

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

кафедра радіотехнічних систем

(повна назва кафедри)

КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на здобуття освітнього ступеня

магістр

(назва освітнього ступеня)

на тему: Метод цифрової фільтрації зашумлених сигналів

Виконав(ла): студент(ка) 6 курсу, групи РРМ-61
спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

(підпис)

Бондючний М.О.

(прізвище та ініціали)

Керівник

(підпис)

Дедів І.Ю.

(прізвище та ініціали)

Нормоконтроль

(підпис)

Хвостівська Л.В.

(прізвище та ініціали)

Завідувач кафедри

(підпис)

Дунець В.Л.

(прізвище та ініціали)

Рецензент

(підпис)

Дозорський В.Г.

(прізвище та ініціали)

Тернопіль
2020

Міністерство освіти і науки України
Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Факультет факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії

(повна назва факультету)

Кафедра кафедра радіотехнічних систем

(повна назва кафедри)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« »

20__ р.

ЗАВДАННЯ НА КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ

на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Бондючний Микола Олександрович

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Метод цифрової фільтрації зашумлених сигналів

Керівник роботи Дедів Ірина Юріївна, к.т.н., доцент

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

Затверджені наказом ректора від «24» листопада 2020 року № 4/7-7870

2. Термін подання студентом завершеної роботи 17 грудня, 2020 р.

3. Вихідні дані до роботи Технічне завдання, методи цифрової фільтрації

4. Зміст роботи (перелік питань, які потрібно розробити)

Поняття цифрової обробки сигналів. Основні типи операцій при цифровій обробці сигналів.

Цифрова фільтрація. Дискретні перетворення. Особливості роботи нерекурсивних цифрових фільтрів. Принцип роботи рекурсивних цифрових фільтрів. Розрахунок рекурсивних фільтрів.

Оцінювання зміни співвідношення сигнал-шум за рахунок НЧ фільтрації. Синтез оптимального цифрового Вінерівського КІХ фільтра методом зворотного перетворення Фур'є. Синтез оптимального вінерівського цифрового КІХ фільтра шляхом чисельного вирішення інтегрального рівняння Фредгольма 1-го роду. Охорона праці. Безпека в надзвичайних ситуаціях.

5. Перелік графічного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень, слайдів)

Актуальність теми. Мета, задачі, предмет та об'єкт дослідження.

Цифрова фільтрація. Нерекурсивний цифровий фільтр. Рекурсивний цифровий фільтр. Z-перетворення функції передачі рекурсивного ЦФ. Оцінювання зміни співвідношення сигнал-шум за рахунок НЧ фільтрації. Перевірка наявності позитивного ефекту від НЧ фільтрації мовного сигналу, замаскованого білим шумом, шляхом моделювання в середовищі Matlab.

Синтез оптимального вінерівського цифрового КІХ фільтра

Висновки.

АНОТАЦІЯ

Бондючний М.О. Метод цифрової фільтрації зашумлених сигналів. – Рукопис. Кваліфікаційна робота магістра, Тернопільський національний технічний університети імені Івана Пулюя, Тернопіль, 2020.

В кваліфікаційній роботі магістра розглянуто питання фільтрації зашумлених сигналів, зокрема мовних та аудіо сигналів. Проаналізовано принципи аналогової та цифрової фільтрації і встановлено, що в плані якості фільтрації, коли необхідно використати фільтри із складною передавальною характеристикою, оптимальним є використання методів цифрової фільтрації. Розглянуто принципи роботи та проектування рекурсивних і не рекурсивних цифрових фільтрів. Проведено моделювання не рекурсивних фільтрів в середовищі Matlab та проведено фільтрацію створеного сестового сигналу, що являє собою адитивну суміш мовного сигналу та білого шуму. Оцінено результат фільтрації такого сигналу цифровим фільтром низької частоти та вінерівським фільтром. Встановлено, що в другому випадку при збільшенні порядку фільтра значно покращується словесна розбірливість мовного сигналу.

Ключові слова: аналоговий фільтр, цифровий фільтр, не рекурсивний фільтр, вінерівський фільтр.

ANNOTATION

Bondyuchny MO Method of digital filtering of noisy signals. - Manuscript.

Master's qualification work in specialty 172 – telecommunications and radio engineering, TNTU, Ternopil, 2020.

In the qualification work of the master the questions of filtering of plastered signals, in particular speech and audio signals are considered. The principles of analog and digital filtering are analyzed and it is established that in terms of filtration quality, when it is necessary to use filters with complex transmission characteristics, the use of digital filtering methods is optimal. The principles of operation and design of recursive and non-recursive digital filters are considered. Simulations of non-recursive filters in the Matlab environment were performed and the generated test signal, which is an additive mixture of speech signal and white noise, was filtered. The result of filtering such a signal by a low-pass digital filter and a Wiener filter is evaluated. It is established that in the second case, increasing the order of the filter significantly improves the verbal intelligibility of the speech signal.

Keywords: analog filter, digital filter, non-recursive filter, Wiener filter.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП	9
РОЗДІЛ 1. АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА	11
1.1. Поняття цифрової обробки сигналів	11
1.2. Основні типи операцій при цифровій обробці сигналів	13
1.3. Цифрова фільтрація	15
1.4. Дискретні перетворення	18
1.5. Застосування ЦОС для подавлення ревербераційної перешкоди	18
1.6 Висновки до розділу 1	19
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА	21
2.1 Особливості роботи нерекурсивних цифрових фільтрів	21
2.2. принцип роботи рекурсивних цифрових фільтрів	33
2.3. Розрахунок рекурсивних фільтрів	40
2.4 Висновки до розділу 2	41
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА	43
3.1. Оцінювання зміни співвідношення сигнал-шум за рахунок НЧ фільтрації	43
3.2. Перевірка наявності позитивного ефекту від НЧ фільтрації мовного сигналу, замаскованого білим шумом, шляхом моделювання в середовищі Matlab	43
3.3. Синтез оптимального цифрового Вінерівського КІХ фільтра методом зворотного перетворення Фур'є	47
3.4. Синтез оптимального вінерівського цифрового КІХ фільтра шляхом чисельного вирішення інтегрального рівняння Фредгольма 1-го роду	51
3.5 Висновки до розділу 3	55
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ	56
4.1 Охорона праці	56
4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях	58
4.3 Висновки до розділу 3	60

ВИСНОВКИ.....	7 61
ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	63
ДОДАТКИ.....	65

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ

АЧХ – амплітудно-частотна характеристика;

ГС – голосовий сигнал;

ІХ – імпульсна характеристика;

ФЧХ – фазо-частотна характеристика;

ФНЧ – фільтр низької частоти;

ЦОС – цифрова обробка сигналів.

ВСТУП

Актуальність роботи. Важливим питанням в області телекомунікацій є передавання та приймання сигналів без спотворень. При цьому спотворення можуть або накладатись на корисні сигнали у вигляді адитивної завади або змінювати форму сигналів у випадку мультиплікативного накладання або при обох типах впливів. В першому випадку для виділення корисних сигналів із їх суміші із завадами застосовують різні методи фільтрації. При цьому більшого поширення у зв'язку із розвитком компонентної бази та розробленням і удосконаленням відповідного математичного апарату з аналізу та проектування фільтрів отримують сьогодні методи цифрової фільтрації.

Попри на перший погляд високу складність цифрових фільтрів, в плані технічної реалізації вони є значно простішими та більш функціональними і надійними в порівнянні з аналоговими фільтрами. Однак, при проектуванні цифрових фільтрів важливим є розуміння предметної області та сфери застосування таких фільтрів. При фільтрації мовних чи аудіо сигналів складність проектування цифрових фільтрів полягає в тому, що такі сигнали займають смугу частот 20-20000 Гц, задовільна розбірливість мови спостерігається у випадках, якщо структура таких сигналів є максимально збережена в діапазоні 80-3500 Гц. Однак при передачі сигналів по комунікаційним лініям на них чинять вплив різного роду завади, які можуть містити та зачасту містять складові в цих же діапазонах частот. При використанні методів аналогової фільтрації результат не є задовільним. У випадку використання методів цифрової фільтрації можливим стає налаштування фільтрів на необхідні параметри отриманого сигналу та синтезувати фільтри за попередньо апріорно заданими частотними характеристиками.

В роботі проводиться розробка методу цифрової фільтрації зашумлених сигналів зокрема мовних та аудіо сигналів при впливі на них адитивних завад.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є розроблення методу цифрової фільтрації зашумлених сигналів. Для досягнення мети необхідно вирішити наступні задачі:

- провести огляд літературних джерел та обґрунтувати актуальність роботи;
- проаналізувати відомі методи фільтрації зашумлених сигналів;
- проаналізувати методи цифрової фільтрації та особливості роботи рекурсивних і не рекурсивних цифрових фільтрів;
- запропонувати метод цифрової фільтрації та провести експериментальну його верифікацію.

Об'єкт дослідження: процес цифрової фільтрації зашумлених сигналів.

Предмет дослідження: методи цифрової фільтрації, їх можливості та засоби.

Практичне значення отриманих результатів. Отримані результати можуть бути використані при проектуванні спеціалізованих систем цифрової фільтрації зокрема на основі сигнальних процесорів

Апробація результатів дослідження. Викладені в кваліфікаційній роботі результати доповідалися і обговорювалися на VIII науково-технічній конференції «Інформаційні моделі, системи та технології» (м. Тернопіль, 2020 р.).

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1. Поняття цифрової обробки сигналів

Цифрова обробка сигналів пов'язана з цифровим поданням сигналів та використанням пристроїв загального призначення (персональний комп'ютер) або спеціалізованих (сигнальний процесор) пристроїв для аналізу, модифікації або вилучення інформації із сигналу. Більшість сигналів, що існують у природі, мають аналогову форму, що часто означає постійну зміну в часі, і описують зміну фізичних величин (наприклад, звукових хвиль). Сигнали, що використовуються в ЦОС, зазвичай отримуються з аналогових сигналів, відібраних через рівні проміжки часу і оцифрованих за допомогою квантування рівня.

Цифрова обробка сигналу зазвичай потрібна для усунення шуму, придушення або створення ефекту реверберації, подачі сигналу в більш зручній формі (спектр, спектрограма, кепструм, вейвлет-перетворення тощо). Зараз ЦОС використовується в багатьох областях, де раніше використовувались аналогові методики, і з'явилися абсолютно нові програми, де було важко або неможливо використовувати аналогові пристрої.

Привабливість ЦОС обумовлена цими основними перевагами.

- Гарантована точність. Точність визначається лише кількістю використаних бітів.
- Ідеальна відтворюваність. Кожен елемент може бути відтворений однаково, оскільки не існує відхилень через стабільність окремих компонентів. Наприклад, використовуючи методи ЦОС, цифрові записи можна копіювати або відтворювати кілька разів без погіршення якості сигналу.
- Відсутність спотворень характеристик внаслідок температури або старості.

- Підвищена надійність, зменшення розмірів, зниження вартості, зниження енергоспоживання - завдяки напівпровідниковій технології.
- Велика гнучкість. Системи ЦОС можна запрограмувати та перепрограмувати для виконання різних функцій без зміни обладнання. Це, мабуть, одна з найважливіших особливостей ЦОС.
- Розв'язування складних задач в режимі реального часу. ЦОС може використовуватися для виконання функцій, які неможливі при аналоговій обробці сигналу. Наприклад, ви можете отримати лінійну фазову характеристику та реалізувати складні адаптивні алгоритми фільтрації.
- У деяких випадках інформація може бути вже записана в цифровій формі, і її можна обробити лише методами ЦОС.

Недоліки ЦОС.

- Швидкість і вартість. Конструкції ЦОС можуть бути дорогими, особливо при великій смузі пропускання сигналу. В даний час високошвидкісні АЦП / ЦАП (аналого-цифрові / цифро-аналогові перетворювачі) або занадто дорогі, або не мають достатньої роздільної здатності для великих смуг пропускання. На даний момент для обробки сигналів в мегагерцовому діапазоні можна використовувати лише ASIC, але вони досить дорогі. Більше того, більшість пристроїв ЦОС ще недостатньо швидкі і можуть обробляти сигнали лише із середньою пропускнуою здатністю. Сигнали шириною близько 100 МГц все ще обробляються з використанням аналогових методів. Тим не менше, пристрої ЦОС стають все швидшими і швидшими.
- Проблеми кінцевої бітової глибини. У реальних ситуаціях економічні міркування диктують використання обмеженої кількості бітів в алгоритмах ЦОС. Якщо для представлення змінної використовується недостатньо бітів, то в деяких системах ЦОС це призводить до значного зниження якості системи.

Однак завдяки новим технологіям важливість цих недоліків постійно зменшується.

1.2. Основні типи операцій при цифровій обробці сигналів

Існує велика кількість різноманітних алгоритмів ЦОС, ще більше перебуває в стадії розробки. Однак для всіх цих алгоритмів, включаючи найскладніші, необхідні одні і ті ж основні операції.

Основні операції ЦОС - це згортка, кореляція, фільтрація, дискретні перетворення. Для всіх основних операцій ЦОС достатнім є виконання лише простих арифметичних дій - множення, додавання, віднімання і операції зсуву.

Згортка - це одна з найбільш використовуваних операцій в ЦОС. Наприклад, це основна операція цифрової фільтрації. Інший приклад - перетворення Гільберта, що використовується при обчисленні обвідної сигналу. Для двох масивів $x(n)$ і $h(n)$ довжиною N_1 і N_2 відповідно, їх згортка визначається співвідношенням:

$$y(n) = h(n) \otimes x(n) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} h(k)x(n-k) = \sum_{r=-\infty}^{\infty} h(n-r)x(r), \quad n = 0, 1, \dots, (M-1), \quad (1.1)$$

де \otimes - символ згортки, а $M = N_1 + N_2 - 1$.

Якщо $h(n)$ трактувати як імпульсну характеристику лінійної цифрової системи, значення відліків якої наведено в таблиці 1.1, а $x(n)$ - як сигнал на вході цифрової системи (табл. 1.2), тоді масив $y(n)$ являє собою сигнал на виході лінійної цифрової системи (табл. 1.3).

Співвідношення (1.1) можна переписати у вигляді:

$$y(n) = \sum_{k=0}^2 h(k)x(n-k), \quad n = 0, 1, \dots, 4. \quad (1.2)$$

Для $n = 0$ отримаємо:

$$y(0) = h(0)x(0) + h(1)x(-1) + h(2)x(-2) = 1 \times 2 + 0.5 \times 0 + 0.2 \times 0 = 2.$$

Для $n = 1$:

$$y(0) = h(0)x(1) + h(1)x(0) + h(2)x(-1) = 1 \times 3 + 0.5 \times 2 + 0.2 \times 0 = 4.$$

Продовжуючи таким чином обчислення і враховуючи, що $y(n) = 0, n < 0, n > 4$ отримаємо результати, зведені в таблицю 1.3.

