповідно. Внаслідок внесення комплектом АЦП-ЦАП шумів квантування має місце така нерівність: $h_{АФ} > h_{ЦФ}$.

Уведемо коефіцієнт $\gamma = \frac{h_{АФ}}{h_{ЦФ}} > 1$, який вказує у скільки разів відношення сигнал/шум на виході АФ вище такого параметру на виході ЦФ при однакових АЧХ та вхідних сигналах. Шуми квантування АЦП-ЦАП є некорельованими з вхідним флуктуаційним шумом, тому їх дисперсії $D_{ш}$ і $D_{шк}$ на виходах ЦФ підсумовуються. Тоді можна записати

$$\gamma = \left(\frac{h_{A\Phi}}{h_{ЦФ}} \right)^2 = \frac{D_c / D_{ш}}{D_c / (D_{ш} + D_{шк})} = 1 + h^2_{A\Phi} \frac{D_{шк}}{D_c}. \quad (4.1)$$

Враховуючи, що

$$D_{шк} = 1/3S^2,$$

де $S = 2^p$ – число рівнів квантування АЦП;

p – число двійкових розрядів;

$$D_c = 1/K_{\Pi}^2;$$

K_{Π} – значення пікфактору сигналу.

Підставимо значення D_c та $D_{шк}$ у вираз (4.1) та отримаємо формулу для розрахунку числа розрядів АЦП та ЦАП при заданих значеннях $h_{A\Phi}$, γ , K_{Π}

$$p \geq \log_2 \frac{h_{A\Phi} \cdot K_{\Pi}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \quad (5.2)$$

З цього виразу можна стверджувати, що для забезпечення умови $\gamma \rightarrow 1$ число розрядів $p \rightarrow \infty$. Водночас (4.2) не пов'язує розрядність p до вимог АЧХ цифрового фільтра. Для дослідження цього зв'язку цифровий фільтр можна розглядати як прототип аналогового фільтра, який повинен забезпечити фільтрацію вузькосмугової завади із заданим коефіцієнтом послаблення $A_3 = \frac{K_0}{K_3}$, де K_0 , K_3 – відповідні коефіцієнти передавання фільтра у смузі пропускання та загородження. Якщо досліджуваний сигнал знаходиться у смузі пропускання, а завада - у смузі загородження (рис 4.2), тоді $h_{A\Phi} = h_{ВХ} \cdot A_3$. Вважаючи $h_{A\Phi \text{мін}}$, отримаємо

$$\sigma_{ПВх} = \sigma_{СВх} \cdot A_3 / h_{A\Phi \text{мін}}. \quad (4.3)$$

Тоді для суми сигналу та завади маємо

$$\sigma_{CBx} + \sigma_{PBx} = \sigma_{CBx} \left(1 + \frac{A_3}{h_{A\Phi_{\min}}}\right).$$

Необхідне число розрядів АЦП для цього виразу з урахуванням (4.2) визначимо з такої формули:

$$p_{АЦП} = \log_2 \frac{h_{A\Phi} \cdot K_{II}}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}} + \log_2 \left(1 + \frac{A_3}{h_{A\Phi_{\min}}}\right) = \log_2 \frac{K_{II} (h_{A\Phi_{\min}} + A_3)}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}} \quad (4.4)$$

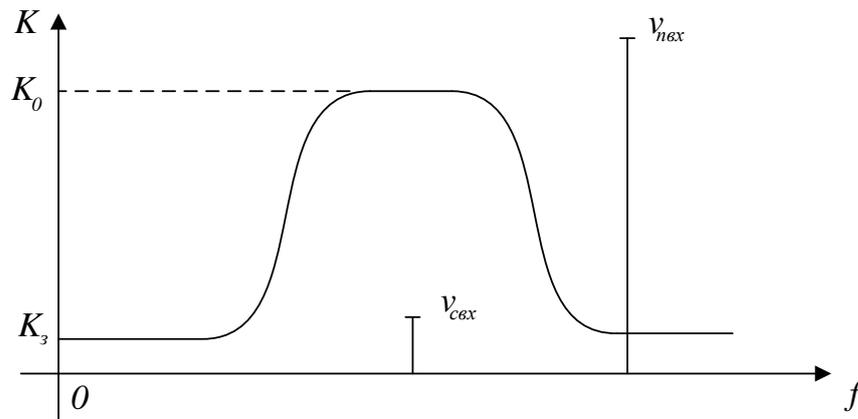


Рисунок 4.2 – АЧХ смугового фільтра зі спектрами сигналу та завади

Зазвичай $h_{A\Phi_{\min}} \ll A_3$, тому

$$p_{АЦП} \geq \log_2 \frac{K_{II} A_3}{\sqrt{3(\gamma^2 - 1)}}. \quad (4.5)$$

Ця формула враховує вимоги до АЧХ фільтра. З неї випливає, що розрядність АЦП зростає зі збільшенням коефіцієнта послаблення фільтра A_3 при заданих значеннях γ , K_{II} . Тому, якщо $A_3 = 10^3$, $\gamma = 1,1$, $K_{II} = 3$, $p_{АЦП} = 12$.

Розглянемо задачу, що буде на виході цифрового фільтра, якщо умова (4.5) не виконується, рівень завади σ_{II} зростає, але за рахунок дії АРП ефект обмеження в АЦП не виникає. Вважаючи в (4.5) значення K_{II} та $h_{A\Phi_{\min}}$, що дорівнюють одиниці, виділимо 2 режими роботи ЦФ

- перший режим, коли $p_{АЦП} \geq \log_2 A_3$;

- другий режим, коли $p_{\text{АЦП}} < \log_2 A_3$.

У першому режимі на виході ЦФ буде знижуватись відношення сигнал/шум і сигнал буде спотворюватись шумами квантування.

У другому режимі буде відбуватися забиття сигналу завадою та шумами квантування.

Визначення розрядності АЦП у режимі приймання широкосмугових псевдошумових сигналів на фоні білого шуму розглянуто у [14]. В цій роботі доведено, що у більшості практичних випадків телекомунікаційні системи з ПШС будують з бінарним АЦП, а у разі необхідності з додатковою рандомізацією. Це виявляється можливим завдяки застосуванню складних ПШС, що характеризуються великою базою сигналу.

4.3 Визначення розрядності регістрів ЦОЗ

Традиційно ЦОЗ з фіксованою комою працюють з числами по модулю меншими одиниці. При реалізації рекурсивних ЦФ коефіцієнт передачі рекурсивних ланок більше 1, тому для усунення переповнення розрядної сітки ЦОЗ необхідно здійснити масштабування вхідних даних. Ця операція здійснюється шляхом множення їх на такий коефіцієнт:

$$M_p \leq K_{p.\text{макс}}^{-1},$$

де $K_{p.\text{макс}}$ – максимальне значення коефіцієнта передачі рекурсивних елементів.

Замість коефіцієнта M_p часто використовують найближче менше число 2^{-n} , де n – ціле число. Тоді операція множення вихідного коду АЦП замінюється зсувом вправо на n розрядів. При зсуві кодів вправо може відбутися забиття сигналу в ЦОЗ: зникнення розрядів, що відображають значення цифрового сигналу.

