

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ
ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

Факультет інформаційних технологій та електроніки

Кафедра інформаційних технологій та програмування

Пояснювальна записка
до магістерської дипломної роботи

магістр

(освітньо-кваліфікаційний рівень)

на тему: SoC для обробки високошвидкісного потоку візуальних даних
на базі FPGA – інтегрованих цифрових фільтрів

Виконав: студент 2 курсу, групи ІСТ-23зм
126 «Інформаційні системи та технології

(шифр і назва спеціальності)

Боровік П. В.

(прізвище та ініціали)

Керівник Захожай О.І.

(прізвище та ініціали)

Рецензент Меняйленко О.С.

(прізвище та ініціали)

Київ – 2024 року

СХІДНОУКРАЇНСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ УНІВЕРСИТЕТ ІМЕНІ
ВОЛОДИМИРА ДАЛЯ

Факультет інформаційних технологій та електроніки
Кафедра інформаційних технологій та програмування
Освітньо-кваліфікаційний рівень магістр
Спеціальність 126 «Інформаційні системи та технології»
(шифр і назва спеціальності)

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ІТП
_____ д.т.н., доц. Захожай О.І.
(підпис)
« ____ » _____ 2024 р.

ЗАВДАННЯ

на магістерську дипломну роботу студенту

Боровік Павло Володимирович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи: SoC для обробки високошвидкісного потоку візуальних,
даних на базі FPGA-інтегрованих цифрових фільтрів
керівник роботи доцент, д.т.н. Захожай Олег Ігорович,
(вчене звання, науковий ступінь, прізвище, ім'я, по батькові)
- затверджені наказом університету від « 06 » 12 2024 року №361/15.15-С
2. Строк подання студентом роботи: 14 грудня 2024 р.
3. Вихідні дані до роботи: Матеріали науково-дослідної практики, науково-методична література, дані інтернет-мережі
4. Зміст розрахунково-пояснювальної записки (перелік питань, які потрібно розробити)
 - 4.1 Вступ
 - 4.2 Аналіз питання та постановка завдання
 - 4.3 Методи і засоби зниження часової складності високошвидкісної обробки відеозображень.
 - 4.4 Синтез цифрових фільтрів для високошвидкісної обробки відеозображень.
 - 4.4 Висновки
 - 4.5 Перелік використаних джерел
5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень)

ЗМІСТ

ВСТУП	6
РОЗДІЛ 1 АНАЛІЗ ПИТАННЯ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	9
1.1 Прикладна область застосування високошвидкісної обробки зображення	9
1.2 Основні аспекти технології машинного зору.....	10
1.3 Область цифрової обробки сигналів	18
1.4.1 Z-перетворення.....	23
1.5 Ключові операції цифрової обробки.....	24
1.5.1 Лінійна згортка.....	25
1.5.2 Кореляція	26
1.5.2 Лінійна цифрова фільтрація.....	31
1.5.3 Порівняння аналогових і цифрових фільтрів.....	33
1.6. Різновиди структур цифрових фільтрів і методів їх синтезу	36
1.6.1 Нерекурсивні фільтри.....	37
1.6.2 Рекурсивні фільтри	41
1.6.3 Імпульсна реакція фільтрів	42
1.7 Висновки	45
РОЗДІЛ 2 МЕТОДИ І ЗАСОБИ ЗНИЖЕННЯ ЧАСОВОЇ СКЛАДНОСТІ ВИСОКОШВИДКІСНОЇ ОБРОБКИ ВІДЕОЗОБРАЖЕНЬ	47
2.1 Фактори, що впливають на часову складність високошвидкісної обробки відеозображень.....	47
2.2 Метод динамічної зміни деталізації. Структурна реалізація.	48
2.3 Обґрунтування вибору КІХ фільтрів для високошвидкісної обробки відеозображень	53
2.4 Алгоритм синтезу рекурсивних цифрових фільтрів	54
2.4 Висновки	55
РОЗДІЛ 3 СИНТЕЗ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ ДЛЯ ВИСОКОШВИДКІСНОЇ ОБРОБКИ ВІДЕОЗОБРАЖЕНЬ	57
3.1 Методика синтезу цифрових КІХ-фільтрів.....	58
3.2 Matlab-модель цифрового КІХ-фільтра, синтезованого методом аналогій	64

3.3 Синтез нерекурсивного цифрового фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки відеозображень.....	66
3.3.1 Синтез усереднюючого фільтра	66
3.3.2 Синтез КІХ-фільтрів методом вагових функцій.....	67
3.3.3 Імпульсні характеристики ідеальних ЦФ.....	77
3.3.4 Синтез КІХ-фільтрів методом частотної вибірки.....	78
3.3.5 Чисельні методи синтезу цифрових фільтрів	82
3.4 Моделювання полученної математичної моделі в пакеті MathCAD.....	84
3.3 Висновки	85
РОЗДІЛ 4 ВИЗНАЧЕННЯ РАЦІОНАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ.	87
4.1 Дослідження вплив порядку фільтра на вихідні характеристики.....	89
4.2 Дослідження впливу частоти дискретизації на якість цифрової фільтрації	91
4.3 Стійкість.....	93
4.4 Вироблення критеріїв	99
4.5. Висновки	101
ВИСНОВКИ.....	102
ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ.....	104

ВСТУП

Актуальність теми. Область комп'ютерного зору, на сьогоднішній день, знаходить широке застосування в різних сферах життєдіяльності людини і технічних системах різного призначення. Методи і засоби обробки візуальної інформації знаходять застосування в широкому спектрі виконуваних завдань починаючи від обробки зображень у звичайних цифрових відео та фотокамерах і закінчуючи складним, багатокомпонентним аналізом в технічних системах діагностики та управління, де на основі аналізу вхідного потоку візуальної інформації здійснюється виділення і класифікація інформативних ознак, синтез і відновлення візуальних даних і визначення різних характеристик аналізованих об'єктів. Значну частину сучасних систем розпізнавання образів неможливо уявити без підсистем обробки візуальної інформації.

Удосконалення методів і алгоритмів аналізу й обробки візуальної інформації створює сприятливі умови для широкого застосування систем обробки відеоінформації для аналізу швидкоплинних процесів. У цьому випадку, системи технічного зору дозволяють не тільки здійснити реєстрацію інформації, яка не може бути сприйнята біологічною зоровою системою людини, але і провести її інтелектуальний аналіз в режимі реального часу.

Однією з областей застосування Високошвидкісної обробки відеозображення є аналіз різноманітних потоків рідин і газів. Течії суцільних середовищ спостерігаються не тільки в натуральних умовах (потоки повітря в атмосфері, течії в морях і океанах) і різних технічних пристроях (двигуни внутрішнього згоряння, реактивні двигуни, кондиціонери і т.д.), але також і в біологічних системах (кровотік в судинах, рух потоків повітря в дихальних каналах). Досить часто вони носять складний характер, зокрема, характеризується нерівномірністю поля швидкостей, нестаціонарністю і турбулентністю, що істотно ускладнює вивчення течій, без якого неможливо їх практичне застосування, що забезпечує науково-технічний прогрес.

Обробка відеоінформації про потік суцільних середовищ пов'язана з двома основними завданнями:

- Забезпечення високої достовірності аналізу відеоінформації та визначення інформативних ознак;
- Зниження тимчасової складності процесу аналізу, що позитивно впливає на можливість збільшення частоти кадрів, і як наслідок, розширення діапазону реєстрованих швидкостей.

Однак комплексне вирішення цих завдань пов'язано зі значною складністю, так як збільшення вірогідності аналізу, як правило, призводить до збільшення тимчасової складності, а зниження тимчасової складності та спрощення алгоритмів аналізу негативно впливає на достовірність.

На підставі вищевикладеного, можна зробити висновок, що розробка нових методів і засобів підвищення достовірності аналізу відеозображення з одночасним зниженням тимчасової складності, є актуальною науково-технічною задачею.

Мета і задачі роботи. Зниження часової складності аналізу даних для систем високошвидкісної обробки відеозображень. Для досягнення поставленої необхідне вирішення наступних основних задач:

- розробка нового ефективного метода динамічної зміни деталізації;
- розробка моделі представлення зображень, з метою введення інтегрального показника якості зображення;
- дослідження впливу порядку і частоти дискретизації нерекурсивних цифрових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ-фільтрів) на тимчасову складність процесу обробки;
- розробка критерію визначення необхідного рівня деталізації зображень при синтезі цифрових фільтрів.

Об'єктом дослідження є методи і інструментальні засоби зниження часової складності аналізу даних в системах високошвидкісної обробки відеозображень.

Предметом дослідження є система високошвидкісної обробки відеозображень на базі цифрових фільтрів.

Наукова новизна отриманих результатів полягає в наступному:

- запропоновано новий метод динамічної зміни деталізації, який дозволяє при збереженні показників точності, знизити часову складність процесу обробки відеозображень;

- Запропонована пірамідальна модель представлення зображення, яка дозволяє ввести абстракцію на первинні параметри рівня деталізації і ввести інтегральний показник, що забезпечує універсальність алгоритмічної бази реалізації методу динамічної зміни деталізації;

- Розроблено критерій визначення рівня деталізації відеозображення, який дозволяє при заданих параметрах точності визначення інформативних ознак, зробити синтез цифрової системи фільтрації.

Практичне значення отриманих результатів полягає в тому, що запропоновані нові технічні рішення дозволяють:

- знизити часову складність аналізу відеоданих, що позитивно впливає на якісні показники функціонування високошвидкісних систем обробки зображень;

- формалізувати процес динамічної зміни параметрів систем цифрової фільтрації для забезпечення необхідних якісних показників і мінімізації часової складності;

- збільшити інваріантність системи до високочастотного цифрового шуму, який має місце в тракті передачі цифрового відеосигнала, що позитивно впливає на достовірність визначення інформативних аспектів зображення.

Особистий внесок здобувача полягає в розробці методу динамічної зміни деталізації зображення, моделі пірамідального представлення зображення і критерію визначення рівня деталізації відеозображення.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ПИТАННЯ І ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

1.1 Прикладна область застосування високошвидкісної обробки зображення

Високошвидкісна обробка відеозображення потрібна для того щоб візуалізувати швидкі процеси при випробуваннях, які неможливо побачити неозброєним поглядом або записати звичайною відеокамерою. Це дає можливість аналізувати рух об'єктів і спостерігати явища деформації, вібрації і руйнування. Ця інформація необхідна розробникам і конструкторам для вдосконалення виробів.

Аналіз рухів за допомогою високошвидкісної обробки відеозображень дозволяє не тільки спостерігати рух об'єкта або групи об'єктів візуально, а й вимірювати координати, лінійні і кутові переміщення, швидкості і прискорення. Для цього система калібрується по відомим розмірами об'єктів у полі зору відеокамери або з використанням спеціальних калібрувальних мішеней.

Застосування високошвидкісний обробки відеозображень:

- Випробування газотурбінних авіаційних двигунів (ГТД) на обрив лопатки;
- Випробування кабін літальних апаратів на птіцестойкість;
- Швидкісна відеозйомка балістичних випробувань;
- Швидкісна відеозйомка ударних випробувань (краш-тестів) автомобілів;
- Випробування подушок безпеки;
- Високошвидкісна зйомка випробувань піротехніки;
- Відео реєстрація процесів деформації і руйнування;
- Цифрова мікроскопія;
- Системи машинного зору в промисловості;
- Наукові дослідження у фізиці, хімії, біології, тощо;

- Тестові лабораторії;
- Біомеханіка спорту;
- Підготовка спортсменів;
- Діагностика порушень опорно-рухового апарату.

Дані відеозображення для обробки надходять зі спеціальних високошвидкісних відеокамер. Технологічно такі камери відрізняються від охоронних камер тим, що мають більш широкий діапазон світлового потоку, з яким може працювати матриця камери, і більшу частоту кадрів. Там, де звичайну камеру засліплює сонячне світло - камера машинного зору бачить якісну картинку. Там, де звичайна камера бачить рівну поверхню без вад - камера побачить шорсткості поверхні та інші дефекти. Більше того, такі камери працюють з сирим (RAW) зображенням, що відкриває багаті можливості обробки отриманого зображення без втрат в якості.

Апаратно-програмні рішення обробки високошвидкісних відеозображень – це не тільки камера. Камера дає лише основу для побудови всієї системи. Одне рішення, як правило, складається з цілого ряду пристроїв: камери, об'єктиви машинного зору, спеціалізована підсвічування, контролери, реле, промені, промисловий комп'ютер. У загальному випадку такі системи можна назвати системами машинного зору.

1.2 Основні аспекти технології машинного зору

За рахунок зростання складності розв'язуваних науково-технічних завдань, автоматична обробка та аналіз візуальної інформації стають все більш актуальними питаннями. Дані технології використовуються у вельми затребуваних галузях науки і техніки, таких як автоматизація процесів, підвищення продуктивності, підвищення якості виробів, що, контроль виробничого обладнання, інтелектуальні робототехнічні комплекси, системи управління рухомими апаратами, біомедичні дослідження та безліч інших. Крім того, можна сказати, що успіх сучасного бізнесу ґрунтується головним

чином на якості пропонованої продукції. А для його забезпечення, якщо говорити про виробництво матеріальних речей, потрібно візуальний контроль.

У техніці використовується система близьких за смисли термінів, що визначають область обробки зображень. Використовують термін «машинний зір» (Machine vision), Комп'ютерний зір, Технічне зір як поняття, найбільш повно осяжний коло інженерних технологій, методів і алгоритмів, пов'язаних із завданням інтерпретації візуальної інформації, а також як практичне використання результатів цієї інтерпретації.

Комп'ютерний зір оформилося як самостійна дисципліна до кінця 60х років. Цей напрямок виникло в рамках штучного інтелекту в той його період, коли ще були гарячі суперечки про можливість створення мислячої машини. Воно виділилося з робіт по розпізнаванню образів. [Зуєва, 2008]

В історії розвитку машинного зору можна виділити наступні етапи:

– 1955 - професор Массачусетського технологічного інституту (МТІ) Олівер Селфрідж опублікував статтю «Очі й вуха для комп'ютера». У ній автор висунув теоретичну ідею оснащення комп'ютера засобами розпізнавання звуку і зображення.

– 1958 р. - психолог Френк Розенблат з Корнеллського університету створив комп'ютерну реалізацію персептрона (від perception - сприйняття) - пристрої, що моделює схему розпізнавання образів людським мозком. Персептрон був вперше змодельовано в 1958 році, причому його навчання вимагало близько півгодини машинного часу на ЕОМ ІВМ-704. Апаратний варіант - Mark I Perceptron - був побудований в 1960 р. і призначався для розпізнавання зорових образів [Комп'ютерний зір, 2010].

Однак розгляд завдань машинного зору носило скоріше умоглядний характер, так як ні техніки, ні математичного забезпечення для вирішення таких складних завдань ще не було.

– 1960-і рр. - Поява перших програмних систем обробки зображень (в основному для видалення перешкод з фотознімків, зроблених з літаків і

спутників), стали розвиватися прикладні дослідження в галузі розпізнавання друкованих символів. Проте все ще існували обмеження у розвитку даної галузі науки, такі як відсутність дешевих оптичних систем введення даних, обмеженість і досить вузька спеціалізація обчислювальних систем. Бурхливий розвиток систем комп'ютерного зору протягом 60-х років можна пояснити розширенням використання обчислювальних машин і очевидною потребою в більш швидкої і ефективної зв'язку людини з ЕОМ. До початку 60-х років завдання комп'ютерного зору в основному охоплювали область космічних досліджень, які вимагали обробки великої кількості цифрової інформації.

– 1970-і рр.. - Лавренсе Робертс, аспірант МТІ, висунув концепцію машинного побудови тривимірних образів об'єктів на основі аналізу їх двовимірних зображень. На даному етапі став проводитися більш глибокий аналіз даних. Почали розвиватися різні підходи до розпізнавання об'єктів на зображенні, наприклад структурні, ознакові і текстурні.

- 1979 р. - професор Ганс-Хельмут Нагель з Гамбурзького університету заклав основи теорії аналізу динамічних сцен, що дозволяє розпізнавати рухомі об'єкти в відео потоці.

- В кінці 1980-х років були створені роботи, здатні більш-менш задовільно оцінювати навколишній світ і самостійно виконувати дії в природному середовищі

- 80-е і 90-і роки ознаменувалися появою нового покоління датчиків двомірних цифрових інформаційних полів різної фізичної природи. Розвиток нових вимірювальних систем і методів реєстрації двомірних цифрових інформаційних полів у реальному масштабі часу дозволило отримувати для аналізу стійкі в часі зображення, що генеруються цими датчиками. Удосконалення же технологій виробництва цих датчиків дозволило істотно знизити їх вартість, а значить, значно розширити область їх застосування.

- З початку 90-х років в алгоритмічній аспекті послідовність дій з обробки зображення прийнято розглядати у згоді з так званої модульної

парадигмою. Ця парадигма, запропонована Д. Марром на основі тривалого вивчення механізмів зорового сприйняття людини, стверджує, що обробка зображень повинна спиратися на кілька послідовних рівнів висхідній інформаційної лінії: від «іконічного» уявлення об'єктів (растрове зображення, неструктурована інформація) - до їх символічного поданням (векторні та атрибутивні дані в структурованій формі, реляційні структури і т. п.). [Візільтер та ін, 2007]

- У середині 90-х років з'явилися перші комерційні системи автоматичної навігації автомобілів. Ефективні засоби комп'ютерного аналізу рухів вдалося розробити в кінці ХХ століття

- 2003 р. - на ринок були випущені перші досить надійні корпоративні системи розпізнавання осіб.

Машинний зір – це застосування комп'ютерного зору для промисловості і виробництва. Областю інтересу машинного зору, як інженерного напрямку, є цифрові пристрої введення / виводу і комп'ютерні мережі, призначені для контролю виробничого обладнання, таких як роботи-маніпулятори або апарати для вилучення бракованої продукції. [Wikipedia, 2010]

Область комп'ютерного зору, на сьогоднішній день, знаходить широке застосування в різних сферах життєдіяльності людини і технічних системах різного призначення. Методи і засоби обробки візуальної інформації знаходять застосування в широкому спектрі виконуваних завдань починаючи від обробки зображень у звичайних цифрових відео та фотокамерах і закінчуючи складним, багатокomпонентним аналізом в технічних системах діагностики та управління, де на основі аналізу вхідного потоку візуальної інформації здійснюється виділення і класифікація інформативних ознак , синтез і відновлення візуальних даних і визначення різних характеристик аналізованих об'єктів. Значну частину сучасних систем розпізнавання образів неможливо уявити без підсистем обробки візуальної інформації.

Удосконалення методів і алгоритмів аналізу й обробки візуальної інформації створює сприятливі умови для широкого застосування систем

обробки відеоінформації для аналіз швидкоплинних процесів. У цьому випадку, системи технічного зору дозволяють не тільки здійснити реєстрацію інформації, яка не може бути сприйнята біологічною зоровою системою людини, але і провести її інтелектуальний аналіз в режимі реального часу.

Однією з областей застосування високошвидкісної обробки відеозображення є аналіз різноманітних потоків рідин і газів. Течії суцільних середовищ спостерігаються не тільки в натуральних умовах (потoki повітря в атмосфері, течії в морях і океанах) і різних технічних пристроях (двигуни внутрішнього згоряння, реактивні двигуни, кондиціонери і т.д.), але також і в біологічних системах (кровообіг в судинах, рух потоків повітря в дихальних каналах). Досить часто вони носять складний характер, зокрема, характеризується нерівномірністю поля швидкостей, нестаціонарністю і турбулентністю, що істотно ускладнює вивчення течій, без якого неможливо їх практичне застосування, що забезпечує науково-технічний прогрес.

Обробка відеоінформації про потік суцільних середовищ пов'язана з двома основними завданнями:

- забезпечення високої достовірності аналізу відеоінформації та визначення інформативних ознак;
- зниження тимчасової складності процесу аналізу, що позитивно впливає на можливість збільшення частоти кадрів, і як наслідок, розширення діапазону реєстрованих швидкостей.

Однак комплексне вирішення цих завдань пов'язано зі значною складністю, так як збільшення вірогідності аналізу, як правило, призводить до збільшення тимчасової складності, а зниження тимчасової складності та спрощення алгоритмів аналізу негативно впливає на достовірність.

У нашому випадку ми будемо використовувати комп'ютерний зір для отримання високошвидкісних відеозображень, з метою подальшої обробки отриманих даних.

До теперішнього моменту теорія комп'ютерного зору повністю склалася як самостійний розділ кібернетики, що спирається на наукову і практичну

базу знань. Щорічно з даної тематики видаються сотні книг і монографій, проводяться десятки конференцій і симпозіумів, випускається різне програмне та апаратно-програмне забезпечення. Існує ряд науково-громадських організацій, що підтримують і висвітлюють дослідження в галузі сучасних технологій, у тому числі технології комп'ютерного зору.

У цілому, в завдання систем машинного зору входить отримання цифрового зображення, обробка зображення з метою виділення значущої інформації на зображенні і математичний аналіз отриманих даних для вирішення поставлених завдань.

Однак машинне зір дозволяє вирішувати безліч завдань, які умовно можна розділити на чотири групи (Рис.1) [Лисенко, 2007]:

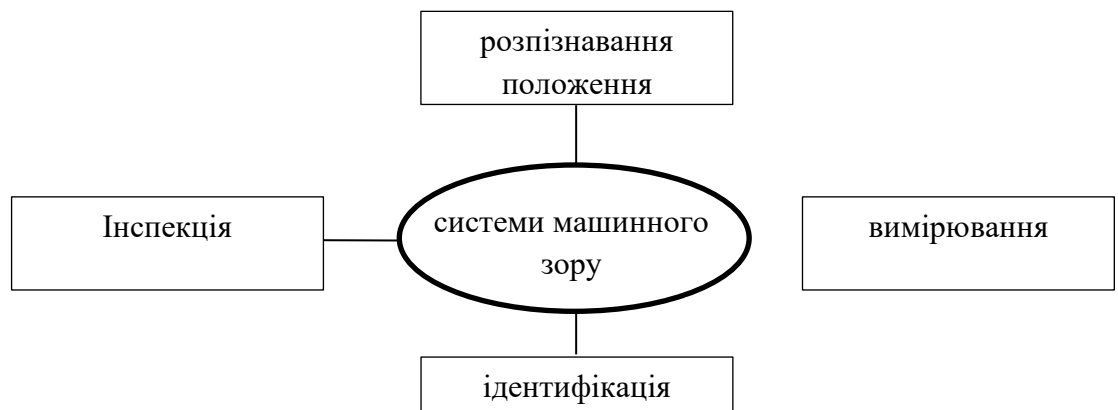


Рисунок 1.1 – Завдання машинного зору

Розпізнавання положення. Мета машинного зору в даному застосуванні - визначення просторового розташування (місця розташування об'єкта щодо зовнішньої системи координат) або статичного положення об'єкта (в якому становищі знаходиться об'єкт щодо системи координат з початком відліку в межах самого об'єкта) і передача інформації про положення і орієнтації об'єкта в систему управління або контролер.

Прикладом такого додатка може служити вантажно-розвантажувальний робот, перед яким стоїть завдання переміщення об'єктів різної форми з бункера. Інтелектуальне завдання машинного зору полягає, наприклад, у визначенні оптимальної базової системи координат та її центру для

локалізації центру ваги деталі. Отримана інформація дозволяє роботу захопити деталь належним чином і перемістити її в належне місце.

Вимірювання. У додатках даного типу основне завдання відеокамери полягає у вимірюванні різних фізичних параметрів об'єкта.

Прикладом фізичних параметрів може служити лінійний розмір, діаметр, кривизна, площа, висота і кількість. Приклад реалізації даного завдання - вимірювання різних діаметрів горлечка скляної пляшки.

Інспекція. У додатках, пов'язаних з інспекцією, мета машинного зору - підтвердити певні властивості, наприклад, наявність або відсутність етикетки на пляшці, болтів для проведення операції зборки, шоколадних цукерок у коробці або наявність різних дефектів.

Ідентифікація. У задачах ідентифікації основне призначення відеокамери - зчитування різних кодів (штрих-кодів, 2D-кодів тощо) з метою їх розпізнавання засобами камери або системним контролером, а також визначення різних буквено-цифрових позначень. Крім того до завдань даної групи можна віднести системи, що виконують завдання безпеки, такі як ідентифікація особистості і техніки, детектори руху.

Виходячи із завдань, які вирішує машинне зір, можна виділити безліч областей застосування машинного зору. Проте варто відзначити, що сьогодення структура попиту визначається поки ще обмеженими можливостями сучасних систем машинного зору.

Нижче наведена структура ринкового попиту з проектної тематики (Рис.2).

50% всіх систем машинного зору експлуатуються в задачах контролю якості, тобто вирішують інспекційні завдання машинного зору. Це насамперед візуальний контроль за процесом складання, кольором і якістю поверхні продукції, зовнішнім виглядом і чистотою упаковки, правильністю та розбірливістю етикеток, рівнем рідини у всілякій тарі і т. д. Приблизно 10% цих завдань виконуються системами тривимірного зору. Окрема область використання систем машинного зору на виробництві - проведення всіляких

візуальних вимірювань параметрів технологічних процесів і, зокрема, визначення розмірів предметів, тобто рішення задач вимірювання.

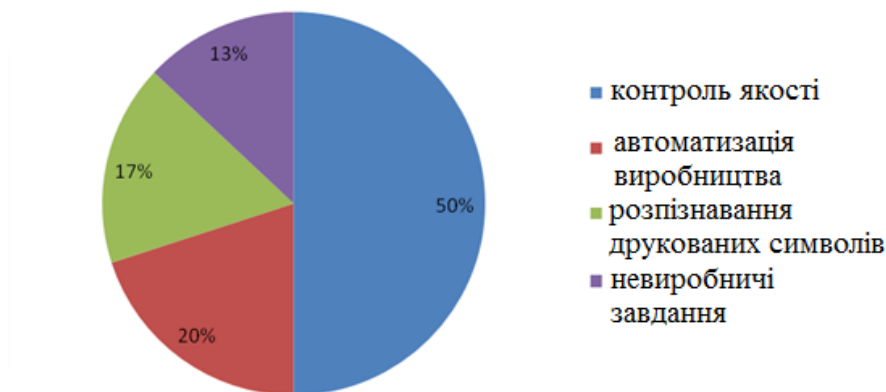


Рисунок 1.2 – Структура ринкового попиту

20% попиту припадає на системи машинного зору для проектів автоматизації виробництва і впровадження промислових роботів. Такі системи машинного зору спрощують найрізноманітніші види високоточної діяльності (збирання й розбирання, фасування, фарбування, зварювання, утилізація), полегшують транспортування вантажів, застосовуються в системах обліку, маркування, реєстрації та сортування продукції. Також інспекційні завдання і завдання знаходження для правильної роботи робота.

17% всіх продажів систем машинного зору складають широко відомі і добре працюють OCR / OCV-системи розпізнавання друкованих символів і штрих-кодів. Рішення задачі ідентифікації.