Таблиця 1.1

n	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
$h(n)$	0	0	0	1	0.5	0.2	0	0	0

Таблиця 1.2

n	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
$x(n)$	0	0	0	2	3	4	0	0	0

Таблиця 1.3

n	-3	-2	-1	0	1	2	3	4	5
$y(n)$	0	0	0	2	4	5.9	2.6	0.8	0

Графічно результати обчислення згортки представлені на рис.1.1.

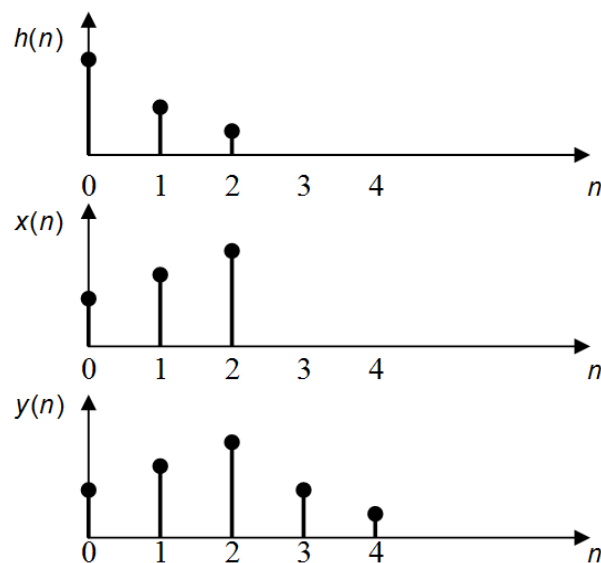


Рис.1.1. Результати обчислення згортки

1.3. Цифрова фільтрація

В області опрацювання сигналу цифровий фільтр являє собою систему, яка виконує математичні операції над дискретними вибірками з сигналу для зменшення або підсилення певних складових сигналу. Він є альтернативою іншого базового типу електронного фільтра, аналогового фільтра, який являє собою електронну схему, яка працює з аналоговими сигналами у неперервному часі. Цифрова система фільтрації зазвичай складається з аналого-цифрового перетворювача для формування вибірки вхідного сигналу, за яким слідує мікропроцесор та деякі периферійні компоненти, такі як пам'ять для зберігання даних та коефіцієнтів фільтра тощо. Інструкції програми (програмне забезпечення), що працює на мікропроцесорі реалізує цифровий фільтр, виконуючи необхідні математичні операції над числами, отриманими від АЦП. У деяких високопродуктивних додатках замість універсального мікропроцесора або спеціалізованого цифрового процесора сигналів із спеціальною паралельною архітектурою для прискорення таких операцій, як фільтрація, використовуються FPGA або ASIC. Часто, проектування цифрових фільтрів вартує значно більше ніж аналогових, що пов'язано із необхідністю залучення висококваліфікованих спеціалістів та використання складного обладнання, але з їх допомогою можна реалізувати такі додатки, які виконати на аналогових фільтрах неможливо. Цифрові фільтри часто можуть бути виготовлені високого порядку і часто є фільтрами з кінцевою імпульсною характеристикою для досягнення лінійної фазової характеристики. Однак при роботі таких фільтрів виникає певна затримка появи вихідного сигналу, що пов'язано із проведенням A/D і D/A перетворень, необхідністю виконання операцій затримки в структурі самого фільтра та згладжування фільтрів, або через інші затримки в їх реалізації.

Характеристиками цифрових фільтрів в порівнянні із аналоговими є імпульсна характеристика, що являє собою відгук системи на одиничне збурення (реакція системи на значення сигналу, яке надійшло на його вхід);

АЧХ та ФЧХ фільтра та функція передачі, яка в загальному випадку являє собою відношення образу вхідного сигналу до образу вихідного сигналу.

Основними перевагами цифрових фільтрів в порівнянні із аналоговими є їхня висока точність, стабільність, чутливість, можливість реалізації спеціальних форм АЧХ та ФЧХ або можливість проектування під необхідну форму таких характеристик, що є складним або неможливим для випадку аналогових фільтрів.

Розрізняють нерекурсивні та рекурсивні цифрові фільтри. Іншою назвою першіє є фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ), іншою назвою другого типу фільтрів є фільтри з нескінченною імпульсною характеристикою (НІХ).

Цифрова фільтрація для одного з різновидів цифрових фільтрів - так званих КІХ-фільтрів (трансверсальних фільтрів), математично описується співвідношенням:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k). \quad (1.3)$$

Порівнюючи співвідношення (1.2) і (1.3), неважко помітити їх принципову схожість. Таким чином, цифрова фільтрація є згортка сигналу з імпульсною характеристикою фільтра. На рис. 1.2 показана блок-схема такого фільтра. Символом z^{-1} позначена затримка на один інтервал дискретизації.

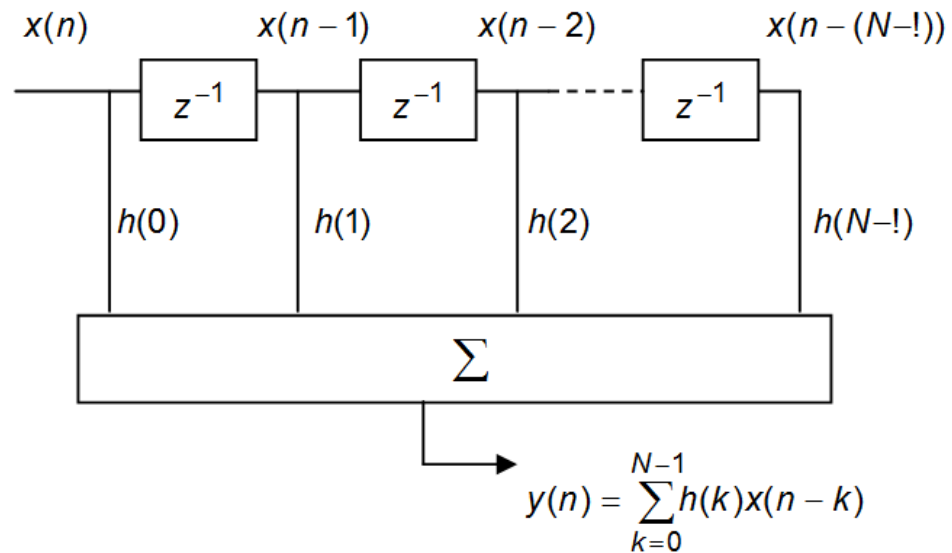


Рис.1.2. Блок-схема фільтра

Основне застосування цифрової фільтрації - усунення перешкод, що маскують сигнал. Однак існує ряд інших цікавих застосувань цифрових фільтрів: моделювання резонансних властивостей мовного тракту людини, фізичне моделювання музичних звуків, вирівнювання сигналу (еквалайзинг) і ін.

Існує дві форми кореляції: автокореляція (АКФ)

$$K[r] = \frac{1}{N-|r|} \sum_{i=0}^{N-|r|-1} x[i]x[i+r], \quad (1.4)$$

і взаємна кореляція (ВКФ)

$$K_{xy}[r] = \frac{1}{N-|r|} \sum_{i=0}^{N-|r|-1} x[i]y[i+r]. \quad (1.5)$$

Неважко бачити схожість операцій кореляції і згортки - різниця лише в тому, що при згортці один із сигналів інвертується, а при кореляції такої інверсії немає.

Автокореляційна функція успішно застосовується для виявлення так званої «прихованої» періодичності сигналу в задачах технічної та медичної діагностики.

Взаємно-кореляційна функція застосовується в задачах виявлення сигналу відомої форми, замаскованого перешкодами.

1.4. Дискретні перетворення

Дискретних перетворень досить багато (перетворення Фур'є, Хаара, Уолша, Гільберта і ін.), Проте найпоширенішим є дискретне перетворення Фур'є (ДПФ), за допомогою якого здійснюють спектральний аналіз сигналів:

$$X(r) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} rn). \quad (1.6)$$

Якщо співвідношення (6) переписати у вигляді:

$$X(r,0) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \exp(-j \frac{2\pi}{N} r(n-0)),$$

тоді стає очевидним, що ДПФ можна трактувати як результат цифрової фільтрації сигналу $x(n)$ гребінкою вузькосмугових цифрових фільтрів - з тією лише особливістю, що в результаті фільтрації залишається тільки один відлік.

Завдяки алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ) стало можливим досить ефективно обчислення ДПФ ($N \log N$ арифметичних операцій замість N^2 операцій).

1.5. Застосування ЦОС для подавлення ревербераційної перешкоди

Математично вплив ревербераційної перешкоди $h(t)$ на сигнал $x(t)$ описується співвідношенням згортки:

$$z(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t - \tau)d\tau, \quad (1.7)$$

де $h(t)$ - імпульсна характеристика приміщення.

У спектральній області співвідношенню (1.7) відповідає співвідношення:

$$Z(f) = H(f)X(f), \quad (1.8)$$

Звідки

$$X(f) = \frac{Z(f)}{H(f)}. \quad (1.9)$$

Як впливає зі співвідношення (1.9), відновити сигнал $x(t)$ можна в три етапи:

- 1) обчислюють $Z(f)$ і $H(f)$ - Фур'є-образи спотвореного сигналу і імпульсної характеристики;
- 2) відповідно до співвідношення (1.9), обчислюють Фур'є-образ $X(f)$ неспотвореного сигналу $x(t)$;
- 3) за допомогою зворотного перетворення Фур'є, за Фур'є-образу $X(f)$ відновлюють неспотворений сигнал $x(t)$.

1.6 Висновки до розділу 1

Проаналізовано особливості цифрової обробки сигналів в порівнянні із аналоговою обробкою, її переваги та недоліки зокрема у складності реалізації та якості кінцевого результату обробки.

Розглянуто основні типи операцій при цифровій обробці сигналів, зокрема операції згортки, кореляції, фільтрації та дискретних перетворень.

Розглянуто питання цифрової фільтрації із застосуванням не рекурсивних та рекурсивних цифрових фільтрів.

Проаналізовано застосування цифрової обробки сигналів для подавлення ревербераційної завади.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1 Особливості роботи нерекурсивних цифрових фільтрів

2.1.1 Загальні відомості. Переваги нерекурсивних фільтрів:

- простота теоретичного аналізу - існує кілька добре відомих і апробованих методик розрахунку фільтрів;
- наочний зв'язок коефіцієнтів фільтра з відліками його імпульсної перехідної характеристики;
- простота практичної реалізації;
- стійкість фільтра;
- лінійність фазової характеристики (за умови симетричності фільтра), що дозволяє зменшити викривлення фронтів імпульсних сигналів - тому такі фільтри широко застосовуються в телекомунікаційних системах.

Недоліки нерекурсивних фільтрів:

- необхідний високий (кілька сотень або навіть тисяч) порядок фільтрів для забезпечення «хорошої» АЧХ.

Нерекурсивні фільтри широко застосовуються при обробці зображень, оскільки:

- описуються матрицею коефіцієнтів;
- двовимірні фільтри є природним узагальненням одновимірних фільтрів.

У випадку не рекурсивних цифрових фільтрів значення їхніх вихідних відліків в процесі обробки залежать лише від значень відліків, які надходять на вхід фільтра. Вираз функції не рекурсивного ЦФ порядку N має наступний вигляд

$$y(n) = \sum_{k=0}^N a_k x(n - k). \quad (2.1)$$

Структурна схема, яка реалізує цей алгоритм, наведена на наступному рисунку:

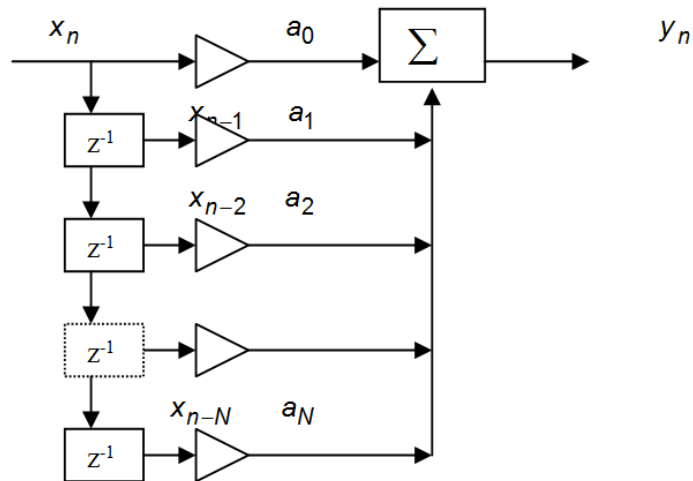


Рис. 2.1. рекурсивний цифровий фільтр

Квадрат з символом z^{-1} на цій схемі позначає елемент затримки дискретного сигналу на один такт $\Delta t = 1/F_{\delta}$, де F_{δ} - частота дискретизації. Трикутником позначений елемент підсилення.

У випадку порядку фільтра $2N$ простішим є розрахунок та аналіз, а для цього можна використати вираз його функції:

$$y(n) = \sum_{k=-N}^N a_k x(n-k) \quad (2.2)$$

Очевидно, в рівнянні (2.2) поряд з минулими відліками дискретного сигналу використовуються і майбутні відліки. Такий фільтр є фізично нереалізованим з «аналогової точки зору». Однак з «дискретної точки зору» такий фільтр цілком реалізуємо, якщо масив $x(n)$ заздалегідь сформований (наприклад, зберігається в пам'яті комп'ютера). При обробці сигналів «в реальному масштабі часу», коли відліки масиву $x(n)$ відсутні в пам'яті комп'ютера, а надходять з виходу деякого електронного блоку або пристрою, вираз (2.2) можна переписати так, щоб умова фізичної можливості бути реалізованим зберігалася:

$$y'(n) = \sum_{k=0}^{2N} a'_k x(n-k) \quad (2.3)$$

Порівнюючи між собою співвідношення (2.2) і (2.3), бачимо, що вони принципово еквівалентні за умови:

$$a'_k = a_{k-N}. \quad (2.4)$$

Дійсно, підставляючи (2.3 в (2.4), отримаємо:

$$y'(n) = \sum_{k=0}^{2N} a_{k-N} x(n-k) = \sum_{r=-N}^N a_r x(n-r-N) = y(n-N).$$

Таким чином, різниця між цифровими фільтрами, описаними співвідношеннями (2.2) і (2.3), є дуже незначною. Фізично така відмінність означає, що відгук «фізично реального» фільтра (2.3) буде затримуватися на N тактів щодо відгуку «фізично нереального» фільтра (2.2).

Зручність ж «симетричності форми» запису (2.2) полягає в тому, що при виконанні умови

$$a_k = a_{-k}$$

частотна характеристика такого фільтра буде реальною і парною функцією частоти, що зручно з точки зору швидкого аналізу форми частотної характеристики.