Для того, щоб при масштабуванні вихідних кодів АЦП (при зсуві вправо) не зникли інформаційні розряди, необхідно, щоб число двійкових розрядів у регістрах ЦОЗ було не меншим значення

$$p_{rq} = p_{АЦП} + 1 + n . \quad (4.6)$$

Одиниця в виразі (4.6) враховує знаковий розряд АЦП. Слід зазначити, що число n зростає при збільшенні добротності, що входять до складу ЦФ рекурсивних ланок. Тому для зменшення числа розрядів регістра, а отже і розрядності суматорів та перемножувача, при одночасному збереженні вимог до коефіцієнта A_3 інколи доводиться використовувати у ЦФ більше число малодобротних рекурсивних ланок.

Можливий ще один метод скорочення числа двійкових розрядів регістрів, ЦАП та АЦП. Сутність його полягає у наступному. При подачі на вхід АЦП слабкого сигналу та інтенсивної завади поза смугою пропускання ЦФ, рівень вихідного сигналу ЦАП буде малий внаслідок ослаблення завад у ЦФ. У цьому випадку старші розряди вхідних кодів ЦАП дорівнюють нулю. Цю обставину можна врахувати і виключити з вхідних кодів АЦП кілька старших значущих розрядів, що відображають значення напруги завади. Інформацію про сигнали несуть у цьому випадку лише молодші розряди АЦП, тому при зсуві кодів з виходу АЦП вліво на декілька розрядів вони зберігаються.

Застосування даного зворотного зв'язку у ЦФ дозволяє понизити вимоги до коефіцієнта A_3 фільтра і тим самим зменшити необхідне число вихідних розрядів АЦП, ЦАП і регістрів ЦОЗ. Зменшення числа розрядів у регістрах ЦОЗ можна домогтися, якщо реалізацію рекурсивних ЦФ здійснювати за структурою, представленою на рис. 4.3. У цій структурі нерекурсивну частину другої біквдратної ланки ввімкнено перед рекурсивною частиною першої біквдратної ланки.

При такій реалізації ЦФ на 2 елементи збільшується число елементів затримки у ЦФ, але масштабувальний коефіцієнт M_{p1} визначається як

$$M_{p1} = (K_{m2} \cdot K_{p1})^{-1},$$

де K_{m2}, K_{p1} - коефіцієнти передачі нерекурсивної та рекурсивної частини другої та першої ланок на частоті Θ_{p1} .

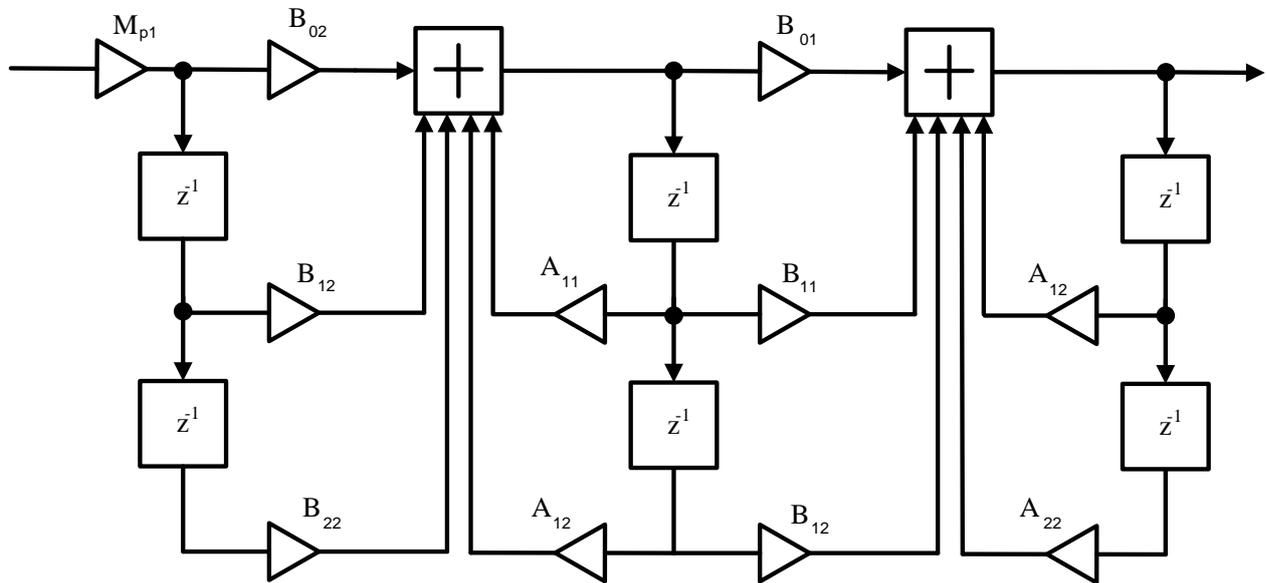


Рисунок 4.3 – Структура рекурсивного ЦФ з перенесенням нерекурсивної частоти на вхід фільтра

При $K_{m2} < 1$ коефіцієнт $M_{p1} > M_p$, тому значення n у (4.6) зменшується. У цьому методі також використовується операція перестановки.

4.4 Аналіз характеристик пристрою вибірки-зберігання

Існує кілька типів АЦП, що відрізняються за принципом дії та за побудовою. Найвищою швидкодією характеризуються АЦП паралельного типу, але у них важко реалізувати число вихідних двійкових розрядів більше 10. У засобах цифрового оброблення сигналів з широким динамічним діапазоном найбільшого поширення набули АЦП порозрядного кодування. Тому розглянемо специфічні спотворення, що виникають в АЦП цього типу за умови відсутності пристрою вибірки-зберігання (ПВЗ) на вході АЦП.

Швидкодія АЦП характеризується часом перетворення сигналу у цифровий код $t_{АЦ}$. За відсутності ПВЗ вхідний сигнал $x(t)$ АЦП за час $t_{АЦ}$ може змінитися на деяке значення. На рис. 4.4 наведено часові діаграми, що демонструють процес перетворення змінного рівня сигналу у двійковий код в АЦП порозрядного типу. На рисунку представлено вхідний сигнал $x(t)$ (а) та сигнал порівняння на другому вході компаратора АЦП (б), де v_0 - значення напруги старшого розряду ЦАП, що входить до складу АЦП.

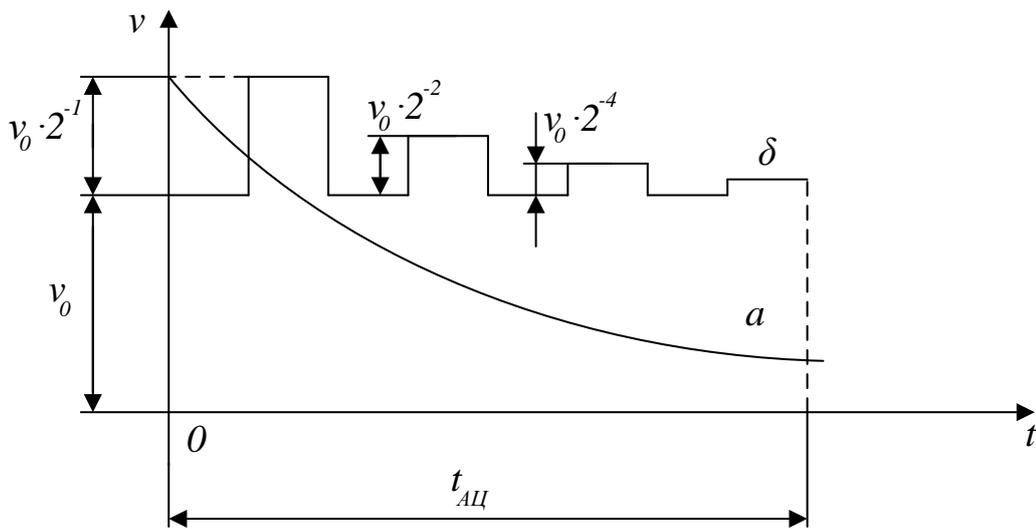


Рисунок 4.4 – Часові діаграми, які демонструють перетворення змінного у часі сигналу у вихідний двійковий код АЦП порозрядного типу

З рис. 4.4 видно, що в АЦП порозрядного типу вихідний код з однаковою ймовірністю може відповідати будь-якому з рівнів вхідного сигналу $x(t)$, в межах яких він змінюється за час $t_{АЦ}$.