Ринок систем машинного зору для невиробничих (розважальних, побутових, дослідних) роботів становить 13%.

Фактично, відеозображення є цифровим сигналом репрезентованою послідовністю тимчасових вибірок, ув'язаних з форматом окремих кадрів. Цифрове представлення зображення породжує формування деякої числової матриці, значення елементів якої визначають атрибути окремих пікселів зображення. Таку матрицю зазвичай називають бітовою матрицею. Цифровий

сигнал, який дозволяє передати атрибути кожного пікселя зображення являє собою тимчасову згортку параметрів, а відповідно представляється тимчасової послідовністю числових значень. Таким чином, алгоритми та методи обробки цифрових зображень ні чим не відрізняються від. Відомих методів і алгоритмів обробки інших цифрових сигналів.

Цифрова обробка сигналу поклала основи для іншої галузі науки - комп'ютерне зір.

1.3 Область цифрової обробки сигналів

Цифрова обробка сигналів - наука про представлення сигналів в цифровому вигляді методах обробки таких сигналів. Вона охоплює безліч предметних областей, таких як обробка зображень і біомедичних даних, обробка звуку й мови, обробка сигналів з сонарів, радарів і сенсорів, спектральний аналіз.

Сигнал - залежність однієї величини від іншої (функція). Наприклад, залежність тиску повітря в точці від часу можна розглядати як звуковий сигнал. Залежність напруги в провіднику від часу теж може представляти звуковий сигнал. Залежність яскравості точки на площині від її координат можна розглядати як чорно-біле зображення.

Розглянемо одномірні сигнали, що залежать від часу, і позначимо їх $x(t)$.

Система - це деякий перетворення сигналу. Система переводить вхідний сигнал $x(t)$ у вихідний сигнал $y(t)$. Позначимо це, як:

$$x(t) \rightarrow y(t) . \quad (1.1)$$

Практично у всіх випадках всі розглянуті системи інваріантні до зсуву, тобто якщо $x(t) \rightarrow y(t)$, то $x(t + T) \rightarrow y(t + T)$. Це означає, що форма вихідного сигналу залежить тільки від вхідного сигналу, а не залежить від

часу початку подачі вхідного сигналу. Далі будуть розглядатися тільки такі системи.

Велика кількість реальних систем можна вважати інваріантними до зсуву. Наприклад, мікрофон, що переводить сигнал «щільність повітря» в сигнал «напруга в проводі», задовольняє цій властивості, якщо знехтувати зміною властивостей мікрофона з часом.

Лінійна система - це система, в якій виконується наступна властивість лінійності:

Якщо

$$x_1(t) \rightarrow y_1(t) \text{ и } x_2(t) \rightarrow y_2(t), \quad (1.2)$$

то

$$\alpha \cdot x_1(t) + \beta \cdot x_2(t) \rightarrow \alpha \cdot y_1(t) + \beta \cdot y_2(t). \quad (1.3)$$

Операції над сигналами слід розуміти як операції над функціями від аргументу t .

Велика кількість реальних систем з перетворення сигналів можна вважати лінійними. Наприклад, мікрофон є лінійною системою (з достатнім ступенем точності), тому що якщо в нього будуть говорити одночасно 2 людини з різною гучністю, то електричний сигнал на виході буде зваженою сумою сигналів (від кожної людини окремо) на вході, а коефіцієнти будуть означати гучність розмови першого і другого людини.

Серед великої різноманітності цифрових сигналів, використовуваних для представлення інформації різних форматів, особлива увага приділяється відеосигналі. Це пов'язано з тим, основну частину інформації про зовнішній світ людина отримує по зоровому каналу і далі вельми ефективно обробляє отриману інформацію за допомогою апарату аналізу та інтерпретації візуальної інформації. Тому постає питання про можливість машинної реалізації даного процесу.

Цифрова обробка сигналів (ЦОС або DSP - digital signal processing) є однією з новітніх і найбільш потужних технологій, яка активно проникла в широке коло галузей науки і техніки: комунікації, метеорологія, радіолокація і гідролокація, медична візуалізація зображень, цифрове аудіо-і телевізійне мовлення, розвідка нафтових і газових родовищ, і багатьох інших. Можна сказати, що відбувається повсюдне і глибоке проникнення технологій цифрової обробки сигналів у всі сфери діяльності людства. Сьогодні технологія ЦОС належить до базових знань, які необхідні вченим і інженерам всіх галузей без винятку.

Вивчення принципів цифрової обробки сигналів не вимагає глибоких і всебічних знань з математики. Необхідно лише трохи досвіду в елементарній алгебрі, в способах декомпозиції (розкладання) довільних сигналів на складові та їх зворотного реконструкції. Чому ж предмет вважається складним для розуміння? Відповідь у тому, як матеріал подається для вивчення. Одна справа писати рівняння, але інше - пояснити їх значення з практичної точки зору. Саме в останньому й полягає мета даного курсу.

Фізичні величини макросвіту, як основного об'єкта наших вимірювань і джерела інформаційних сигналів, як правило, мають безперервну природу і відображаються безперервними (аналоговими) сигналами. Цифрова обробка сигналів оперує з дискретними величинами, причому з квантуванням як по координатах динаміки своїх змін (у часі, у просторі, і по будь-яким іншим змінним аргументам), так і за значеннями фізичних величин. Математика дискретних перетворень зародилася в надрах аналогової математики ще в 18 столітті в рамках теорії рядів і їх застосування для інтерполяції та апроксимації функцій, проте прискорений розвиток вона отримала в 20 столітті після появи перших обчислювальних машин. У своїх основних положеннях математичний апарат дискретних перетворень подібний перетворенням аналогових сигналів і систем. Однак дискретність даних вимагає врахування цього чинника, а його ігнорування може призводити до

помилки. Крім того, ряд методів дискретної математики не має аналогів в аналітичній математиці.

Стимулом розвитку дискретної математики є і те, що вартість цифрової обробки даних менше аналогової і продовжує знижуватися, а продуктивність обчислювальних операцій безперервно зростає. Важливим є і те, що системи ЦОС відрізняються високою гнучкістю. Їх можна доповнювати новими програмами і перепрограмувати на виконання різних операцій без зміни обладнання. В останні роки ЦОС надає зростання впливу на всі галузі сучасної промисловості: телекомунікації, засоби інформації, цифрове телебачення і пр. Інтерес до наукових і до прикладних питань цифрової обробки сигналів зростає у всіх галузях науки і техніки.

Цифрові сигнали формуються з аналогових операцією дискретизації - послідовним квантуванням (виміром) амплітудних значень сигналу через певні інтервали часу Δt або будь-який інший незалежної змінної Δx . В результаті рівномірної дискретизації безперервний по аргументу сигнал переводиться в впорядковану за незалежної змінної послідовність чисел. В принципі розроблені методи ЦОС для нерівномірної дискретизації даних, однак області їх застосування досить специфічні і обмежені. Умови, за яких можливе повне відновлення аналогового сигналу за його цифрового еквіваленту зі збереженням всієї початково містилася в сигналі інформації, виражаються теоремами Найквіста, Котельникова, Шеннона, сутність яких практично однакова. Для дискретизації аналогового сигналу з повним збереженням інформації в його цифровому еквіваленті максимальні частоти в аналоговому сигналі повинні бути не менше ніж удвічі менше, ніж частота дискретизації, тобто $f_{\max} \leq (1/2) f_d$, тобто на одному періоді максимальної частоти має бути мінімум два відліку. Якщо ця умова порушується, в цифровому сигналі виникає ефект маскуванню (підміни) дійсних частот більш низькими частотами. При цьому в цифровому сигналі замість фактичної реєструється "удавана" частота, а, отже, відновлення фактичної частоти в аналоговому сигналі стає неможливим. Відновлений сигнал буде виглядати

так, як якщо б частоти, що лежать вище половини частоти дискретизації, відбилися від частоти $(1/2)f_d$ в нижню частину спектру і наклалися на частоти, вже присутні в цій частині спектру. Цей ефект називається накладенням спектрів або алиасинг (aliasing). Наочним прикладом алиасинг може служити ілюзія, досить часто у кіно - колесо автомобіля починає обертатися проти його руху, якщо між послідовними кадрами (аналог частоти дискретизації) колесо робить більш ніж півоберта.

Обробка цифрових сигналів виконується або спеціальними процесорами, або на універсальних ЕОМ і комп'ютерах за спеціальними програмами. Найбільш прості для розгляду лінійні системи. Лінійними називаються системи, для яких має місце суперпозиція (відгук на суму вхідних сигналів дорівнює сумі відгуків на кожен сигнал окремо) і однорідність або гомогенність (зміна амплітуди вхідного сигналу викликає пропорційну зміну вихідного сигналу). Для реальних об'єктів властивості лінійності можуть виконуватися наближено і в певному інтервалі вхідних сигналів.

Якщо вхідний сигнал $x(t-t_0)$ породжує однозначний вихідний сигнал $y(t-t_0)$ при будь-якому зсуві t_0 , то систему називають інваріантною в часі. Її властивості можна досліджувати в будь-яких довільних моментах часу. Для опису лінійної системи вводиться спеціальний вхідний сигнал - одиничний імпульс (імпульсна функція). У силу властивості суперпозиції і однорідності будь-який вхідний сигнал можна представити у вигляді суми таких імпульсів, що подаються в різні моменти часу і помножених на відповідні коефіцієнти. Вихідний сигнал системи в цьому випадку представляє собою суму відгуків на ці імпульси. Відгук на одиничний імпульс (імпульс з одиничною амплітудою) називають імпульсною характеристикою системи $h(n)$. Відповідно, відгук системи на довільний вхідний сигнал $s(k)$ можна виразити звороткою

$$g(k) = h(n) \textcircled{3} s(k-n). \quad (1.4)$$

Якщо $h(n) = 0$ при $n < 0$, то систему називають каузальною (причинною). У такій системі реакція на вхідний сигнал з'являється тільки після надходження сигналу на її вхід. Некаузальні системи фізично неможливо реалізувати в реальному масштабі часу. Якщо потрібно реалізувати згортку сигналів з двосторонніми операторами (при диференціюванні, перетворенні Гільберта, і т.п.), то це виконується із затримкою (зрушенням) вхідного сигналу мінімум на довжину лівосторонньої частини оператора згортки.

1.4.1 Z-перетворення

Для аналізу дискретних сигналів і систем широко використовується z-перетворення, яке є узагальненням дискретного перетворення Фур'є. Цим перетворенням довільній неперервній функції $s(t)$, рівномірно дискретизованої і відображеної відліками $s_k = s(k\Delta t)$, ставиться у відповідність степеневий поліном по z (або степеневий поліном по $z^{-1} = 1/z$), послідовними коефіцієнтами якого є відліки функції:

$$s_k = s(k\Delta t) \leftrightarrow \text{TZ}[s(k\Delta t)] = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s_k z^k = S(z), \quad (1.5)$$

де $z = \sigma + j\nu = r \cdot \exp(-j\varphi)$ - довільна комплексна змінна. Це перетворення дозволяє в дискретній математиці використовувати всю міць диференціального й інтегрального вираховування, алгебри та технічних добре розвинених розділів аналітичної математики.

Дискретні системи зазвичай описується лінійними різницевиими рівняннями з постійними коефіцієнтами:

$$y(k) = \sum b(n) x(k-n) - \sum a(m) y(k-m), \quad n=0, 1, \dots, N, \quad m=1, 2, \dots, M. \quad (1.6)$$

Цим рівнянням встановлюється, що вихідний сигнал $y(k)$ системи в певний момент k_i (наприклад, у момент часу $k_i \Delta t$) залежить від значень вхідного сигналу $x(k)$ в даний (k_i) і попередні моменти ($k_i - n$) і значень сигналу $y(k)$ в попередні моменти ($k_i - m$).

Z-перетворення цього рівняння, виражене щодо передавальної функції системи

$$H(z) = Y(z)/X(z), \quad (1.6)$$

являє собою раціональну функцію у вигляді відношення двох поліномів від z . Коріння полінома в чисельнику називаються нулями, а в знаменнику - полюсами функції $H(z)$. Значення нулів і полюсів дозволяють визначити властивості лінійної системи. Так, якщо всі полюси $X(z)$ по модулю більше одиниці, то система є стійкою (не піде "рознос" ні за яких вхідних впливах). Нулі функції $Y(z)$ звертають в нуль $H(z)$ і показують, які коливання зовсім не сприйматимуться системою ("антирезонансу"). Систему називають мінімально-фазовою, якщо всі полюси і нулі передавальної функції лежать поза одиничному колі $|z|=1$ на комплексній z -площині. Попутно зауважимо, що застосування z -перетворення з негативними степенями z^{-1} змінює положення полюсів і нулів щодо одиничному колі $|z|=1$ (область поза окружності переміщається всередину кола, і навпаки).

1.5 Ключові операції цифрової обробки

Існують численні алгоритми ЦОС як загального типу для сигналів у їх класичній тимчасовій формі (телекомунікації, зв'язок, телебачення та ін), так і спеціалізовані в самих різних галузях науки і техніки (геоінформатики, геології та геофізики, медицині, біології, військовій справі, і пр.). Всі ці алгоритми, як правило - блокового типу, побудовані на як завгодно складних комбінаціях досить невеликого набору типових цифрових операцій, до

основних з яких відносяться згортка (конволюція), кореляція, фільтрація, функціональні перетворення, модуляція. Ці операції вже розглядалися в "Теорії сигналів та систем". Нижче наводяться лише ключові позиції по цих операціях ("повторення - мати навчання").

1.5.1 Лінійна згортка

Лінійна згортка – основна операція ЦГЗ, особливо в режимі реального часу. Для двох кінцевих причинних послідовностей $h(n)$ і $y(k)$ довжиною відповідно N і K згортка визначається виразом:

$$s(k) = h(n) \textcircled{3} y(k) \equiv h(n) * y(k) = \sum_{n=0}^N h(n) y(k-n), \quad (1.7)$$

де: $\textcircled{3}$ або $*$ - символні позначення операції згортки. Як правило, в системах обробки одна з послідовностей $y(k)$ являє собою оброблювані дані (сигнал на вході системи), друга $h(n)$ - оператор (імпульсний відгук) системи, а функція $s(k)$ - вихідний сигнал системи. У комп'ютерних системах з пам'яттю для вхідних даних оператор $h(n)$ може бути двостороннім від $-N_1$ до $+N_2$, наприклад – симетричним

$h(-n)=h(n)$, з відповідною зміною меж підсумовування в (1.2.1), що дозволяє отримувати вихідні дані без зсуву щодо вхідних. При строго коректної згортку з обробкою всіх відліків вхідних даних розмір вихідної масиву дорівнює $K+N_1+N_2-1$, і повинні задаватися початкові умови за відліком $y(k)$ для значень $y(0-n)$ до $n = N_2$, і кінцеві для $y(K+n)$ до $n=N_1$. Приклад виконання згортки наведено на рис. 1.2.1.

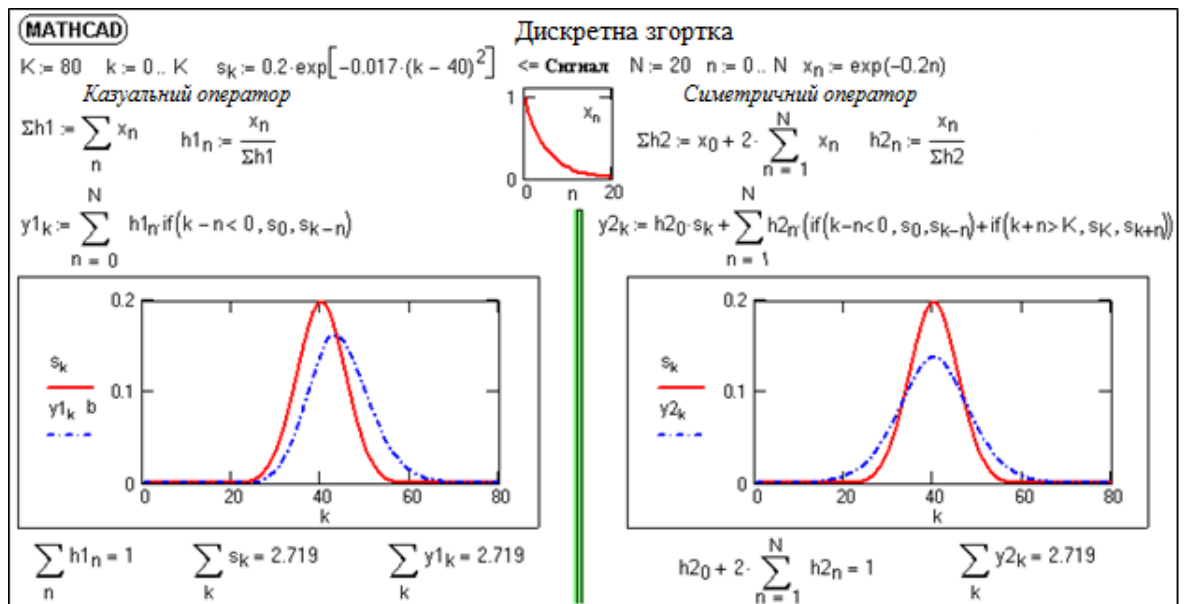


Рисунок 1.3 – Приклади дискретної згортки.

Перетворення згортки однозначно визначає вихідний сигнал для встановлених значень вхідного сигналу при відомому імпульсній відгук системи. Зворотній завдання деконволюції - визначення функції $y(k)$ за функціями $s(k)$ і $h(n)$, має рішення тільки за певних умов. Це пояснюється тим, що згортка може істотно змінити частотний спектр сигналу $s(k)$ і відновлення функції $y(k)$ стає неможливим, якщо певні частоти її спектру в сигналі $s(k)$ повністю втрачені.

1.5.2 Кореляція

Кореляція існує у двох формах: автокореляції і взаємної кореляції. Взаємно-кореляційна функція (ВКФ, cross-correlation function - CCF), і її окремий випадок для центрованих сигналів функція взаємної коваріації (ФВК) - це показник ступеня подібності форми і властивостей двох сигналів. Для двох послідовностей $x(k)$ і $y(k)$ довжиною K з нульовими середніми значеннями оцінка взаємної коваріації виконується за формулами:

$$K_{xy}(n) = (1/(K-n+1)) \sum_{k=0}^{K-n} x(k) y(k+n), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.8)$$

$$K_{xy}(n) = (1/(K-n+1)) \sum_{k=0}^{K-n} x(k-n) y(k), \quad n = 0, -1, -2, \dots \quad (1.8')$$

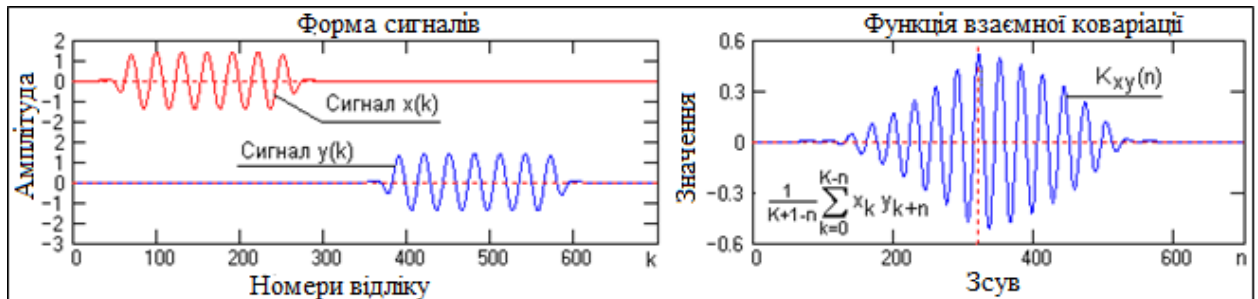


Рисунок 1.4 – Функція взаємної коваріації двох детермінованих сигналів.

Приклад визначення зсуву між двома детермінованими сигналами, представленими радіоімпульсами, по максимуму ФВК наведено на рис. 1.4. По максимуму ФВК може визначатися і зсув між сигналами, досить різними за формою.

На рис. 1.5 наведено аналогічний приклад ФВК двох однакових за формою сигналів, на один з яких накладено шумовий сигнал. Потужність шуму перевищує потужність сигналу. Обчислення ФВК на малюнку виконано у двох варіантах. Варіант 1 повністю відповідає формулі (1.4). Але в умовах присутності в сигналах досить потужних шумів обчислення ФВК зазвичай виконується за варіантом 2 - з постійним нормувальним множником. Це визначається тим, що в міру збільшення зсуву n та зменшення кількості суміруємих членів у формулі (1.4) за рахунок шумових сигналів істотно наростає помилка оцінки ФВК, яка до того ж збільшується за рахунок нелінійного збільшення значення нормувального множника, особливо при малій кількості відліків. Збереження множника постійним в якійсь мірі компенсує цей ефект.

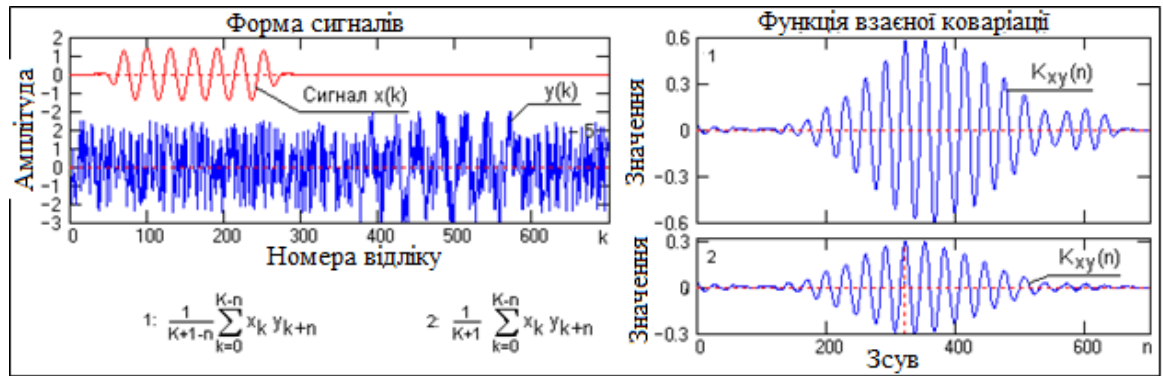


Рисунок 1.5 – ФВК двох сигналів, один.

На рис. 1.6 наведено приклад обчислення функції взаємної коваріації двох однакових сигналів, прихованих в шумах. ФВК дозволяє не тільки визначити величину зрушення між сигналами, а й впевнено оцінити період коливань у досліджуваних радіоімпульсах.

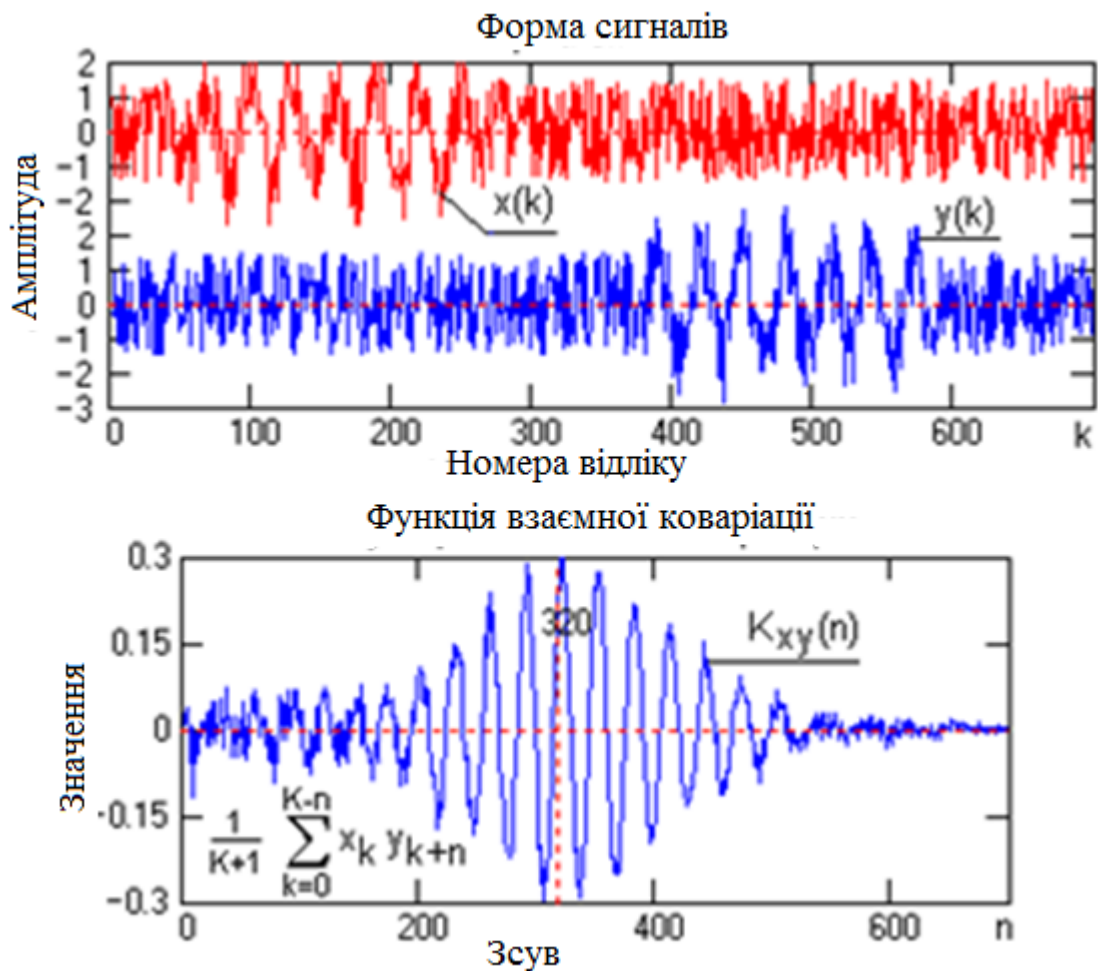


Рисунок 1.6 – ФВК двох зашумлених радіоімпульсов.

Відносний кількісний показник ступеня подібності двох сигналів $x(k)$ і $y(k)$ - функція взаємних кореляційних коефіцієнтів $\rho_{xy}(n)$. Вона обчислюється через центровані значення сигналів (для обчислення взаємної коваріації нецентрованих сигналів досить центрувати один з них), і нормується на добуток значень стандартів (середніх квадратичних варіацій) функцій $x(k)$ і $y(k)$:

$$\rho_{xy}(n) = K_{xy}(n) / (\sigma_x \sigma_y). \quad (1.9)$$

$$\sigma_x^2 = K_{xx}(0) = (1/(K+1)) \sum_{k=0}^K (x(k))^2 \rightarrow \sigma_y^2 = K_{yy}(0) = (1/(K+1)) \sum_{k=0}^K (y(k))^2. \quad (1.10)$$

Інтервал зміни значень кореляційних коефіцієнтів при зрушеннях n може змінюватися від -1 (повна зворотна кореляція) до 1 (повна подібність або стовідсоткова кореляція). При зрушеннях n , на яких спостерігаються нульові значення $r_{xy}(n)$, сигнали некорелювані. Коефіцієнт взаємної кореляції дозволяє встановлювати наявність певного зв'язку між сигналами незалежно від фізичних властивостей сигналів і їх величини.