Сказане вище можна пояснити простим прикладом. Так, у випадку $N=2$ отримаємо:

$$y(n) = a_{-2}x(n+2) + a_{-1}x(n+1) + a_0x(n) + a_1x(n-1) + a_2x(n-2)$$

де $x(n)$ - вхідний сигнал в момент часу nT_d ; $y(n)$ - вихідний сигнал; T_d - період дискретизації.

Аналізуючи останній вираз можна помітити, що дискети вихідного сигналу будуть поступати на вихід фільтра із запізненням відносно дискет вхідного сигналу як мінімум на час $t_3 = T_d N$ (оскільки для отримання першого результату обчислень потрібно заповнити буферну пам'ять, що складається з N комірок). При малих порядках фільтра таке запізнення може бути цілком допустимим для практичних застосувань (наприклад, при цифровому телефонному зв'язку).

При дії на не рекурсивний ЦФ одиничного імпульсу

$$x(n) = \begin{cases} 1 & \text{при } n = 0 \\ 0 & \text{при } n \neq 0 \end{cases},$$

Отримаємо на виході фільтра значення в кількості $(2N+1)$ відліків, що відповідають певним ваговим коефіцієнтам a_k . Така послідовність не є нескінченною, тому такий не рекурсивний ЦФ володіє кінцевою імпульсною характеристикою

При дії на не рекурсивний ЦФ гармонічного коливання:

$$x_n = \exp(j\omega n T_d),$$

отримаємо:

$$y_n = \sum_{k=-N}^N a_k \cdot \exp[j\omega(n-k)T_d],$$

А функція передачі такого фільтра буде мати вигляд:

$$H_d(\omega) = \left. \frac{y_n}{x_n} \right|_{x_n = \exp(j\omega n T_d)} = \sum_{k=-N}^N a_k \exp(-j\omega k T_d) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k \exp(-j\omega k T_d).$$

Ця функція передачі $H_d(\omega)$ - буде періодичною:

$$H_d(\omega) = H_d(\omega + r \cdot 2\pi/T_d), \quad r = \pm 1, 2, \dots$$

Відповідно, ц функція передачі $H_d(\omega)$ може бути розкладена в ряд Фур'є, а коефіцієнти a_k такого ряду отримуються із залежності:

$$a_k = \frac{T_d}{2\pi} \int_{-\pi/T_d}^{\pi/T_d} H_d(j\omega) \exp(j\omega k T_d) d\omega.$$

Значно простішим стає вигляд функції передачі $H_d(\omega)$, якщо використовувати парні і непарні коефіцієнти a_k . В першому випадку функція передачі $H_d(\omega)$ буде дійсною та подаватиметься у вигляді:

$$H_d(\omega) = a_0 + 2 \sum_{k=1}^N a_k \cos \omega k T_d,$$

В другому випадку функція передачі $H_d(\omega)$ буде уявною та подаватиметься у вигляді:

$$H_d(\omega) = -2j \sum_{k=1}^N a_k \sin \omega k T_d.$$

2.1.2. Приклад розрахунку цифрового фільтра НЧ. Параметри цифрового фільтра ЕН можуть бути оцінені на основі аналізу ідеального фільтра НЧ. Його функція передачі має вигляд:

$$H(j\omega) = \begin{cases} 1 & \text{для } |\omega| \leq \omega_c \\ 0 & \text{для } |\omega| > \omega_c \end{cases} \quad (2.5)$$

де ω_c частота зрізу.

Така функція передачі $H(j\omega)$ є також періодичною з періодом $2\pi/T_d$, та може бути розкладена в ряд Фур'є. Якщо в такому розкладі залишити стільки складових, скільки коефіцієнтів фільтра необхідно знайти і ми отримаємо функцію $H_d(j\omega)$. Можна помітити різницю між $H(j\omega)$ і її наближенням $H_d(j\omega)$. З допомогою методу найменших квадратів Гауса можна оцінити цю різницю:

$$\frac{T_d}{2\pi} \int_{-\pi/T_d}^{\pi/T_d} [H(j\omega) - H_d(j\omega)]^2 d\omega = \min.$$

Відповідно похибка апроксимації буде мінімальною, якщо вагові коефіцієнти шуканого фільтра обчислювати як коефіцієнти Фур'є розкладу в ряд періодизованої функції $H(j\omega)$. Для парних функцій a_k отримаємо:

$$a_k = a_{-k} = \frac{T_d}{\pi} \int_0^{\omega_c} 1 \cdot \cos k\omega T_d d\omega = \frac{T_d}{\pi} \frac{\sin k\omega_c T_d}{kT_d} = \frac{\omega_c T_d}{\pi} \frac{\sin k\omega_c T_d}{k\omega_c T_d} = \frac{2f_c}{f_d} \frac{\sin k \frac{\omega_c}{f_d}}{k \frac{\omega_c}{f_d}} \quad (2.6)$$

При проведенні розрахунків застосовують поняття відносної частоти зрізу

$$\Omega_c = \frac{\omega_c}{f_d} = 2\pi \frac{f_c}{f_d}.$$

Таким чином

$$a_k = a_{-k} = \frac{\Omega_c}{\pi} \frac{\sin k\Omega_c}{k\Omega_c} = \frac{\Omega_c}{\pi} Sa(k\Omega_c), \quad (2.7)$$

де $Sa(x) = \sin x/x$.

2.1.3. Значення частоти дискретизації. Відношення частоти зрізу цифрового фільтра до частоти дискретизації f_c/f_d є особливо важливим параметром цифрових фільтрів, який визначає їх коефіцієнти. З іншої сторони визначальним є так званий порядок фільтра $2N$. Прийнявши певне фіксоване значення порядку фільтра можливим стає обрання оптимального відношення між частотою зрізу та частотою дискретизації цього фільтра, яке з практичної точки зору та практичних рекомендацій повинне становити $f_d/f_c = 4$ чи $f_d/f_c = 6$.

Якщо використати вираз для імпульсної перехідної характеристики аналогового фільтра отримаємо:

$$y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(\tau)x(t-\tau)d\tau, \quad (2.8)$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(jf)\exp(j2\pi ft)df = \int_{-f_c}^{f_c} \exp(j2\pi ft)df = 2f_c Sa(2\pi f_c t). \quad (2.9)$$

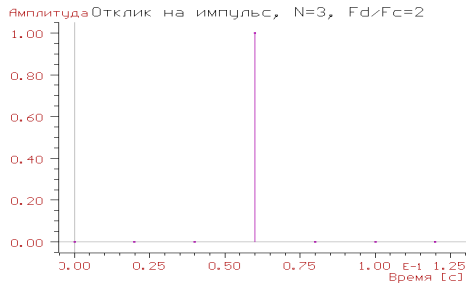
На основі виразів (2.9) і (2.7) можна констатувати, що коефіцієнти цифрового фільтра збігаються зі значеннями імпульсної перехідної характеристики аналогового фільтра в дискретні моменти часу T_d .

До такого ж висновку приходимо, порівнюючи (2.8) з (2.6) і наближено замінюючи співвідношення (2.7) його дискретним аналогом

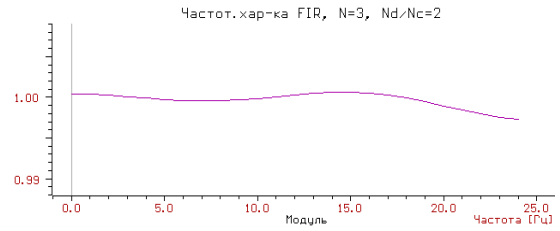
$$y(nT_d) = T_d \sum_{k=-N}^N h(kT_d)x[(n-k)T_d].$$

Функція $Sa(2\pi f_c t)$ має нулі в точках $t_k = \pm k \frac{1}{2f_c}$. А відліки ПХ $h(t)$ беруться в моменти часу $t_n = nT_d = n \frac{1}{f_d}$. Вибираючи $f_d = 2f_c$, ми отримуємо

єдиний ненульовий відлік a_0 , що відповідає так званому «всепропускаючому» фільтру (ВФ) (рис 2.2).

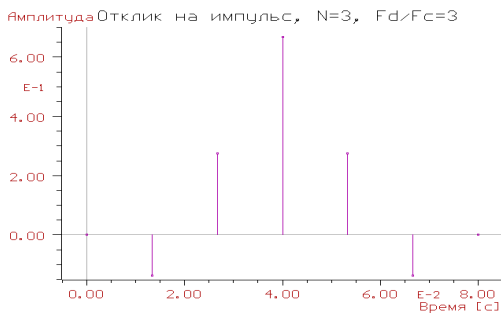


а)

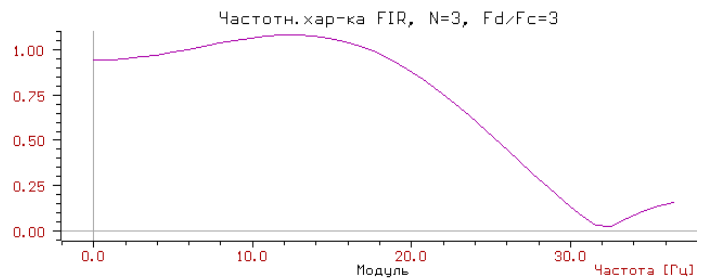


б)

Рис. 2.2.

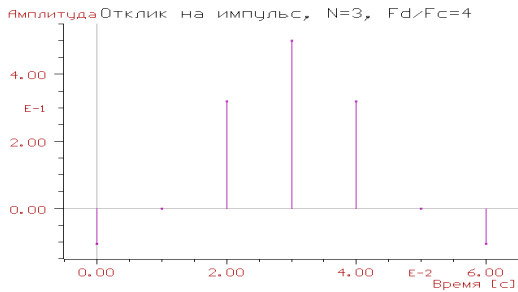


а)

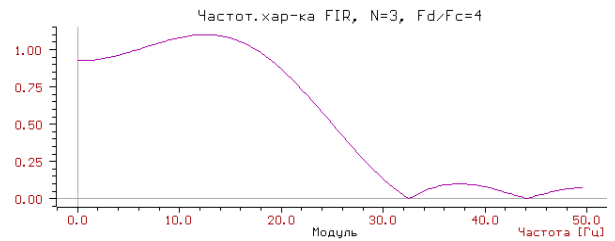


б)

Рис. 2.3.

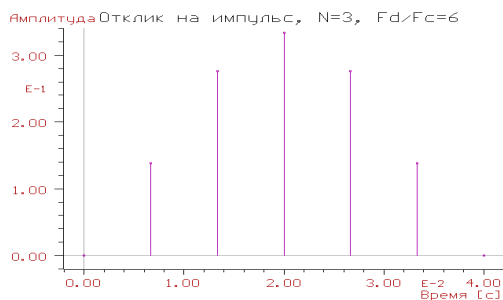


а)

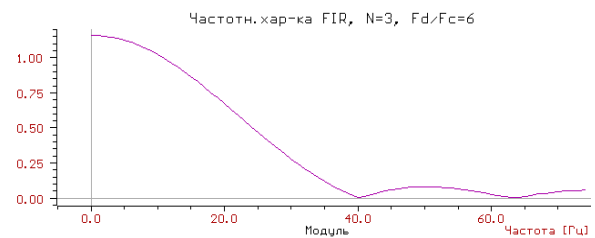


б)

Рис. 2.4.



а)



б)

Рис. 2.5.

Вибір $f_d = 3f_c$ (рис.2.3), в принципі, дає очікуваний результат, проте вибираючи $f_d = 4f_c$ (рис.2.4), отримаємо ситуацію, при якій всі парні a_k дорівнюють нулю - це означає економію в обсязі обчислень при цифровій фільтрації. А при c (рис.2.5) нулю рівні коефіцієнти з номерами, кратними 3, що також призводить до економії, хоча і меншої.

2.1.4. Особливості проектування фільтрів високої частоти, смугових і режекторних цифрових фільтрів. Знаючи параметри фільтра низької частоти, які ми розглянули попередньо, можна на основі їх спроектувати фільтр високої частоти.

Для цього використаємо повнодіпазонний фільтр або всепропускаючий фільтр (ВФ), який пропускає без ослаблення всі частоти. Його вираз

$$y(n) = x(n)$$

При цьому існує лише один коефіцієнт, відмінний від 0, $a_0 = 1$.

Якщо з спектра повнодіпазонного фільтра відняти спектр фільтра низьких частот то отримаємо характеристику фільтра високих частот з тією ж частотою зрізу ω_c . Це означає, що:

$$a_{k,ФВЧ} = a_{k,ВФ} - a_{k,НЧ} \quad (2.10)$$

Перетворення ФНЧ в СФ.

За основу береться ФНЧ з частотою зрізу ω_v , яка відповідає верхній частоті зрізу шуканого СФ. З спектра цього ФНЧ віднімається спектр іншого ФНЧ з меншою частотою зрізу ω_n . В результаті залишиться спектр смугового фільтра з зоною пропускання між ω_n і ω_v . Шукані коефіцієнти СФ розраховуються за формулою

$$a_{k,ПФ} = a_{k,ФНЧ(в)} - a_{k,ФНЧ(н)} \quad (2.11)$$

Перетворення ФНЧ в РФ.

Якщо з спектра повнодіапазонного фільтра відняти спектр смугового фільтра (СФ), то залишиться спектр режекторного фільтра (РФ). Для коефіцієнтів фільтра це означає

$$a_{k,РФ} = a_{k,ВФ} - a_{k,ФНЧ(в)} + a_{k,ФНЧ(н)} \quad (2.12)$$

2.1.5. Застосування вікон в КІХ фільтрах. Вікна застосовують в задачі синтезу КІХ-фільтрів з метою придушення ефекту Гіббса. При цьому вдається підвищити рівномірність АЧХ в смузі пропускання і знизити рівень бічних пелюсток в смузі затримування.

Рівняння згортки для КІХ-фільтрів можуть бути в симетричній або несиметричній формі.

При симетричній формі запису рівняння цифрового фільтра:

$$y_n = \sum_{k=-N}^N w_k a_k x_{n-k}, \quad (2.13)$$

Вікна w_k , задовольняють вимогам:

$$w_0 = 1; \quad w_{-k} = w_k, \quad k = 1, \dots, N. \quad (2.14)$$

мають істотну особливість - кількість відліків $M = 2N + 1$ є непарною.