На рис. 4.5 зображено гармонічний вхідний сигнал $x(t) = R \cos(\omega_c t)$ АЦП без ПВЗ на вході. З рис. 4.5 видно, що залежно від моменту початку перетворення приріст $h(\tau)$ рівня сигналу за час $t_{АЦ}$ змінюється та визначається як

$$h(\tau) = A \cos \omega_c \tau - A \cos \omega_c (\tau + t_{АЦ}) \quad (4.7)$$

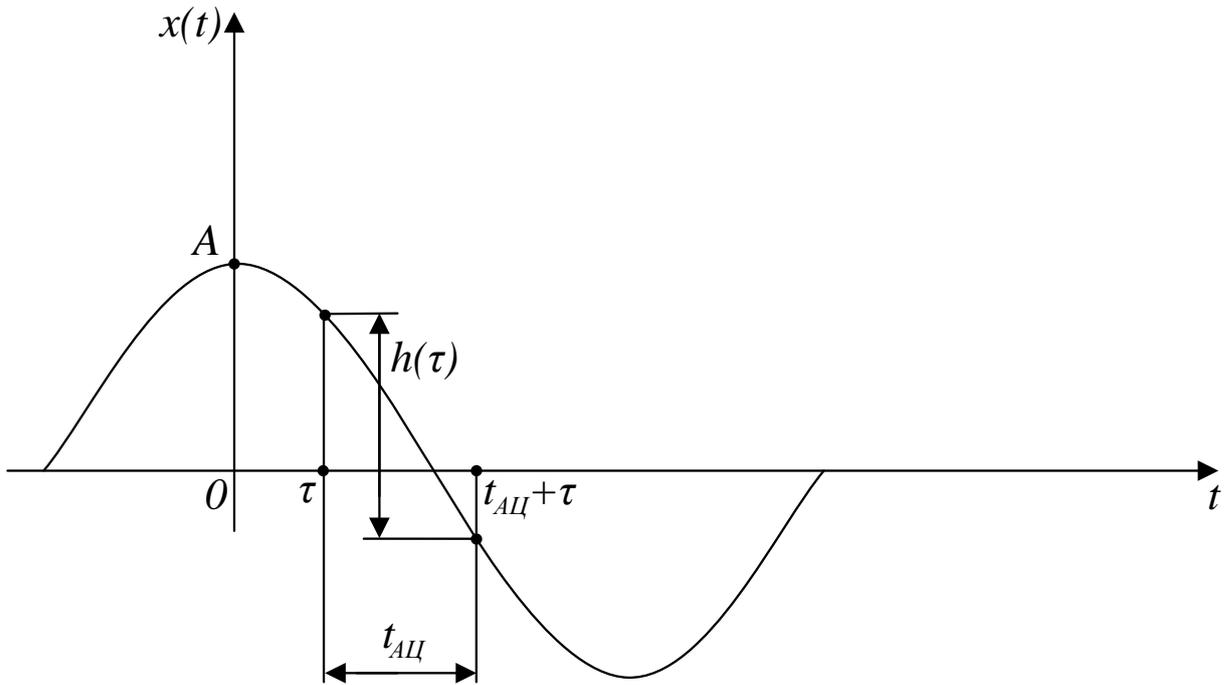


Рисунок 4.5 – Гармонічний вхідний сигнал АЦП без ПВЗ

Усереднений за півперіоду приріст рівня сигналу дорівнює

$$h_{cp} = \frac{2}{T_c} \int_0^{0.5T_c} h(\tau) d\tau, \quad (4.8)$$

де $T_c = \frac{2\pi}{\omega_c}$.

Підставимо у (4.8) вираз (4.7) та отримаємо

$$h_{cp} = \frac{2A}{\pi} \sin \omega_c t_{\PhiЦ}, \quad (4.9)$$

де $\omega_c = 2\pi f_c$, $A \leq 1$ - проноормована амплітуда вхідного сигналу.

З цього виразу отримаємо формулу для розрахунку максимального значення частоти вхідного сигналу $f_{\text{макс}}$, при якій можна застосовувати АЦП без використання ПВЗ

$$f_{\text{макс}} \leq \frac{1}{2\pi \cdot t_{\text{АЦ}}} \arcsin\left(\frac{\pi h_{cp}}{2A}\right) \approx \frac{h_{cp}}{4A \cdot t_{\text{АЦ}}}, \quad (4.10)$$

при цьому: $\frac{h_{cp}}{2A} \ll 1$.

Найбільш складними є умови, що задають $h_{cp} = h_y$, де $h_y = \frac{2}{(2^p - 1)}$ крок квантування АЦП, p – число двійкових розрядів АЦП. У цьому випадку маємо

$$f_{\max} \leq [2At_{AC}(2^p - 1)]^{-1}. \quad (4.11)$$

Менш критичною є умова: $h_{cp} = \Delta$, де $\Delta = h_y \cdot M_{M3P}$ – диференційна нелінійність АЦП, M_{M3P} – вказано у довідникових даних для АЦП число одиниць молодшого розряду, що визначає диференціальну нелінійність АЦП.

Для цього випадку

$$f_{\max} \leq \frac{M_{M3P}}{2At_{AC}(2^p - 1)}. \quad (4.12)$$

Якщо допустима дисперсія шумів квантування: $D_{шк} = \frac{h_{cp}^2}{12}$, тоді

$$f_{\max} \leq \frac{\sqrt{12D_{шк}}}{4At_{AC}}. \quad (4.13)$$

Якщо задано допустимий коефіцієнт гармонік $K_{\Gamma 2}$, тоді

$$f_{\max} \leq \frac{K_{\Gamma 2}}{2At_{AC}}. \quad (4.14)$$

Якщо задано коефіцієнт нелінійних спотворень $K_f \leq \Delta$, тоді

$$f_{\max} \leq \frac{K_f}{4At_{AC}}. \quad (4.15)$$

АЦП з часом перетворення $t_{AC} = 1$ мкс є порівняно швидкодієним. Для даного АЦП на базі отриманих виразів визначимо частоту f_{\max} при амплітуді вхідного сигналу $A = 1$. Для $p = 10$ отримаємо: $f_{\max} \leq 500$ Гц. Для $M_{M3P} = 8$ і $p = 10$ маємо $f_{\max} \leq 4000$ Гц. Для $K_{\Gamma 2} = 0,5\%$ отримаємо $f_{\max} \leq 2500$ Гц. Для $K_{\Gamma 2} = 0,5\%$ маємо $f_{\max} \leq 1250$ Гц.