Зауважимо, що в технічній літературі в термінах "кореляція" і "коваріація" в даний час існують накладки. Кореляційними функціями називають як функції з нецентрованого, так і по центровані сигналам, а також і функцію взаємних кореляційних коефіцієнтів.

Автокореляційна функція (АКФ, correlation function, CF) є кількісною інтегральною характеристикою форми сигналу, дає інформацію про структуру сигналу і його динаміці в часі. Вона, по суті, є окремим випадком ВКФ для одного сигналу і являє собою скалярний твір сигналу і його копії у функціональній залежності від змінної величини значення зсуву:

$$B_x(n) = (1/(K-n+1)) \sum_{k=0}^{K-n} x(k) x(k+n), \quad n = 0, 1, 2, \dots \quad (1.11)$$

АКФ має максимальне значення при $n = 0$ (множення сигналу на самого себе), є парною функцією $B_{xy}(-n) = B_{xy}(n)$, і значення АКФ для негативних координат зазвичай не обчислюються. АКФ центрованого сигналу $K_x(n)$ являє собою функцію автоковаріації (ФАК). ФАК, нормована на своє значення $K_x(0) = \sigma_x^2$ в $n=0$:

$$\rho_x(n) = K_x(n)/K_x(0) \quad (1.12)$$

називається функцією автокореляційних коефіцієнтів.

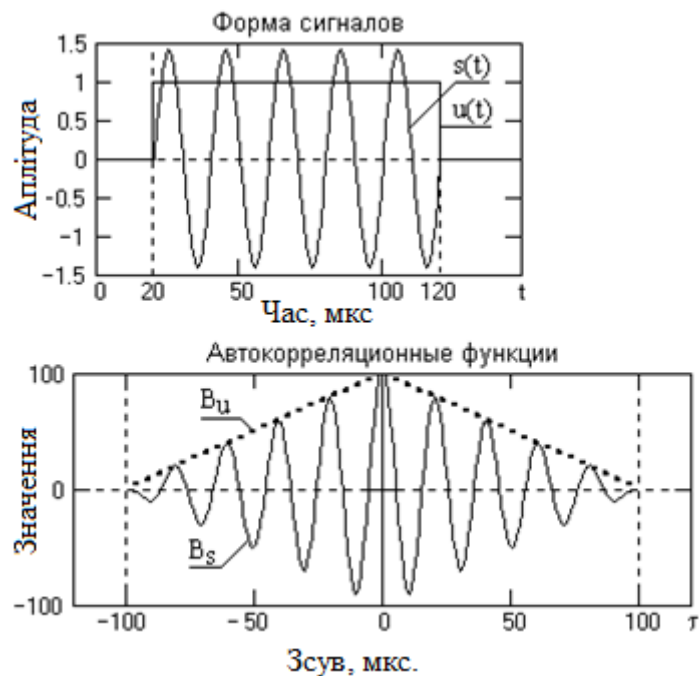


Рисунок 1.7 – Автокореляційні функції.

Як приклад на рис. 1.7 наведено два сигнали - прямокутний імпульс і радіоімпульс однаковою тривалості T , і відповідні даними сигналам форми їх АКФ. Амплітуда коливань радіоімпульса встановлена рівної \sqrt{T} амплітуди прямокутного імпульсу, при цьому енергії сигналів будуть однаковими, що підтверджується рівними значеннями максимумів АКФ. При кінцевій тривалості імпульсів тривалості АКФ також кінцеві, і рівні подвоєним значенням тривалості імпульсів (при зсуві копії кінцевого імпульсу на

інтервал його тривалості як вліво, так і вправо, твір імпульсу зі своєю копією стає рівним нулю). Частота коливань АКФ радіоімпульса дорівнює частоті коливань заповнення радіоімпульса (бічні мінімуми і максимуми АКФ виникають щоразу при послідовних зрушеннях копії радіоімпульса на половину періоду коливань його заповнення).

1.5.2 Лінійна цифрова фільтрація

Лінійна цифрова фільтрація є однією з операцій ЦГЗ, що мають першорядне значення, і визначається як

$$s(k) = \sum_{n=0}^N h(n) y(k-n), \quad (1.13)$$

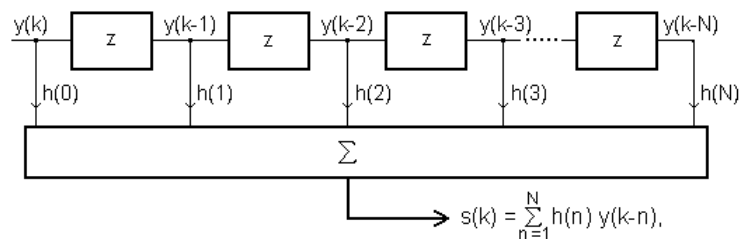


Рисунок 1.8 – Трансверсальний цифровий фільтр.

На малюнку 1.8 $h(n)$ при $n = 0, 1, 2, \dots, N$ представляють собою коефіцієнти фільтра, $y(k)$ і $s(k)$ - вхід і вихід фільтра. Фактично, це подання згортки сигналу з імпульсною характеристикою фільтра.

Цифровий фільтр - фільтр, що обробляє цифровий сигнал з метою виділення та/або придушення певних частот цього сигналу. На відміну від цифрового, аналоговий фільтр має справу з аналоговим сигналом, його властивості не дискретні, відповідно передавальна функція залежить від внутрішніх властивостей складових його елементів.

На рис. 1.8 показана блок-схема фільтра, який у такому вигляді широко відомий, як трансверсальний (z - затримка на один інтервал дискретизації).

До основних операцій фільтрації інформації відносять операції згладжування, прогнозування, диференціювання, інтегрування і розділення сигналів, а також виділення інформаційних (корисних) сигналів і придушення шумів (перешкод). Основними методами цифрової фільтрації даних є частотна селекція сигналів і оптимальна (адаптивна) фільтрація.

Існують різні думки з приводу того, що слід включати в поняття «цифрова фільтрація». Мабуть, доцільно віднести сюди всі системи обробки, де сигнали представлені послідовностями величин, одержуваних у дискретні моменти часу. Такий підхід дозволяє розглядати системи, в яких відліки сигналів в аналоговому вигляді запам'ятовуються на ємностях, або системи, що складаються з відрізків лінії передачі, використовуючи в основному той же математичний апарат, як і при описі чисто цифрового фільтра, побудованого на елементах цифрової техніки.

Прискорюване розвиток цифрової обчислювальної техніки призводить до створення все більш надійного, швидкодіючого, мініатюрного і якісного обладнання. Ще до появи автоматичних ПК існувала примітивна техніка обчислень, яка використовувалася, наприклад, при виконанні: гармонійного фур'є-аналізу з визначенням амплітуд і фаз окремих складових і суми складових; згладжування часових рядів за допомогою вікон, тобто згортки; кореляції, або регресійного аналізу; аналізу періодограм, еквівалентного обробці гребінчастим фільтром. авторегресійного аналізу, еквівалентного рекурсивної фільтрації. Ці види обробки легко виконуються на ПК, Вони зазвичай використовувалися при аналізі короткочасних сигналів, наприклад сейсмічних записів, записів припливів, хвиль, теплового режиму будівель, економічних циклів. ПК дозволили проводити аналіз більш детально, а також обчислювати цифрову згортку довгих часових рядів, що еквівалентно моделюванню аналогової обробки сигналів. Виграш у швидкості і вартості, природно, привів до моделювання систем зв'язку, в яких сигнали могли бути представлені відповідними вибірками. Складність експериментів з обробки мовних сигналів і необхідність гнучкості при їх проведенні послужили

причиною того, що дослідники в області звуку і електроакустики стали одними з найбільш прихильних прихильників цифрової обробки сигналів, перевагами якої перед аналоговими методами є гнучкість, надійність, точність і економічність.

1.5.3 Порівняння аналогових і цифрових фільтрів

Аналогові системи з зосередженими параметрами складаються з елементів, що виконують інтегрування та диференціювання:

$$v(t) = \frac{\int i(t)dt}{c}, \quad (1.14)$$

$$i(t) = \frac{\int v(t)dt}{L}, \quad (1.15)$$

$$i(t) = C \frac{dv(t)}{dt}, \quad (1.16)$$

$$v(t) = L \frac{di(t)}{dt}, \quad (1.17)$$

і, крім того, містять масштабуючі пристрої - підсилювачі, резистори, трансформатори, для яких

$$v = Ri, \quad (1.18)$$

$$v_2 = Av_1, \quad (1.19)$$

$$v_2 = Nv_1, \quad (1.20)$$

Рівняння, що описують такі системи, є лінійними, інтегродиференційними. Наприклад, система першого порядку на рис. 1.9, а описується диференціальним рівнянням

$$\frac{L}{R} - \frac{dv_2}{dt} + v_2 = v_1, \quad (1.2$$

1)

на рис. 1.9, б представлена імпульсна характеристика цієї системи. Рішення рівнянь мають вигляд суми членів, що відповідають власним згасаючим або зростаючим по експоненті синусоїдальним або косинусоїдальним коливанням системи і вимушеним коливанням від вхідного впливу.

Якщо елементи системи лінійні, то для неї можна застосувати принцип суперпозиції. Змінні в аналогових системах визначені в будь-який момент часу.

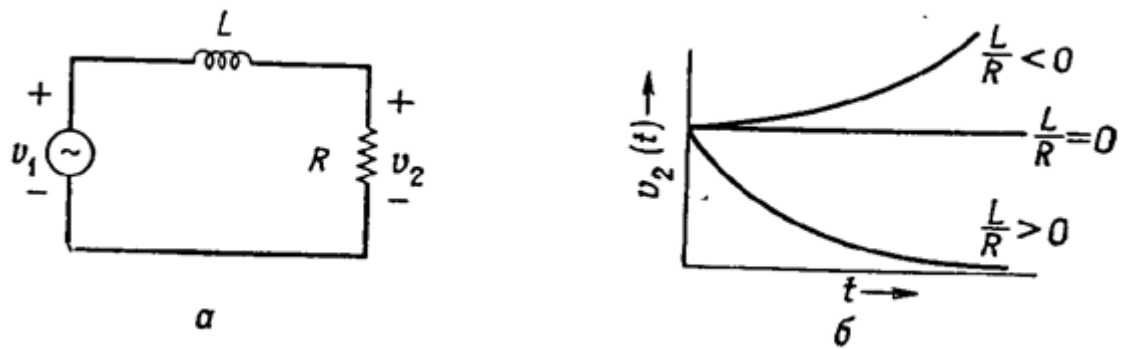


Рисунок 1.9 – Безперервна або аналогов система першого порядку: а - коло, б - імпульсна характеристика.

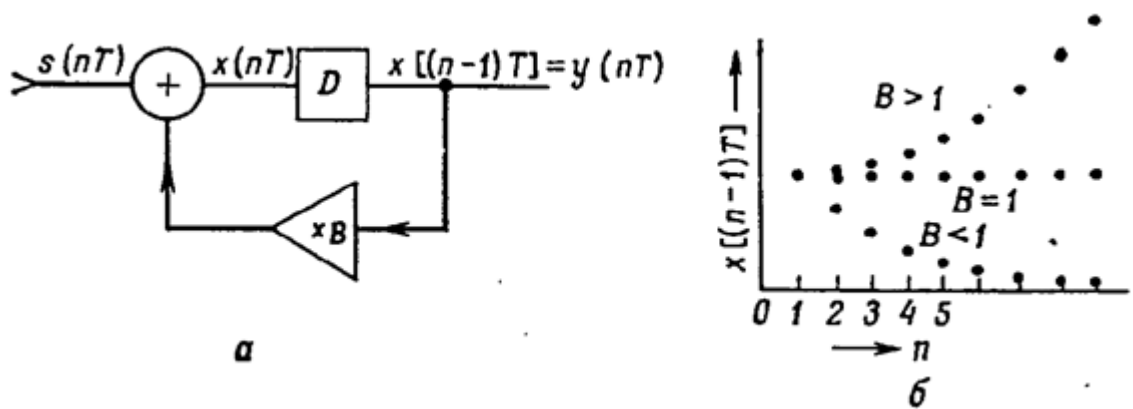


Рисунок 1.10 – Цифрова система першого порядку: а - блок схема, б - імпульсна характеристика

У цифрових системах змінні відомі лише в дискретні моменти часу. У цих системах використовуються операції додавання і множення, а також затримка, кратна інтервалу часу, рівному T -секунд, між відліку, тобто інтервалу дискретизації, або періоду синхронізації. Можливість затримки забезпечується шляхом зберігання значень сигналу як завгодно довго. Простейшим прикладом є система першого порядку (фіг. 1.3, а). Тут значення на виході y (ПТ) дорівнює x (ПТ), затриманому на один інтервал дискретизації, тобто попереднє значення x береться в якості подальшого значення y . Ця система описується рівнянням

$$x(nT) = s(nT) + Bx[(n - 1)T], \quad (1.2)$$

2)

звідки:

$$x[(n - 1)T] = \frac{x(nT)}{B} - \frac{s(nT)}{B}, \quad (1.2)$$

3)

$$x(nT) - x[(n - 1)T] = x(nT) - \frac{x(nT)}{B} + \frac{s(nT)}{B}, \quad (1.2)$$

4)

$$B\Delta_1 x(nT) + (1 - B)x(nT) = s(nT), \quad (1.2)$$

5)

де Δ_1 -оператор перших різниць, що визначається таким чином:

$$\Delta_1 x(nT) = x(nT) - x[(n - 1)T], \quad (1.2)$$

6)

Рівняння (1.3) є різницеvim, як, отже, і рівняння (1.25). Аналогічно різницеvими є рівняння, що описують дискретні системи із затримкою. Ці рівняння відіграють тут ту ж роль, що і диференціальні рівняння в

аналогових системах. В обох випадках рівняння, на щастя, є лінійними, що дозволяє застосовувати принцип суперпозиції.

Наведена система володіє імпульсною характеристикою у вигляді експоненти (рис. 1.10,6), подібної до тієї, яку має RC-коло, але дискретизованого.

1.6. Різновиди структур цифрових фільтрів і методів їх синтезу

У одновимірної дискретної лінійної системі зв'язок між входом і виходом (вхідний і вихідний дискретними послідовностями значень сигналу - отсчетами), задається лінійним оператором перетворення TL:

$$y(k\Delta t) = TL \{x(k\Delta t)\}. \quad (1.27)$$

Цей вираз відображає коротку запис лінійного різницевого рівняння:

$$\sum_{m=0}^m a_m (k\Delta t m\Delta t) = \sum_{n=0}^n b_n x(k\Delta t n\Delta t), \quad (1.28)$$

де $k = 0, 1, 2, \dots$ - порядковий номер відліків, Δt - інтервал дискретизації сигналу, a_m і b_n - речові або комплексні коефіцієнти. Покладемо $a_0 = 1$, що завжди може бути виконано відповідними нормуваннями рівняння (1.28), і, приймаючи надалі $\Delta t = 1$, тобто переходячи до числової нумерації цифрових послідовностей значень сигналів, наведемо його до вигляду:

$$y(k) = \sum_{n=0}^N b_n x(k-n) - \sum_{m=1}^M a_m y(k-m). \quad (1.29)$$

При $k < n$ і m проведення фільтрації можливо тільки при завданні початкових умов для точок $x(-k)$, $k = 1, 2, \dots, N$, і $y(-k)$, $k = 1, 2, \dots, M$. Як правило, в якості початкових умов приймаються або нульові значення, або

виконується продовження відліків вхідних сигналів або його тренда по негативним значенням аргументу.

Оператор, представлений правою частиною даного рівняння, отримав назву цифрового фільтра, а виконувана ним операція - цифровий фільтрації даних (інформації, сигналів). Якщо хоча б один з коефіцієнтів a_m або b_n залежить від змінної k , то фільтр називається параметричним, тобто із змінними параметрами. Нижче ми будемо розглядати фільтри з постійними коефіцієнтами (інваріантні по аргументу).

Основні переваги цифрових фільтрів в порівнянні з аналоговими:

- цифрові фільтри можуть мати параметри, реалізація яких неможлива в аналогових фільтрах, наприклад, лінійну фазову характеристику;
- ЦФ не вимагають періодичного контролю і калібрування, тому що їх працездатність не залежить від дестабілізуючих факторів зовнішнього середовища, наприклад, температури;
- один фільтр може обробляти кілька вхідних каналів або сигналів;
- вхідні і вихідні дані можна зберігати для подальшого використання;
- точність цифрових фільтрів обмежена тільки розрядністю відліків;
- фільтри можуть використовуватися при дуже низьких частотах і у великому діапазоні частот, для чого достатньо лише змінювати частоту дискретизації даних.

1.6.1 Нерекурсивні фільтри

При нульових значеннях коефіцієнтів a_m рівняння (1.29) переходить в рівняння лінійної дискретної згортки функції $x(k)$ з оператором b_n :

$$y(k) = \sum_{n=0}^N b_n x(k-n). \quad (1.30)$$

Значення вихідних відліків згортки (1.30) для будь-якого аргументу k визначаються поточним і "минулими" значеннями вхідних відліків. Такий фільтр називається нерекурсивним цифровим фільтром (НЦФ). Інтервал підсумовування по n отримав назву "вікна" фільтра. Вікно фільтра становить $N + 1$ відлік, фільтр є одностороннім каузальним, тобто причинно-обумовленим поточними і "минулими" значеннями вхідного сигналу, і вихідний сигнал не може випереджати вхідного. Каузальний фільтр може бути реалізований фізично у реальному масштабі часу.

При обробці даних на ЕОМ обмеження по каузальності знімається. У програмному розпорядженні фільтра можуть знаходитися як "минулі", так і "майбутні" значення вхідної послідовності відліків щодо поточної точки обчислень k , при цьому рівняння (1.30) матиме вигляд:

$$y(k) = \sum_{n=-N'}^N b_n x(k-n). \quad (1.31)$$

При $N' = N$ фільтр називається двостороннім симетричним. Симетричні фільтри, на відміну від односторонніх фільтрів, не змінюють фази оброблюваного сигналу.

Так як реакція НЦФ на одиничний вхідний імпульс (а так само і на будь-який довільний вхідний сигнал) завжди скінченна і обмежена розміром вікна фільтра, такі фільтри називають також фільтрами з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ-фільтри).

Техніка виконання фільтрації не відрізняється від техніки виконання звичайної дискретної згортки двох масивів даних.

Уявімо, що на одній смужці паперу виписані по порядку зверху вниз значення даних $x(k) \equiv s_k$ (див. рис. 1.11). На другий смужці паперу знаходяться записані у зворотному порядку значення коефіцієнтів фільтра $b_n \equiv h_n$ (позначення h для коефіцієнтів операторів НЦФ є загальноприйнятим). Для обчислення

$y_k \equiv y(k)$ маємо другу смужку проти першої таким чином, щоб значення h_0 співпало зі значенням s_k , перемножуємо всі значення h_n з розташованими проти них значеннями s_{k-n} , і підсумовуємо всі результати перемноження. Результат підсумовування є вихідним значенням сигналу y_k . Зрушуємо вікно фільтра - смужку коефіцієнтів h_k , на один відлік послідовності s_k вниз (або масив s_k зсуваємо на відлік вгору) і обчислюємо аналогічно таке значення вихідного сигналу, і т.д.

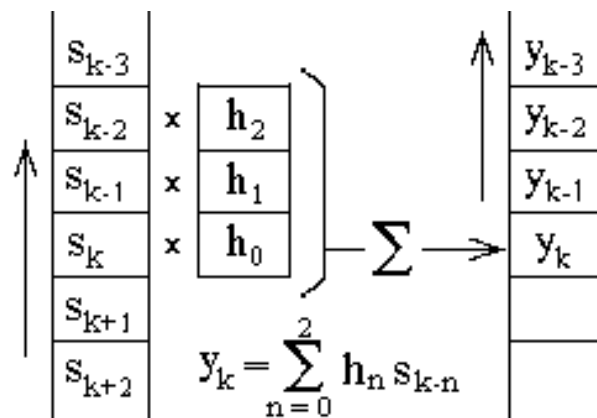


Рисунок 1.11 – Нерекурсивний ЦФ

Описаний процес є основною операцією цифрової фільтрації, і називається згорткою у речовій області масиву даних з оператором фільтра. Для математичного опису поряд з формулами (2.1.3-2.1.4) застосовуються символічні форми запису фільтрації:

$$y(k) = b(n) * x(k-n) \equiv b(n) \textcircled{3} x(k-n). \quad (1.32)$$

Сума коефіцієнтів фільтра визначає коефіцієнт передачі (підсилення) середніх значень сигналу у вікні фільтру і постійної складової в цілому по масиву даних (з урахуванням початкових і кінцевих умов). Як правило, сума коефіцієнтів фільтра нормується до 1.

Є ціла низка методів обробки даних, досить давно і широко відомих, які по суті належать до методів цифрової фільтрації, хоча і не називаються такими. Наприклад, методи згладжування відліків в ковзному вікні постійної

тривалості. Так, для лінійного згладжування даних по п'яти точках з однаковими ваговими коефіцієнтами використовується формула:

$$y_k = 0.2(x_{k-2} + x_{k-1} + x_k + x_{k+1} + x_{k+2}). \quad (1.33)$$

З позицій цифрової фільтрації це не що інше, як двосторонній симетричний нерекурсивний цифровий фільтр:

$$y_k = \sum_{n=-2}^2 b_n x_{k-n}, \quad b_n = 0,2. \quad (1.34)$$

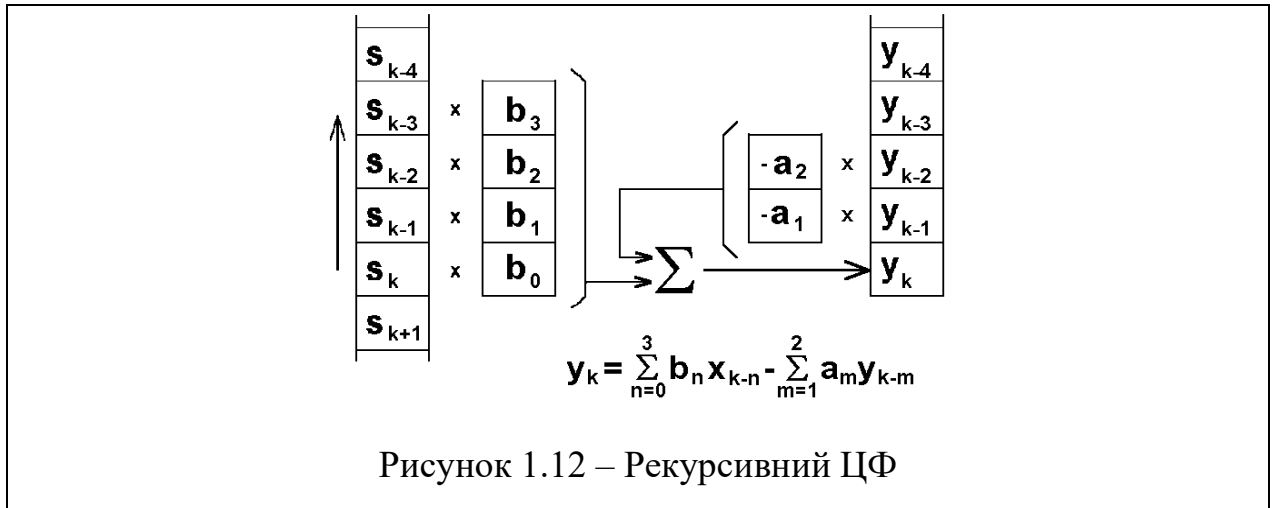
Аналогічно, при згладжуванні даних методом найменших квадратів (МНК) на основі кубічного рівняння:

$$y_k = (-3x_{k-2} + 12x_{k-1} + 17x_k + 12x_{k+1} - 3x_{k+2})/35. \quad (1.35)$$

Для операції фільтрації характерні наступні основні характеристики:

- Дистрибутивність: $h(n) \textcircled{3} [a(k) + b(k)] = h(n) \textcircled{3} a(k) + h(n) \textcircled{3} b(k)$.
- Комутативність: $h(n) \textcircled{3} a(k) \textcircled{3} b(k) = a(k) \textcircled{3} b(k) \textcircled{3} h(n)$.
- Асоціативність: $[a(k) \textcircled{3} b(k)] \textcircled{3} h(n) = h(n) \textcircled{3} a(k) \textcircled{3} b(k)$.

Фільтрація однозначно визначає вихідний сигнал $y(k)$ для встановленого значення вхідного сигналу $s(k)$ при відомому значенні імпульсного відгуку фільтра $h(n)$.



1.6.2 Рекурсивні фільтри

Рекурсивні фільтри це фільтри, які описуються повним різницеvim рівнянням (1.36)

$$y(k) = \sum_{n=0}^N b_n x(k-n) - \sum_{m=1}^M a_m y(k-m), \quad (1.36)$$

прийнято називати рекурсивними цифровими фільтрами (РЦФ), так як в обчисленні поточних вихідних значень беруть участь не тільки вхідні дані, а й значення вихідних даних фільтрації, обчислені в попередніх циклах розрахунків. З урахуванням останнього чинника рекурсивні фільтри називають також фільтрами зі зворотним зв'язком, позитивною або негативною в залежності від знаку суми коефіцієнтів a_m . Повне вікно фільтра складається з нерекурсивної частини b_n , обмеженою в роботі поточними і "минулими" значеннями вхідного сигналу (на ЕОМ можливе використання і "майбутніх" відліків сигналу) і рекурсивної частини a_m , яка працює з "минулими" значеннями вихідного сигналу. Техніка обчислень наведена на рис. 1.12.

З прикладу рекурсивної фільтрації на рис. 1.13 можна бачити, що реакція РЦФ на вхідний сигнал (наприклад, на одиничний імпульс Кронекера

в точці 2), в результаті дії зворотного зв'язку, в принципі, може мати нескінченну тривалість (в даному випадку з близькими до нуля, але не нульовими значеннями), на відміну від реакції НЦФ, яка обмежена кількістю членів b_k (вікном фільтра). Фільтри такого типу називають фільтрами з нескінченною імпульсною характеристикою (БІХ-фільтри). При позитивного зворотного зв'язку (сума коефіцієнтів a_m більше 1) фільтр стає нестійким (йде «в рознос»)

Операції, пов'язані з рекурсивної фільтрації, також відомі у звичайній практиці, наприклад - інтегрування. При інтегруванні за формулою трапецій:

$$y_k = (x_k + x_{k-1})/2 + y_{k-1}, \quad (1.37)$$

тобто тут ми маємо РЦФ з коефіцієнтами: $b_0 = b_1 = 0.5$, $a_1 = 1$.