При несиметричній формі запису рівняння цифрового фільтра

$$y_n = \sum_{k=0}^M w'_k a_k x_{n-k}, \quad (2.15)$$

величина M може бути довільною - це значить, що в окремому випадку $M=2N+1$ вікна w_k і w'_k пов'язані простим співвідношенням:

$$w'_k = w_{k+N}, \quad (2.16)$$

а зв'язок між відліками w_k , значеннями a_k і значеннями ІХ аналогового фільтра описується співвідношенням:

$$w_k a_k = \Delta t h(k\Delta t). \quad (2.17)$$

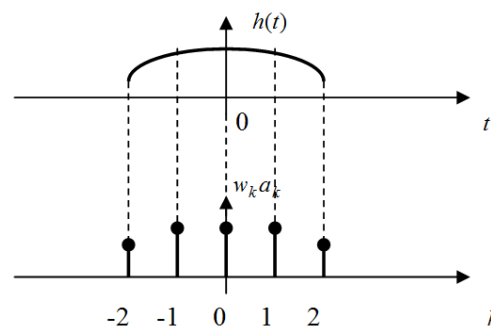


Рис. 2.6.

В іншому окремому випадку – при $M=2N$ - також можна вимагати, щоб коефіцієнти фільтра зберігали властивість парності. Однак при цьому зв'язок між відліками w_k і значеннями ІХ аналогового фільтра $h(t)$ повинен описуватися дещо іншим співвідношенням (рис.2.7):

$$w_k a_k = \Delta t h\left[\left(k - N + \frac{1}{2}\right)\Delta t\right]. \quad (2.18)$$

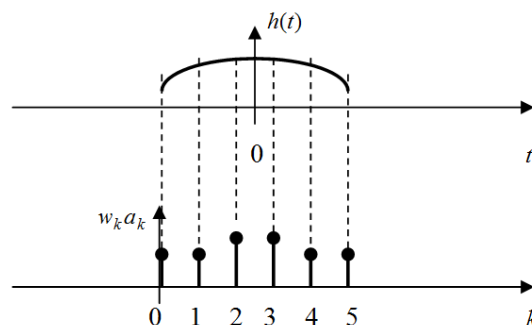


Рис. 2.7.

У наведених нижче аналітичних виразах вагові вікна $w(n\Delta t)$ дані тільки в симетричній формах.

Прямокутне вагове вікно (вікно Дирихле) і відповідне спектральну вікно:

$${}_c w_L(n) = 1 \quad \text{для } n = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N; \quad 0 \text{ для інших } n. \quad (2.19)$$

Трикутне вагове вікно (вікно Бартлета або Фейера) і відповідне спектральне вікно:

$${}_c w_L(n) = 1 - \frac{|n|}{N} \quad \text{для } n = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N; \quad 0 \text{ для інших } n. \quad (2.20)$$

Вагове вікно Хеннінга (Ханна) і відповідне спектральне вікно:

$${}_c w_L(n) = \cos^2\left(\frac{n}{2N}\pi\right) = 0,5 \left[1 + \cos\left(\frac{n}{N}\pi\right) \right] \quad \text{для } n = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N; \quad 0 \text{ для інших } n \quad (2.21)$$

Вагове вікно Хеммінга и відповідне спектральне вікно:

$${}_c w_L(n) = 0,54 + 0,46 \cos\left(\frac{n}{N}\pi\right) \quad \text{для } n = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N; \quad 0 \text{ для інших } n. \quad (2.22)$$

Вагове вікно Блекмена:

$${}_c w_L(n) = 0,42 + 0,5 \cos\left(\frac{n}{N}\pi\right) + 0,08 \cos\left(\frac{2n}{N}\pi\right) \quad \text{для } n = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N; \quad 0 \text{ для інших } n. \quad (2.23)$$

Вагове вікно Ланцоша:

$$w_L(n) = \frac{\sin\left(\frac{n}{N}\pi\right)}{\frac{n}{N}\pi} \quad \text{для } n = -N, \dots, -1, 0, 1, \dots, N; \quad 0 \text{ для інших } n. \quad (2.24)$$

«Симетричність» і «періодичність» вікон. Вище розглядалися симетричні вікна - саме такі вікна зазвичай і застосовують для цифрової фільтрації.

Несиметричне вікно легко отримати з симетричного, відкидаючи останній відлік. Оскільки при дискретизації частоти вікно періодизується, то вікно з відкинутим останнім відліком називають «періодичним». При досить великих N відмінність між «симетричними» і «періодичними» вікнами не повинна бути помітною. Тому правильніше дивитися на цю ситуацію як на прагнення до теоретичної повноти опису всіх можливих ситуацій.

Критерії якості вікон. Для порівняння вікон між собою необхідно використовувати певні критерії якості. При цьому слід зауважити, що зазвичай порівнюють не власне вікна, а їх спектральні образи.

Слідуючи роботі [1], наведемо значення відносного рівня першого бічного пелюстка деяких найбільш відомих вікон (табл.2.1).

Таблиця 2.1.

Тип вікна	Бічна пелюстка
Прямокутне	-13 дБ = 0,224
Трикутне	-27 дБ = 0,045
Ханна	-32 дБ = 0,025
Хемінга	-43 дБ = 0,007
Блекмена	-58 дБ = 0,001

2.2. принцип роботи рекурсивних цифрових фільтрів

2.2.1. Загальні відомості. Особливістю рекурсивних ЦФ є те, що значення дискрет вихідного сигналу в кожен момент часу залежать на відміну від не рекурсивного цифрового фільтра не лише від значень дискрет вхідного сигналу а

і від попередніх значень дискрет вихідного сигналу. Для рекурсивного ЦФ можна записати:

$$y(n) = \sum_{k=0}^N a_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M b_k y(n-k) \quad (2.25)$$

Більше значення M або N визначає порядок фільтра. Структурна схема рекурсивного ЦФ, що реалізує вираз (2.25), зображена на рис. 2.8.

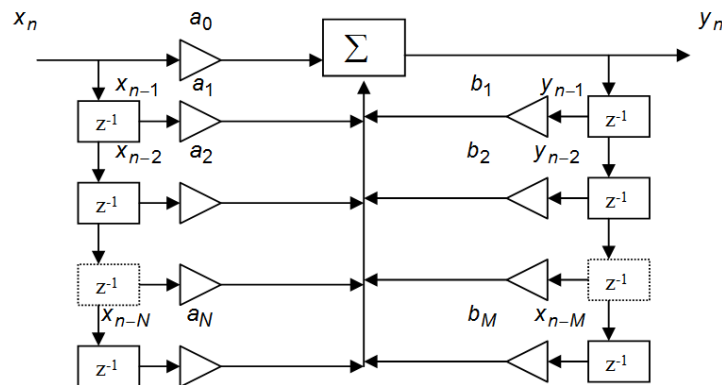


Рис. 2.8. Структурна схема рекурсивного ЦФ

Імпульсна перехідна характеристика такого фільтра є нескінченною, звідки походить і його інша назва – НІХ фільтр. Так, нехай рівняння рекурсивного ЦФ запишемо наступним чином: $y_n = x_n + 0,5y_{n-1}$.

подамо на вхід такого рекурсивного ЦФ сигнал одиничного імпульсу:

$$x_n = x_0 = \begin{cases} 1, & n = 0, \\ 0, & n \neq 0. \end{cases}$$

Так як в моменти часу до $n = 0$, фільтр перебував в стані спокою ($y_{-1} = 0$), отримуємо:

$$n = 0: \quad x_0 = 1; \quad y_0 = x_0 + 0,5y_{-1} = x_0 = 1;$$

$$n = 1: \quad x_1 = 0; \quad y_1 = x_1 + 0,5y_0 = 0,5;$$

$$n = 2: \quad x_2 = 0; \quad y_2 = x_2 + 0,5y_1 = 0,25;$$

і так далі. Що свідчить про те, що імпульсна перехідна характеристика має нескінченну довжину.

При визначенні функції передачі рекурсивного ЦФ застосовують так зване Z-перетворення:

$$X(z) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x_n z^{-n}.$$

Помноживши $y(n)$ на $b_0 = 1$ і виконавши Z-перетворення виразу (2.25), отримаємо

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^M b_k y(n-k) \right] z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=0}^N a_k x(n-k) \right] z^{-n}.$$

Розширимо в виразі (2.25) межі додавання до $\pm \infty$:

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k y(n-k) \right] z^{-n} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left[\sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k x(n-k) \right] z^{-n}$$

або

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k z^{-k} \sum_{n=-\infty}^{\infty} y(n-k) z^{-(n-k)} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k z^{-k} \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(n-k) z^{-(n-k)}$$

Ввівши заміну $m = (n-k)$, отримаємо

$$\sum_{k=-\infty}^{\infty} b_k z^{-k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} y_m z^{-m} = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k z^{-k} \sum_{m=-\infty}^{\infty} x_m z^{-m}$$

або :

$$B(z) Y(z) = A(z) X(z),$$

де $V(z)$, $Y(z)$, $A(z)$, $X(z)$ - Z -перетворення вхідних і вихідних даних.

Z -перетворення функції передачі цифрового рекурсивного фільтра має вигляд:

$$H_d(z) = \frac{Y(z)}{X(z)} = \frac{A(z)}{B(z)} = \frac{a_0 + a_1 z^{-1} + a_2 z^{-2} + \dots + a_N z^{-N}}{b_0 + b_1 z^{-1} + b_2 z^{-2} + \dots + b_M z^{-M}} \quad (2.26)$$

Замінивши в (2.26) $z = \exp(j\omega T_d)$ можна вивести вираз для функції передачі фільтра в дійсній формі:

$$H_d(j\omega) = H_d(z = \exp(j\omega T_d)).$$

2.2.2. Особливості проектування рекурсивних цифрових фільтрів. Проектування рекурсивних ЦФ виявляється значно складнішим за розрахунок нерекурсивних фільтрів.

Суть методики частотного перетворення полягає в трансформації передавальної характеристики $H_d(z^*)$ якогось ФНЧ, що називається «ФНЧ-прототип», в передавальну характеристику $H_d(z)$ потрібного фільтра (НЧ, ВЧ, смугового, режекторного), з наступною заміною $z = \exp(j\omega T_d)$.

Така методика може включати наступні кроки:

1. Виходячи з вимог до якості проектованого фільтра (гладкість в смузі пропускання, фазова характеристика, допустимий рівень пульсацій в смугах пропускання та зникання), вибирають тип фільтра і порядок фільтра N . При цьому слід знати:

В фільтрі НЧ Чебишева можна отримати сталі пульсації в зоні пропускання або в зоні зникання. Фільтр спотворює фронти прямокутних імпульсів.

В фільтрі НЧ Кауера є присутні значні пульсації в області зникання та пропускання. Також можливі спотворення фронтів прямокутних імпульсів.

Крок 2. Після вибору типу фільтра звертаються до однієї з таблиць фільтрів-прототипів, з яких вибирають числові значення коефіцієнтів a_k і b_k . До таких таблиць «прив'язаний» також числовий параметр f_d^*/f_c^* - відношення частоти дискретизації до частоти зрізу фільтра-прототипу. В [1] пропонуються таблиці для $f_d^*/f_c^* = 4$, які мають вигляд:

Таблиця 2.2.

Коефіцієнти для прототипів ФНЧ Баттерворта N-го порядку

N	i	a_{0i}	a_{1i}	a_{2i}	b_{1i}	b_{2i}
1	1	0,5	0,5	0	0	0
2	1	0,2929	0,5858	0,2929	0	0,1716
3	1	0,5	0,5	0	0	0
	2	0,3333	0,6667	0,3333	0	0,3333

Таблиця 2.3.

Коефіцієнти для прототипів ФНЧ Бесселя N-го порядку

N	i	a_{0i}	a_{1i}	a_{2i}	b_{1i}	b_{2i}
1	1	0,5	0,5	0	0	0
2	1	0,3356	0,6712	0,3356	0,2564	0,0806
3	1	0,5695	0,5695	0	0,1390	0
	2	0,4037	0,8075	0,4037	0,4222	0,1928

Таблиця 2.4.

Коефіцієнти для прототипів ФНЧ Чебишева I-го типу N-го порядку з пульсацією 11% (1дБ)

N	i	a_{0i}	a_{1i}	a_{2i}	b_{1i}	b_{2i}
1	1	0,5	0,5	0	0	0
2	1	0,2595	0,5190	0,2595	-0,2862	0,3242
3	1	0,3110	0,3110	0	-0,3780	0
	2	0,3636	0,7273	0,3636	-0,1496	0,6042

**Коефіцієнти для прототипів ФНЧ Кауера N-го порядку з пульсацією
15% (1,5 дБ)**

N	i	a_{0i}	a_{1i}	a_{2i}	b_{1i}	b_{2i}
3	1	0,3306	0,3306	0	-0,3389	0
	2	0,4898	0,6612	0,4898	-0,0219	0,6627
4	1	0,1851	0,2397	0,1851	-0,5678	0,1778
	2	0,4347	0,8693	0,4347	-0,0215	0,7602

Розглядаючи таблиці, неважко бачити що коефіцієнти залежать також від індекса - номера каскаду. Справа в тому, що рекурсивні фільтри порядку $N > 2$ прийнято отримувати шляхом послідовного з'єднання фільтрів 2-го порядку. Тому якщо передавальна функція фільтра-прототипу 2-го порядку має вигляд:

$$H_{\text{д}}(z^*) = \frac{a_0^* + a_1^* z^{*-1} + a_2^* z^{*-2}}{b_0^* + b_1^* z^{*-1} + b_2^* z^{*-2}},$$

то передавальна функція фільтра-прототипу більш високого порядку виходить як добуток передаточних характеристик P окремих фільтрів:

$$H_{\text{д}}(z^*) = \prod_{i=1}^P \frac{a_{0i}^* + a_{1i}^* z^{*-1} + a_{2i}^* z^{*-2}}{b_{0i}^* + b_{1i}^* z^{*-1} + b_{2i}^* z^{*-2}}.$$

Крок 3. Виходячи з необхідного співвідношення $f_c / f_{\text{д}}$ (при розрахунку НЧ або ВЧ фільтра) або необхідної пари співвідношень $f_{c1} / f_{\text{д}}$ і $f_{c2} / f_{\text{д}}$, $f_{c1} < f_{c2}$ (при розрахунку смугового або режекторного фільтра), замінюють змінну z^* на функцію змінної z , для чого використовують співвідношення з таблиці 2.6.

Таблиця 2.6.