Наведені приклади свідчать про те, що порівняно швидкодійний АЦП без ПВЗ на вході має дуже вузький робочий діапазон вхідних перетворюваних сигналів. Сигнали з частотами $f > f_{\text{макс}}$ так само будуть перетворюватися в АЦП, але крок квантування h'_y буде визначитися за виразом

$$h'_y = 4At_{\text{АЦ}}f. \quad (4.16)$$

Збільшення значення кроку квантування еквівалентно зменшенню числа двійкових розрядів АЦП до значення p' , що визначається за виразом

$$p' = \log_2\left(\frac{1}{2At_{\text{АЦ}}f} + 1\right). \quad (4.17)$$

Водночас зі зменшенням числа розрядів збільшуються шуми квантування. Для усунення цього недоліку перед АЦП вмикають ПВЗ. З рис. 4.5 видно очевидну вимогу до ПВЗ: за час зберігання $t_{\text{зр}} \geq t_{\text{АЦ}}$ зменшення збереженого на конденсаторі ПВЗ перетворюваное у вихідний код напруги не повинно перевищувати значення $v_0 h_y$, де v_0 – значення опорної напруги АЦП.

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 засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» 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 засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» 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	0	0	68
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	60	55	0
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)	0	0	0

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	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		61,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як принципово нова, тобто робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження.

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	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	65	68	68
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	0	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	67,0		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків,

взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [18]:

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

де $k_{\text{нов}}, k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 61,0, k_{\text{теор}} = 67,0$ балів;

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

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 61,0 + 0,4 \cdot 67,00 = 63,40 \text{ балів.}$$

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 засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах», даний рівень становить 63,40 балів і відповідає статусу - середній 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 засобів цифрового оброблення сигналів у

телекомунікаційних системах», 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 [18]:

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

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, $T_p=21$ дні.

$$Z_o = 18000,00 \cdot 7 / 21 = 5409,11 \text{ грн.}$$

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 науково-дослідної роботи	18000,00	772,73	7	5409,11
Науковий співробітник	17500,00	750,00	21	15750,00
Лаборант	8300,00	681,82	7	4772,74
Всього				25931,85

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» 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 $M_M=8000,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [18];

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

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

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 8000,00 \cdot 1,00 \cdot 1,15 / (21 \cdot 8) = 54,76 \text{ грн.}$$

$$Z_{p1} = 54,76 \cdot 6,00 = 328,57 \text{ грн.}$$

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
Підготовка робочого місця дослідника телекомунікаційних систем	6,00	1	1,00	54,76	328,57
Монтаж дослідної телекомунікаційної системи	8,00	3	1,35	73,93	591,43
Монтаж засобів цифрового оброблення сигналів	5,00	4	1,50	82,14	410,71
Налагодження засобів цифрового оброблення сигналів	5,50	5	1,70	93,10	512,02
Формування бази даних дослідження	11,00	3	1,35	73,93	813,21
Контроль ходу фізичного експерименту	11,00	4	1,50	82,14	903,57
Всього					3559,52

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

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

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (5.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{дод}} = (25931,85 + 3559,52) \cdot 10 / 100\% = 2949,14 \text{ грн.}$$

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:

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

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

$$3n = (25931,85 + 3559,52 + 2949,14) \cdot 22 / 100\% = 7136,91 \text{ грн.}$$

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 засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах».

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

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

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

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.

$$M_1 = 3,0 \cdot 201,00 \cdot 1,11 - 0 \cdot 0 = 669,33 \text{ грн.}$$

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 А-4 NEXO Everyday 500 листів	201,00	3,0	0	0	669,33
Папір офісний Офіс Центр А5 80г/м2 500 аркушів клас С	98,00	4,0	0	0	435,12
Набір настільний 12 предметів 4Office 4-415	220,00	3,0	0	0	732,60
Органайзер для канцелярії з годинником та календарем директора 31x17x11 см (RD-100)	680,00	1,0	0	0	754,80
Тонер HP універсальний MPT9 флакон, 1 кг SCC (TSM-MPT9-1)	510,00	1,0	0	0	566,10
ДИСК CD-R VERBATIM 700MB 80MIN 52X BULK 50	28,00	1,0	0	0	31,08
USB флеш накопичувач Transcend 128 Gb JetFlash 700 (TS64GJF700)	269,00	1,0	0	0	298,59
Всього					3487,62

5.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_e), які використовують при проведенні НДР на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у

телекомунікаційних системах», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

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

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

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

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

$$K_e = 3 \cdot 2850,00 \cdot 1,11 = 9490,50 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Цифровий інтерфейс PCI 620-TKS25	3	2850,00	9490,50
Модель передавача цифрового сигналу телекомунікаційної мережі	2	1890,00	4195,80
Модель приймача цифрового сигналу телекомунікаційної мережі	2	2400,00	5328,00
Всього			19014,30

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.

$$B_{\text{спец}} = 8880,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 9856,80 \text{ грн.}$$

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 осцилограф OWON SDS1022 (20 МГц, 2 канали)	1	8880,00	9856,80
Комплект метрологічного обладнання	1	12600,00	13986,00
Всього			23842,80

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:

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

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

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

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

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 2650,00 \cdot 1 \cdot 1,1 = 2915,00 \text{ грн.}$$

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
Математичне середовище розробки ANSYS	1	2650,00	2915,00
Прикладне програмне забезпечення розробки та моделювання	1	7860,00	8646,00
Пакет Visual System Simulator	1	5250,00	5775,00
Всього			17336,00

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:

$$A_{обл} = \frac{Ц_{б}}{T_{г}} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (5.11)$$

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;

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

$$A_{обл} = (32699,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 908,31 \text{ грн.}$$

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
Програмно-аналітичний комплекс проектування на базі Ryzen5 PRO 4650GE (11JJ0003UC)	32699,00	3	1	908,31
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних на базі i3-1115G4 (90PT02T2-M07510)	36899,00	3	1	1024,97
Обладнання виводу інформації	6700,00	4	1	139,58
Робоче місце дослідника спеціалізоване	8300,00	5	1	138,33
Офісна оргтехніка	7500,00	5	1	125,00
Приміщення лабораторії досліджень телекомунікаційних систем	480000,00	25	1	1600,00
ОС Windows	7890,00	3	1	219,17
Прикладний пакет Microsoft Office	7120,00	3	1	197,78
Всього				4353,14

5.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

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

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 $C_e = 11,02$ грн;

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

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

$$V_e = 0,45 \cdot 180,0 \cdot 11,02 \cdot 0,95 / 0,97 = 892,62 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 5.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Програмно-аналітичний комплекс проектування на базі Ryzen5 PRO 4650GE (11JJ0003UC)	0,45	180,0	892,62
Графічно-обчислювальний комплекс обробки даних на базі i3-1115G4 (90PT02T2-M07510)	0,45	180,0	892,62
Обладнання виводу інформації	0,10	5,0	5,51
Робоче місце дослідника спеціалізоване	0,06	180,0	119,02
Офісна оргтехніка	0,36	2,0	7,93
Цифровий осцилограф OWON SDS1022 (20 МГц, 2 канали)	0,12	120,0	158,69
Комплект метрологічного обладнання	0,26	120,0	343,82
Всього			2420,21

5.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» 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:

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

де H_{cb} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», приймемо $H_{cb}=0\%$.

$$B_{cb} = (25931,85 + 3559,52) \cdot 0 / 100\% = 0,00 \text{ грн.}$$

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», приймемо $H_{cn}=0\%$.

$$B_{cn} = (25931,85 + 3559,52) \cdot 0 / 100\% = 0,00 \text{ грн.}$$

5.2.11 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», приймемо $H_{ie} = 50\%$.

$$I_e = (25931,85 + 3559,52) \cdot 50 / 100\% = 14745,69 \text{ грн.}$$

5.2.12 Накладні (загально виробничі) витрати

До статті «Накладні (загально виробничі) 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 (загально виробничі) 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 (загально виробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 100\%$.

$$B_{нзв} = (25931,85 + 3559,52) \cdot 100 / 100\% = 29491,37 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

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

$$B_{заг} = 25931,85 + 3559,52 + 2949,14 + 7136,91 + 3487,62 + 19014,30 + 23842,80 + 17336,00 + 4353,14 + 2420,21 + 0,00 + 0,00 + 14745,69 + 29491,37 = 154268,56 \text{ грн.}$$

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 $\eta = 0,95$.

$$ZB = 154268,56 / 0,95 = 162387,95 \text{ грн.}$$

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 засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» 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 $I = 4$;

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

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

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

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 162387,95$ 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 [18].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = 4^2 \cdot 2 \cdot 4 / 162,4 \cdot 0,08 = 9,46.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5.4 Висновок до розділу 5

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» складають 162387,95 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

ВИСНОВКИ

У магістерській кваліфікаційній роботі проведено дослідження ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах.