1.6.3 Імпульсна реакція фільтрів

Функція відгуку. Якщо на вхід нерекурсивніе фільтра подати імпульс Кронекера, розташований у точці $k = 0$, то на виході фільтра ми отримаємо його реакцію на одиничний вхідний сигнал (формула 2.1.3), яка визначається ваговими коефіцієнтами b_n оператора фільтра:

$$y(k) = TL[\delta(0)] = b_n \otimes \delta(k-n) = h(k) \equiv b_n \quad (1.38)$$

Для рекурсивних фільтрів реакція на імпульс Кронекера залежить як від коефіцієнтів b_n фільтра, так і від коефіцієнтів зворотного зв'язку a_m . З використанням формули (1.28):

$$y(k) = \sum_{n=0}^N b_n \delta(k-n) - \sum_{m=1}^M a_m y(k-m) = h_k. \quad (1.39)$$

Функція $h(k)$, яка пов'язує вхід і вихід фільтра з реакції на одиничний вхідний сигнал і однозначно визначається оператором перетворення фільтра, отримала назву імпульсного відгуку фільтра (функції відгуку). Для рекурсивних фільтрів довжина імпульсного відгуку, в принципі, може бути нескінченною.

Якщо довільний сигнал на вході фільтра представити у вигляді лінійної комбінації зважених імпульсів Кронекера

$$x(k) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(n) x(k-n), \quad (1.40)$$

то сигнал на виході фільтра можна розглядати як суперпозицію запізнілих імпульсних реакцій на вхідну послідовність зважених імпульсів:

$$y(k) = \sum_n h(n) (\delta(n) x(k-n)) \equiv \sum_n h(n) x(k-n). \quad (1.41)$$

Для нерекурсивних фільтрів межі підсумовування в останньому виразі встановлюються безпосередньо по довжині імпульсного відгуку $h(n)$.

Визначення імпульсної реакції на практиці потрібно, як правило, тільки для рекурсивних фільтрів, так як імпульсна реакція для НЦФ при відомих значеннях коефіцієнтів $b(n)$, як це випливає з виразу (1.38), спеціального визначення не вимагає: $h(n) \equiv b(n)$.

Якщо вираз для системи відомо в загальній формі (1.28), визначення імпульсної реакції проводиться підстановкою в рівняння системи імпульсу Кронекера з координатою $k = 0$ при нульових початкових умовах. У

відповідності з виразом (1.38) сигнал на виході системи буде представляти собою імпульсну реакцію системи.

Визначення імпульсної реакції фізичної системи зазвичай проводиться подачею на вхід системи ступінчастої функції Хевісайда, яка дорівнює $u(k)=1$ при $k \geq 0$, і $u(k)=0$ при $k < 0$:

$$g(k) = \sum_{n=0}^N h(n) u(k-n) = \sum_{n=0}^k h(n). \quad (1.4)$$

2)

Звідси:

$$h(k) = g(k) - g(k-1). \quad (1.4)$$

3)

Функція $g(k)$ отримала назву перехідної характеристики системи (з одного статичного стану в інше). Форму реакції фільтра на функцію Хевісайда можна бачити на рис. 1.13. (з точки $k = 10$ і далі) в зіставленні з реакцією на імпульс Кронекера в точці $k = 2$.

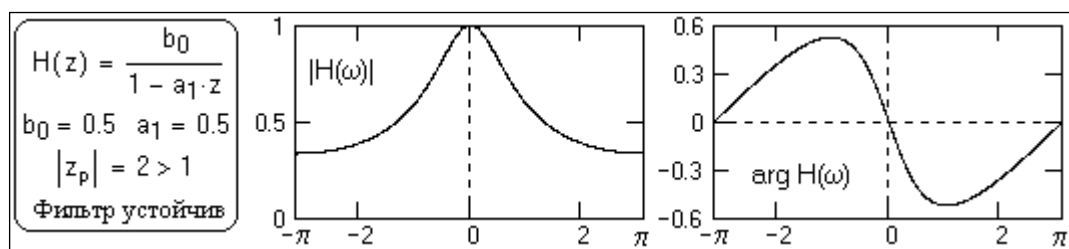


Рисунок 1.13 – Спектр не має особливих точок

Області застосування НЦФ і РЦФ зазвичай обумовлюються видом їх передавальних функцій.

В принципі, нерекурсивні цифрові фільтри універсальні і здатні реалізувати будь-які практичні задачі обробки сигналів. Це й зрозуміло, тому що реакція РЦФ на імпульс Кронекера являє собою імпульсний відгук НЦФ,

а, отже, завдання, які вирішуються РЦФ, можуть виконуватися і НЦФ, але за умови відсутності обмежень за розмірами вікна фільтра. У першу чергу це стосується реалізації БІХ-фільтрів з незгасаючим або слабо затухаючим імпульсним відгуком, наприклад, інтегруючих або фільтрів рекурсивної деконволюції. Обмеження за розмірами вікна є скоріше не теоретичним (нескінченних операторів НЦФ не потрібне), а суто практичним. Немає сенсу застосовувати НЦФ з величезними розмірами операторів і витратити машинний час, якщо та ж завдання у багато разів швидше вирішується рекурсивним фільтром.

Істотною перевагою НЦФ є їх стійкість, можливість виконання у вигляді двосторонніх симетричних фільтрів, що не змінюють фазу вихідних сигналів щодо вхідних, і реалізації строго лінійних фазових характеристик.

З іншого боку, нерекурсивні фільтри можуть бути перетворені в рекурсивні фільтри, якщо є можливість z -поліном передавальної функції НЦФ виразити у вигляді відносини двох коротких z -поліномів РЦФ що може дати істотне підвищення продуктивності обчислень. Як правило, така можливість є для сходяться статечних рядів. Відношення двох z -поліномів дозволяє реалізувати короткі і дуже ефективні фільтри з крутими зрізами на частотні характеристики.

1.7 Висновки

1. Аналіз предметної галузі показав, що використання високошвидкісної обробки відеозображень є актуальною науково-технічною задачею.

2. Для реалізації рішення задач попередньої обробки зображень пропонується використання сигнальної моделі зображення.

3. Для попередньої обробки відеосигналу, що направлена на можливість динамічної зміни деталізації зображення, пропонується використання цифрових фільтрів.

4. З урахуванням необхідності динамічної зміни деталізації, що здійснюється в режимі реального часу при швидкоплинному процесі, пропонується використання структури не рекурсивного цифрового фільтру з кінцевою імпульсною характеристикою.

РОЗДІЛ 2

МЕТОДИ І ЗАСОБИ ЗНИЖЕННЯ ЧАСОВОЇ СКЛАДНОСТІ ВИСОКОШВИДКІСНОЇ ОБРОБКИ ВІДЕОЗОБРАЖЕНЬ

Часова складність - це один з критеріїв оцінки алгоритму. Під нею розуміється залежність ітерацій алгоритму від розміру вхідних даних, тобто це функція від N , де N це кількість вхідних даних. Відеозображення є за своєю суттю масивом даних великого об'єму, і його обробка займає великий ресурс машинного часу. Для високошвидкісної обробки відеозображень, важливим є забезпечити найбільшу швидкість обробки потоку даних. Далі будуть розглянуті основні способи зниження часової складності даного процесу.

2.1 Фактори, що впливають на часову складність високошвидкісної обробки відеозображень

Першим найбільш важливим фактором є розмір відеозображення, виражений у вигляді кількості пікселів по горизонталі й вертикалі. Природно чим більший розмір кадру нашого відеозображення, тим більше буде потрібно машинного часу щоб його обробити і виділити в ньому інформативні ознаки, але при цьому можна провести більш глибокий аналіз даного зображення, якщо нам це потрібно. Як правило, в високошвидкісній реєстрації швидко протікаючих процесів не завжди потрібна велика точність, а необхідна велика частота потоку кадрів. А якщо процес не стаціонарний, і швидкість його протікання постійно змінюється? У такому випадку для раціонального розподілу машинного часу можна спробувати варіювати частотою кадрів. Але даний підхід є недоцільним, у зв'язку зі складнощами перебудови камери на інший частотний діапазон і затримками з'являються в момент перебудови камери. Тоді є можливість міняти рівень деталізації (розміру) відеозображення залежно від характеру протікання процесу. Тоді

при «повільних» процесах ми можемо пожертвувати машинним часом і збільшити деталізацію зображення, а при швидких процесах навпаки - зменшити.

Скоротити машинний час ми можемо також за рахунок встановлення більш сильних обчислювальних процесорів, таких як DSP, або використовувати принцип паралельної багатопотокової обробки сигналу побудований наприклад на ПЛІС архітектурі. Але яким би не був досконалим процесор, обробка великого потоку даних відеозображень є ресурсоємним процесом, і без попередньої обробки зображення неможливо досягти великого зниження часової складності.

Скоротити машинний час можливо також за рахунок бінаризації зображення, яка дозволить спростити потік даних, описуючи кожен піксель або «0», або «1». Але в такому випадку можливе втратити інформативні ознаки за рахунок надмірного стиснення зображення.

Виходячи з вищезгаданого найбільш раціональним є метод зміни деталізації з точки зору простоти реалізації і тому, що для його реалізації можна не використовувати динамічну перебудову камери, а використовувати додатковий блок попередньої обробки зображення, який буде нам виробляти трансформацію зображення з метою підкреслення найбільш інформативних аспектів, що на наступних етапах дозволяє спростити аналіз відеоданих.

2.2 Метод динамічної зміни деталізації. Структурна реалізація.

Так як наш процес, що вимагає відеореєстрації, є нестационарним процесом, то природно немає необхідності в блок попередньої обробки «прошивати» строгий алгоритм для трансформації відеоданих, а необхідно в залежності від характеру процесу змінювати налаштування даного блоку. На підставі вищесказаного складемо узагальнену структуру системи обробки візуальної інформації.

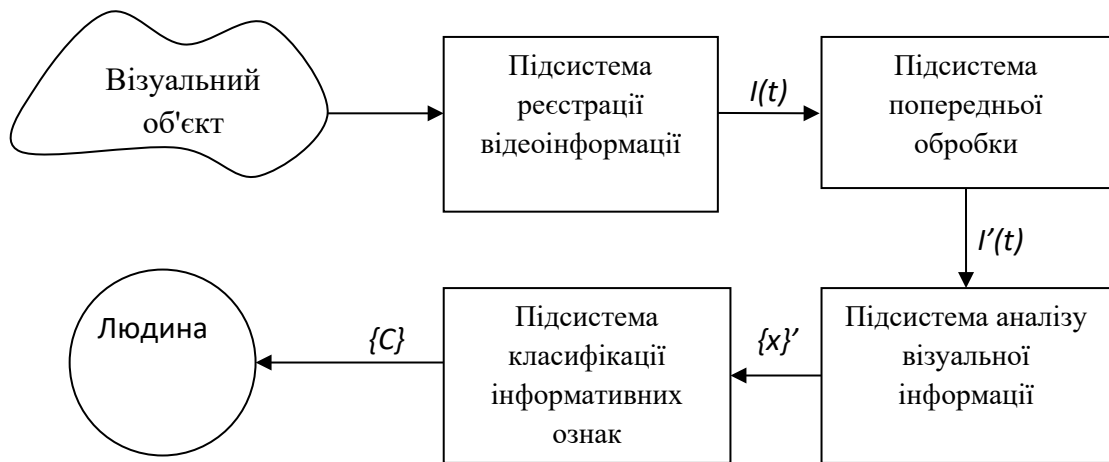


Рисунок 2.1 - Узагальнена структура системи обробки візуальної інформації.

Відповідно до наведеної узагальненої структури, візуальний образ, інформація про який підлягає обробці, фіксується підсистемою реєстрації відеоінформації. У результаті, на підсистему попередньої обробки надходить інформаційний потік відеоданих $I(t)$. Підсистема попередньої обробки забезпечує трансформацію зображення з метою підкреслення найбільш інформативних аспектів, що на наступних етапах дозволяє спростити аналіз відеоданих. В результаті попередньої обробки, на вхід підсистеми аналізу візуальної інформації надходить трансформований потік відеоданих $I'(t)$:

$$I'(t) = F(I(t)) \quad (2.1)$$

де F - деякий функціонал, який визначається цільовою функцією піксельного перетворення.

Підсистема аналізу візуальної інформації визначає деякий безліч інформаційних ознак $\{x\}$ і на підставі заданого критерію G визначає підмножина інформаційних ознак $\{x\}' \{x\}$ причому $\{x | G\}'$. Така селекція інформативних ознак дозволяє зменшити розмірність інформаційного поля аналізу і, як наслідок, знизити часову складність подальшого етапу

класифікації. Критерій G визначається апріорно і залежить від цільової функції обробки відеозображення.

Підсистема класифікації інформативних ознак за наявним безлічі $\{x\}$ здійснює співвіднесення інформаційного образу спостережуваного візуального об'єкта до сукупності класів $\{C\}$. Результат класифікації представляється людині для подальшого прийняття рішення.

При високошвидкісній обробці відеозображення складність ефективної реалізації системи обробки візуальної інформації пов'язана зі значно перевантаженим (внаслідок великої кількості кадрів зображення, переданих в одиницю часу) вхідним інформаційним полем, що негативно позначається на часовій складності процесу аналізу. Для зниження часової складності доцільна реалізація спеціальних методів і засобів попередньої обробки з метою виключення менш інформативних даних з подальшого аналізу.

На приклад нижче на малюнку 2.2 представлена ілюстрація, де важливим інформативним ознакою є обрис кордону червоної області.

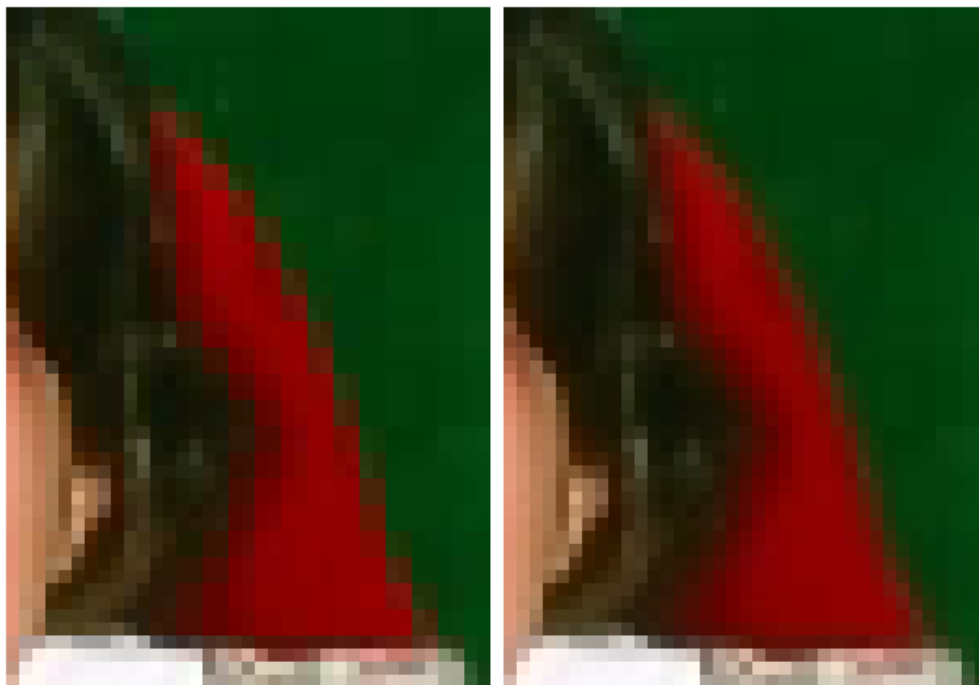


Рисунок 2.2 - інформативні ознаки

Змінюючи рівень деталізації ми помітно прискоримо процес обробки і розпізнавання даного зображення, практично не вплинувши на його

інформативність. Засіб аналізу легко вималюється кордон червоної області, яка не відрізнятиметься від кордону на первинному зображенні, але при цьому швидкість обробки буде вище. Але зменшивши деталізацію зображення ще більше, ми б втратили кордону нашої області і зображення стало б нерозбірливим, неінформативним і марним з погляду його аналізу. Таким чином необхідно зменшувати деталізацію до такого рівня, щоб залишалися наші інформативні ознаки.

Для зниження часової складності процесу визначення векторів швидкостей зміни елементів зображення пропонується застосування методу динамічного зменшення деталізації зображення. При цьому, на етапі попередньої обробки $I'(t)$ буде формуватися з меншою деталізацією. Решта характерні елементи зображення будуть використовуватися як базові для визначення векторів швидкостей (інформативних ознак!).

Для зміни деталізації, зображення піддається сегментації на елементарні вікна, розмір яких визначає результуючий рівень деталізації. Припустимо, що система комп'ютерного зору реєструє переміщення точки з положення А в положення В (рисунок 2.3). При цьому точність визначення проєкцій складових вектора швидкості ΔX і ΔY на площину спостереження буде знаходитися в залежності від розмірів елементарного вікна сегментації dX і dY .

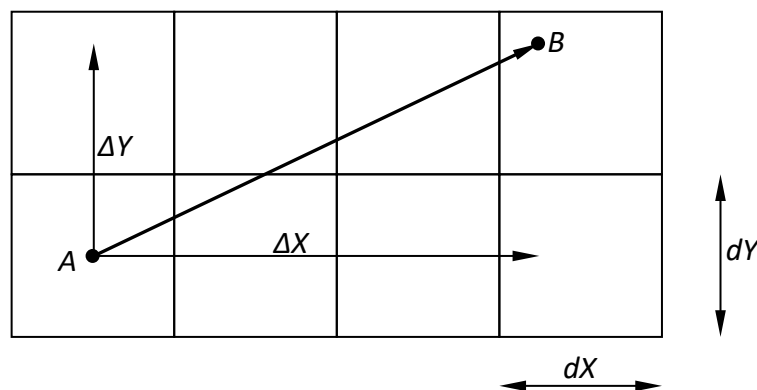


Рисунок 2.3 - Сегментація зображення при визначенні вектора швидкості переміщення точки з положення А в положення В

Очевидно, що при збільшенні швидкості переміщення, за один і той же проміжок часу, точка В буде знаходитися на більшій відстані від точки А.

При цьому проекції складових вектора швидкості ΔX і ΔY будуть збільшуватися. Якщо задатися умовою, що точність визначення вектора швидкості залишається незмінною, то можна зробити висновок, що великим значенням ΔX і ΔY повинні відповідати великі значення dX і dY . Звідси випливає, що при збільшенні швидкості, розмір елементарного вікна сегментації може бути збільшений, що фактично призведе до зменшення деталізації зображення та зниження часової складності обробки зображення.

В якості критерію визначення рівня деталізації для заданої точності визначення швидкості пропонується застосувати співвідношення:

$$G_X = \frac{\Delta X}{dX}, \quad (2.2)$$

$$G_Y = \frac{\Delta Y}{dY}. \quad (2.3)$$

У разі застосування однорідного конечномерного простору та з метою спрощення алгоритму динамічного визначення рівня деталізації справедливо допущення

$$dX = dY. \quad (2.4)$$

Тоді обидві характеристики G_X і G_Y є рівнозначними.

$$G_X \approx G_Y \approx G. \quad (2.5)$$

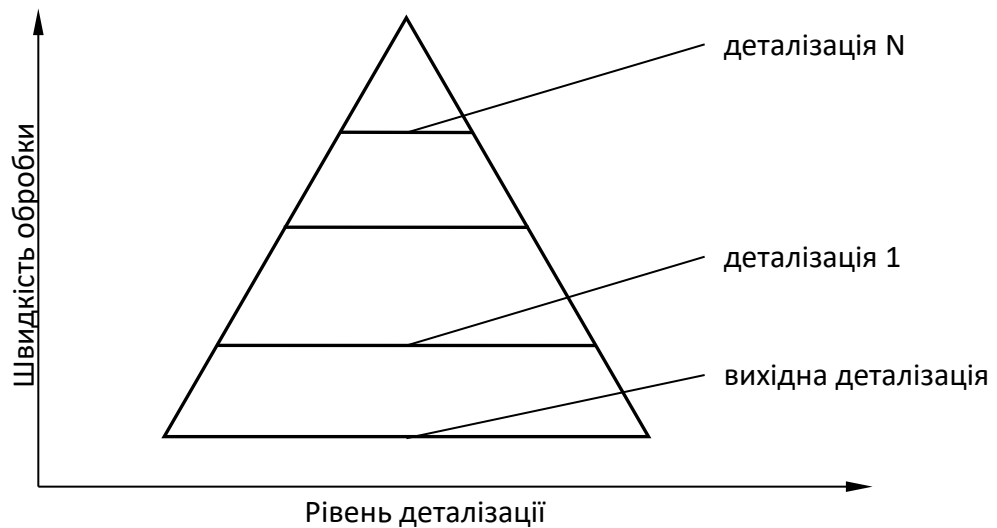


Рисунок 2.4 - Пірамідальна модель представлення зображення

Відповідно до пірамідальної моделлю збільшення швидкості призводить до зменшення рівня деталізації. Тоді, в будь-який момент часу можна визначити параметри елементарного вікна сегментації dX і dY відповідно до критерію G , що приведений до переходу до одного з N рівнів деталізації. Таким чином, підстави пірамід, фактично, символізують обраний рівень деталізації зображення при заданих параметрах точності визначення векторів швидкостей.

Для реалізації методу динамічної зміни сегментації зображення пропонується застосування структур цифрових фільтрів тому, що цифровий фільтр може бути переналаштувати в будь-який момент часу (на відміну від аналогового) і тому він найбільш підходить до блоку попередньої обробки сигналу.

2.3 Обґрунтування вибору КИХ фільтрів для високошвидкісної обробки відеозображень

З двох глобальних класів цифрових фільтрів: чи не рекурсивних з кінцевою імпульсно-фазової характеристикою і рекурсивних з нескінченною імпульсно фазової характеристикою, нам підходить і той і інший тип

фільтрів, але з урахуванням необхідності мінімізації витрат часу на обробку, пропонується застосування першого класу. До того ж, в НЕ рекурсивних цифрових фільтрах з кінцевою імпульсно-фазовою характеристикою фазова характеристика лінійна. Нам немає необхідності робити високоточні розрахунки враховуючи рекурсію, так як це помітно збільшить навантаження на обчислювальне ядро і знизить ефективність фільтра при невеликому вираші в якості, що не є раціональним при високошвидкісній обробці відеозображень. Тому найбільш правильним буде застосування рекурсивний КИХ фільтр, що забезпечить нам чудову швидкість обробки, швидке перепрограмування і легке управління фільтром.

Процес проектування рекурсивного фільтра полягає в завданні необхідної передавальної характеристики фільтра в частотній області та її апроксимації з певною точністю якої-небудь безперервної передавальної функцією, з подальшим z -перетворенням для переходу в z -область. Перші дві операції добре відпрацьовані в теорії аналогової фільтрації сигналів, що дозволяє використовувати для проектування цифрових фільтрів великий довідковий матеріал по аналогових фільтрах. Остання операція є специфічною для цифрових фільтрів.

Для алгебраїчного перетворення безперервної передавальної функції в многочлен по z використовується білінійне перетворення, відоме в теорії комплексних змінних під назвою дрібно-лінійного перетворення.

2.4 Алгоритм синтезу рекурсивних цифрових фільтрів

Алгоритм синтезу цифрових рекурсивних фільтрів включає:

1. Завдання частотної характеристики або передавальної функції фільтра.

2. Апроксимація і розрахунок коефіцієнтів $b(n)$ і $a(m)$ передавальної функції фільтра (9.1.3). Цей етап може виконуватися чотирма методами:

- 2.1. Метод розміщення нулів і полюсів на комплексній z -площині.

2.2. Метод інваріантного перетворення імпульсної характеристики.

2.3. Узгоджене z-перетворення.

2.4. Білінійне z-перетворення.

3. Вибір структури реалізації фільтра - паралельна або каскадна, блоками другого і / або першого порядку.

4. Програмне або апаратне забезпечення реалізації фільтра.

Структура не рекурсивного цифрового фільтра з кінцевою імпульсно-фазовою характеристикою наведена на рисунку 2.5.

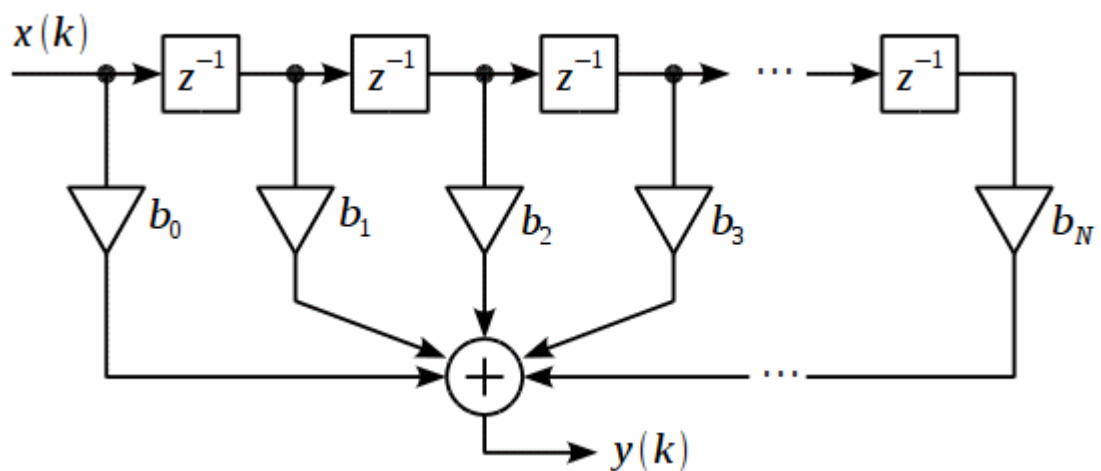


Рисунок 2.5 - Структура не рекурсивного цифрового фільтра з кінцевою імпульсно-фазовою характеристикою

Фільтр порядку N містить N ліній затримки та $N + 1$ коефіцієнт. Якщо коефіцієнт $b_0 = 1$, то отримаємо фільтр порядку N у якого множення на $b_0 = 1$ буде тривіальним. Імпульсна характеристика, відповідно, завжди скінченна і повністю збігається з коефіцієнтами фільтра.

2.4 Висновки

1. Запропонований метод динамічної зміни деталізації при аналізі високошвидкісного зображення і визначення векторів швидкостей, що дозволяє забезпечити необхідну точність і знизити часову складність.

2. Для реалізації методу динамічної зміни деталізації пропонується використання пірамідальної моделі представлення зображень. Ця модель дозволяє абстрагуватися від первинних характеристик деталізації зображення (роздільна здатність і частота кадрів) і перейти до похідної характеристики – потоку даних. Це спрощує розрахунок необхідного рівня деталізації.

3. Запропонований критерій визначення необхідного рівня деталізації зображення для заданої точності визначення векторів швидкостей.

РОЗДІЛ 3

СИНТЕЗ ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ ДЛЯ ВИСОКОШВИДКІСНОЇ ОБРОБКИ ВІДЕОЗОБРАЖЕНЬ

Системи цифрової фільтрації для високошвидкісної обробки відеозображень, для наших цілей, повинні мати такі особливості:

- Наявність мінімальних затримок внесених в сигнал під час обробки;
- Володіти достатньо високою частотою дискретизації для нашої системи ВОІ;
- Мати можливість для динамічної перебудови параметрів фільтрації;
- Володіти загороджувальними властивостями для частот знаходяться поза смуги пропускання;
- Володіти високою стійкістю.