ФНЧ → ФНЧ	$z^{*-1} = \frac{z^{-1} - d}{1 - dz^{-1}}, \quad d = \frac{\sin(\pi f_c^*/f_d^* - \pi f_c/f_d)}{\sin(\pi f_c^*/f_d^* + \pi f_c/f_d)}$
ФНЧ → ФВЧ	$z^{*-1} = \frac{z^{-1} + d}{1 + dz^{-1}}, \quad d = \frac{\cos(\pi f_c^*/f_d^* + \pi f_c/f_d)}{\sin(\pi f_c^*/f_d^* - \pi f_c/f_d)}$
ФНЧ → смуговий фільтр	$z^{*-1} = \frac{z^{-2} - \frac{2dk}{k+1}z^{-1} + \frac{k-1}{k+1}}{\frac{k-1}{k+1}z^{-2} - \frac{2dk}{k+1}z^{-1} + 1}, \quad d = \frac{\cos(\pi f_{c1}/f_d + \pi f_{c2}/f_d)}{\cos(\pi f_{c2}/f_d - \pi f_{c1}/f_d)}$ $k = \operatorname{ctg}(\pi f_{c2}/f_d - \pi f_{c1}/f_d) \operatorname{tg} \pi f_c^*/f_d^*$
ФНЧ → режекторний фільтр	$z^{*-1} = \frac{z^{-2} - \frac{2d}{k+1}z^{-1} + \frac{1-k}{k+1}}{\frac{1-k}{k+1}z^{-2} - \frac{2d}{k+1}z^{-1} + 1}, \quad d = \frac{\cos(\pi f_{c1}/f_d + \pi f_{c2}/f_d)}{\cos(\pi f_{c2}/f_d - \pi f_{c1}/f_d)}$ $k = \operatorname{tg}(\pi f_{c2}/f_d - \pi f_{c1}/f_d) \operatorname{tg} \pi f_c^*/f_d^*$

Крок 4. Отриманий аналітичний вираз передавальної характеристики $H_d(z)$ спрощують так, щоб в чисельнику і знаменнику виявилися поліноми змінної z^{-1} .

Крок 5. Чисельник і знаменник функції $H_d(z)$ ділять на таке число, щоб виконувалася умова $b_0 = 1$. Результуючі коефіцієнти в чисельнику і знаменнику (після такого нормування) і утворюють шукані множини коефіцієнтів a_k і b_k .

Крок 6. У аналітичному виразі для $H_d(z)$ проводять заміну $z = \exp(j\omega T_d)$, отримуючи таким чином частотну характеристику $H_d(j\omega) = H_d(z = \exp(j\omega T_d))$ синтезованого фільтра. АЧХ фільтра отримують як корінь квадратний із суми квадратів дійсної і уявної частин комплексної функції $H_d(j\omega)$.

У разі, коли отримана АЧХ не задовольняє потребам, проводиться перерахунок коефіцієнтів для іншого типу фільтра або проводиться збільшення порядку фільтра.

2.3. Розрахунок рекурсивних фільтрів

Програмне або апаратне забезпечення реалізації фільтра. При проектуванні рекурсивних фільтрів застосовуються прямі та непрямі методи.

Непрямі методи передбачають використання за основу аналогового фільтра (АФ). Потім по функції передачі АФ отримуємо схему цифрового фільтра (ЦФ).

Метод білінійного перетворення.

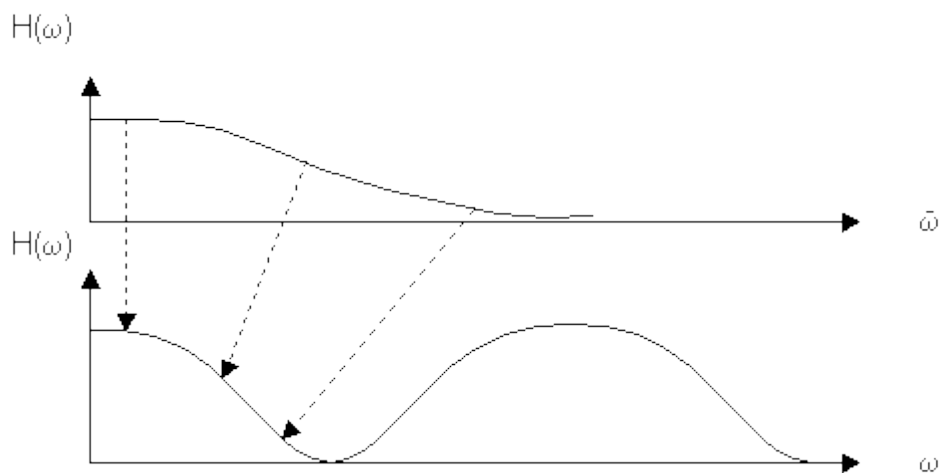
Основою цього методу є таке перетворення частот, при якому частотна характеристика АФ зводиться до кінцевих розмірів. У результаті помилкових пропозицій, які завжди існують при переході від АФ до ЦФ, часті перетворення здійснюються за допомогою виразів:

$$\frac{\bar{\omega}T}{2} = \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2} \quad \text{где} \quad \bar{\omega} \rightarrow \bar{p} = \bar{\sigma} + j\bar{\omega} \quad ; \quad \omega \rightarrow p = \sigma + j\omega$$

$$\bar{\omega} - \text{реальна частота (частота ЦФ). Тодя:} \quad \frac{\bar{p}T}{2} = \operatorname{th} \frac{pT}{2}$$

Взаємозв'язок між реальною та початковою частотою зручно відобразити на графіці.

Розглянемо графічно, як перетворюється частотна характеристика АФ в частотну характеристику ЦФ.



Розглянемо співвідношення частот P і \bar{P} по відношенню до Z -площини.

Співвідношення між P і Z :

$$e^{pT} = Z$$

Співвідношення між \bar{P} і Z-площиною:

$$\frac{pT}{2} = \operatorname{th} \frac{pT}{2}, \text{ тоді} \quad \bar{P} = \frac{2}{T} \operatorname{th} \frac{pT}{2} = \frac{2}{T} \cdot \frac{e^{\frac{pT}{2}} - e^{-\frac{pT}{2}}}{e^{\frac{pT}{2}} + e^{-\frac{pT}{2}}} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - e^{-pT}}{1 + e^{-pT}} =$$

$$= \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}} = \bar{P}$$

Послідовність розрахунку за методом білінійного перетворення.

$$\frac{\omega T}{2} = \operatorname{tg} \frac{\omega T}{2}$$

1) Задано: норма на АФ переходить на ЦФ.

2) Розрахувати АФ відповідно до отриманих норм. В результаті розрахунків стає відомою передавальна характеристика $H(\bar{P})$.

3) Визначити $H(Z)$ по $H(\bar{P})$ застосовуючи формулу:
$$\bar{P} = \frac{2}{T} \cdot \frac{1 - Z^{-1}}{1 + Z^{-1}}$$

4) За передавальною функцією $H(Z)$ побудувати схему ЦФ.

5) Виконати необхідні розрахунки з визначення ефекту кінцевих розрядностей.

Недолік методу в тому, що перетворення частот носить нелінійний характер. Метод застосовується, в основному, при проектуванні частотно-селективних фільтрів.

2.4 Висновки до розділу 2

В розділі проаналізовано нерекурсивні цифрові фільтри, їх перевали та математичний апарат проведення фільтрації сигналів на їх основі. Проаналізовано фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою.

Розглянуто загальні методи розрахунку цифрових фільтрів низької частоти, питання вибору частоти дискретизації, від якої залежить порядок фільтра, розглянуто методи розрахунку фільтрів високої частоти, смугових і режекторних цифрових фільтрів.

Проаналізовано питання застосування різних типів вікон в фільтрах з кінцевою імпульсною характеристикою.

Проаналізовано рекурсивні цифрові фільтри, їх переваги та недоліки.

Розглянуто методи розрахунку рекурсивних цифрових фільтрів.

РОЗДІЛ 3

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1. Оцінювання зміни співвідношення сигнал-шум за рахунок НЧ фільтрації

Спектр мовного сигналу зосереджений в області частот 100-3500 Гц - його наближено можна вважати існуючим в області частот 0-3500 Гц. Спектр білого шуму сприймається вухом людини в області частот 20-20000 Гц, його наближено можна вважати існуючим в області частот 0-20000 Гц.

Якщо здійснити фільтрацію адитивної суміші мовного сигналу і шуму за допомогою НЧ фільтру, частота зрізу якого $f_c = 3500$ Гц, тоді потужність перешкоди знизиться в $20000/3500 = 5,7$ рази (рис.3.1) або в $10\log 5,7 = 7,6$ дБ.

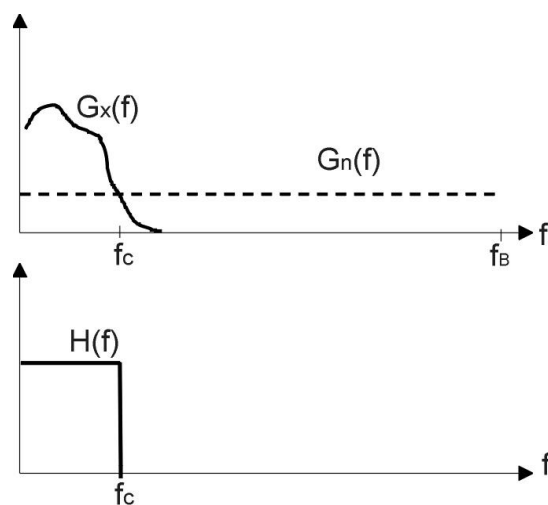


Рис. 3.1. НЧ фільтрація мовного сигналу

3.2. Перевірка наявності позитивного ефекту від НЧ фільтрації мовного сигналу, замаскованого білим шумом, шляхом моделювання в середовищі Matlab

Запишемо мовний сигнал у вигляді wav-файлу з параметрами: частота дискретизації $F_s = 44100$ Гц, моно, 16 біт.

Якщо звуковий файл записувався за допомогою програми «Звукозапис», його слід імпортувати в середовище Matlab:

```
rech2=wavread('rech2.wav');
```

Якщо звуковий файл записувався засобами Matlab, в такому імпортуванні немає необхідності, оскільки файл створюється у вигляді одновимірного масиву в робочому просторі Matlab:

```
rech2 = wavrecord (+220500,44100, 'double');
```

(Тут $n = 220500$ - кількість відліків записуваного сигналу, що відповідає тривалості сигналу 5 с при частоті дискретизації $F_s = 44100$ Гц; 'double' - опція, яка вказує на запис в форматі 16 біт / відлік).

Маючи в своєму розпорядженні масив rech2, далі виконаємо наступні дії:

- оцінимо стандартне відхилення мовного сигналу (середнє на інтервалі існування сигналу);
- згенеруємо відрізок дискретного білого гаусівського шуму з потроєним стандартним відхиленням;
- додамо мовний сигнал та заваду, в результаті відношення сигнал-шум для отриманої суміші дорівнюватиме $1/9$ (або, що те ж, $-9,5$ дБ, тобто майже -10 дБ).

Команди Matlab для реалізації таких дій:

```
std_rech = std (rech2); % вимірювання стандартного відхилення мовного сигналу
```

```
std_noise = 3 * std_rech; % стандартне відхилення шуму
```

```
n = std_noise * randn (length (rech2), 1); % Генерування шуму
```

```
rech2_noise = rech2 + n; % адитивна суміш
```

Прослухаємо отриману суміш:

```
wavplay (rech2_noise, 44100);
```

НЧ фільтрацію цієї суміші зручно реалізувати за допомогою програми sptool, яка викликається з командного вікна командою:

```
sptool
```

В результаті активізації програми sptool на моніторі з'являється вікно її графічного інтерфейсу (рис.3.2).

Як впливає з написів на цьому вікні, дана програма дозволяє працювати з сигналами, їх спектрами, синтезувати цифрові фільтри і пропускати сигнали через синтезовані цифрові фільтри.

Для того, щоб така обробка сигналів стала можливою, сигнали слід імпортувати в середовище програми sptool. Графіки імпортованих сигналів rech2 і rech2_noise наведені на рис.3.3 і 3.4, відповідно.

Графік АЧХ синтезованого НЧ фільтра (КІХ фільтр з вікном Кайзера, порядок фільтра 34) показаний на рис.3.5.

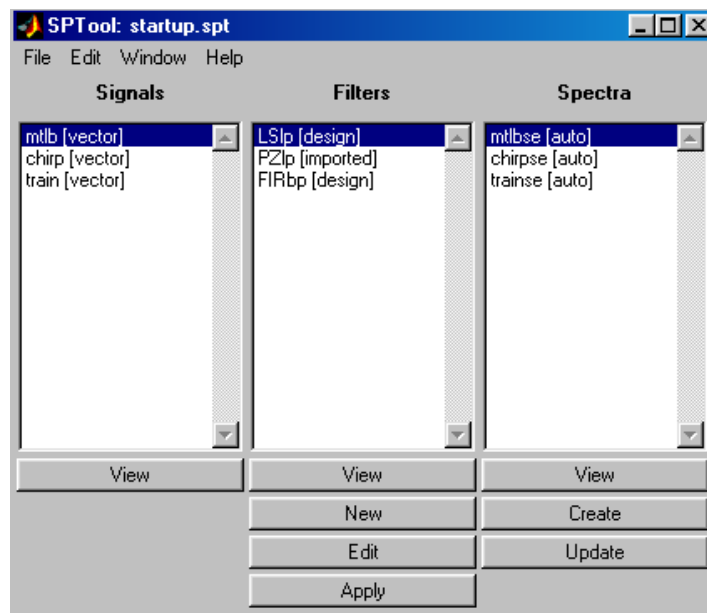


Рис.3.2. Вікно графічного інтерфейсу програми sptool

Сигнал rech2_denoise, що представляє собою результат НЧ фільтрації сигналу rech2_noise, показаний на рис.3.5 - на графіку досить добре видно зростання рівня сигналу, обумовлене НЧ фільтрацією.