Здійснено вибір та обґрунтування методу аналізу та синтезу пристроїв цифрової обробки сигналів. У результаті дослідження методів оброблення сигналів у телекомунікаційних системах доведено, що для зниження програмних часових витрат на виконання алгоритмів на базі ЦОС доцільним є розроблення методів синтезу засобів з ЦОС, що виконують одночасно декілька функцій, а саме: частотну фільтрацію, коригування спотворень, а також цифрових обчислювальних засобів з малими програмними затратами.

Показано, що структури засобів з ЦОС будуються на базі каскадних з'єднань різних вузлів. При цьому, вхідні в ці структури вузли при деталізації можна представити каскадним з'єднанням кількох пристроїв ЦОС. Цифровий обчислювальний засіб залежно від алгоритму функціонування може містити багатокаскадні фільтри, фазорозподілювачі та нелінійні функціональні перетворювачі. Для покращення адекватності дослідження особливостей засобів з ЦОС запропоновано використовувати метод, який називається операцією перестановки.

Згідно обраного методу у структурі засобу з ЦОС здійснюється перестановка місцями двох вузлів, кіл або елементів структури так, щоб результат перетворення від цієї перестановки не змінився. Такий метод дозволяє розв'язати ряд задач дослідження пристроїв з ЦОС, аналіза їх технічних параметрів і характеристик.

Обґрунтовано критерій ефективності пристроїв з ЦОС у телекомунікаційних системах, що є адекватним критерієм якості, у якому об'єднано частинні показники якості функціонування цифрових і аналогових засобів. Доведено, що для зниження часових витрат необхідно розробляти такі алгоритми цифрового оброблення сигналів, які при заданих показниках за

точністю оброблення характеризувались низькими витратами на програмні продукти, високу швидкодію та необхідку розрядність ЦОЗ, АЦП та ЦАП.

Проведено розробку засобів ЦОС, що входять до складу цифрових телекомунікаційних систем, а саме: рекурсивних цифрових фільтрів, цифрових генераторів сигналів синусоїдальної форми, цифрових еквівалентів резонаторів, перемножувачів та подільників частоти сигналів у задане число разів.

Виконано оцінювання програмних витрат різних засобів з ЦОС у телекомунікаційних системах. Доведено, що програмні витрати залежать не лише від алгоритмів функціонування засобів з ЦОС. Ці витрати визначаються також типами ЦОЗ, що використовуються у цих пристроях. Встановлено, що ЦОЗ відрізняються особливостями структур та компонентною базою, що використовується загалом при побудові телекомунікаційних систем.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Бортник Г.Г. Цифрова обробка сигналів / Г. Бортник, В. Кичак. – Вінниця: УНІВЕРСАМ-Вінниця, 2006. -167 с.
2. Довгий С. О. Сучасні телекомунікації / С. О. Довгий, О. Я. Савченко, П. П. Воробієнко. – К. : Український видавничий центр, 2002. – 520 с.
3. Бортник Г.Г. Методи та засоби обробки високочастотних сигналів: монографія / Бортник Г.Г., Кичак В.М. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 1998. – 132 с. – ISBN 966-7199-23-1.
4. Бортник Г.Г. Методи та засоби підвищення ефективності оцінювання фазового дрижання сигналів у телекомунікаційних системах: монографія / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2015. – 140 с.
5. Бортник Г.Г. Методи та пристрої оцінювання характеристик імпульсно-кодових модуляторів широкосмугових сигналів: монографія / Г.Г. Бортник, В.М. Кичак, Н.О. Пунченко. – Вінниця: ВНТУ, 2014. – 147 с.
6. Методи та засоби первинного цифрового оброблення радіосигналів: монографія / Г. Г. Бортник, М.В. Васильківський, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2016. – 168 с.
7. Бабак В.П. Обробка сигналів: підручник / В.П. Бабак, В.С. Хандецький, Е. Шрюфер. – К.: Либідь, 1996. – 392 с.
8. Волощук Ю.І. Сигнали та процеси у радіотехніці: підручник для студентів вищих навчальних закладів, том 1 / Волощук Ю.І. – Харків: Компанія СМІТ, 2003. – 580 с. – ISBN 966-8530-04-7.
9. Бортник Г.Г. Основи теорії багатоканального зв'язку: Навчальний посібник / Г.Г. Бортник, С.Г. Бортник, О.В. Стальченко. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 146 с.
10. Бортник Г. Г. Системи доступу : підручник для вузів / Г. Г. Бортник, В. М. Кичак, О. В. Стальченко. – Вінниця : УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2010. – 308 с.
11. Бортник Г.Г. Методи та засоби аналого-цифрового перетворення високочастотних сигналів: монографія / Г.Г. Бортник, Г.Г. Бортник, В.М. Кичак. – Вінниця: ВНТУ, 2013. – 128 с.

12. Крупельницький Л.В. Аналого-цифрові пристрої систем, що самокоригуються, для вимірювань і оброблення низькочастотних сигналів: монографія / Крупельницький Л.В., Азаров О.Д.; під. заг. ред. О.Д. Азарова. – Вінниця: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2005 – 167 с.

13. Бортник Г.Г. Аналіз ефективності аналого-цифрового перетворення сигналів у радіотехнічних комплексах / Г.Г. Бортник. М.Л. Мінов, О.В. Стальченко // Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія. – 2011. – №2 (21). – С. 12–15.

14. Бортник Г.Г. Цифровий пристрій запам'ятовування та відтворення радіосигналів / Г.Г. Бортник, М.В. Васильківський, Р.М. Вітер / Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2019, № 4. – С. 87-93.

15. Бортник Г.Г. Метод цифрового спектрального аналізу у реальному часі / Г.Г. Бортник, О.Г. Бортник, М.В. Васильківський / Вісник Вінницького політехнічного інституту, 2016, № 6. – С. 96-100.

16. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / В.В. Поповський, С. О. Сабурова, В. Ф. Олійник, Ю. І. Лосєв, Д. В. Агєєв та ін.: За загальною редакцією В. В. Поповського. – Харків: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 564 с.

17. Шинкарук О. М. Приймання та оброблення сигналів : навчальний посібник / О. М. Шинкарук, В. І. Правда, Ю. М. Бойко. – Хмельницький : ХНУ, 2013. – 366 с.