КІХ-послідовності гарантують стійкість, а при введенні відповідної кінцевої затримки і реалізованість. Більше того, нижче буде показано, що КІХ-послідовності можна вибрати так, щоб фільтри мали строго лінійні фазові характеристики. Тому, використовуючи КІХ-послідовності, можна проектувати фільтри з довільною амплітудної характеристикою.

До появи алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) реалізація КІХ-фільтрів вважалася, як правило, нереальною, оскільки для досить хорошою апроксимації фільтрів з гострими зрізами потрібні досить довгі послідовності. Розробка на основі високоефективного алгоритму ШПФ методів швидкої згортки змінила це положення, і в даний час КІХ-фільтри успішно конкурують з Бих-фільтрами, мають гострі зрізи в частотній характеристиці.

Далі будуть розглядатися методи побудови необхідних фільтрів.

3.1 Методика синтезу цифрових КІХ-фільтрів

При цифровій реалізації аналогових вимірювальних та автоматичних систем актуальним завданням є отримання цифрових фільтрів (ЦФ), топологічно відповідних аналоговому прототипу (АП). Традиційно ЦФ по АП отримують шляхом переходу від аналогової s -площині до дискретної z -площині в передавальній функції (ПФ) АП, далі по ПФ ЦФ будують його структурні схеми. Проте в одержуваних при цьому структурах практично відсутня інформація про топологію АП [1].

Синтезувати структури цифрових фільтрів із збереженням в основному топології АП можливо при використанні методу матриць провідності [2, 3] або методу функціональних блоків [4, 5].

Основні чинники, що забезпечують отримання сімейства структур і збереження топології АП:

- Здійснення переходу від аналогової s -площині до дискретної z -площині не в передавальній функції АП, а в системі рівнянь, що описують АП на рівні її блоків, і, таким чином, що зберігають інформацію про топологію АП;

- Використання при описі АП ідеальної моделі операційного підсилювача.

Розглянемо деякі аспекти застосування зазначених методів, зокрема, можливість їх використання спільно з різними методами переходу від аналогової s -площині до дискретної z -площині, що допускають пряму підстановку z замість s .

В якості АП приймемо багатofункціональний фільтр другого порядку (рис. 1), який, залежно від використовуваного виходу (вузли 3, 5, 7, 9), працює одночасно як загороджуючий, ВЧ-фільтр, селективний і НЧ-фільтр.

Система рівнянь, що описують принципову схему АП, може бути отримана як методом матриць провідностей - шляхом побудови і перетворення матриці провідності АП, так і методом функціональних блоків

- шляхом розбиття схеми АП на блоки, записи функцій, реалізованих кожним блоком, об'єднання отриманих функцій в систему. Подальші етапи обох методів збігаються.

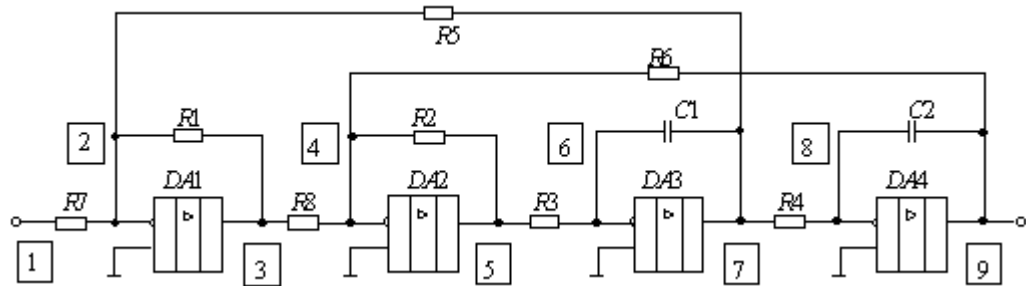


Рисунок 3.1 – Принципова схема аналогового фільтра-прототипу

Система рівнянь в комплексній формі, що описує АП (див. рис. 1), має вигляд:

$$\begin{cases} 0 = G_7 U_1 + G_1 U_3 + G_5 U_7, \\ 0 = G_8 U_3 + G_2 U_5 + G_6 U_9, \\ 0 = G_3 U_5 + s C_1 U_7, \\ 0 = G_4 U_7 + s C_2 U_9, \end{cases} \quad (3.1)$$

де $s = j\omega$;

U_1, U_3, U_5, U_7 - напруги у вузлах 1, 3, 5, 7, відповідно;

C_1, C_2 - ємності конденсаторів;

$G_1 \dots G_8$ - провідності відповідних резисторів.

Розглянемо можливість використання двох методів прямої підстановки z замість s : білінійної перетворення і Ейлера.

У результаті перетворення системи (1) за формулою Ейлера

$$s = (1 - z^{-1}) f_0, \quad (3.2)$$

де z - комплексна змінна $re^{j\theta}$;

f_0 - частота дискретизації,

отримуємо систему дискретних рівнянь:

$$\begin{cases} 0 = G_7 U_1 + G_1 U_3 + G_5 U_7, \\ 0 = G_8 U_3 + G_2 U_5 + G_6 U_9, \\ 0 = G_3 U_5 + C_1(1 - z^{-1})U_7, \\ 0 = G_4 U_7 + C_2(1 - z^{-1})U_9, \end{cases} \quad (3.3)$$

Для перетворення системи (3.3) до виду, що описує фізично реалізований ЦФ, використовуємо метод підстановки. Виконаємо два варіанти перетворень. Перший варіант перетворює систему (3.3) до системи:

$$\begin{cases} U_3 = -G_7/G_1 U_1 - G_5/G_1 U_7, \\ U_5 = -G_8/G_2 U_3 - G_6/G_2 U_9, \\ U_7 = -G_3 G_7 G_8 k (G_1 G_2 C_1 f_0) U_1 + k U_7 z^{-1} + G_3 G_6 k / (G_2 C_1 f_0) U_9 z^{-1}, \\ U_9 = -G_4 / (C_2 f_0) U_7 + U_9 z^{-1}, \end{cases} \quad (3.4)$$

де $k = (G_1 G_2 C_1 C_2 f_0^2) / (G_1 G_2 C_1 C_2 f_0^2 + G_3 G_5 G_8 C_2 f_0 + G_1 G_3 G_4 G_6)$.

Система (3.4) може бути представлена у вигляді:

$$\begin{cases} U_3 = K_1 U_1 + K_1 U_7, \\ U_5 = K_2 U_3 + K_2 U_9, \\ U_7 = K_5 U_1 + K_6 U_7 z^{-1} + K_7 U_9 z^{-1}, \\ U_9 = K_8 U_7 + K_9 U_9 z^{-1}, \end{cases} \quad (3.5)$$

Системі (3.5) відповідає граф структури ЦФ (рис. 3.2, а). В інших графах коефіцієнти описують їх рівнянь також показані в загальному вигляді.

Другий варіант перетворює систему (3.3) до системи:

$$\begin{cases} U_5 = -C_1 f_0 / G_3 U_1 + C_1 f_0 / G_3 U_7 z^{-1}, \\ U_3 = -G_2 / G_8 U_5 - G_6 / G_8 U_9, \\ U_7 = -\frac{G_7 k}{G_5 U_1} + (G_1 G_2 C_1) f_0 k / (G_3 G_5 C_8) U_7 z^{-1} + G_1 G_6 k / (G_5 G_8) U_9 z^{-1}, \\ U_9 = -G_4 / (C_2 f_0) U_7 + U_9 z^{-1}, \end{cases} \quad (3.6)$$

де $k = (G_3G_5G_8C_2f_0) / (G_1G_2C_1C_2f_0^2 + G_3G_5G_8C_2f_0 + G_1G_3G_4G_6)$.

Структура ЦФ, відповідна системі (3.6), показана у вигляді графа (рис. 3.2, б).

Можна було здійснити підстановки в іншій послідовності або використовувати інші методи алгебраїчного перетворення системи дискретних рівнянь (3.3), в цьому випадку були б отримані інші структури ЦФ.

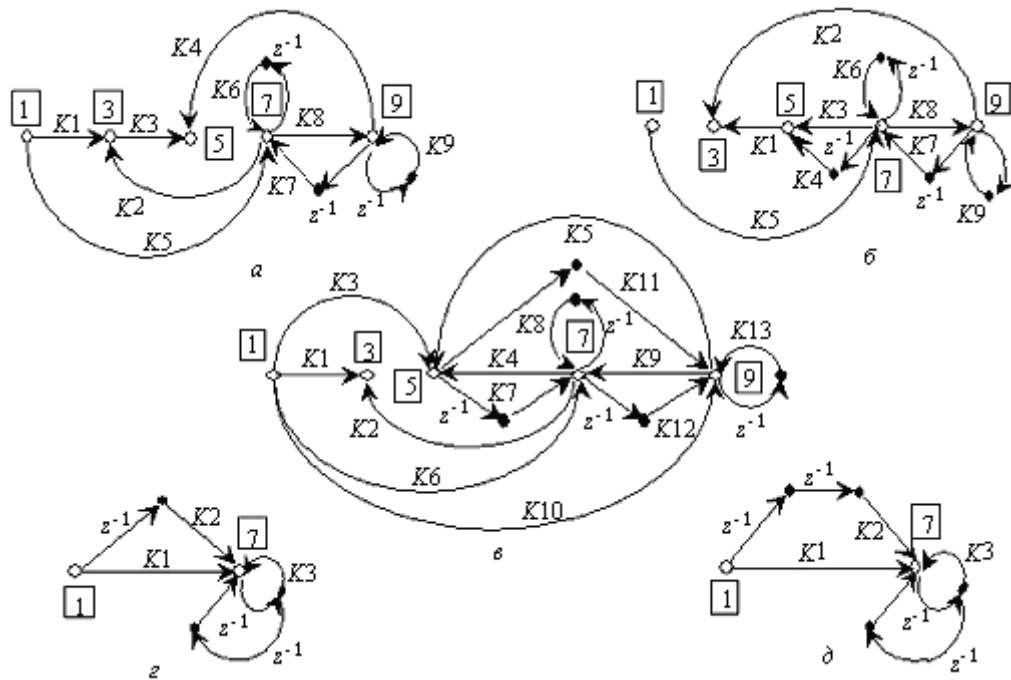


Рисунок 3.2 – Графи структур ЦФ, отриманих з використанням формули Ейлера (а, б) і білінійної перетворення (в), традиційним методом з використанням формули Ейлера (г) і білінійної перетворення (д)

Розглянемо перехід від s -площині до z -площині за допомогою білінійної перетворення.

$$s = \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} 2f_0 \quad (3.7)$$

У результаті перетворення системи (3.3) отримуємо систему:

$$\begin{cases} 0 = G_7 U_1 + G_1 U_3 + G_5 U_7, \\ 0 = G_8 U_3 + G_2 U_5 + G_6 U_9, \\ 0 = G_3(1 + z^{-1})U_5 + 2C_1 f_0(1 - z^{-1})U_7, \\ 0 = G_4(1 + z^{-1})U_7 + 2C_2 f_0(1 - z^{-1})U_9, \end{cases} \quad (3.8)$$

Для перетворення системи (3.8) до виду, що описує фізично реалізований ЦФ, використовуємо метод Гаусса. У результаті перетворення отримуємо:

$$\begin{cases} U_3 = -G_7/G_1 U_1 - G_5/G_1 U_7, \\ U_5 = -G_8 G_7 / (G_1 G_2) U_1 - G_5 G_8 / (G_1 G_2) U_7 - G_6 / G_2 U_9, \\ U_7 = -G_3 G_7 G_8 / n U_1 + G_1 G_3 G_6 / n U_9 - G_1 G_2 G_3 / n U_5 z^{-1} + 2G_1 G_2 C_2 f_0 / n U_7, \\ U_9 = -G_3 G_4 G_7 G_8 k / n U_1 + G_1 G_2 G_3 G_4 k / n U_5 z^{-1} + (-G_4 k - \frac{2G_1 G_2 G_4 f_0 C_1 k}{n}) U_7 z^{-1}. \end{cases} \quad (3.9)$$

де $k = n / (4G_1 G_2 C_1 C_2 f_0^2 + 2G_3 G_5 G_8 C_2 f_0 + G_1 G_3 G_4 G_6)$;

$$n = 2G_1 G_1 G_2 C_1 f_0 + G_3 G_5 G_8.$$

Відповідна системі (3.9) структура ЦФ показана у вигляді графа (рис. 3.2, в).

Отримані структури ЦФ (див. рис. 3.2, а, б, в), в основному зберігають топологію АП, зокрема, в них збережені вузли 1, 3, 5, 7, 9. Надалі обмежимося аналізом синтезованих структур як структур селективних фільтрів. Дослідження показали, що одержувані при цьому результати аналогічні результатам інших варіантів аналізу структур.

Селективним виходом АП є вузол 7. Покажемо, що в синтезованих структурах ЦФ вузол 7 є також виходом селективного фільтра, а їх ПФ, амплітудно-частотні (АЧХ) і фазочастотну характеристики (ФЧХ) відповідають характеристикам АП та збігаються з ПФ, АЧХ, ФЧХ цифрових фільтрів, одержуваних традиційним шляхом.

Передавальна функція від входу до селективного виходу АП :

$$H(s) = -a_1 s / (b_0 + b_1 s + b_2 s^2), \quad (3.10)$$

де $a_1 = G_3G_7G_8C_2$;

$$b_0 = G_1G_3G_4G_6;$$

$$b_1 = G_3G_5G_8C_2;$$

$$b_2 = G_1G_2C_1C_2.$$

Традиційний перехід від АП до ЦФ шляхом перетворення передавальної функції АП (3.10) методом Ейлера (3.2) дає ПФ ЦФ:

$$\begin{aligned} H(z) = & (-G_3G_7G_8C_2f_0 + G_3G_7G_8C_2f_0 z^{-1}) / \\ & (G_1G_2C_1C_2f_0^2 + G_3G_5G_8C_2f_0 + G_1G_3G_4G_6 + 2G_1G_3G_4G_6 z^{-1} - \\ & 2G_1G_2C_1C_2f_0^2 z^{-1} - G_3G_5G_8C_2f_0 z^{-1} + G_1G_2C_1C_2f_0^2 z^{-2}). \end{aligned} \quad (3.11)$$

Для реалізації представимо ПФ (3.11) у вигляді дискретного рівняння

$$U_7 = K_1U_1 + K_2U_1 z^{-1} + K_3U_7 z^{-1} + K_4U_7 z^{-2}, \quad (3.12)$$

де $K_1 = -G_3G_7G_8C_2f_0 / K$;

$$K_2 = G_3G_7G_8C_2f_0 / K;$$

$$K_3 = (-2G_1G_3G_4G_6 z^{-1} + 2G_1G_2C_1C_2f_0^2 z^{-1} + G_3G_5G_8C_2f_0 z^{-1}) / K;$$

$$K_4 = -G_1G_2C_1C_2f_0^2 z^{-2} / K;$$

$$K = G_1G_2C_1C_2f_0^2 + G_3G_5G_8C_2f_0 + G_1G_3G_4G_6.$$

Структура ЦФ, відповідна (12) і реалізує ПФ (11) на основі прямої форми, представлена у вигляді графа (рис. 2, г).

При традиційному переході від АП до ЦФ за допомогою білінійної перетворення передавальної функції АП (10), отримуємо ПФ ЦФ:

$$\begin{aligned} H(z) = & (-2G_3G_7G_8C_2f_0 + 2G_3G_7G_8C_2f_0 z^{-2}) / (4G_1G_2C_1C_2f_0^2 + \\ & 2G_3G_5G_8C_2f_0 + G_1G_3G_4G_6 + 2G_1G_3G_4G_6 z^{-1} - 8G_1G_2C_1C_2f_0^2 z^{-1} \\ & + G_1G_3G_4G_6 z^{-2} - 2G_3G_5G_8C_2f_0^2 z^{-2} + 4G_1G_2C_1C_2f_0^2 z^{-2}). \end{aligned} \quad (3.13)$$

Структура ЦФ, що реалізує ПФ (3.13) у прямій формі, представлена у вигляді графа (рис. 2, д).

ПФ від входів до селективних виходам структур (див. рис. 3.2, а, б) і структури (в), визначені методом Мезона [8], збігаються відповідно з (3.11) і (3.13).

3.2 Matlab-модель цифрового КІХ-фільтра, синтезованого методом аналогій

Моделювання АП проводилося в Matlab та отриманих структур ЦФ в пакеті MATLAB 5.3 при наступних значеннях елементів схеми АП: $R_1 = R_2 = 10000 \text{ Ом}$, $R_3 = R_4 = 1000 \text{ Ом}$, $R_5 = R_6 = 10000 \text{ Ом}$, $R_7 = 5000 \text{ Ом}$, $R_8 = 100000 \text{ Ом}$, $C_1 = C_2 = 3,16 \cdot 10^{-8} \text{ Ф}$.

У результаті моделювання отримані (рис. 3.3): по ПФ (10) - АЧХ (а) і ФЧХ (г) вихідної схеми АП та по ПФ (11) і (13) - АЧХ (б) і ФЧХ (д) усіх синтезованих структур ЦФ.

АЧХ (рис. 3, в) і ФЧХ (рис. 3.3, е) ЦФ, реалізованих у вигляді програм з систем (4), (6), (9) і в повній мірі враховують специфіку структур ЦФ (див. рис. 3.2, а, б, в), визначалися, відповідно, усередненим ставленням амплітуд вихідного і вхідного сигналів і усередненим зсувом фаз між ними на різних частотах.

З графіків (див. рис. 3.3, б, в, д, е) випливає, що АЧХ і ФЧХ всіх цифрових фільтрів, отриманих розглянутими методами синтезу з використанням деякого обраного методу переходу від s-площини до z-площини, ідентичні АЧХ і ФЧХ ЦФ, отриманого традиційним шляхом з використанням того ж методу переходу, тобто структури ЦФ, синтезовані розглянутими методами, адекватні АП.

На цих же графіках спостерігається притаманна ЦФ, одержуваних за допомогою методу Ейлера, істотна залежність характеристик від частоти відліків [1].

Таким чином, представлені методи синтезу цифрових фільтрів по аналоговому прототипу дають можливість:

- Отримати безліч структур ЦФ, адекватних аналоговому прототипу;
- В отриманих структурах ЦФ в основному зберегти топологію АП, в будь-якому випадку зберегти вузли, до яких підключені виходи операційних підсилювачів схеми АП;
- При синтезі структур ЦФ використовувати будь-які методи переходу від аналогової s-площини до дискретної z-площини, що допускають пряму підстановку z замість s;
- Використовувати будь-які методи розв'язання систем лінійних алгебраїчних рівнянь для перетворення системи дискретних рівнянь до виду, що описує структуру фізично реалізованого ЦФ.

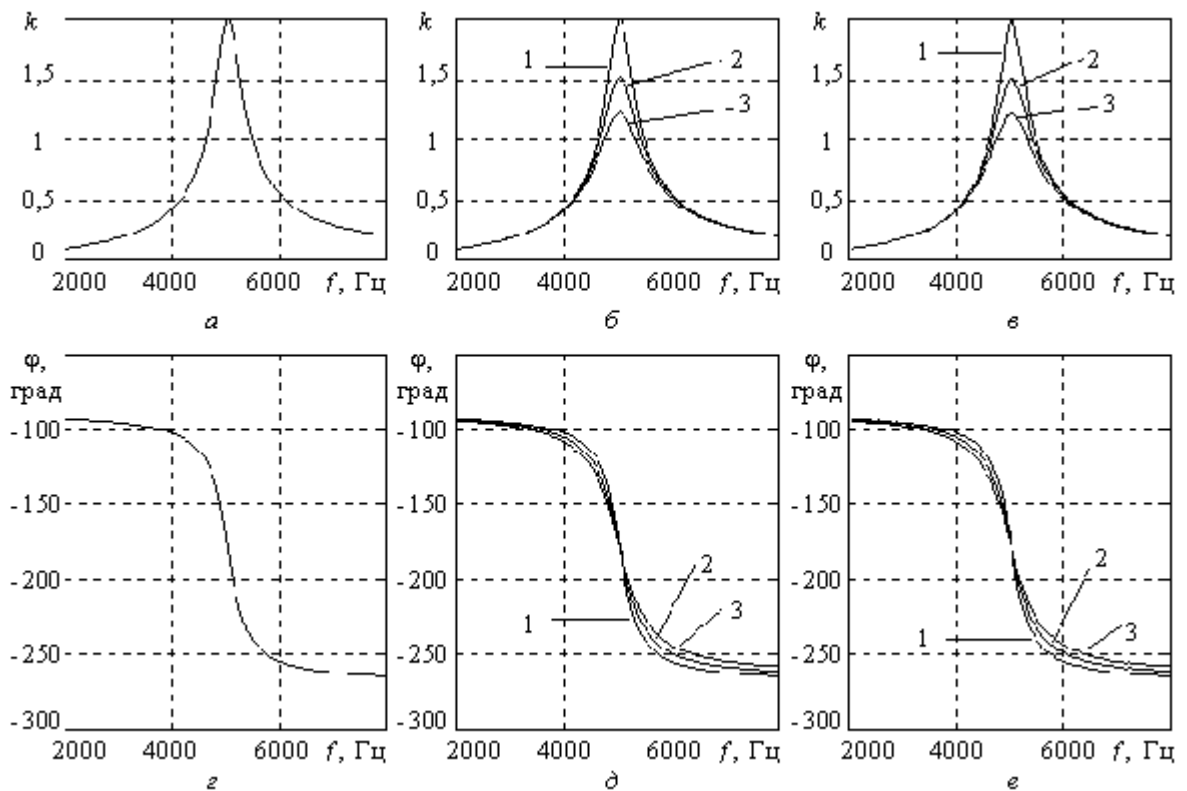


Рисунок 3.3 – Результати моделювання характеристик АП та ЦФ: по ПФ (10) - АЧХ (а) і ФЧХ (г) вихідного АП; по ПФ (11) і (13) - АЧХ (б) і ФЧХ (д) ЦФ; з систем рівнянь (3.4), (3.6), (3.9) - АЧХ (в) і ФЧХ (е) ЦФ; 1 –

ЦФ отримані білінійною перетворення, $f_0 = 5 \times 10^5$ Гц; 2 - ЦФ отримані методом Ейлера, $f_0 = 5 \times 10^5$ Гц, 3 - ЦФ отримані методом Ейлера, $f_0 = 10^6$ Гц

На вигляд отриманих структур ЦФ впливають метод переходу від аналогової s -площини до дискретної z -площини і метод і послідовність перетворень системи дискретних рівнянь до виду, що описує фізично реалізований ЦФ.

3.3 Синтез нерекурсивного цифрового фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки відеозображень.

Для синтезу нерекурсивних цифрових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки зображень можуть бути застосовні аналітичні та ітераційні методи. Серед них можна виділити два основних:

- метод вагових функцій;
- метод частотної вибірки.

Крім того, можливе застосування числових методів розрахунку, серед яких виділяються наступні критерії:

- критерій мінімального середньоквадратичного відхилення (мінімального СКО);
- критерій рівноволнового наближення.

Більшість методів синтезу КІХ-фільтрів реалізовано в пакеті програм MATLAB, і проектування не вимагає застосування математичних виразів. Проте, для отримання повної картини аналітичних перетворень доцільно використовувати пакет «MathCAD

3.3.1 Синтез усереднюючого фільтра

Найбільш простим КІХ-фільтром можна вважати усереднюючий фільтр, який обчислює середньоарифметичне значення N відліків:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} \cdot x(n-k) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x(n-k). \quad (3.13)$$

Коефіцієнти фільтра є відліками імпульсної характеристики $h(k)$.

Передавальна функція фільтра дорівнює

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} \cdot z^{-k} = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot z^{-k}. \quad (3.14)$$

Частотна характеристика обчислюється шляхом підстановки $z = e^{j\omega \cdot T_d}$

$$H(j \cdot \omega) = \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{N} \cdot e^{-j\omega \cdot k \cdot T_d} = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot e^{-j\omega \cdot k \cdot T_d}. \quad (3.15)$$

Даний фільтр являє собою цифровий ФНЧ, параметри якого залежать тільки від частоти дискретизації і порядку фільтра N .

Змінюючи зазначені параметри, можна підібрати частоту зрізу ФНЧ. Інші параметри фільтру при цьому забезпечити на заданому рівні складніше.

3.3.2 Синтез КІХ-фільтрів методом вагових функцій

3.3.2.1 Особливості методу вагових функцій

Синтез нерекурсивних цифрових фільтрів (НРЦФ або КІХ-фільтрів) може бути виконаний за заданою ідеалізованою частотній характеристикі фільтра $H_d(j \cdot \omega)$ з нульовим запізненням і допустимими погрішностей її апроксимації.

Враховуючи, що частотна характеристика і імпульсна характеристика пов'язані парою перетворень Фур'є, за допомогою зворотного перетворення Фур'є може бути знайдена імпульсна характеристика $h_d(n)$, яка відповідає заданій ідеалізованою частотній характеристикі:

$$h_d(n) = \frac{T_d}{2\pi} \cdot \int_{-\omega_d/2}^{\omega_d/2} H_d(j\omega) \cdot e^{j\omega \cdot n \cdot T_d} \cdot d\omega. \quad (3.16)$$

Однак імпульсна характеристика ідеального фільтра має нескінченну довжину і не відповідає умові фізичної реалізованості:

при $n < 0$ $h_d(n) \neq 0$ - відгук фільтра випереджає вхідний вплив.

Тому вона не може бути безпосередньо використана в якості імпульсної характеристики НРЦФ.

Наприклад, для цифрового ФНЧ (рис. 3.2) в основній смузі частот $\pm \omega_d/2$

$$H_d(j\omega) = \begin{cases} 1, & -\omega_c \leq \omega \leq \omega_c; \\ 0, & \text{для других } \omega; \end{cases} \quad (3.17)$$

$$h_d(n) = \frac{T_d}{2\pi} \int_{-\omega_c}^{\omega_c} H_d(j\omega) e^{j\omega \cdot n \cdot T_d} d\omega = \frac{\omega_c T_d}{\pi} \frac{\sin(\omega_c n T_d)}{\omega_c \cdot n \cdot T_d} = \frac{\lambda_c}{\pi} \frac{\sin(\lambda_c n)}{\lambda_c n} \quad (3.18)$$

Аналітичні описи імпульсних характеристик інших типів ідеальних ЦФ наведені в п. 2.3.4.