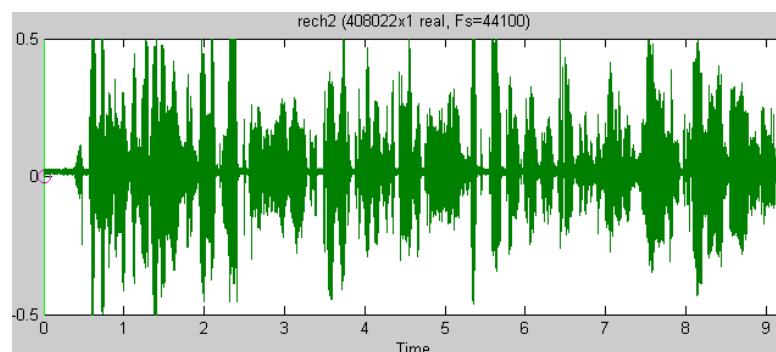


Рис.3.3. Графік сигналу rech2

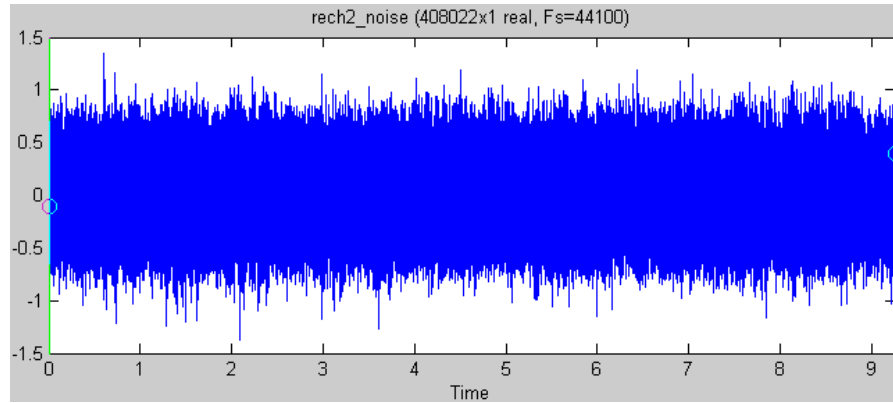


Рис.3.4. Графік сигналу rech2_noise

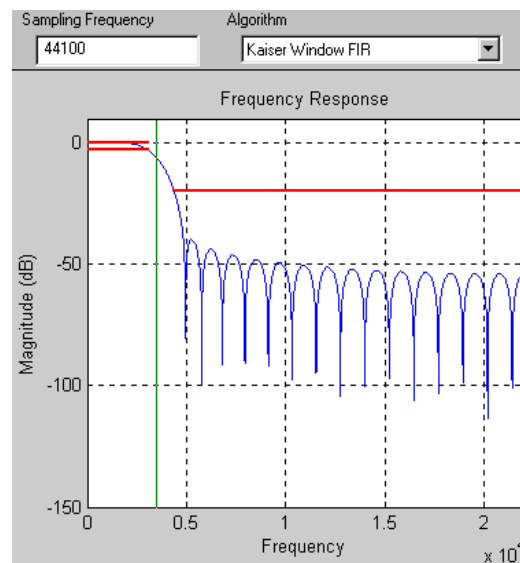


Рис.3.5. Графік синтезованного НЧ фільтра

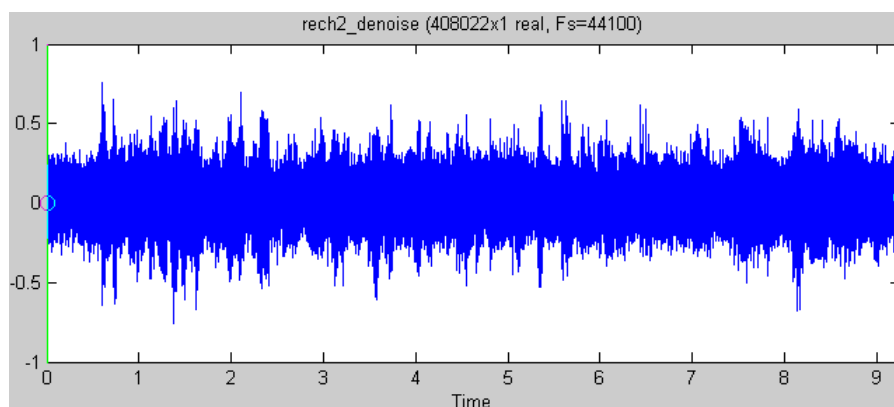


Рис.3.6. Графік сигналу rech2_denoise

Покращення чіткості мовлення практично не відчувається.

Отримані результати можна пояснити основними положеннями теорії вимірювання розбірливості мови [3], згідно з якими розбірливість мови

визначається розбірливістю формант - спектральних складових елементарних елементів мовного сигналу у вигляді фонем. Спектр формант зосереджений головним чином в діапазоні частот 200-4000 Гц. Маскуючий вплив на мовний сигнал чинять прилеглі (в межах критичної смуги) спектральні компоненти шуму. Тому, здійснюючи НЧ фільтрацію з частотою зрізу 3500 Гц, ми лише незначним чином зменшуємо маскуючий вплив шуму. Як наслідок - розбірливість мови практично не змінюється.

Звідси випливає важливий висновок: для істотного підвищення розбірливості мови необхідно придушувати перешкоду, зосереджену в тій же смузі частот, що і мовний сигнал, тобто в смузі частот 100-3500 Гц.

3.3. Синтез оптимального цифрового Вінерівського КІХ фільтра методом зворотного перетворення Фур'є

При розрахунку низькочастотних КІХ-фільтрів з лінійною ФЧХ порядку $2N$ методом зворотного перетворення Фур'є коефіцієнти $a_k, -N \leq k \leq N$, обчислюють [1] за формулою:

$$a_k = \frac{\Delta t}{2\pi} \int_{-\pi/\Delta t}^{\pi/\Delta t} H(\omega) \exp(j\omega k \Delta t) d\omega, \quad (3.1)$$

де $H(\omega), \omega = 2\pi f$, - ЧХ ідеального цифрового НЧ-фільтра, зазвичай задається у вигляді прямокутника (рис.3.7) одиничної висоти і шириною $2F_p$; F_p - гранична частота смуги пропускання. $\Delta t = 1/F_s$ - період дискретизації; F_s - частота дискретизації.

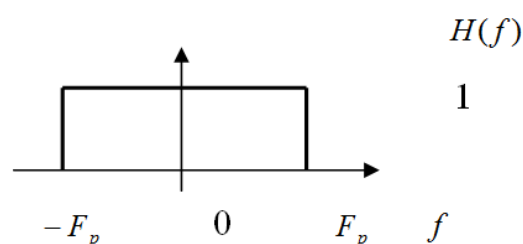


Рис.3.7

Алгоритм фільтрації при цьому має вигляд:

$$y_n = \sum_{k=-N}^N a_k x_{n-k}, \quad (3.2)$$

де x_n і y_n - відліки вхідного і вихідного сигналів в момент часу $t_n = n \cdot \Delta t$; Δt - період дискретизації.

Вираз для частотної характеристики вінерівського фільтра:

$$H(f) = \frac{G_x(f)}{G_x(f) + G_n(f)}.$$

Синтез вінерівського фільтра в середовищі Matlab здійснено за допомогою функції `fir2`, що дозволяє синтезувати цифрові КІХ фільтри з АЧХ значно більш складної форми. При цьому, по суті, необхідна АЧХ задається масивами значень частоти і відповідних значень АЧХ.

Для вимірювання спектрів суміші $G_z(f)$ і перешкоди $G_n(f)$ використовуємо оцінку Уелча (Welch) з параметрами: довжина сегментів і довжина вагового вікна Хеннінга $N_{fft} = N_{win} = 1024$; сегменти перекриваються на 512 відліків. Таким чином, роздільна здатність спектрального аналізу дорівнює $44100/1024 = 43$ Гц (що близько до мінімальної ширини критичної смуги слуху).

Програма обчислень спектрів суміші $G_z(f)$ і перешкоди $G_n(f)$:


```

Fs = 44100; nfft = 1024; window = hanning (nfft); noverlap = 512; %
Вікно Хана, перекриття 50%
[Gz, fz] = pwelch (rech2_noise, window, noverlap, nfft, Fs); % Оцінка
спектра суміші
plot (fz (1: 128), Gz (1: 128));
title ('Спектр потужності суміші, Gz');
xlabel ('Частота, Гц'); ylabel ('Рівень');
figure
[Gn, fn] = pwelch (n, window, noverlap, nfft, Fs); % Оцінка спектра
перешкоди
plot (fn (1: 128), Gn (1: 128));
title ('Спектр потужності перешкоди, Gn');
xlabel ('Частота, Гц'); ylabel ('Рівень');

```

Рис. 3.8. Лістинг програми обчислень спектрів суміші і перешкоди

Графіки оцінок спектрів суміші $G_z(f)$ і перешкоди $G_n(f)$ показані на рис.3.9-3.10.

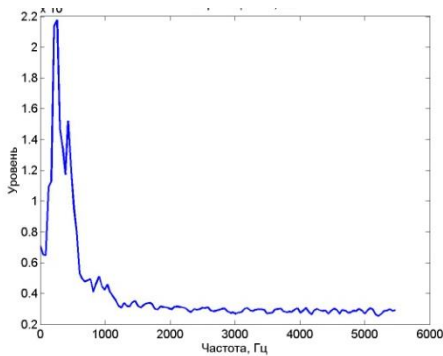


Рис.3.9. Оцінка спектра $G_z(f)$

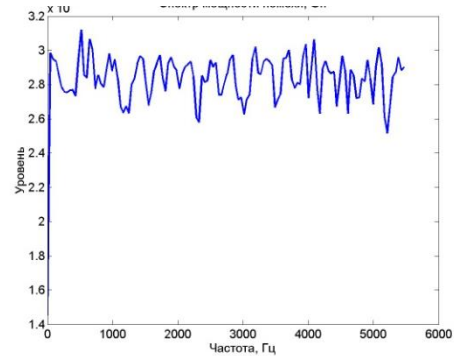


Рис.3.10. Оцінка спектра $G_n(f)$

Оцінка необхідної АЧХ вінерівського фільтра $H(f)$:

```

Figure; H=abs(1-Gn./Gz);
plot(fz(1:128),H(1:128));
title('Оцінка АЧХ вінерівського фільтра, H');
xlabel('Частота, Гц');ylabel('Рівень');

```

Рис. 3.11.

Графік оцінки функції $H(f)$ показаний на рис.3.13.

Синтез вінерівського фільтра 34-го порядку можна здійснити за допомогою функції `fir2`:

```
Figure; H=abs(1-Gn./Gz);
plot(fz(1:128),H(1:128));
title('Оцінка АЧХ вінерівського фільтра, H');
xlabel('Частота, Гц');ylabel('Рівень');
```

Рис. 3.12. Лістинг програми синтезу вінерівського фільтра 34-го порядку

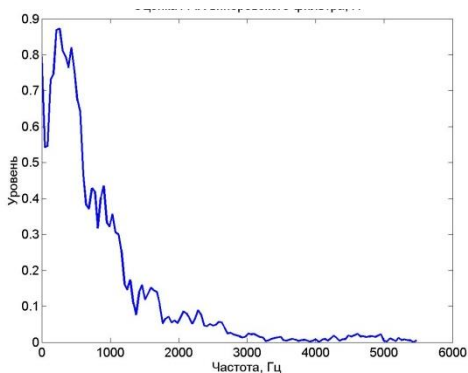


Рис.3.13. Оцінка $H(f)$

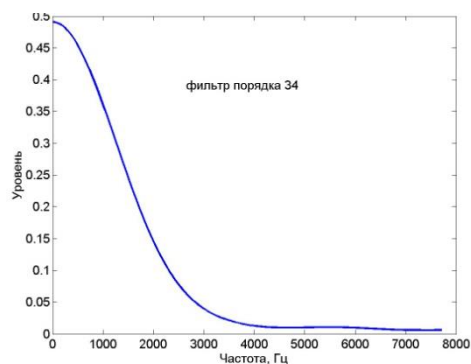


Рис.3.14. Синтезована АЧХ (34 порядок)

Графік АЧХ синтезованого вінерівського КІХ фільтра 34 порядку показаний на рис.3.14. Порівнюючи рис.3.13 і 3.14, бачимо, що навряд чи можна говорити про хороший збіг форми необхідної і синтезованої АЧХ. Збільшуючи порядок фільтра до 250, отримуємо АЧХ, яка значно краще збігається з необхідною АЧХ (рис.3.15).

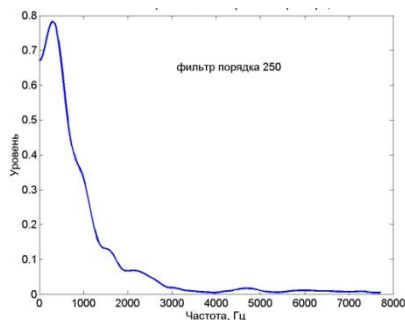


Рис.3.15. Синтезована АЧХ (250 порядок)

Зробимо тепер цифрову фільтрацію суміші сигналу з шумом, використовуючи коефіцієнти синтезованого вінерівського КІХ фільтра 250-го порядку.

```
rech2_denoise_10dB_wien250_spec = filter(a, 1, rech2_noise);
```

Графік результату фільтрації представлений на рис.3.15. Порівнюючи його з рис.3.6, неважко бачити помітно більш високу якість придушення перешкоди.

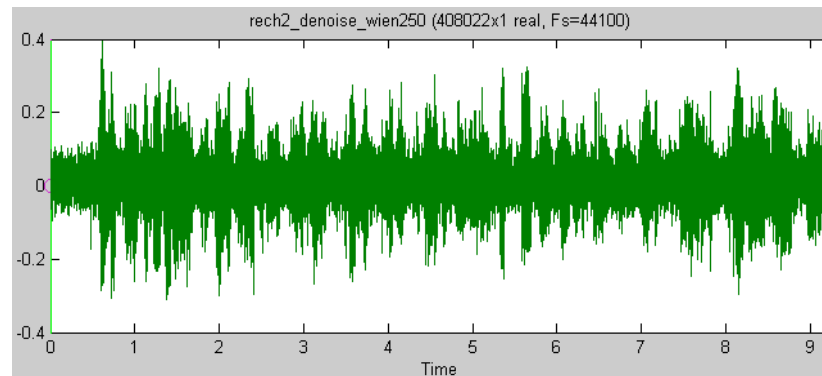


Рис.3.15. Результат фільтрації вінерівським фільтром 250 порядку

Прослуховування голосового сигналу, фільтрованого синтезованим вінерівським фільтром 250-го порядку, також свідчить про зниження рівня маскуючого шуму, проте свідчить і про досить істотне зниження розбірливості мови. При цьому в першу чергу слід відзначити погане відтворення приголосних звуків, цілком зрозуміле тим, що спектри приголосних звуків містять високочастотні компоненти.

3.4. Синтез оптимального вінерівського цифрового КІХ фільтра шляхом чисельного вирішення інтегрального рівняння Фредгольма 1-го роду

Коефіцієнти фільтра отримаємо, вирішуючи рівняння

$$\mathbf{K}_z \mathbf{a} = \mathbf{K}_{zx}$$

відносно вектора \mathbf{a} . Необхідні для обчислень оцінки кореляційних матриць \mathbf{K}_z і \mathbf{K}_n отримаємо в два етапи. На першому етапі отримаємо «одномірні» оцінки кореляційних функцій суміші і перешкоди:

```
[Kz, lags] = xcov (rech2_noise, 512); % Корел.функц. суміші
figure; plot (lags / 44100, Kz);
title ('Корел.функ. суміші, Kz');
xlabel ('Затримки, з'); ylabel ('Рівень');
[Kn, lags] = xcov (n, 512); % Корел.функц. перешкоди
figure; plot (lags / 44100, Kn);
title ('Корел.функ. перешкоди, Kn');
xlabel ('Затримки, з'); ylabel ('Рівень');
```

Рис. 3.16. Лістинг програми

Графіки оцінок кореляційних функцій наведені на рис.3.17.