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

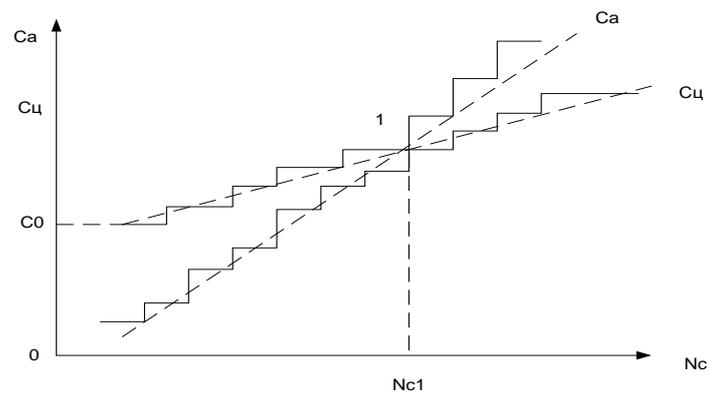
ДОДАТКИ

Додаток А
(обов'язковий)

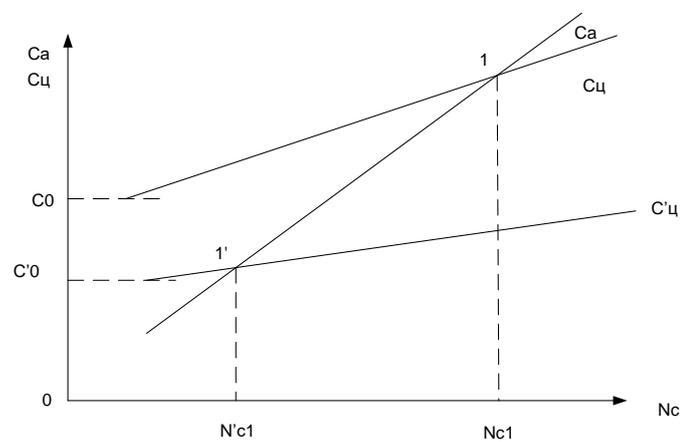
Ілюстративна частина

Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у
телекомунікаційних системах
назва магістерської кваліфікаційної роботи

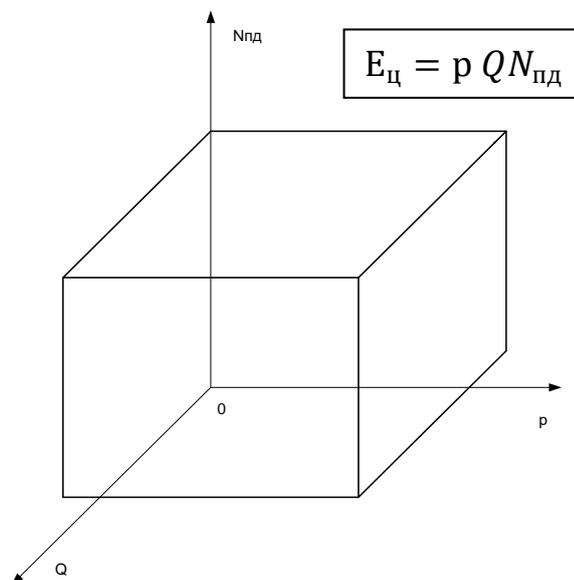
Результати аналізу критеріїв ефективності засобів з ЦОС



Залежність вартостей аналогових і цифрових засобів телекомунікаційних систем від числа режимів роботи