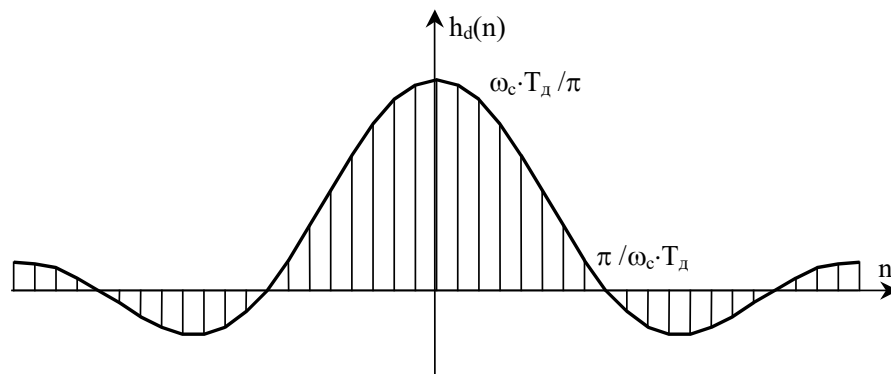


Рисунок 3.2 – Імпульсна характеристика ідеального ФНЧ

Отримати на основі імпульсної характеристики (3.4) фізично реалізований КІХ-фільтр з частотною характеристикою, близькою до заданої, можна шляхом зсуву $h_d(n)$ вправо на $(N-1)/2$ відліків і усічення її за межами n

<0 і $n \geq N$. При цьому частотна характеристика фільтра апроксимується усіченим поруч Фур'є з коефіцієнтами $h_d[n - (N - 1)/2]$

$$H(j \cdot \omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h_d[n - (N - 1)/2] \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot n \cdot T_d} . \quad (3.19)$$

Відомо, що просте усічення ряду Фур'є супроводжується коливаннями Гіббса, що виникають при апроксимації розривних функцій.

Для поліпшення якості апроксимації в методі вагових функцій імпульсну характеристику НРЦФ конструюють обмеженням довжини імпульсної характеристики $h_d[n - (N - 1)/2]$ за допомогою спеціальних вагових функцій або вікон $w(n)$ кінцевої довжини N :

$$h(n) = h_d[n - (N - 1)/2] \cdot w(n) . \quad (3.20)$$

Наприклад, просте усічення еквівалентно множенню на прямокутну вагову функцію $w_R(n)=1, n=0, \dots, N-1$.

Отриманою таким чином імпульсної характеристиці відповідає частотна характеристика фільтра

$$H(j \cdot \omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h[n] \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot n \cdot T_d} , \quad (3.21)$$

обумовлена згорткою в частотній області заданої частотної характеристики $H_d(j \cdot \omega)$ з частотною характеристикою (Фур'є-образом) ваговій функції $W(j \cdot \omega)$:

$$H(j \cdot \omega) = W(j \cdot \omega) * H_d(j \cdot \omega) = \frac{T_d}{2 \cdot \pi} \cdot \int_{-\omega_d/2}^{\omega_d/2} W(j \cdot \theta) \cdot H_d[j \cdot (\omega - \theta)] \cdot d\theta , \quad (3.22)$$

де * - символ згортки, θ - змінна інтегрування,

$$W(j \cdot \omega) = \sum_{n=0}^{N-1} w[n] \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot n \cdot T_d} - \text{Частотна характеристика вагової функції.}$$

Дані перетворення в тимчасовій і частотній області ілюструються графіками рис. 3.3, досить наочно відображають вплив вагового усічення на якість апроксимації заданої частотної характеристики усіченим поруч Фур'є.

Частотна характеристика вагової функції на рис. 3.3 має головний пелюсток шириною $\Delta\omega_{\text{гл}}$ і бічні пелюстки, рівень яких характеризується максимальним за модулем значенням $\delta_{\text{бл.мах}}$ і площею під бічними пелюстками. Згортка в частотній області здійснюється графічно шляхом зміщення за частотою в межах $\pm \omega_d/2$ дзеркально відображеної частотної характеристики вагової функції і обчислення площі перекриття її із заданою частотною характеристикою $H_d(j \cdot \omega)$.

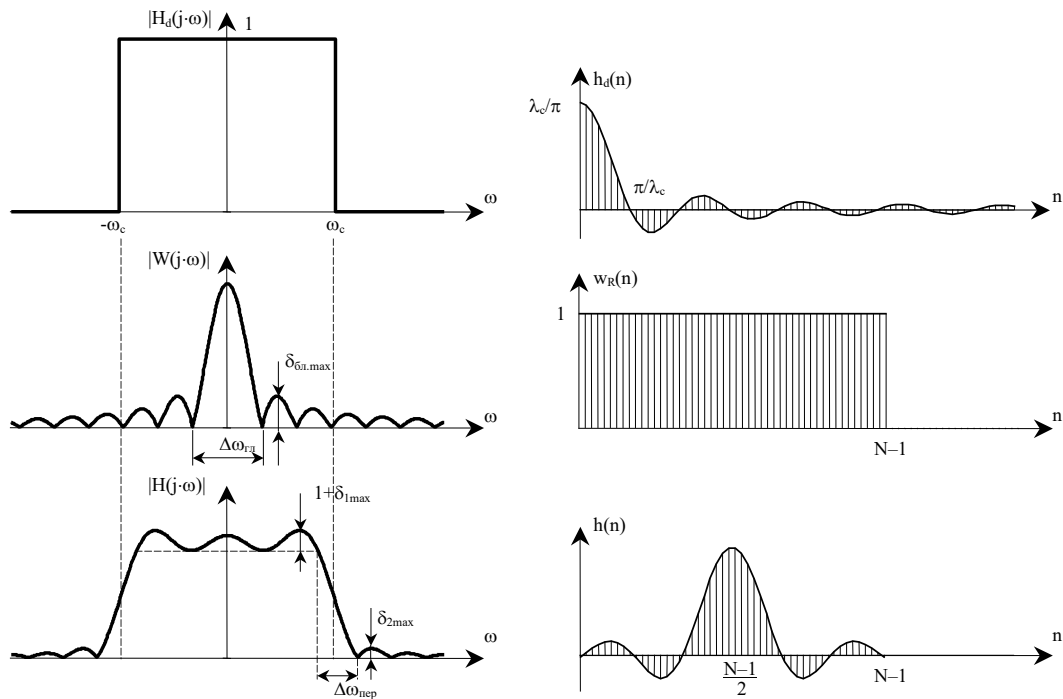


Рисунок 3.3 – Графічна ілюстрація синтезу НРЦФ методом вагових функцій

(ідеальний ФНЧ і прямокутна вагова функція)

З рисунка випливає, що перехідна смуга частотної характеристики фільтра $H(j\omega)$ визначається шириною головного пелюстка частотної характеристики ваговій функції: $\Delta\omega_{\text{пер}} \approx \Delta\omega_{\text{гл}}$, а похибки апроксимації (пульсації) у смузі пропускання і затримування δ_1, δ_2 пов'язані з рівнем її бічних пелюсток. Це визначає вимоги до вагової функції, яка повинна мати:

- мінімальну ширину головного пелюстка $\Delta\omega_{\text{гл}}$;
- мінімальний рівень бічних пелюсток $\delta_{\text{бл.мах}}$ і мінімальну площу під бічними пелюстками;
- мінімальну довжину N .

Вимоги ці досить суперечливі. Так, більш гладкі вагові функції мають менший рівень бічних пелюсток, але більшу ширину головного пелюстка, що зменшується зі збільшенням довжини вагової функції N . Цим пояснюється різноманіття використовуваних на практиці типів вагових функцій.

Слід зазначити, що метод вагових функцій забезпечує сувору лінійність ФЧХ і сталість групового часу запізнювання фільтра зважаючи парній або непарній симетрії одержуваної цим методом імпульсної характеристики:

$$h(n)=h(N-1-n), \quad (3.23)$$

3.3.2.2 Алгоритм вибору вагової функції та порядок розрахунку

У табл. 1 наведені використовувані при синтезі ЦФ параметри вагових функцій: прямокутної, трикутної, Ханна, Хеммінга і Блекмана.

Крім значень ширини головного пелюстка $\Delta\omega_{\text{гл}}=D\cdot\omega_d/N$, де D - так званий

D -фактор, і максимального рівня бічних пелюсток $\delta_{\text{бл.мах}}$ вони включають в себе також оцінні значення похибки апроксимації частотної характеристики в смузі затримання (максимальні пульсації частотної характеристики) $|\delta_{2\text{мах}}|$ дБ, розраховані для цифрового ФНЧ з частотою зрізу. Такі ж похибки мають місце і при синтезі ФВЧ.

Для ЦФ з двома і більше частотами зрізу (ППФ, ПЗФ, МПФ) залежно від конкретних даних похибка апроксимації може бути більше її оцінного значення, але не більше ніж на 6 дБ.

Таблиця 3.1

Тип	$\Delta\omega_{\text{гл}}=D\cdot\omega_{\text{д}}/N$	$\delta_{\text{бл.мах}}, \text{дБ}$	$\delta_{2\text{мах}}, \text{дБ}$
Прямокутна	$2\cdot\omega_{\text{д}}/N$	-13,6	-21
Трикутна	$4\cdot\omega_{\text{д}}/N$	-27	-26
Ханна	$4\cdot\omega_{\text{д}}/N$	-31	-44
Хеммінга	$4\cdot\omega_{\text{д}}/N$	-41	-53
Блекмана	$6\cdot\omega_{\text{д}}/N$	-57	-74

Крок 1. Керуючись даними табл. 3.1, по необхідному загасання частотної характеристики в смузі затримання A_z можна вибрати типу вагової функції.

Крок 2. Для вибраної вагової функції і заданої перехідної смуги частотної характеристики фільтра $\Delta f_{\text{пер}} = |f_z - f_c|_{\text{min}}$ відповідно до наближеним співвідношенням $\Delta f_{\text{гл}} = \Delta f_{\text{пер}} = D \cdot f_{\text{д}} / N$ знаходиться необхідна довжина вагової функції і визначається нею довжина імпульсної характеристики фільтра:

$$N \geq D \cdot f_{\text{д}} / \Delta f_{\text{пер}}, \quad (3.24)$$

де D - коефіцієнт, що залежить від типу вагової функції (D -фактор), див. табл.3.1,3. 2.

Значення N прирівнюється найближчого цілого числа, зазвичай непарному.

Крок 3. В якості частот зрізу заданої частотної характеристики використовують їх розрахункові значення $f_{\text{ср}}$, зміщені в смугу затримання приблизно на половину перехідної смуги фільтра $\Delta f_{\text{пер}}$. Це пов'язано з

властивим даному методу розмиванням кордонів переходу від смуги пропускання фільтра до смугі затримання (рис. 3). Наприклад, для ПФ:

$$f_{c1p} \approx f_{c1} - \Delta f_{\text{пер}} / 2; f_{c2p} \approx f_{c2} + \Delta f_{\text{пер}} / 2. \quad (3.25)$$

Крок 4. Знаходиться імпульсна характеристика фільтра шляхом вагового усічення зміщеною вправо на $(N-1)/2$ відліків імпульсної характеристики $h_d(m)$:

$$h(m) = h_d[m - (N-1)/2] \cdot w(m), m = 0, 1, \dots, N-1. \quad (3.26)$$

Крок 5. Розраховується АЧХ фільтра.

$$H(j \cdot \omega) = \sum_{k=0}^{N-1} h[k] \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot k \cdot T_d} \quad (3.27)$$

і перевіряється її відповідність вихідними даними нерівномірності частотної характеристики в смугі пропускання $A_{\text{п}}$ і загасання в смугі затримання $A_{\text{з}}$.

Крок 6. Оскільки цей метод не забезпечує точної відповідності вихідних і розрахункових даних (є ітераційним), при необхідності коректуються значення розрахункових частот зрізу f_{c1p} , f_{c2p} і довжини фільтра N і розрахунки повторюються.

3.2.2.3 Визначення виду вагової функції

Найпростіша вагова функція - прямокутна - має мінімальну ширину головного пелюстка і максимальний рівень бічних пелюстків.

$$w_R(n) = 1, n = 0, \dots, N-1. \quad (3.28)$$

Трикутна вагова функція є сверткою двох прямокутних вагових функцій довжиною $N/2$:

$$w_T(n) = w_R(n) * w_R(n) = \begin{cases} \frac{2 \cdot n}{N-1}, & 0 \leq n \leq \frac{N-1}{2} \\ 2 - \frac{2 \cdot n}{N-1}, & \frac{N-1}{2} < n \leq N-1 \end{cases} \quad (3.29)$$

У неї вдвічі більша ширина головного пелюстка при досить великому рівні бічних пелюсток.

Бічні пелюстки її мають ширину $\Delta\omega_{\text{бл}} = 2 \cdot \omega_d / N$ или $\Delta\lambda_{\text{бл}} = 4 \cdot \pi / N$.

Узагальнена вагова функція Хеммінга описується виразом

$$w_H(n) = \alpha - (1 - \alpha) \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right). \quad (3.30)$$

При $\alpha = 0.5$ вона відповідає ваговій функції Ханна, при $\alpha = 0.54$ - ваговій функції Хеммінга.

Рівень бічних пелюсток ваговій функції Хеммінга виявляється прийнятним для багатьох програм НРЦФ.

Бічні пелюстки частотної характеристики мають ширину $\Delta\omega_{\text{бл}} = \omega_d / N$ або $\Delta\lambda_{\text{бл}} = 2 \cdot \pi / N$. Площа під бічними пелюстками становить 0.04% від площі квадрата частотної характеристики вагової функції.

Вагова функція Блекмана має вигляд

$$w_B(n) = 0.42 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right) + 0.08 \cdot \cos\left(\frac{4 \cdot \pi \cdot n}{N-1}\right). \quad (3.31)$$

У порівнянні з ваговою функцією Хеммінга у неї більш широкий головний пелюсток (у 1.5 рази) при дуже малому рівні бічних пелюсток.

Ширина бічних пелюсток цієї ваговій функції $\Delta\omega_{\text{бл}} = \omega_d / N$ или $\Delta\lambda_{\text{бл}} = 2 \cdot \pi / N$.

При синтезі НРЦФ використовуються також ефективні вагові функції Ланцоша, Дольфа-Чебишева, Каппеліні, та ін [3.27, 3.28], серед яких особливе значення має клас вагових функцій або вікон Кайзера.

Вагові функції Кайзера.

На відміну від інших вагових функцій, що характеризуються постійними значеннями рівня бічних пелюсток $\delta_{\text{бл.мак}}$ і відносини (D-фактор), у вагових функцій Кайзера ці параметри можуть широко варіюватися за допомогою коефіцієнта β , що входить до математичний вираз цієї функції:

$$w_C(n) = I_0(\beta \cdot \sqrt{1 - \left[\frac{2 \cdot n}{N-1}\right]^2}) / I_0(\beta), \quad (3.32)$$

де $I_0(x)$ - функція Бесселя нульового порядку.

Завдяки цьому забезпечується найкраще для даного методу синтезу якість апроксимації заданої частотної характеристики або найменший порядок фільтра при заданій якості апроксимації.

Кайзером шляхом чисельного інтегрування згортки складена таблиця (табл. 3.2) і отримані емпіричні формули, які дозволяють безпосередньо по заданому загасання $A_3 = |\delta_{2\text{мак}}|$ (дБ) частотної характеристики $H(j \cdot \omega)$, апроксимуючої ідеальний ФНЧ, вибрати або розрахувати значення D-фактора і коефіцієнти β [3.21]:

$$D \approx \frac{A_3 - 7.95}{14.36}, \text{ при } A_3 > 21 \text{ дБ}; \quad D = 0.9222, \text{ при } A_3 < 21 \text{ дБ}; \quad (3.33)$$

$$\beta = \begin{cases} 0, & \text{при } A_3 \leq 21 \text{ дБ} \\ 0.5842 \cdot (A_3 - 21)^{0.4} + 0.07886 \cdot (A_3 - 21), & \text{при } 21 < A_3 < 50 \text{ дБ} \\ 0.1102 \cdot (A_3 - 8.7), & \text{при } A_3 \geq 50 \text{ дБ} \end{cases} \quad (3.34)$$

За обчисленому або взятому з таблиці значенням D визначається необхідний порядок фільтра $N \approx D \cdot f_d / \Delta f_{\text{пер}}$, який округлюється потім до найближчого більшого непарного числа.

Як і для інших вагових функцій, у разі апроксимації ідеальних фільтрів типу ППФ, ПЗФ, МПФ загасання частотної характеристики в смузі затримання може бути менше його табличного значення, але не більше ніж на 6 дБ.

Таблиця 3.2

A_z , дБ	β	D	A_z , дБ	β	D
25	1.333	1.187	65	6.204	3.973
30	2.117	1.536	70	6.755	4.321
35	2.783	1.884	75	7.306	4.669
40	3.395	2.232	80	7.857	5.017
45	3.975	2.580	85	8.408	5.366
50	4.551	2.928	90	8.959	5.714
55	5.102	3.261	95	9.501	6.062
60	5.653	3.625	100	10.061	6.410

У табл. 3.3 наведені також розрахункові значення рівня пульсацій частотної характеристики в смузі пропускання, відповідні різним значенням загасання в смузі затримання.

Таблиця 3.3

A_z , дБ	$1 \pm \delta_{1\max}$, дБ	A_z , дБ	$1 \pm \delta_{1\max}$, дБ
30	± 0.27	70	± 0.0027
40	± 0.086	80	± 0.00086
50	± 0.027	90	± 0.00027
60	± 0.0086	100	± 0.000086

3.3.3 Імпульсні характеристики ідеальних ЦФ

Аналітичні описи імпульсних характеристик ЦФ різного типу виходять в загальному випадку шляхом виконання зворотного перетворення Фур'є їх ідеалізованих частотних характеристик ЧХ $H_d(j\cdot\omega)$.

$$h_d(0) = \frac{\omega_c \cdot T_d}{\pi} = \frac{\lambda_c}{\pi}; \quad h_d(n) = \frac{\lambda_c}{\pi} \cdot \frac{\sin(\lambda_c \cdot n)}{\lambda_c \cdot n}, \quad n = \pm 1, \pm 2, \dots, \quad (3.35)$$

Для ідеального цифрового ФНЧ, як показано вище, імпульсна характеристика визначається вираженням

$$y(n) = x(n); \quad h_d(0) = 1; \quad h_d(n) = 0 \text{ при } n \neq 0; \quad H_d(j\cdot\omega) = 1 \text{ при } |\omega| \leq \omega_d / 2. \quad (3.36)$$

Імпульсні характеристики ЦФ типів ФВЧ, ПФ (смугового), РФ (режекторного) і МПФ (багатосмугового) можуть бути виражені через імпульсні характеристики цифрового ФНЧ і ВПФ:

$$H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФВЧ}} = H_d(j\cdot\omega)_{\text{ВПФ}} - H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ}}, \quad (3.37)$$

$$H_d(j\cdot\omega)_{\text{ПФ}} = H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ2}} - H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ1}}, \quad (3.38)$$

$$H_d(j\cdot\omega)_{\text{РФ}} = H_d(j\cdot\omega)_{\text{ВПФ}} - H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ2}} + H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ1}}, \quad (3.39)$$

де $H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ}}$, $H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ1}}$ и $H_d(j\cdot\omega)_{\text{ФНЧ2}}$ - частотні характеристики ідеальних ФНЧ з частотами зрізу λ_c , λ_{c1} , λ_{c2} , ($\lambda_{c2} > \lambda_{c1}$), відповідними частотам зрізу ФВЧ, ПФ і РФ.

Така ж зв'язок справедлива і для імпульсних характеристик, що дозволяє безпосередньо записати відповідні їм аналітичні вирази:

$$h_d(0)_{\text{ФВЧ}} = 1 - \frac{\lambda_c}{\pi}, \quad h_d(n)_{\text{ФВЧ}} = -\frac{\lambda_c}{\pi} \cdot \frac{\sin(\lambda_c \cdot n)}{\lambda_c \cdot n}, \quad n = \pm 1, \pm 2, \dots \quad (3.40)$$

$$h_d(0)_{\text{ПФ}} = \frac{\lambda_{c2}}{\pi} - \frac{\lambda_{c1}}{\pi}, \quad h_d(n)_{\text{ПФ}} = \frac{\sin(\lambda_{c2} \cdot n)}{\pi \cdot n} - \frac{\sin(\lambda_{c1} \cdot n)}{\pi \cdot n}, \quad (3.41)$$

$$h_d(0)_{\text{РФ}} = 1 - \frac{\lambda_{c2}}{\pi} + \frac{\lambda_{c1}}{\pi}, \quad h_d(n)_{\text{РФ}} = \frac{\sin(\lambda_{c1} \cdot n)}{\pi \cdot n} - \frac{\sin(\lambda_{c2} \cdot n)}{\pi \cdot n}. \quad (3.42)$$

Аналогічним чином знаходяться співвідношення і для конкретного МПФ.

3.3.4 Синтез КИХ-фільтрів методом частотної вибірки

3.3.4.1 Особливості синтезу методом частотної вибірки

У методі частотної вибірки імпульсна характеристика фільтра $h(n)_N$ знаходиться шляхом дискретизації по частоті заданої частотної характеристики $H_d(j \cdot \omega)$ і обчислення її зворотного дискретного перетворення Фур'є (ОДПФ).

Дискретизація частотної характеристики $H_d(j \cdot \omega)$ за частотою здійснюється в смузі $0 \dots \omega_d$ шляхом переходу від безперервних значень частоти ω до дискретних: $\omega_k = \Delta\omega \cdot k$, где $k=0, 1, \dots, N-1$; $\Delta\omega = \omega_d/N$ - крок дискретизації; k - номер частотної вибірки; N - число точок дискретизації.

Крок дискретизації по частоті $\Delta\omega$ вибирається з умови $\Delta\omega \leq \Delta\omega_{\text{пер}} / (L + 1)$, де L -цілі числа, $L = 0, 1, 2, \dots$; $\Delta\omega_{\text{пер}}$ - перехідна смуга фільтра.

У результаті виходить дискретизованої частотна характеристика фільтра (ДЧХ) $H_d(j \cdot \omega_k) = H_d(j \cdot \omega)|_{\omega=\omega_k}$ (рис. 3.4). Так як задана частотна характеристика відповідає фізично не реалізуються фільтру з нульовим запізненням, то для ЦФ зі ступенчатообразнимі АЧХ дискретизованої частотна характеристика ототожнюється далі з їх дискретизованої АЧХ.

Дискретизація частотної характеристики на рис. 3.4 виконана з кроком $\Delta\omega = \Delta\omega_{\text{пер}}/2$ ($L=1$).

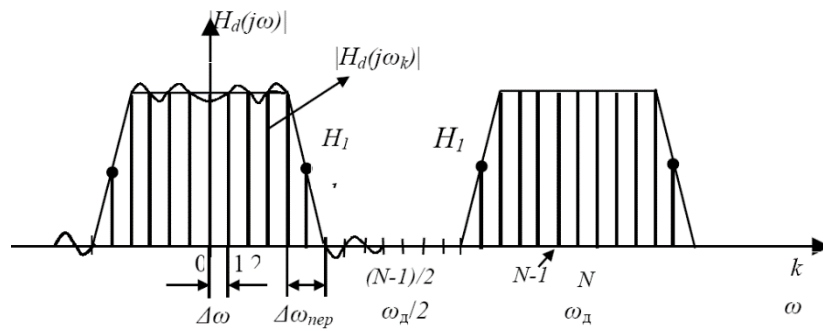


Рисунок 3.4 – Дискретизованої ЧХ цифрового фільтра нижніх частот

ДЧХ має значення, рівні в смузі пропускання 1 ($H_d(j \cdot \omega_k)=1$), в смузі затримання - нулю ($H_d(j \cdot \omega_k)=0$) і в перехідній смузі - деяким проміжним варійованим (оптимізуємого) значенням $H_d(j \cdot \omega_k)=H_1=var$, від яких залежить якість апроксимації заданої частотної характеристики.

ДЧХ $H_d(j \cdot \omega_k)$ можна поставити у відповідність деяку імпульсну характеристику $h_p(n)$, яка визначається за допомогою зворотного дискретного перетворення Фур'є (ОДПФ):

$$h_p(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} H_d(j\omega_k) \cdot e^{j\omega_k \cdot n \cdot T_d} \quad (3.43)$$

Отримана імпульсна характеристика (рис. 3.5.а) є періодичною з періодом $N_p = N$, тому що дискретизації в частотній області відповідає періодизація в тимчасовій області.

В якості імпульсної характеристики синтезованого методом частотної вибірки НРЦФ вибирається один період імпульсної характеристики $h_p(n)$, зрушений вправо на $(N-1)/2$ відліків (для забезпечення фізичної реалізованості) і усічений прямокутної вагової функцією (для отримання КІХ-фільтра) (рис . 5.б):

$$h(n) = h_p\left(n - \frac{N-1}{2}\right), n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (3.44)$$

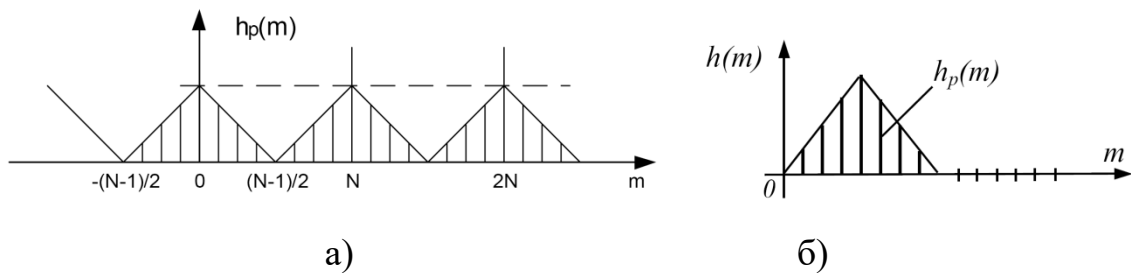


Рисунок 3.5 – Імпульсна характеристика, відповідна ДЧХ (а) і імпульсна характеристика НРЦФ, синтезованого методом частотної вибірки (б)

За імпульсної характеристики $h(n)$ знаходиться частотна характеристика фільтра $H(j \cdot \omega)$, апроксимуюча задану $H_d(j \cdot \omega)$:

$$H(j \cdot \omega) = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot n \cdot T_d} \quad (3.45)$$

АЧХ фільтра на частотах $\omega = \omega_k$: $H(\omega_k) = H_d(\omega_k)$ точно збігається з частотними вибірками ДЧХ, а на частотах $\omega \neq \omega_k$ $H(\omega) \neq H_d(\omega)$ - відрізняється від заданої на величину похибки апроксимації. ФЧХ фільтра суворо лінійна внаслідок симетрії імпульсної характеристики.

Якість апроксимації в даному методі залежить від числа вибірок частотної характеристики в перехідній смузі L і їх значень $H_{i, \text{опт}}$ ($i=1, 2, \dots, L$), що роблять апроксимовану функцію більш гладкою.

Різним значенням L відповідають наступні зразкові значення максимального рівня бічних пелюсток:

$$L = 0: \delta_{2\text{max}} \approx -20 \text{ дБ};$$

$$L = 1: \delta_{2\text{max}} \approx -40 \text{ дБ};$$

$$L = 2: \delta_{2\text{max}} \approx - (50 - 60) \text{ дБ};$$

$$L = 3: \delta_{2\text{max}} \approx - (80 - 100) \text{ дБ}.$$

Реально методом частотної вибірки можна синтезувати НРЦФ з мінімальним загасанням в смузі затримання до (90-120) дБ.