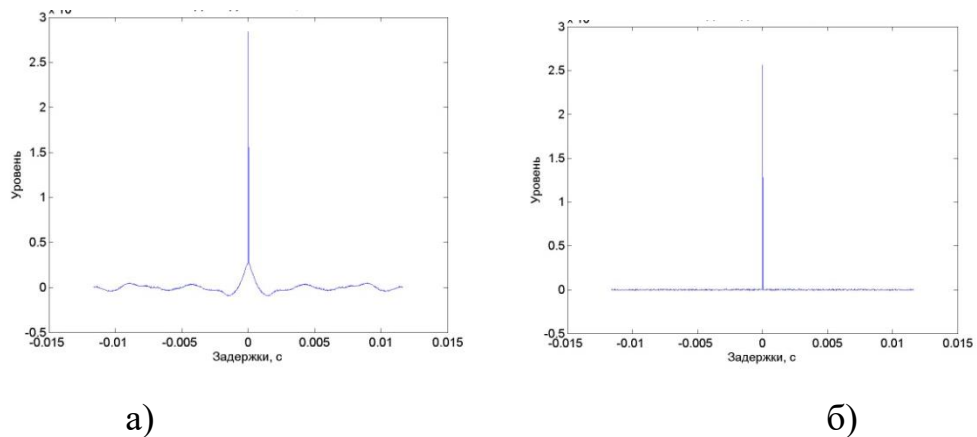


Рис.3.17. Оцінки кореляційних функцій суміші (а) і перешкоди (б)

Далі формуємо необхідні матриці, обчислюємо коефіцієнти і частотну характеристику синтезованого дискретного фільтра:

```

Kz_ = Kz; Kz_ (1: 512) = []; %
Kzm = toeplitz (Kz_); % Формування матриці суміші (513x513)
Kx = Kz-Kn;
Kx (1: 256) = []; Kx (514: 769) = [];
a_full = Kzm \ Kx; % оцінювання матричного відношення. 513
коєфіцієнтів фільтра
a_34 = a_full;
a_34 (1: 239) = []; a_34 (36: 274) = []; % Коєф.фільтра 34 пор.
figure; stem (a_34);

axis ([0 36 0 0.04])
title ('ПХ вінерівського фільтра 34 пор. ');
xlabel ('Номери коєф-тів'); ylabel ('Рівень');
[H_34, w] = freqz (a_34,1); % АЧХ синтезованого фільтра 34 пор.
figure; plot (w (1: 180) * 22050 / pi, abs (h_34 (1: 180)));
title ('АЧХ синтезованого вінерівського фільтра, Н');
xlabel ('Частота, Гц'); ylabel ('Рівень');

```

На рис.3.18 представлені коєфіцієнти і АЧХ синтезованого фільтра 34 порядку.

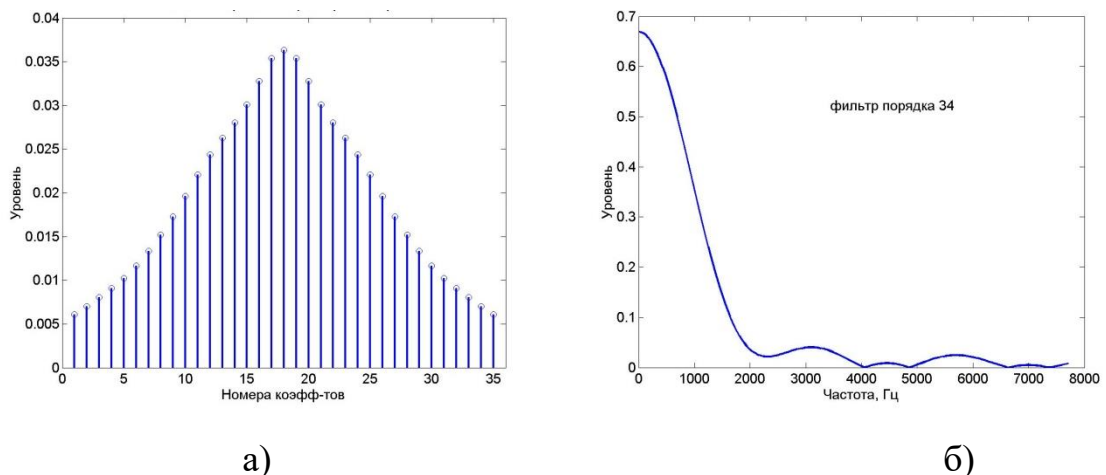


Рис.3.18. Оцінки коєфіцієнтів (а) і АЧХ синтезованого фільтра 34 порядку (б)

Порівнюючи рис.3.18. б і рис.3.13-3.14, приходимо до висновку, що порядок фільтра потрібно підвищити, однак ступінь такого підвищення може

бути меншою, ніж в попередньому випадку. Тому розрахуємо коефіцієнти і АЧХ вінерівського фільтра 150 порядку. Програма такого розрахунку має вигляд:

```

a_150 = a_full;
a_150 (1: 181) = []; a_150 (152: 332) = []; % Коеф.фільтра 150 пор.
figure; plot (a_150);
% Axis ([0 152 0 0.04])
title ('ПХ вінерівського фільтра 150 пор. ');
xlabel ('Номери коеф-тів'); ylabel ('Рівень');
[H_150, w] = freqz (a_150,1); % АЧХ синтезованого фільтра 150 пор.
figure; plot (w (1: 180) * 22050 / pi, abs (h_150 (1: 180)));
title ('АЧХ синтезованого вінерівського фільтра, H');
xlabel ('Частота, Гц'); ylabel ('Рівень');

```

На рис.3.19 представлені коефіцієнти і АЧХ синтезованого фільтра 150 порядку.

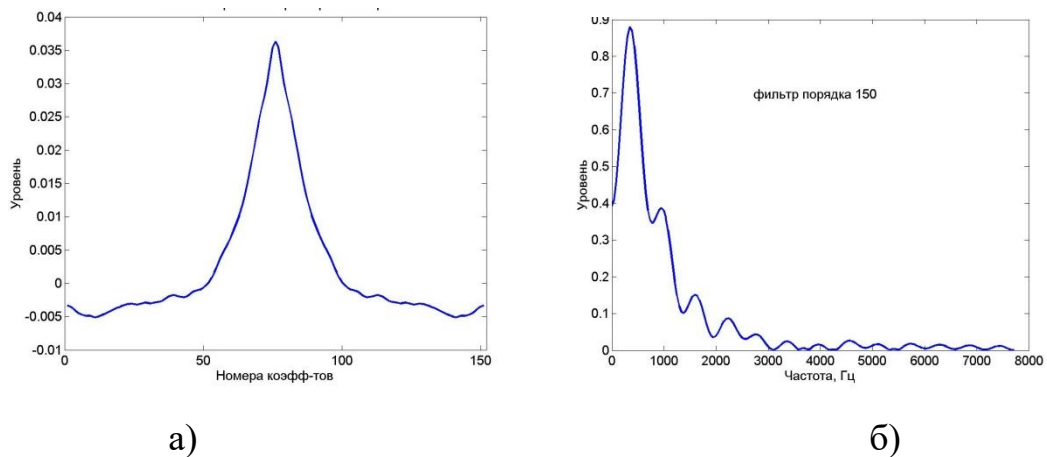


Рис.3.19. Оцінки коефіцієнтів (а) і АЧХ синтезованого фільтра 150 порядку (б)

Зробимо тепер цифрову фільтрацію суміші сигналу з шумом, використовуючи синтезований вінерівський фільтр 150-го порядку.

```
rech2_denoise_10dB_wien150_kor = filter (a_150,1, rech2_noise);
```

Графік результату фільтрації представлений на рис. 3.20.

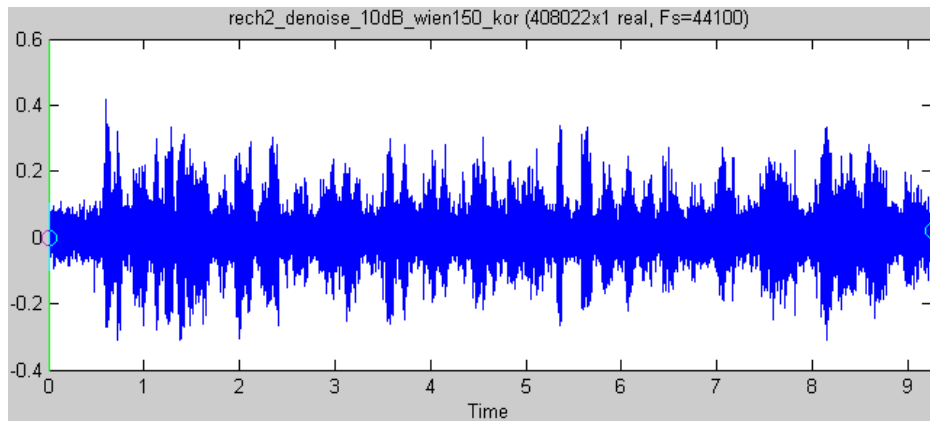


Рис.3.20

Порівнюючи його з рис.3.16, важко помітити більш високу якість подавлення перешкоди (в порівнянні з першим методом синтезу вінерівського фільтра). Це пояснюється тим, що відповідні АЧХ синтезованих фільтрів мало відрізняються.

Прослуховування мовних сигналів, фільтрованих синтезованими вінерівськими фільтрами 250 порядку («частотний спосіб») і 150-го порядку («часовий спосіб»), також свідчить про практично однакові розбірливості мови.

3.5 Висновки до розділу 3

В розділі проведено оцінювання співвідношення сигнал/шум зашумленого тестового мовного сигналу. Для цього такий тестовий сигнал змішано з білим шумом.

Проведено оцінювання зміни співвідношення сигнал-шум за рахунок цифрової низькочастотної фільтрації. Проведено моделювання такої фільтрації в середовищі Matlab

Виконано синтез оптимального цифрового Вінерівського КІХ фільтра методом зворотного перетворення Фур'є та шляхом чисельного вирішення інтегрального рівняння Фредгольма 1-го роду.

Проведено порівняння результатів такої фільтрації.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1 Охорона праці

Заходи електробезпеки при роботі з виробом

При роботі з виробом необхідно дотримуватись загальні правила техніки безпеки. Залежно від способу захисту обслуговуючого персоналу від удару електричним струмом блок живлення можна віднести до I або II класу відповідно до діючого стандарту.

Правила техніки безпеки:

- при підозрі на несправність під час підготовки блоку до роботи необхідно відключити його від мережі електроживлення (знеструмити). Несправний блок категорично забороняється експлуатувати. Підозріння на несправність виникає із-за виникнення підозрілих шумів, тріску, запахів і тому подібне.

- заземлення на труби опалювання і водопроводу не можна вважати задовільним, оскільки завжди є вірогідність, що в іншому приміщенні на цю ж трубу заземлений блок із значним витоком струму, який може поширитися на пацієнта і обслуговуючий апаратуру персонал.

- якщо одночасно використовується декілька блоків, вони повинні мати одну точку заземлення. Не можна підключати блоки до землі послідовно, в цьому випадку утворюється "петля" заземлення, по якій циркулюють струми витоку.

- заміна патронів, вилок і інших з'єднувачів повинна робитися лише фахівцями, хоча на перший погляд робота здається дуже простою.

Надання першої медичної допомоги при електроударах

Першу допомогу потерпілому від удару електричним струмом потрібно надавати максимально швидко і правильно. Необхідно, насамперед, людину, що постраждала, звільнити від струму, оскільки тривалість дії впливає на тяжкість електротравми. Перш за все треба відключити подачу електроенергії

до місця події за допомогою рубильника або вимикача. Якщо вимикача поруч немає, а напруга живлячої лінії не перевищує 1000 В (напруга в побутових електричних мережах не перевищує 220 В), то звільняють потерпілого за допомогою сухого предмету не провідного електрика: палиці, дошки, сухої частини одягу, наприклад підлоги піджака або коміра куртки. Відтягаючи потерпілого за одяг, потрібно потурбуватися про власну ізоляцію. Для цієї мети підійде сухий шарф, надітий на руку, суконна або шкіряна кепка; можна встати на гумовий автомобільний килимок або прихопити нею потерпілого; можна перерубати дроти сокирою з сухою дерев'яною рукояткою. Перуробати або перекушувати дроти необхідно поодиноці, кожен фазу окремо. При напрузі в мережі вище 1000 В слід надіти діелектричні рукавички і боти, діяти ізолюючою штангою або виробити замикання дротів накоротко, накинувши на них гнучкий дрід, що має чималий перетин, аби не перегорів при виникненні струму короткого замикання. Іншими словами, потрібне спеціальне устаткування.

У всіх випадках удару електричним струмом потрібно викликати швидко медичну допомогу. Якщо потерпілий в свідомості, але був в непритомності, або якщо знаходиться в несвідомому стані, але дихання і пульс збережені, то його треба положити, розстібнути одяг, зігріти тіло і створити спокійну обстановку довкола. Аби потерпілий не захлинувся від блювоти, голову необхідно обернути набік. Коли потерпілий приходить в свідомість, йому забороняють підійматися і ходити до приїзду швидкої медичної допомоги. Зазвичай таких потерпілих доставляють в стаціонарне відділення і декілька днів спостерігають за їх станом.

Якщо після звільнення від дії електричного струму потерпілий не дихає або дихання у нього рідке, неглибоке, і шкірні покриви поступово синіють, то необхідно провести штучне дихання. Дихання з рота в рот або з рота в ніс забезпечують вступ в легені рятованого необхідної кількості повітря, придатного для дихання. Вдування повітря здійснюється через марлю або носову хустку. При цьому методі штучного дихання видно, чи потрапляє

повітря в легені рятованого, на вдиху у нього підіймаються ребра, а видих відбувається пасивно, за рахунок природної еластичності грудної клітки.

4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Пожежна безпека

Пожежа - неконтрольоване горіння поза спеціальним вогнищем, яке призводить до матеріальної шкоди.

Пожежна безпека – стан об'єкта, при якому з регламентованою ймовірністю виключається можливість виникнення та розвиток пожежі і впливу на людей її небезпечних факторів, а також забезпечується захист матеріальних цінностей.

Причинами пожеж та вибухів на підприємстві є порушення правил і норм пожежної безпеки, невиконання Закону “Про пожежну безпеку”.

Небезпечними факторами пожежі і вибуху, які можуть призвести до травми, отруєння, загибелі або матеріальних збитків є відкритий вогонь, іскри, підвищена температура, токсичні продукти горіння, дим, низький вміст кисню, обвалення будинків і споруд.

За стан пожежної безпеки на підприємстві відповідають її керівники, начальники цехів, майстри та інші керівники.