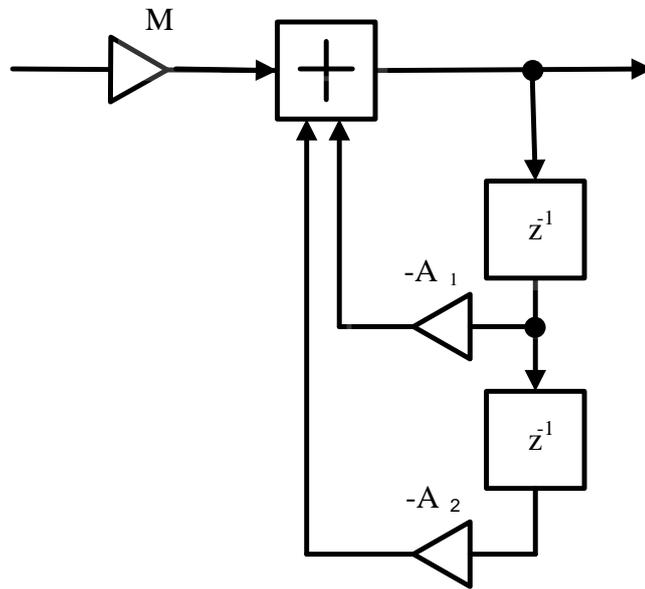


Вплив на вартість цифрових пристроїв величин c_0 і $c_{1ц}$

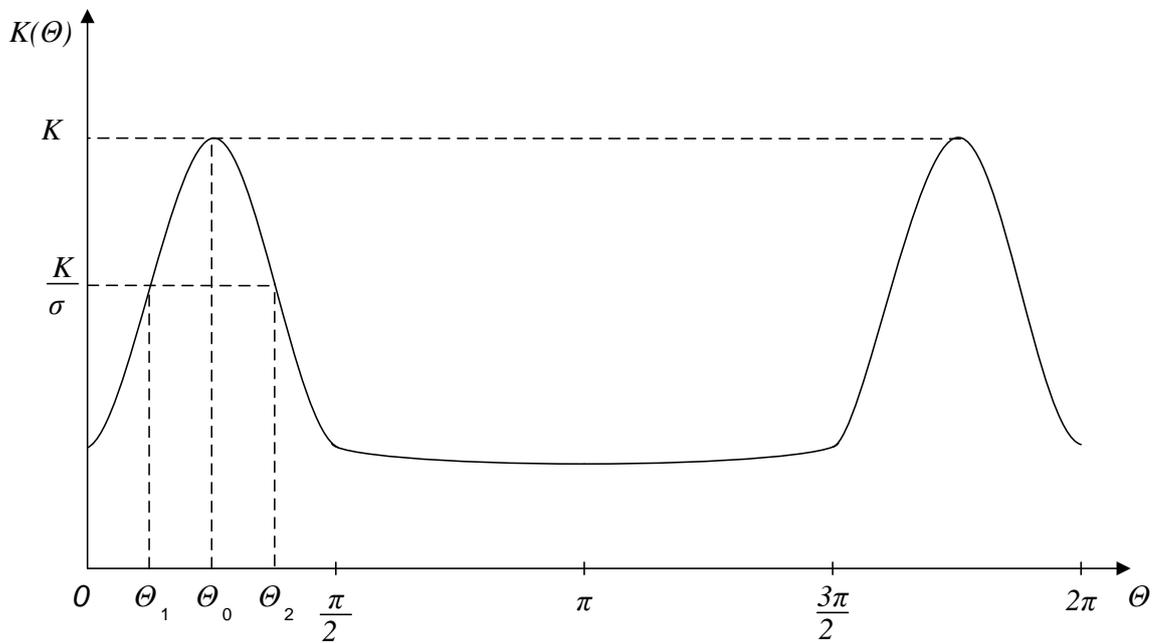


Геометрична інтерпретація обчислювальних витрат $E_{ц}$

Результати синтезу та аналізу рекурсивного ЦФ другого порядку засобів з ЦОС

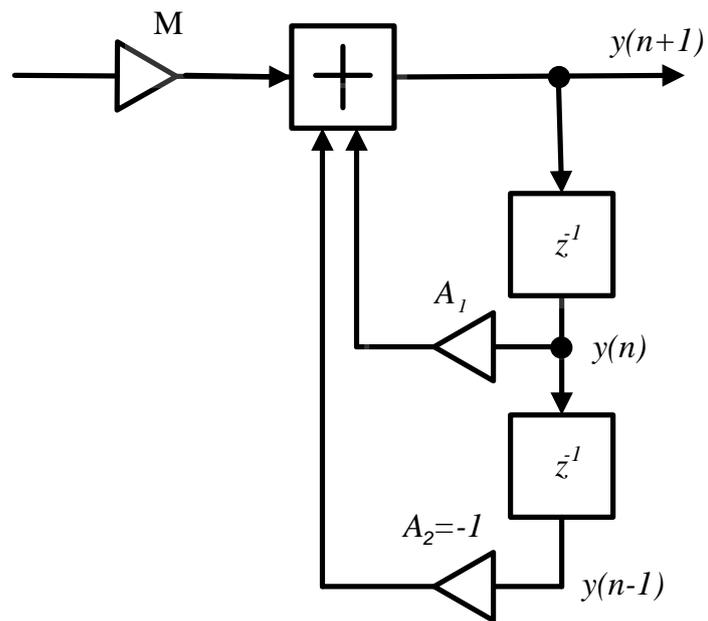


Структура рекурсивного ЦФ другого порядку

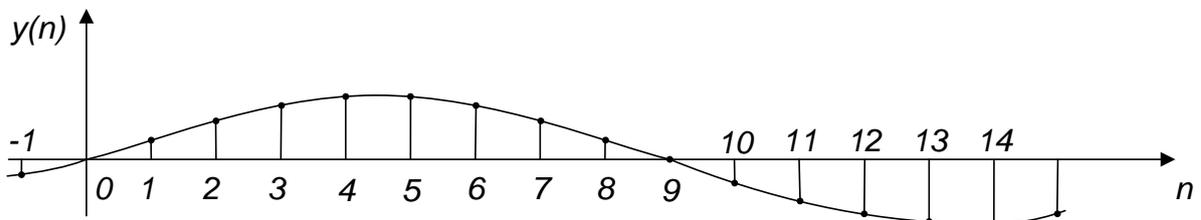


АЧХ рекурсивного ЦФ другого порядку

Результати синтезу та аналізу ЦР без втрат засобів з ЦОС

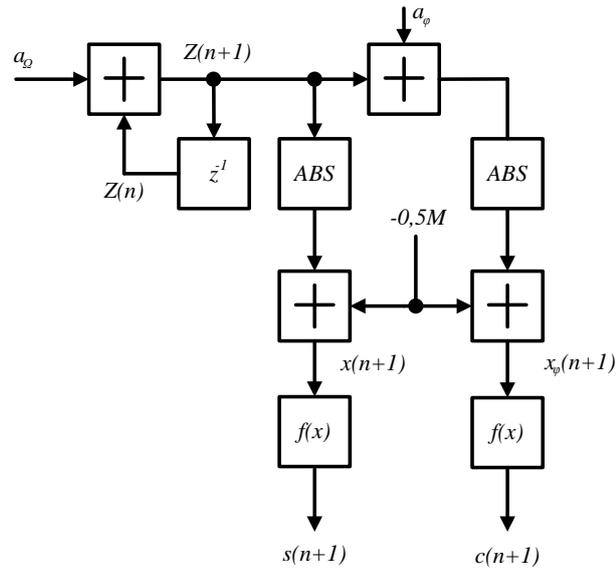


Структура ЦР без втрат

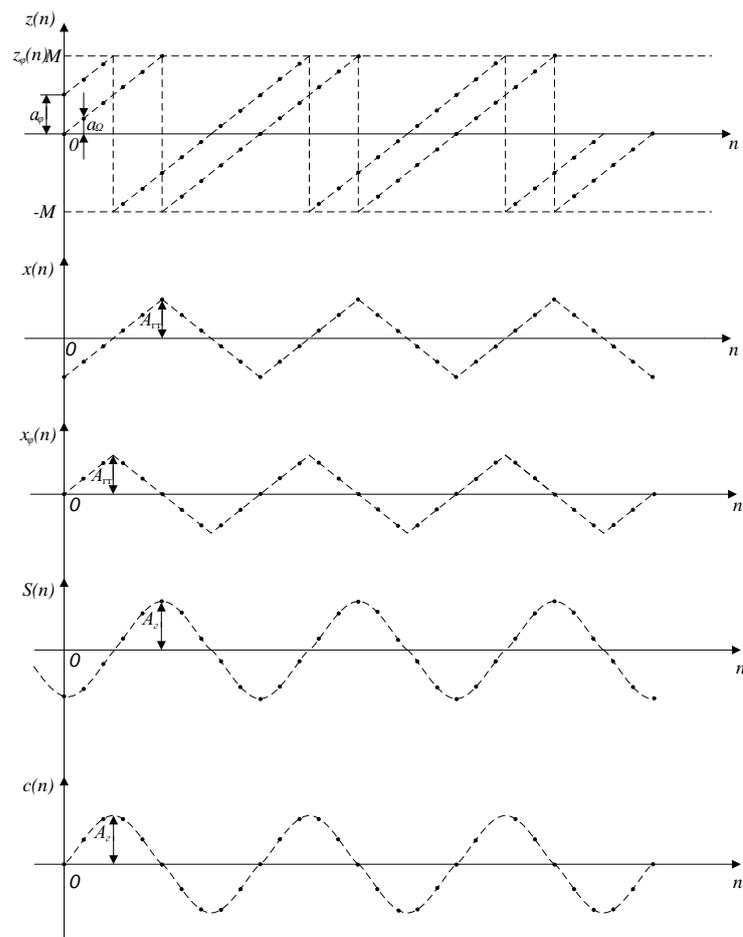


Вибірки на виході ЦР без втрат при нульових початкових умовах

Результати синтезу та аналізу КЧСГ на основі ГП засобів з ЦОС

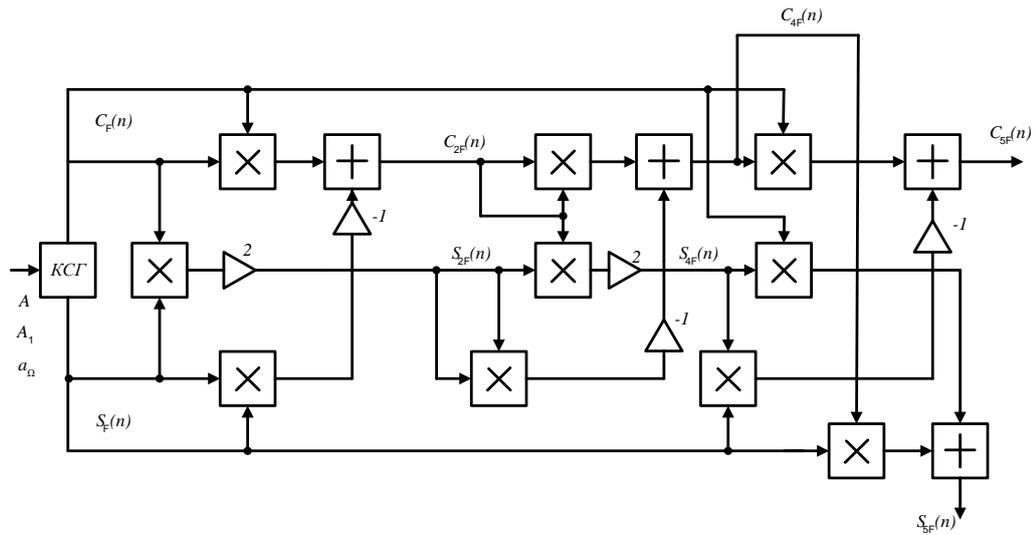


Структура КЧСГ на основі ГП

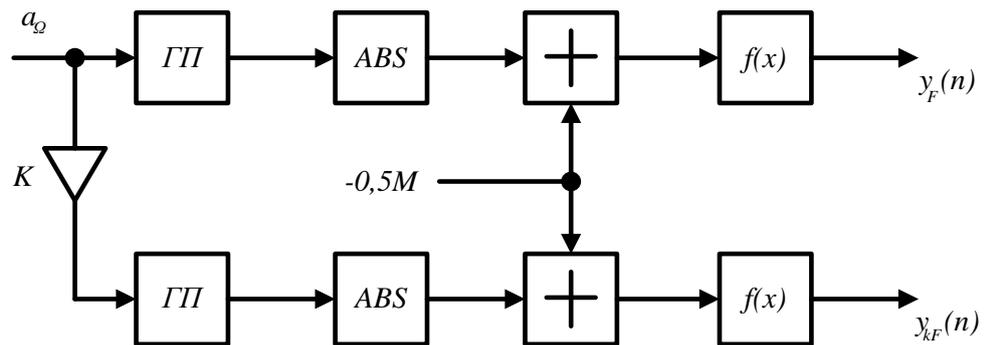


Часові діаграми роботи КЧСГ на основі ГП

Перемножувачі частоти засобів з ЦОС

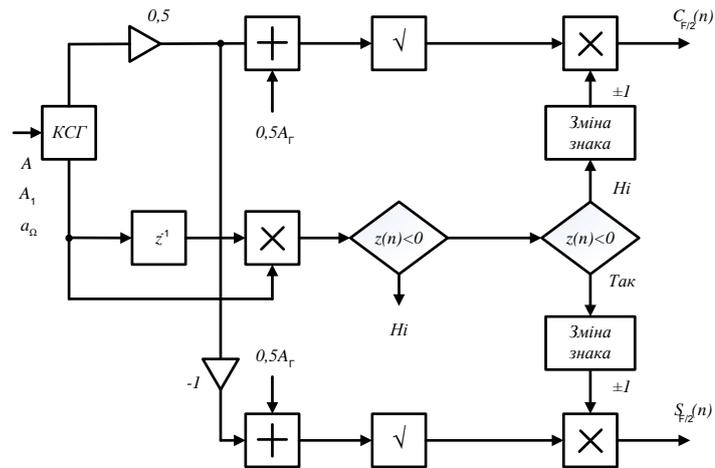


Структура тригонометричного перемножувача частоти на п'ять

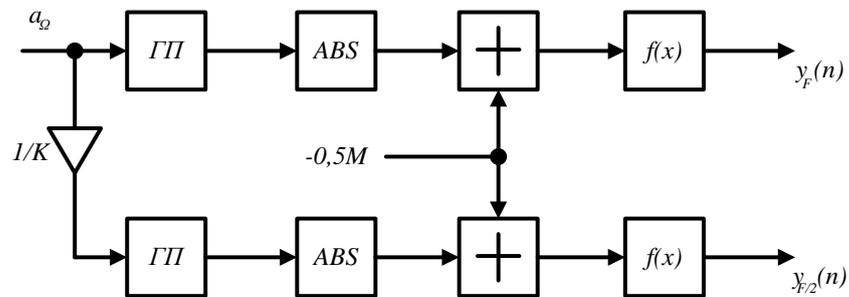


Структура алгебраїчного перемножувача частоти в k разів

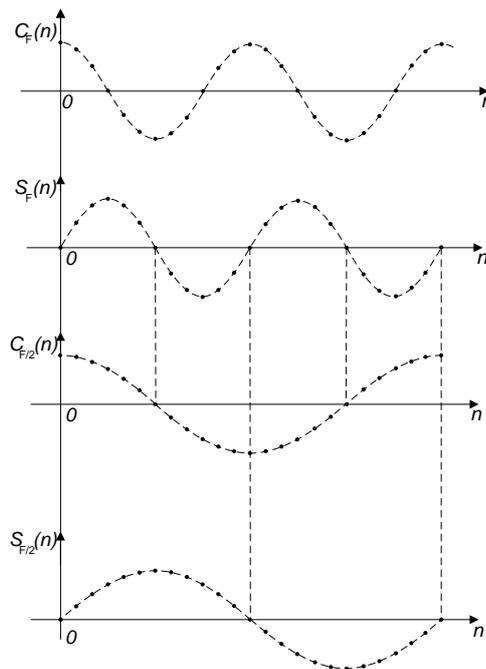
Результати синтезу та аналізу подільника частоти засобів з ЦОС



Структура тригонометричного подільника частоти на два



Структура алгебраїчного подільника частоти в k разів



Часові діаграми роботи тригонометричного подільника частоти на два

Додаток Б
(обов'язковий)

**Протокол перевірки кваліфікаційної роботи на наявність текстових
запозичень**

ПРОТОКОЛ ПЕРЕВІРКИ КВАЛІФІКАЦІЙНОЇ РОБОТИ

Назва роботи: Підвищення ефективності засобів цифрового оброблення сигналів у телекомунікаційних системах