Таким чином, оптимізація фільтра полягає у виборі L - числа вибірок в перехідній смузі і пошуку їх оптимальних значень $N_{1,опт}$, мінімізують похибки апроксимації. Очевидно, що зі збільшенням числа варійованих вибірок істотно ускладнюється процедура оптимізації. Вона досить ефективно реалізується на ЕОМ методом лінійного програмування.

3.3.4.2 Алгоритм розрахунку методом частотної вибірки

Крок 1. За значенням заданого загасання в смузі затримання A_3 вибирається число варійованих відліків L частотної характеристики в перехідній смузі. Наприклад, при $A_3 \leq 40$ дБ, $L = 1$.

Чим складніше АЧХ фільтра, тим менше загасання при даному значенні L .

Крок 2. Для прийнятого значення L і заданої перехідної смуги знаходимо крок дискретизації частотної характеристики за частотою:

$$\Delta f = \frac{\Delta f_{пер}}{L+1} \quad (3.46)$$

і кількість точок дискретизації:

$$N = \frac{f_d}{\Delta f} = (L+1) \cdot \frac{f_d}{\Delta f_{пер}} \quad (3.47)$$

Прирівнюємо N до найближчого цілого числа, зазвичай непарному.

Крок 3. Дискретізуємо задану частотну характеристику $H_d(j \cdot \omega)$ з кроком Δf , в результаті чого отримуємо ДЧХ $H_d(j \cdot \omega_k)$, $k = 0, 1, \dots, N-1$.

Визначаємо номери k одиничних, нульових і варійованих частотних вибірок.

Задаємося початковими значеннями $H_{i,нач}$ оптимізуються частотних вибірок в кожній перехідній смузі, наприклад, шляхом лінійної інтерполяції АЧХ між її граничними частотами зрізу і затримування.

Крок 4. Розраховуємо частотну характеристику $H(j\omega)$ і знаходимо значення $H_{i,опт}$, при яких частотна характеристика задовольняє заданим вимогам.

Наприклад, для ФНЧ

при $L = 1, N = 33$ значення $H_{1,опт} = 0.3904, \delta_{2max} = -40$ дБ;

при $L = 2, N = 65$ $H_{1,опт} = 0.588, H_{2,опт} = 0.1065, \delta_{2max} < -60$ дБ.

Крок 5. Розраховуємо імпульсну характеристику НРЦФ з урахуванням симетрії частотної характеристики:

$$h(n) = \frac{H_d(0)}{N} + \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{(N-1)/2} 2 \cdot |H_d(j\omega_k)| \cdot \cos\left[\left(n - \frac{N-1}{2}\right) \cdot \omega_k \cdot T_d\right] \quad (3.48)$$

де $n = 0, 1, 2, \dots, N-1$.

3.3.5 Чисельні методи синтезу цифрових фільтрів

Чисельні або оптимальні методи синтезу ЦФ реалізуються на ЕОМ за допомогою процедур безпосередньої апроксимації заданих частотних характеристик фільтра відповідно до визначених критеріїв мінімізації помилок апроксимації. При цьому частотні характеристики фільтра можуть мати довільну форму. Основними при апроксимації БХ і КХ-фільтрів є критерії мінімуму середньоквадратичної помилки помилки (СКО) і найкращого чебишовського рівноволнового наближення (мінімаксний критерій).

Критерій мінімізації СКО має наступну цільову функцію

$$E = \sum_{k=1}^M [|H(j \cdot \omega_k)| - |H_d(j \cdot \omega_k)|]^2, \quad (3.49)$$

де, $H_d(j \cdot \omega_k)$, $H(j \cdot \omega_k)$ - задана і апроксимуюча частотні характеристики фільтра, обчислювані на дискретній множині частот ω_k . Ця функція нелінійна щодо коефіцієнтів фільтра.

Мінімаксий критерій полягає в мінімізації на множині частот максимальних значень зваженого функціоналу помилки:

$$E(\omega) = W(\omega) \cdot |H(j \cdot \omega) - H_d(j \cdot \omega)|, \quad (3.50)$$

де $W(\omega)$ - позитивна вагова функція.

Пошук оптимальних значень коефіцієнтів фільтра при чисельній апроксимації здійснюється методами найменших квадратів, лінійного програмування, нелінійної оптимізації (алгоритм Флетчера-Пауелла для БІХ-фільтрів) і багаторазової заміни Ремеза (для фільтрів з чебишовської апроксимацією КІХ і БІХ-типу). Для них є ефективні комп'ютерні програми, наприклад, програма Макклемана синтезу оптимальних за критерієм Чебишева КІХ-фільтрів, універсальні програми синтезу ЦФ FDAS2K, DFDP, пакет Signal системи MatLAB та ін

Висновок. В даний час найпоширеніший є чисельний метод синтезу, так як сучасні ПК дозволяють з великою точністю визначити параметри фільтру, побудувати їх математичні моделі та проаналізувати результати за отриманими графіками. Але наша робота не передбачає отримання результатів високої точності, а лише показує можливі шляхи синтезу та варіації параметрами. Тому складемо математичну модель для найбільш простого фільтра, а саме усереднюючий фільтр.

3.4 Моделювання полученної математичної моделі в пакеті MathCAD

Як приклад на рис. 3.6, 3.7 показано розрахунок цифрового фільтра низьких частот (ФНЧ) усереднюючого типу з частотою зрізу $F_c = 100$ Гц в пакеті Mathcad.

$$\begin{aligned}
 Fd &:= 8 \cdot 10^3 \quad \text{частота дискретизації} \\
 Td &:= (Fd)^{-1} \quad Td = 1.25 \times 10^{-4} \quad \text{період дискретизації} \\
 N &:= 20 \quad \text{порядок фільтру} \\
 ik &:= 0..N - 1 \\
 B_{ik} &:= \frac{1}{N} \\
 \omega_{min} &:= 0 \quad \omega_{max} := 2 \cdot \pi \cdot Fd \quad d\omega := (\omega_{max} - \omega_{min}) \cdot (1000)^{-1} \\
 \omega &:= \omega_{min}, \omega_{min} + d\omega.. \omega_{max} \quad \text{діапазон частот} \\
 z(\omega) &:= e^{i \cdot \omega \cdot Td} \\
 H2z(\omega) &:= \sum_{k=0}^{N-1} \left(B_k \cdot z(\omega)^{-k} \right) \quad \text{частотна характеристика}
 \end{aligned}$$

Рисунок 3.6 - Вхідні дані та розрахунок усереднюючого фільтру

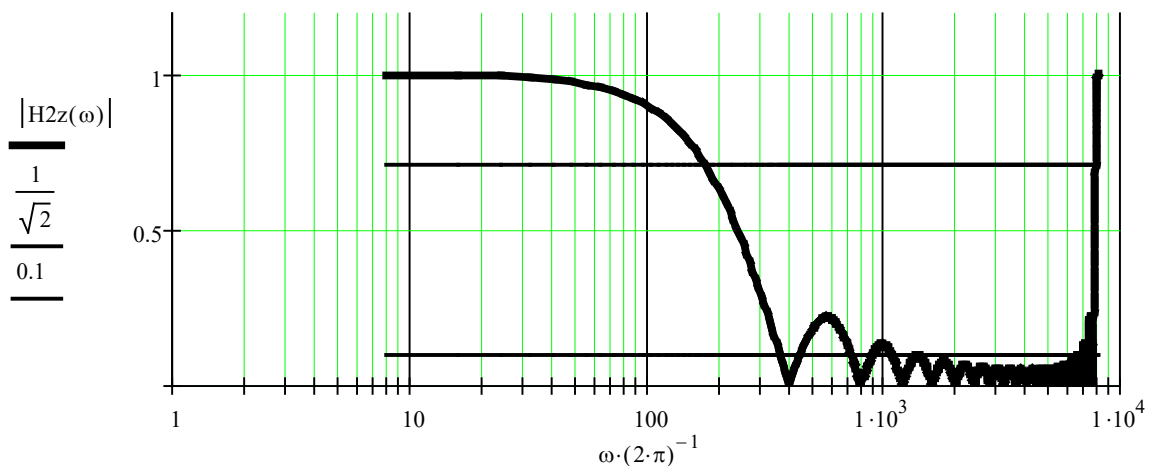


Рисунок 3.7 – Результат розрахунку АЧХ цифрового фільтра

Перевіряємо значення АЧХ ЦФ на необхідній частоті зрізу

$$F_c = 100, \quad (3.51)$$

$$|H2z(2\pi F_c)| = 0.901, \quad (3.52)$$

Де $|H2z(2\pi F_c)|$ – значення АЧХ на частоті зрізу

Видно, що значення АЧХ на необхідній частоті зрізу відрізняється від необхідного значення рівного 0.7071.

Отже, необхідно змінити порядок фільтра N, який дорівнював спочатку 20.

Підбираємо порядок фільтра N для забезпечення необхідної частоти зрізу

Можна переконатися, що при значенні N=35 забезпечується найменше відхилення коефіцієнта передачі на частоті зрізу від необхідного значення рівного 0.7071.

$$N = 35, \quad (3.53)$$

$$F_c = 100, \quad (3.54)$$

$$|H2z(2\pi F_c)| = 0.7138, \quad (3.55)$$

Значення коефіцієнтів цифрового фільтру при цьому рівні:

$$\frac{1}{N} = \frac{1}{35} = 0.0286. \quad (3.56)$$

3.3 Висновки

1. Набула подальшого розвитку методика синтезу нерекурсивних цифрових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки відеозображень.

2. Запропоновано використання чисельного методу синтезу нерекурсивних цифрових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки зображень.

3. Запропонована математична модель нерекурсивного цифрового фільтру з кінцевою імпульсною характеристикою для реалізації методу динамічної зміни деталізації зображення.

РОЗДІЛ 4

ВИЗНАЧЕННЯ РАЦІОНАЛЬНИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВИХ ФІЛЬТРІВ.

При методі динамічної зміни деталізації важливо забезпечити швидку перебудову характеристик цифрового фільтра, і забезпечення стійкості отриманого фільтра. Тому є доцільно дослідження впливу таких основних параметрів фільтра, як порядок фільтра, частота дискретизації і коефіцієнти фільтра, а також дослідження стійкості фільтра після перебудови параметрів. Далі поетапно проведемо дослідження цих характеристик.

Відповідно до запропонованої в розділі 2 пірамідальної моделлю представлення відеосигналу, в процесі обробки, зображення може трансформуватися за N станам, які характеризуються різними рівнями деталізації. При цьому, піддаються зміні такі основні характеристики зображення: дозвіл, битність кодування колірних атрибутів, частота кадрів. У відповідності з концепцією високошвидкісної обробки зображення, в будь-який момент часу має здійснюватися визначення раціональних параметрів цифрових фільтрів, таких як порядок фільтра і частота дискретизації. При цьому, зміна рівня деталізації зводиться до зміни потоку даних, що характеризують зображення. В якості опорної характеристики деталізації приймемо характеристику бітрейта. Під бітрейтом розуміється кількість даних зображення, що передаються до однієї одиниці часу. Бітрейт розраховується виходячи з битності кодування колірних атрибутів, дозволу і частоти кадрів зображення.

Для аналізу, приймемо дозвіл вихідного зображення камери рівним 1280×1024 пікселів при монохромному кольорі. Частота кадрів зображення приймемо на рівні 500 кадрів в секунду. Тоді, кількість пікселів зображення можна розрахувати як

$$N_p = 1280 \times 1024 = 1310720, \quad (4.1)$$

Де N_p - кількість пікселів зображення.

При монохромному зображенні кожен піксель кодується 1 бітом атрибутів кольору. Відповідно, кількість пікселів дорівнюватиме кількості біт інформації в одному кадрі зображення.

Обсяг даних, переданих в одну секунду можемо визначити з співвідношення:

$$I = \frac{N_p \times N_c}{1024}, \quad (4.2)$$

де N_c - кількість кадрів зображення в секунду.

$$I = \frac{1310720 \times 500}{1024} = 640000 \text{ Кбит/с} \quad (4.3)$$

Таким чином, I являє собою бітрейт монохромного зображення з характеристиками дозволу 1280×1024 і частотою 500 кадрів в секунду. Аналогічно розраховується бітрейт для інших параметрів деталізації. Таким же чином проводиться розрахунок для інших параметрів деталізації зображення.

Прийmemo, що на нижньому рівні піраміди вихідний бітрейт дорівнюватиме 300000 Кбіт / с, це зображення володіє максимальною деталізацією, яка, як правило, визначається фізичним дозволом ПЗС-матриці відеокамери і частотою кадрів. На верхньому рівні при мем значення бітрейта, рівне 3000 Кбіт / с. Згідно запропонованому методу динамічної зміни деталізації, при збільшенні швидкості трасерів деталізація зображення повинна зменшуватися. Таким чином, вершина піраміди, представленої на рис. 4.1 відповідає характеристикам максимальної швидкості трасерів, а підстава - мінімальній швидкості.

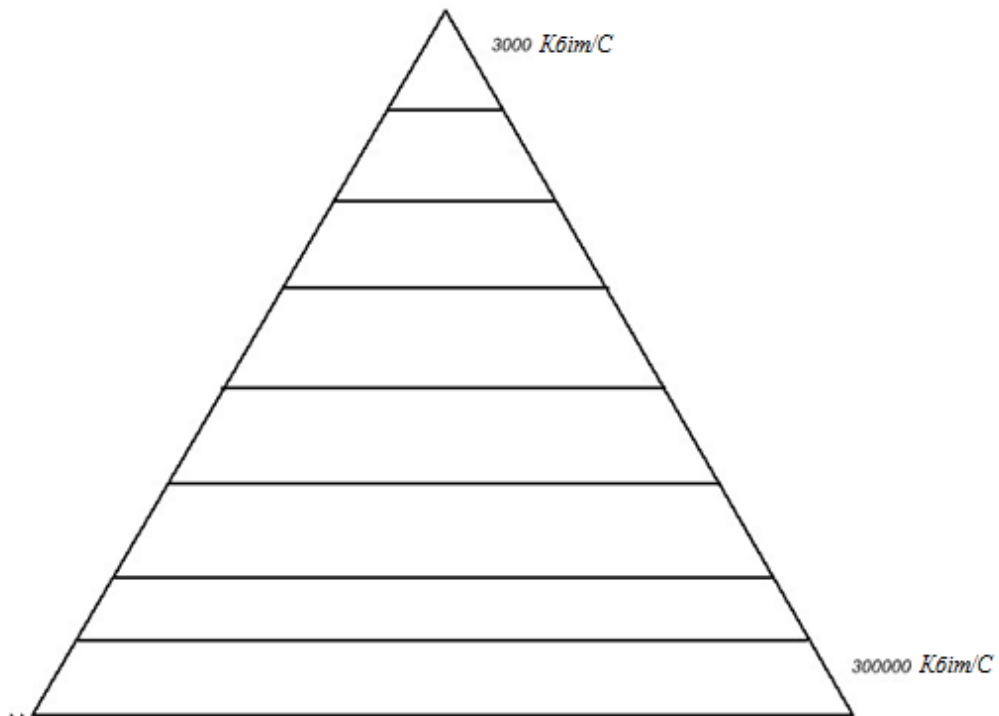


Рисунок 4.1 – бітрейт на граничних рівнях в пірамідальній структурі

Таким чином, для динамічної зміни параметрів цифрового фільтра необхідно дослідження впливу його порядку та частоти дискретизації фільтруемого сигналу. Таке Дослідження, наведено нижче.

4.1 Дослідження вплив порядку фільтра на вихідні характеристики

Як зазначалося вище у розділу 3.4, найважливіший параметр, що визначає якість цифрового фільтра - порядок фільтра. Від нього залежить і смуга пропускання сигналу і рівень перешкод, який повинен бути пригнічений фільтром.

Дослідження впливу порядку фільтра проведемо в середовищі MathCAD.

Моделювання усереднюючого фільтра з різними порядками здійснимо при постійному рівні дискретизації сигналу відображено на рис. 4.2. Частоту дискретизації фіксуємо на позначці $F_d = 8\text{кГц}$.

$$\begin{aligned}
 F_d &:= 8 \cdot 10^3 \\
 T_d &:= (F_d)^{-1} \quad T_d = 1.25 \times 10^{-4} \quad \text{період дискретизації} \\
 N &:= 20 \quad \text{порядок фільтру} \\
 ik &:= 0..N - 1 \\
 B_{ik} &:= \frac{1}{N} \\
 \omega_{\min} &:= 0 \quad \omega_{\max} := 2 \cdot \pi \cdot F_d \quad d\omega := (\omega_{\max} - \omega_{\min}) \cdot (1000)^{-1} \\
 \omega &:= \omega_{\min}, \omega_{\min} + d\omega.. \omega_{\max} \\
 z(\omega) &:= e^{i \cdot \omega \cdot T_d} \\
 H_2z(\omega) &:= \sum_{k=0}^{N-1} \left(B_k \cdot z(\omega)^{-k} \right)
 \end{aligned}$$

Рисунок 4.2 – Моделювання усереднюючого фільтру з різними порядками здійснено при постійному рівні дискретизації сигналу

Аналогічно проводимо розрахунок для інших порядків.

В результаті отримуємо залежність АЧХ від порядку фільтру при фіксованій частоті дискретизації. Сімейство таких характеристик наведено на рис. 4.3.

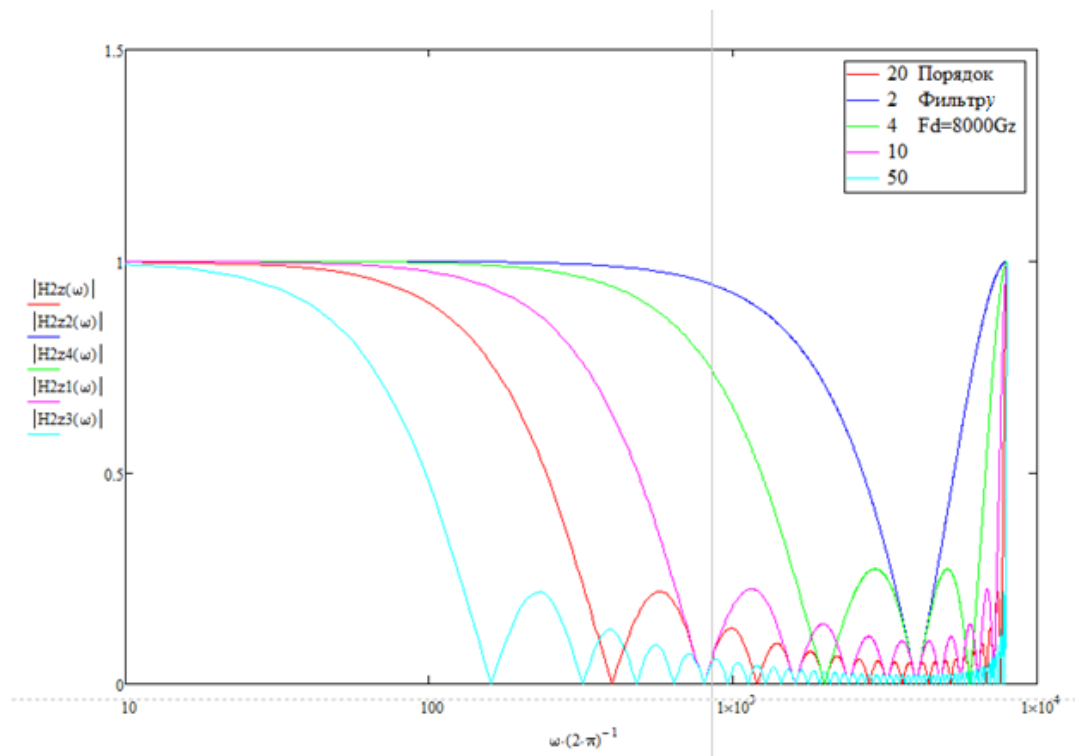


Рисунок 4.3 – Залежність АЧХ від порядку фільтра при фіксованій частоті дискретизації

Як видно з отриманих характеристик чим більше порядок фільтра, тим краще його фільтруючі властивості, тобто більший коефіцієнт ослаблення сигналу в смузі затримання. Такий фільтр володіє більшою стійкістю, і меншою частотою пропускання. Необхідно відзначити, що підвищення порядку покращує фільтруючі якості ЦФ, але зменшує смугу пропускання. Крім цього, значне нарощування порядку фільтра також не можливо, тому що підвищується тимчасова складність і погіршується стійкість фільтра. Виходить, що при фіксованій частоті дискретизації, змінюючи порядок можна домогтися збільшення або зменшення смуги пропускання, а отже зміни кількості даних або, іншими словами, бітрейта.

Розглянемо ситуацію, коли бітрейт повелічне перевищує смугу пропускання фільтра. Так ая ситуація неприпустима, оскільки частина даних виходять за смугу пропускання буде загублена.

Таким чином, вибір порядку фільтра повинен виконуватися за умови, що смуга пропускання повинна бути не менше бітрейта зображення.

4.2 Дослідження впливу частоти дискретизації на якість цифрової фільтрації

Частота дискретизації (або частота семплювання, англ. Sample rate) - частота взяття відліків безперервного в часі сигналу при його дискретизації. Проведемо моделювання впливу частоти дискретизації на характеристики фільтра при незмінному порядку. На рис. 4.4 наведено сімейство частотний характеристик цифрового фільтра фіксованого порядку і змінною частоти дискретизації.

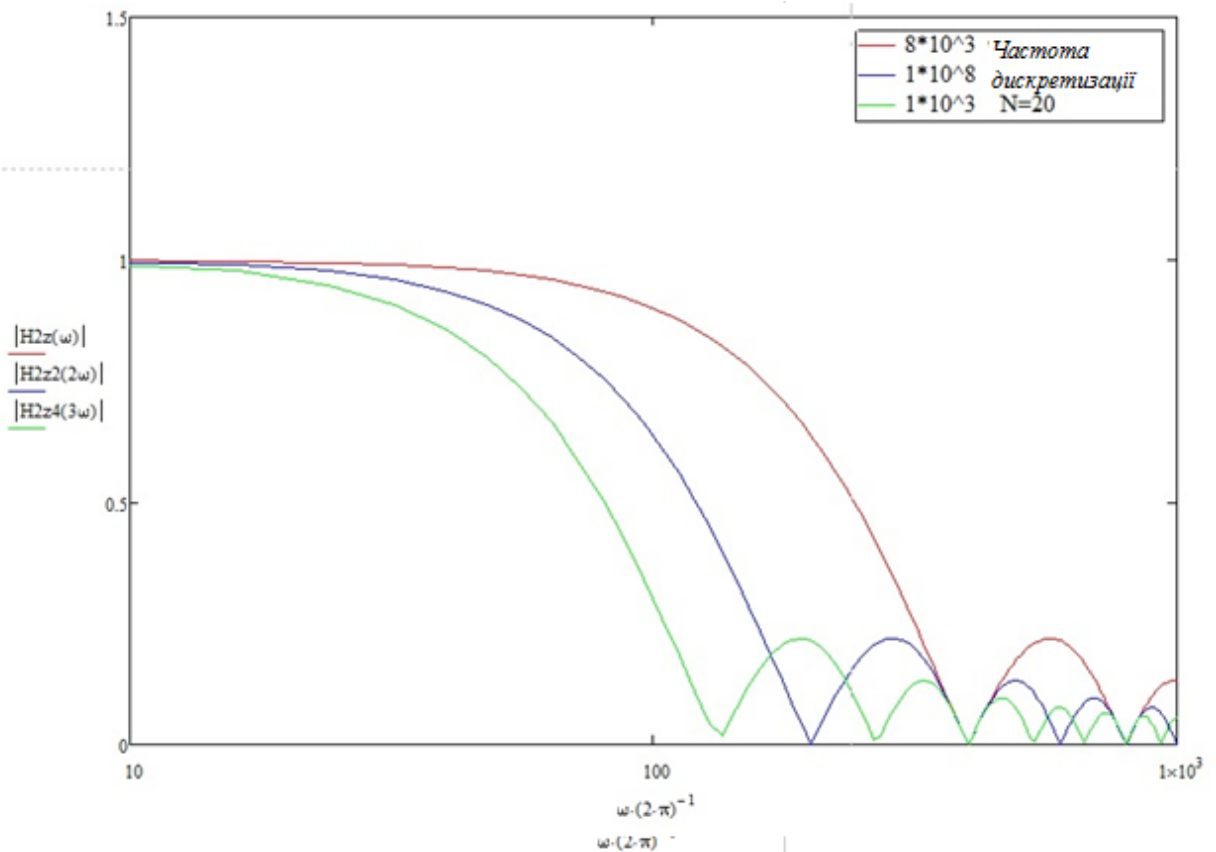


Рисунок 4.4 – Залежність АЧХ від частоти дискретизації фільтра при фіксованому порядку

Збільшення частоти дискретизації веде до збільшення смуги пропускання, але, при цьому, збільшується коливальність і, як наслідок, зменшується стійкість.

Для вибору частоти дискретизації пропонується використання теореми Котельникова-Найквіста. Згідно цієї теореми, для відображення сигналу деякої частоти P необхідна дискретизація вихідного сигналу з частотою не менш $2P$. Величина, відповідна половині частоти дискретизації, називається межею Найквіста. Наприклад, людське вухо сприймає звук з частотою до 20 кГц, то необхідна мінімальна частота дискретизації звуку повинна бути не менше 40 кГц, щоб отриманий цифровий сигнал не втратила частину чутного людським вухом спектру. Зараз найбільш часто при оцифрування звуку використовується частота дискретизації 44,1 кГц.

Таким чином, частота дискретизації в будь-який момент часу повинна бути як мінімум в 2 рази більше поточного бітрейта, а на практиці звичайно застосовуються в 5-10 разів, щоб не було втрати інформаційних аспектів відеозображення. (Включити інформацію по теоремі Котельникова-Шеннона)

Таким чином, частота дискретизації обмежена з двох сторін - вона не може бути дуже великою, оскільки зменшується стійкість і, з іншого боку, надмірне її зменшення, суперечить умовам збереження інформаційних аспектів зображення по теоремі Котельникова-Шеннона. Тобто, в будь-який момент часу необхідно змінювати смугу пропускання не тільки частотою дискретизації, адже вона повинна задовольняти теоремі Котельникова-Найквіста, але і порядком фільтра, що в сукупності повинно давати раціональний за параметрами фільтр з оптимальною стійкістю.

4.3 Стійкість

Відповідно до теореми Котельникова для відновлення дискретизованої функції теоретично частота дискретизації повинна бути не менше, ніж у два рази вище максимальної частоти сигналу [3]. Зазвичай на практиці частоту дискретизації вибирають в 5 ... 10 разів більше максимальної частоти сигналу. Це викликано тим, що в реальних умовах використовувані пристрої не володіють ідеальними частотними характеристиками. Тому при побудові тракту цифрової обробки необхідно провести аналіз впливу частоти дискретизації на частотні і динамічні властивості елементів тракту та їх впливу на обробку сигналів датчиків.

Проведемо дослідження впливу частоти дискретизації на стійкість цифрового фільтра. Для дослідження була взята передавальна функція цифрового фільтра нижніх частот (ФНЧ) першого порядку виду [4.4]

$$H(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1}}, \quad (4.4)$$

де a_i, b_i - коефіцієнти цифрового фільтра, $i = 0, 1$;

z - комплексна змінна Z -площині.

Коефіцієнти цифрового фільтра визначені через аналоговий фільтр-прототип - ФНЧ, з нормованою передавальною функцією [4.4].

$$H(s) = \frac{s}{s + 1}, \quad (4.5)$$

де s - комплексна змінна S -площині.

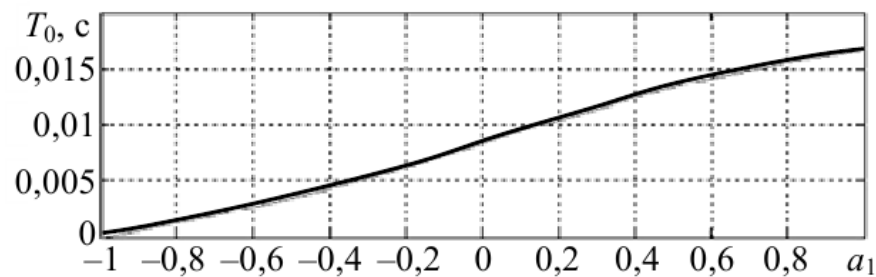


Рисунок 4.2 – Залежність періоду дискретизації

T_0 від коефіцієнта a_1

Передавальна функція цифрового ФНЧ отримана за допомогою білінійної z -перетворення, як приклад обрана частота зрізу $f_c = 30$ Гц. Зв'язок аналогової частоти ω з цифровою частотою ω'_c майже лінійна при малих значеннях ω , але стає нелінійною при великих значеннях, що призводить до спотворення цифровий частотної характеристики [4.4]. Для компенсації цього ефекту аналоговий фільтр зазвичай попередньо деформують перед застосуванням білінійної z -перетворення за формулою:

$$\omega'_c = \frac{2}{T_0} \operatorname{tg} \left\{ \frac{\omega_c T_0}{2} \right\}, \quad (4.6)$$

де T_0 - період дискретизації;

$\omega_c = 2\pi f_c$ - задана частота зрізу;

ω'_c - Попередньо деформована частота зрізу.

Денормірую аналоговий фільтр-прототип за рахунок використання частотного перетворення "фільтр нижніх частот у фільтр нижніх частот", при

якому s змінюється на $\frac{s}{\omega'_c}$, Отримуємо передавальну функцію:

$$H'(s) = \frac{1}{\frac{s}{\omega'_c} + 1} = \frac{\omega'_c}{\omega'_c + s} \quad (4.7)$$

Після застосування білінійної z -перетворення:

$$H'(s) = \frac{\frac{\omega'_c}{\omega'_c + 1} + \frac{\omega'_c}{\omega'_c + 1} z^{-1}}{1 + \frac{\omega'_c - 1}{\omega'_c + 1} z^{-1}} = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1}} \quad (4.8)$$

$$\text{де } b_0 = b_1 = \frac{\omega'_c}{\omega'_c + 1},$$

$$a_0 = 1,$$

$$a_1 = \frac{\omega'_c - 1}{\omega'_c + 1};$$

З формул (4.6) і (4.8) випливає, що коефіцієнти фільтра залежать від періоду дискретизації T_0 і частоти зрізу ω_c . Підставляючи (4.6) у вираз для коефіцієнта a_1 , отримуємо залежність періоду дискретизації T_0 від a_1 (рис.1)

$$T_0 = \frac{\text{arctg}\left(\frac{1 + a_1}{1 - a_1}\right)}{\pi f_c}, \quad (4.9)$$

Коефіцієнти цифрового ФНЧ визначені при різних значеннях періоду дискретизації (див. таблицю 4.1).

Таблиця 4.1 - Коефіцієнти цифрового ФНЧ при різних значеннях періоду дискретизації

Коефіцієнти	Період дискретизації T_0 , мс			
	1,7	3.3	6,7.	13
b_0, b_1	0,1367	0,2452	0,4208	0,7548
a_1	-0,7265	-0,5095	-0,1584	0,5095

З використанням наведених коефіцієнтів цифрового ФНЧ побудовані АЧХ і ФЧХ (рис. 4.3. При сталості частоти зрізу ω_c і зміні частоти дискретизації, яка обернено пропорційна періоду дискретизації, коефіцієнти фільтра мають різні значення, що впливає на вигляд АЧХ і ФЧХ фільтра. Слід зазначити, що найбільш лінійна ФЧХ - при значенні коефіцієнта $a_1 = -0,1584$, при цьому фазові спотворення мінімальні. Варіації коефіцієнта знаменника a_1 впливають на стійкість фільтра і на вигляд перехідного процесу у фільтрі, що призводить до зміни часу встановлення сигналу на виході фільтра. Діаграми нулів і полюсів при різних значеннях коефіцієнта a_1 наведено на рис. 4.4.

Аналіз дозволяє визначити значення коефіцієнта a_1 , при якому забезпечується стійкість фільтра і найкращі динамічні властивості. Так, при перебудові параметрів фільтра в системах реального часу при зміні помехо-сигнальної обстановки необхідно забезпечити швидке завершення перехідного процесу. Діаграми перехідних процесів ФНЧ при різних значеннях коефіцієнта a_1 наведено на рис. 4.5.

З зміною значення коефіцієнта a_1 усталене відносне значення вихідної величини у практично не змінюється і залишається на тому рівні 1. У цифровому фільтрі першого порядку (5) можуть бути перехідні процеси аперіодического виду і з перерегулюванням, наприклад, при

$a_1=0,5095$ (рис.4.5) Побудована за висимість часу перехідного процесу, тобто часу, за який вихідна величина досягне 95% сталого значення t_{95} (a_1) (рис.4.6. Із залежності випливає, що t_{95} мінімально при $a_1 = -0,1584$.

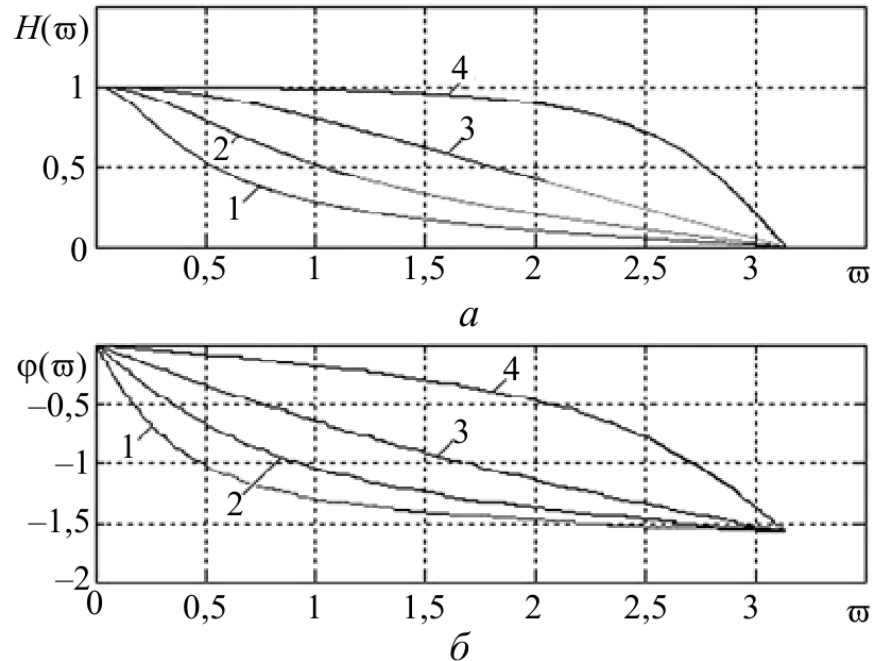


Рисунок 4.3 – АЧХ (а) і ФЧХ (б) ФНЧ при $a_1 = -0,7265$ (1); $-0,5095$ (2); $-0,1584$ (3); $-0,5095$ (4)

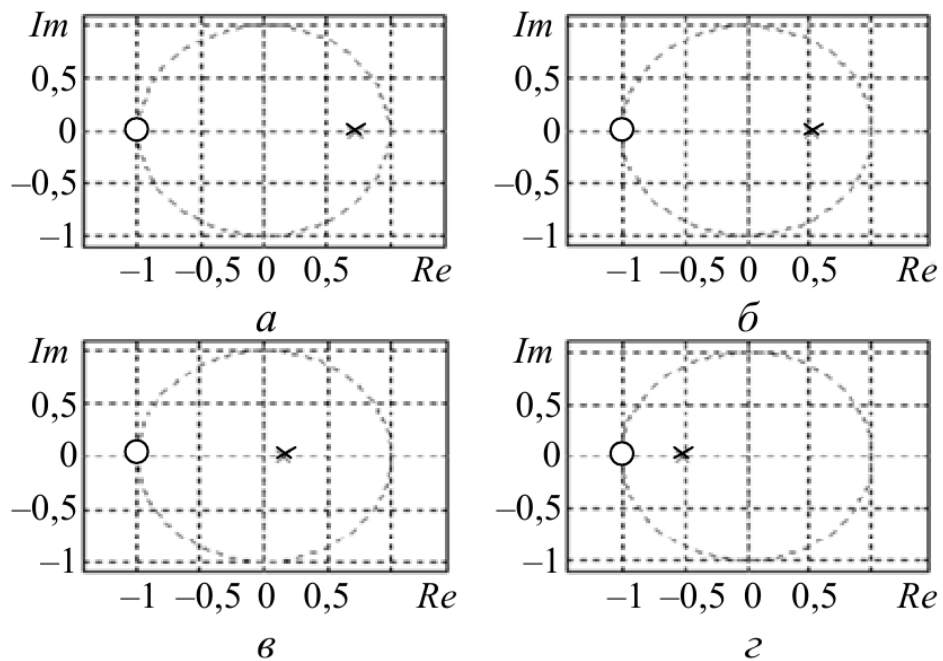


Рисунок 4.4 – Діаграми нулів і полюсів ФНЧ при коефіцієнті $a_1 = -0,7265$ (а); $-0,5095$ (б); $-0,1584$ (в); $-0,5095$ (г)

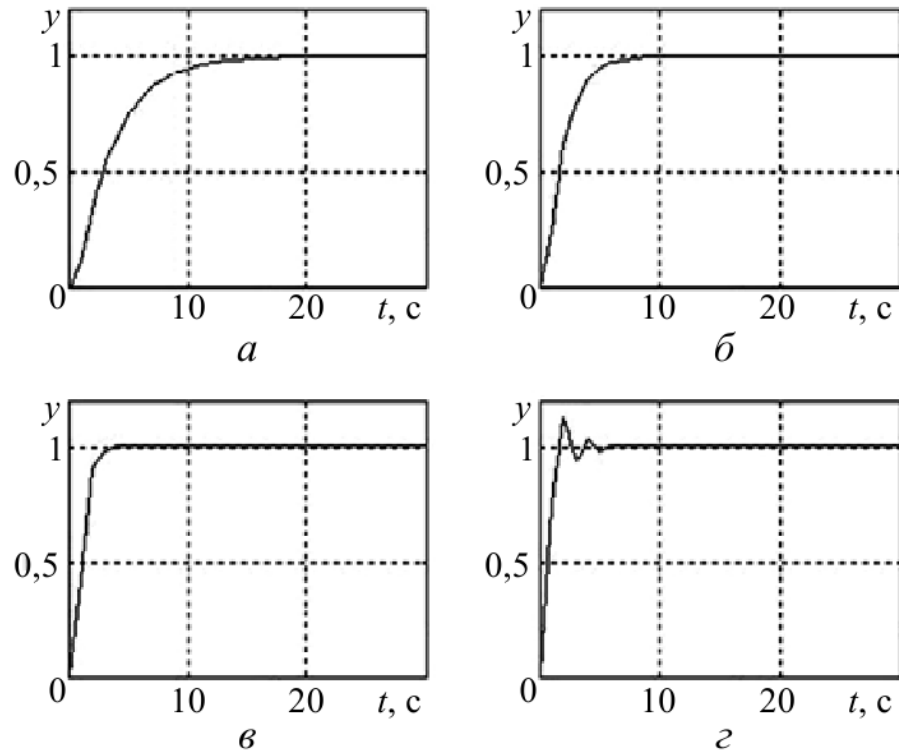


Рисунок 4.5 – Перехідні процеси ФНЧ при $a_1 = -0,7265$ (а); $-0,5095$ (б); $0,1584$ (в); $-0,5095$ (г)

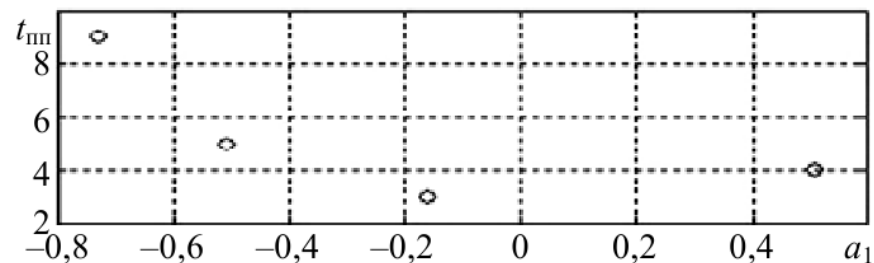


Рисунок 4.6 – Залежність часу перехідного процесу від значень коефіцієнта a_1

Таким чином, при виборі коефіцієнтів перебудовується фільтра необхідно оцінити модуль полюса передавальної функції (1), який визначає тривалість перехідного процесу $t_{\text{сп}}$ і вибрати позитивний полюс з найменшим значенням (див. рис. 4.4). При зміні періоду дискретизації T_0 змінюється положення полюсів на z -площині, що впливає на стійкість фільтра і його динамічні властивості. Залежно від розв'язуваної задачі можна визначити

значення коефіцієнта a_1 , при якому спостерігається найменший час перехідного процесу і ФЧХ найбільш лінійна.

4.4 Вироблення критеріїв

Відповідно до дослідження впливу порядку фільтра і частоти дискретизації, наведеним у п.п.4. 1 і 4.2 необхідно в будь-який момент часу, для кожного рівня деталізації визначення раціональних значень порядку фільтра і дискретизації сигналу. При цьому, слід враховувати, що мінімальна тимчасова складність процесу обробки, відповідає мінімально допустимому обсягом оброблюваних даних. Таки чином, система фільтарції повинна дозволяти виключити максимальну кількість неінформативних або малоінформативних аспектів зображення.

З урахуванням вищесказаного, необхідне вироблення критеріїв за визначенням раціональних значень порядку фільтра і частоти дискретизації. Як зазначалося вище, при русі по пірамідальній моделі повинні мінятися і порядок і дискретизація для забезпечення максимальної стійкості. При зміні порядку фільтра, фактично, достатньо не міняти частоту дискретизації, а вибрати її завідомо достатньою для пропускання максимально можливого бітрейта, але при малому порядку і великій дискретизації цифровий фільтр буде володіти малою стійкістю, оскільки накопичення великої кількості попередніх вибірок визначає велике тимчасове запізнювання реакції системи і це негативно позначається на стійкості системи.

Виходячи з цього, на пірамідальній моделі основу піраміди це зона мінімального порядку і максимальної частоти дискретизації, а вершина - зона максимального порядку і мінімальної частоти дискретизації, і відповідно для будь-якого рівня деталізації необхідно визначення раціональних значень порядку і дискретизації.

На рис. 4.7 Приведена раціональна характеристика цифрового фільтра для бітрейта рівня f .

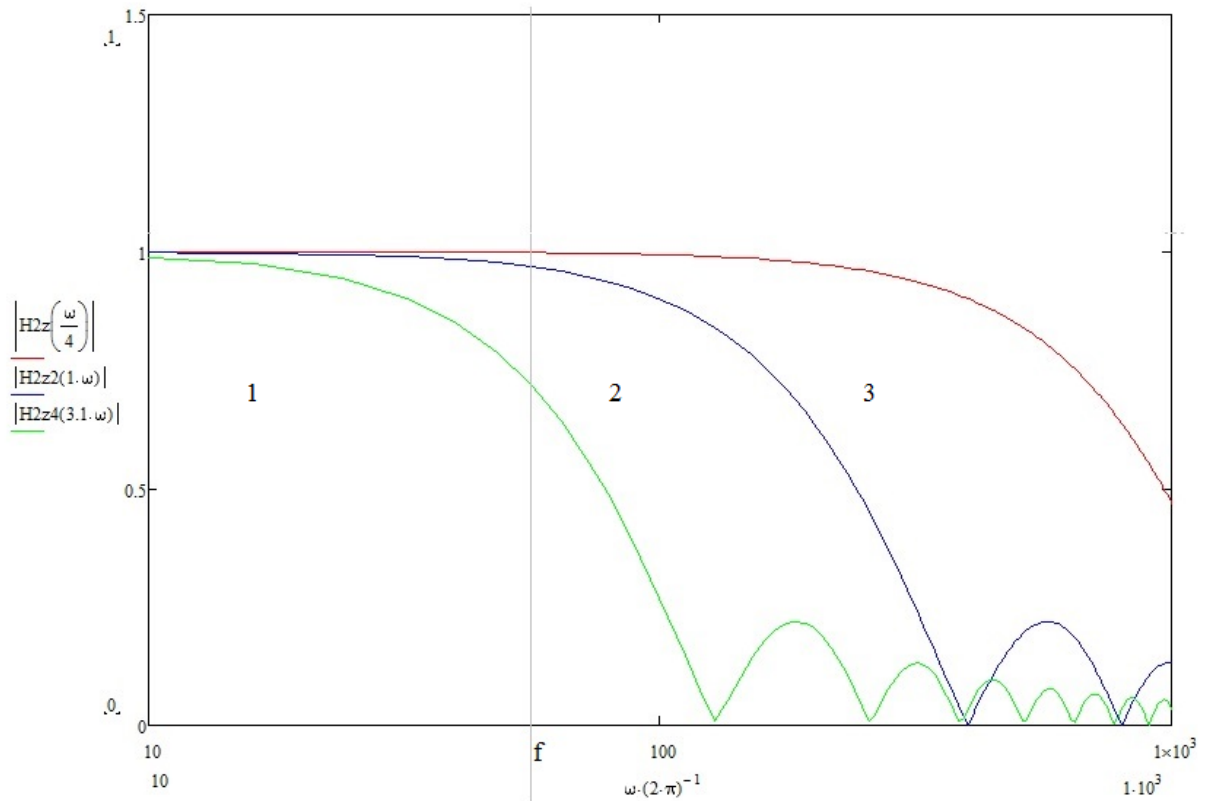


Рисунок 4.7 – раціональна характеристика цифрового фільтра для бітрейта рівня f .

На малюнку 4.7 видно, що смуга пропускання повинна відповідати значенню бітрейта. Таким чином, при визначенні раціональних параметрів настроювання фільтра, слід взяти до уваги наявність двох частотних зон, поділюваних частотою бітрейта відеосигналу f_b . На рис. 4.7 ці області позначені цифрами 1 і 2. Частотні залежності, які притаманні області 1 мають частоту зрізу, меншу f_b . Таким чином, область 1 являє собою область, в якій відбувається втрата інформативних аспектів зображення, так як з тракту сигналу видаляються дані, що знаходяться в частотному розподілі до граничної частоти f_b . Характеристики області 2 мають частоту зрізу велику частоти f_b , при цьому в смугу пропускання фільтра потрапляють частоти, які

характеризують малоінформативні аспекти зображення. Відповідно, це негативно позначається на швидкості обробки зображення і процесі розпізнавання.

Виходу з вищесказаного, можна зробити висновок, що вибір раціональної частотної характеристики цифрового фільтра для кожного з можливих рівнів деталізації зображення повинен здійснюватися з урахуванням умови 4.10.

$$F_{cp} \geq F_b \quad (4.10)$$

Причому слід прагнути до мінімальної розбіжності між F_{cp} і F_b . Тобто, виконання суворого рівності цих частот.

Таким чином, найбільш важливим завданням при налаштуванні параметрів цифрового фільтра є правильний вибір параметрів частоти дискретизації і порядку фільтра для забезпечення необхідної смуги пропускання, і також забезпечення необхідної стійкості фільтра.

4.5. Висновки

1. Проведено дослідження впливу частоти дискретизації та порядку не рекурсивного цифрового фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою на селективні властивості при динамічній зміні деталізації зображення.

2. Проведено аналіз впливу частоти дискретизації та порядку не рекурсивного цифрового фільтра з кінцевою імпульсною характеристикою на стійкість.

2. Запропоновано метод визначення раціональних значень частоти дискретизації та порядку фільтра, які забезпечують мінімальну часову складність процесу обробки зображень при зберіганні необхідних інформативних аспектів зображення.

ВИСНОВКИ

В ході магістерської роботи було зроблено наступне:

1. Аналіз предметної галузі показав, що використання високошвидкісної обробки відеозображень є актуальною науково-технічною задачею.

2. Для реалізації рішення задач попередньої обробки зображень пропонується використання сигнальної моделі зображення.

3. Для попередньої обробки відеосигналу, що направлена на можливість динамічної зміни деталізації зображення, пропонується використання цифрових фільтрів.

4. З урахуванням необхідності динамічної зміни деталізації, що здійснюється в режимі реального часу при швидкоплинному процесі, пропонується використання структури не рекурсивного цифрового фільтру з кінцевою імпульсною характеристикою.

5. Запропонований метод динамічної зміни деталізації при аналізі високошвидкісного зображення і визначення векторів швидкостей, що дозволяє забезпечити необхідну точність і знизити часову складність.

6. Для реалізації методу динамічної зміни деталізації пропонується використання пірамідальної моделі представлення зображень. Ця модель дозволяє абстрагуватися від первинних характеристик деталізації зображення (роздільна здатність і частота кадрів) і перейти до похідної характеристики – потоку даних. Це спрощує розрахунок необхідного рівня деталізації.

7. Запропонований критерій визначення необхідного рівня деталізації зображення для заданої точності визначення векторів швидкостей.

8. Набула подальшого розвитку методика синтезу нерекурсивних цифрових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки відеозображень.

9. Запропоновано використання чисельного методу синтезу нерекурсивних цифрових фільтрів з кінцевою імпульсною характеристикою для високошвидкісної обробки зображень.

10. Запропонована математична модель нерекурсивного цифрового фільтру з кінцевою імпульсною характеристикою для реалізації методу динамічної зміни деталізації зображення.

11. Проведено дослідження впливу частоти дискретизації та порядку не рекурсивного цифрового фільтру з кінцевою імпульсною характеристикою на селективні властивості при динамічній зміні деталізації зображення.

12. Проведено аналіз впливу частоти дискретизації та порядку не рекурсивного цифрового фільтру з кінцевою імпульсною характеристикою на стійкість.

13. Запропоновано метод визначення раціональних значень частоти дискретизації та порядку фільтру, які забезпечують мінімальну часову складність процесу обробки зображень при зберіганні необхідних інформативних аспектів зображення.

ПЕРЕЛІК ЛІТЕРАТУРИ

1. Russ, J. C. (2011). The Image Processing Handbook (6th ed.). CRC Press. ISBN: 978-1439801691.
2. Gonzalez, R. C., & Woods, R. E. (2018). Digital Image Processing (4th ed.). Pearson. ISBN: 978-0133946179.
3. Соловійов, І. В. (2015). Цифрова обробка сигналів. Київ: Наукова думка. ISBN: 978-966-00-0000-0.
4. Pratt, W. K. (2001). Digital Image Processing: PIk and Wkl (4th ed.). Wiley. ISBN: 978-0471222402.
5. Іваненко, Г. П. (2018). Основи обробки зображень та комп'ютерного зору. Львів: Львівський національний університет. ISBN: 978-617-7004-21-0.
6. Szeliski, R. (2010). Computer Vision: Algorithms and Applications. Springer. ISBN: 978-1848829343.
7. Castleman, K. R. (1996). Digital Image Processing. Prentice Hall. ISBN: 978-0131056683.
8. Коваль, О. В., & Мельник, В. І. (2017). Цифрові фільтри в обробці зображень. Харків: ХНУРЕ. ISBN: 978-617-7246-42-4.
9. Author, A. (2014). Introduction to Video Processing. Springer. ISBN: 978-3319012264.
10. Буряк, М. І. (2016). Основи цифрових технологій обробки сигналів. Одеса: ОНУ. ISBN: 978-617-7607-45-1.
11. Jain, A. K. (1989). Fundamentals of Digital Image Processing. Prentice Hall. ISBN: 978-0131687288.
12. Hwang, W. J., & Lee, J. H. (2013). Digital Image Processing: A Practical Approach. Cengage Learning. ISBN: 978-1133108912.
13. Bovik, A. C. (2005). Handbook of Image and Video Processing (2nd ed.). Academic Press. ISBN: 978-0121197904.
14. Тарасенко, П. А. (2019). Методи обробки відеоінформації. Київ: Техніка. ISBN: 978-966-571-198-1.

15. Коваленко, С. В. (2020). Обробка цифрових зображень: практичний посібник. Київ: Лібра. ISBN: 978-966-498-612-4.
16. Chanda, B., & Majumder, D. (2003). Digital Image Processing and Analysis. Prentice Hall. ISBN: 978-8131716174.
17. Сидоренко, А. В. (2021). Цифрові методи обробки звукозображень. Харків: ХДТУ. ISBN: 978-617-6000-50-5.
18. OpenCV Documentation. (2018). Learning OpenCV 3: Computer Vision in C++ with the Help of OpenCV 3. O'Reilly Media. ISBN: 978-1491937242.
19. Федоренко, І. В. (2022). Інтелектуальні системи обробки відео та зображень. Львів: Видавництво ЛНУ. ISBN: 978-617-7670-89-1.
20. McLauchlan, P. (1999). Digital Filters: Analysis, Design, and Applications. Wiley. ISBN: 978-0471328686.
21. Пилипенко, Р. М. (2018). Основи реального часу обробки зображень. Чернівці: ЧНУ. ISBN: 978-617-999-195-0.
22. Захожай, О.І., Солошенко А.Н. (2013). Високошвидкісна обробка відеозображень з використанням цифрових фільтрів на базі FPGA. Збірник наукових праць Донбаського державного технічного університету. Вип. 39. - С. 250-254.
23. Захожай, О.І., Дубовік В.С. (2013). Застосування структур цифрових фільтрів для високошвидкісної обробки відеозображень. Збірник наукових праць Донбаського державного технічного університету. Вип. 39. - С. 263-268.
24. Wang, Z., & Bovik, A. C. (2006). Modern Image Quality Assessment. Morgan & Claypool. ISBN: 978-1598290822.
25. Лисенко, О. М. (2020). Технології цифрової обробки сигналів. Київ: Наукова думка. ISBN: 978-966-00-0001-7.