Тип роботи: магістерська кваліфікаційна робота
(бакалаврська кваліфікаційна робота / магістерська кваліфікаційна робота)

Підрозділ кафедра ІКСТ, факультет ІЕС, група TCM-23мз
(кафедра, факультет, навчальна група)

Коефіцієнт подібності текстових запозичень, виявлених у роботі системою StrikePlagiarism 20 %

Висновок щодо перевірки кваліфікаційної роботи (відмітити потрібне)

- Запозичення, виявлені у роботі, є законними і не містять ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації. Роботу прийняти до захисту
- У роботі не виявлено ознак плагіату, фабрикації, фальсифікації, але надмірна кількість текстових запозичень та/або наявність типових розрахунків не дозволяють прийняти рішення про оригінальність та самостійність її виконання. Роботу направити на доопрацювання.
- У роботі виявлено ознаки плагіату та/або текстових маніпуляцій як спроб укриття плагіату, фабрикації, фальсифікації, що суперечить вимогам законодавства та нормам академічної доброчесності. Робота до захисту не приймається.

Експертна комісія:

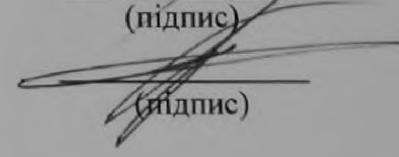
Кичак В.М., завідувач кафедри ІКСТ

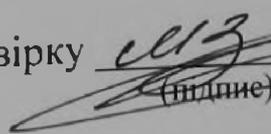
(прізвище, ініціали, посада)

Бортник Г.Г., гарант ОПП

(прізвище, ініціали, посада)

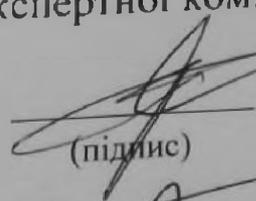

(підпис)


(підпис)

Особа, відповідальна за перевірку  Васильківський М.В.
(підпис) (прізвище, ініціали)

З висновком експертної комісії ознайомлений(-на)

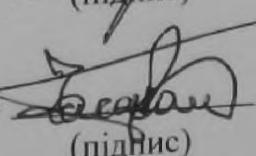
Керівник


(підпис)

Бортник Г.Г., професор кафедри ІКСТ

(прізвище, ініціали, посада)

Здобувач


(підпис)

Аліксюк Я.В.

(прізвище, ініціали)