На підприємствах існує два види пожежної охорони: професійна і воєнізована. Воєнізована охорона створюється на об'єктах з підвищеною небезпекою. Крім того на підприємствах для посилення пожежної охорони організовуються добровільні пожежні дружини і команди, добровільні пожежні товариства і пожежно-технічні комісії з числа робітників та службовців. При Міністерстві внутрішніх справ існує управління пожежної охорони (УПО) і його органи на місцях. До складу УПО входить Державний пожежний нагляд який здійснює:

Контроль за станом пожежної безпеки

Розробляє і погоджує протипожежні норми і правила та контролює їх виконання в проектах і безпосередньо на об'єктах народного господарства

Проводить розслідування і облік пожеж

Організовує протипожежну профілактику.

Протипожежна профілактика – це комплекс організаційних і технічних заходів, які спрямовані на здійснення безпеки людей, на попередження пожеж, локалізацію їх поширення, а також створення умов для успішного гасіння пожежі.

Відповідальним керівником робіт по ліквідації пожеж і аварій на підприємстві є головний інженер. Начальник структурного підрозділу, в якому виникла пожежа, є відповідальним виконавцем робіт по її ліквідації.

Протипожежні вимоги до будинків і споруд

Виходячи з властивостей речовин і матеріалів, умов їх застосування і обробки і у відповідності із ОНТП 24-86 “Визначення категорій приміщень і будівель по вибухопожежній і пожежній небезпеці” приміщення по вибухопожежній і пожежній небезпеці діляться на п’ять категорій – А, Б, В, Г, Д.

До категорії А належать приміщення, де перебувають спалимі та легкозаймисті рідини з температурою спалаху, що не перевищує 28°C, а також речовини і матеріали здатні вибухати і горіти при взаємодії з водою, киснем або одне з одним; при утворенні вибухонебезпечних сумішей розвивається розрахунковий надлишковий тиск вибуху 5 кПа.

До категорії Б належать приміщення, в яких є пил та волокна, легкозаймисті рідини з температурою спалаху понад 28°C та спалимі рідини в такій кількості, що можуть утворюватися вибухонебезпечні пилоповітряні та пароповітряні суміші, при займанні яких розвивається розрахунковий надлишковий тиск вибуху 5 кПа.

До категорії В належать приміщення, де перебувають спалимі та важкоспалимі рідини, тверді спалимі та важкоспалимі речовини та матеріали (в тому числі пил та волокна), а також речовини і матеріали які здатні при взаємодії з водою, киснем повітря та одне з одним тільки горіти (за умови, що ці приміщення не відносяться до категорії А чи Б).

До категорії Г належать приміщення, в яких є неспалимі речовини та матеріали в гарячому, розпеченому або розплавленому стані, а також спалимі гази, рідини та тверді речовини, які спалюються або утилізуються як паливо; процес їх обробки супроводжується виділенням променевої теплоти, іскор та полум'я.

До категорії Д належать приміщення, в яких є неспалимі речовини та матеріали у холодному стані.

На розвиток пожежі у приміщеннях та спорудах значно впливає здатність окремих будівельних елементів чинити опір впливу тепла, тобто їх вогнестійкість.

Вогнестійкість – здатність будівельних конструкцій чинити опір дії високої температури, утворенню наскрізних тріщин та поширенню вогню в умовах пожежі і виконувати при цьому свої звичайні експлуатаційні функції. Вогнестійкість конструкцій будівель характеризується межею вогнестійкості.

Межа вогнестійкості – це час, на протязі якого конструкція може витримати дію вогню, а потім вже починається деформація.

Всі будівлі і споруди за ступенем вогнестійкості за СНиП 2.01.02-85 поділяють на 5 ступеней.

Будинок може належати до того або іншого ступеня вогнестійкості, якщо значення меж вогнестійкості і меж поширення вогню усіх конструкцій не перевищує значень вимог СНиП 2.01.02-85.

4.3 Висновки до розділу

В розділі «Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях» описано заходи електробезпеки при роботі з виробом, а також питання пожежної безпеки на підприємстві.

ВИСНОВКИ

В результаті виконання роботи отримано наступні результати.

Проаналізовано особливості цифрової обробки сигналів в порівнянні із аналоговою обробкою, її переваги та недоліки зокрема у складності реалізації та якості кінцевого результату обробки.

Розглянуто основні типи операцій при цифровій обробці сигналів, зокрема операції згортки, кореляції, фільтрації та дискретних перетворень.

Розглянуто питання цифрової фільтрації із застосуванням не рекурсивних та рекурсивних цифрових фільтрів. Проаналізовано застосування цифрової обробки сигналів для подавлення ревербераційної завади.

Проаналізовано нерекурсивні цифрові фільтри, їх переваги та математичний апарат проведення фільтрації сигналів на їх основі. Проаналізовано фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою.

Розглянуто загальні методи розрахунку цифрових фільтрів низької частоти, питання вибору частоти дискретизації, від якої залежить порядок фільтра, розглянуто методи розрахунку фільтрів високої частоти, смугових і режекторних цифрових фільтрів.

Проаналізовано питання застосування різних типів вікон в фільтрах з кінцевою імпульсною характеристикою. Проаналізовано рекурсивні цифрові фільтри, їх переваги та недоліки. Розглянуто методи розрахунку рекурсивних цифрових фільтрів.

Проведено оцінювання співвідношення сигнал/шум зачумленого тестового мовного сигналу. Для цього такий тестовий сигнал змішано з білим шумом. Проведено оцінювання зміни співвідношення сигнал-шум за рахунок цифрової низькочастотної фільтрації. Проведено моделювання такої фільтрації в середовищі Matlab

Виконано синтез оптимального цифрового Вінерівського КІХ фільтра методом зворотного перетворення Фур'є та шляхом чисельного вирішення інтегрального рівняння Фредгольма 1-го роду. Проведено фільтрацію тестової

суміші сигналу та завади і оцінено результати фільтрації. В плані словесної розбірливості застосування вінерівського фільтра є оптимальним із розглянутих.

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – М., ПИТЕР, 2002. – 603с.
2. Бабак В.П., Хандецкий В.С., Шрюфер Е. Обробка сигналів. –К.: Либідь,1999. – 492с.
3. Е. Шрюфер, Обробка сигналів. Цифрова обробка дискретизованих сигналів. Київ, Либідь, 1992. –294с.
4. Введение в цифровую фильтрацию. Под ред.Р.Богнера и А.Константинидиса. – М., Мир, 1976 – 216с.
5. Kaiser, J.F., "Nonrecursive Digital Filter Design Using the I_0 -sinh Window Function," Proc. 1974 IEEE Symp. Circuits and Systems, (April 1974), pp. 20-23.
6. Солонина А.И. и др. Основы цифровой обработки сигналов. Курс лекций. – С.-Петербург, «БХВ-Петербург», 2003. – 594с.
7. Раздел Help пакета Matlab ver. 6.5.0.180913a Release 13, June 18, 2002.
8. Глазков В.Е., Продеус А.Н. Метод многошаговой коррекции амплитудной частотной характеристики нерекурсивного низкочастотного фильтра. - Электроника и связь, №23, 2004, с.19-24.
9. Г.Дженкинс, Д.Ваттс. Спектральный анализ и его приложения. Т.2 – М.,Мир,1972. –283с.
10. Константинидис А. Общие характеристики цифровых фильтров. – В кн. «Введение в цифровую фильтрацию» под ред.Р.Богнера и А. Константинидиса. – М., Мир.,1976. – сс.41-53.
11. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. – М.: Мир, 1989. – 540с.
12. Хэррис Дж.. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье. – ТИИЭР, т.66, №1, январь 1973. – сс.60-97.
13. Пугачев В.С. Теория случайных функций и ее применение. – М., Физматгиз,1962.
14. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. – М., «Сов.радио»,1966.

15. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники, тт.І, ІІ. – М., «Сов.радио», 1966,1968гг.
16. Ануфриев, И.Е. MATLAB 7. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 1104 с.
17. Вайнштейн, С.Я., Безпека і охорона праці на підприємствах машинобудування. – К.: Техніка, 1967.
18. Охрана окружающей среды: учеб. для техн. спец. вузов под ред Белова С.В. – М.: В/ш, 1996.

ДОДАТКИ

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ
ІМЕНІ ІВАНА ПУЛЮЯ**

МАТЕРІАЛИ

VIII НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

**«ІНФОРМАЦІЙНІ МОДЕЛІ,
СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ»**



9–10 грудня 2020 року

**ТЕРНОПІЛЬ
2020**

УДК 621.372.852.15

Ю.О. Охман, М.О. Бондючний, І.Ю. Дедів, к.т.н., доц.

(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

МЕТОД ФІЛЬТРАЦІЇ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ ІЗ НИЗЬКИМ СПІВВІДНОШЕННЯМ СИГНАЛ/ШУМ

UDC 621.372.852.15

Yu.O. Okhman, M.O. Bondyuchnyy, I.Yu. Dediv, Ph.D., Assoc. Prof.**METHOD OF FILTRATION OF ANALOG SIGNALS WITH LOW SIGNAL/NOISE RATIO**

Під фільтром в радіотехніці розуміють пристрій для виділення бажаних компонентів спектру корисного сигналу або послаблення небажаних компонентів. Сама ж процедура такого виділення чи послаблення називається фільтрацією. При цьому розглядають поняття сигналу, як носія інформації чи даних, та завади або шуму, як спотворюючого фактора. Важливими в області радіотехнічних та телекомунікаційних систем зв'язку є взаємопов'язані питання фільтрації зашумлених сигналів та оптимального виявлення сигналів на фоні завад.

При цьому важливим є питання вибору типу фільтра та розрахунку або експериментального підбору його параметрів для оптимального виявлення сигналів чи їх фільтрації. При цьому якість проведеної фільтрації залежатиме від типу суміші сигналу та завади. Так, можливими є наступні варіанти таких сумішей:

- адитивна суміш

$$y(t)=x(t)+n(t),$$

- мультиплікативна суміш

$$y(t)=x(t)\cdot n(t),$$

- аддитивно-мультиплікативна суміш

$$y(t)=(x(t)+n(t))\cdot s(t),$$

де: $y(t)$ – суміш корисного сигналу та шуму, $x(t)$ – корисний сигнал, $n(t)$, $s(t)$ – шум.

Простим в плані розуміння та технічної реалізації у випадку адитивної суміші корисного сигналу та шуму із низьким співвідношенням сигнал/шум є метод фільтрації, який полягає в оцінюванні параметрів шуму та відніманні їх від такої суміші в спектральній області. Цей метод називається методом спектрального віднімання (spectral subtraction). В цьому випадку проводиться оцінювання спектральних компонентів ділянки суміші сигналу та шуму, на якій з ймовірністю 1 відсутні складові корисного сигналу. Далше від спектрів ділянок суміші сигналу та шуму віднімаються отримані попередньо компоненти спектру шуму. Графічно суть методу наведена на рис. 1.

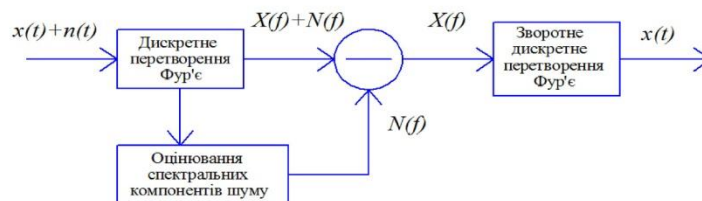


Рисунок 1. Ілюстрація методу спектрального віднімання

Застосування методу спектрального віднімання до опрацювання адитивної суміші корисного сигналу та шуму дасть можливість ефективного виділення корисного сигналу і у випадках, коли співвідношення сигнал/шум є низьким.

П. Німців, В. Никитюк МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ ПРОГНОЗУВАННЯ ГЕНЕРАЦІЇ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ ВІТРОГЕНЕРАТОРОМ ДЛЯ КОМП'ЮТЕРНО- ІНФОРМАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ P. Nimitsiv, V. Nykytyuk MATHEMATICAL MODEL FOR FORECASTING ELECTRICITY GENERATION BY A WIND TURBINE FOR A COMPUTER INFORMATION SYSTEM	13
Ю. Охман, М. Бондючний, І. Делів МЕТОД ФІЛЬТРАЦІЇ АНАЛОГОВИХ СИГНАЛІВ ІЗ НИЗЬКИМ СПІВВІДНОШЕННЯМ СИГНАЛ/ШУМ Yu. Okhman, M. Bondyuchnyy, I. Dediv METHOD OF FILTRATION OF ANALOG SIGNALS WITH LOW SIGNAL/NOISE RATIO	14
В. Паньків МОДЕЛЮВАННЯ ТОВЩИНИ СТРУЖКИ ПРИ ФРЕЗЕРУВАННІ V. Pankiv MODELING OF CHIPBOARD THICKNESS DURING MILLING	15
А. Фот, В. Ясків, А. Марценюк КАНАЛ ПЕРЕДАЧІ МУЛЬТИМЕДІЙНОЇ ІНФОРМАЦІЇ НА БАЗІ РАДІО ТА ЛАЗЕРНОЇ ТЕХНОЛОГІЙ A. Fot, V. Yaskiv, A. Marcenjuk TRANSMISSION CHANNEL MULTIMEDIA INFORMATION BASED ON RADIO AND LASER TECHNOLOGIES	16
Н. Гашин, Г. Семенишин, Н. Крива ОХОЛОДЖЕННЯ ДИСКА ПРИ ПОСАДЦІ НА ВАЛ N. Hashchyn, H. Semenyshyn, N. Kryva DISC COOLING ON THE SHAFT	18
Ю. Гладь, Б. Хоміцький СТАБІЛІЗАЦІЯ ШВИДКОСТІ ПЕРЕМІЩЕННЯ ВАНТАЖУ РОЛИКОВИМ КОНВЕЄРОМ Yu. Hlado, B. Khomitsky STABILIZATION OF LOAD SPEED ON ROLLER CONVEYOR	19
М. Михайлишин, В. Михайлишин, П. Стухляк, В. Каретін, А. Курко ДИНАМІКИ ДЕБАЛАНСУ ІНЕРЦІЙНОГО МОДУЛЯ M. Mykhailyshyn, V. Mykhailyshyn, P. Stukhlyak, V. Karetin, A. Kurko STUDY OF THE KINEMATICS AND DYNAMICS OF THE UNBALANCE OF THE INERTIAL MODULE	20
СЕКЦІЯ 2. ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ ТА ТЕХНОЛОГІЇ	
Р. Бас ШТУЧНИЙ ІНТЕЛЕКТ В TELEGRAM BOT З АВТОМАТИЗАЦІЄЮ ЙОГО ФУНКЦІЙ R. Bas ARTIFICIAL INTELLIGENCE IN TELEGRAM BOT WITH AUTOMATION OF ITS FUNCTIONS	22
Р. Бас РОЗРОБКА І РЕАЛІЗАЦІЯ ПРОЕКТУ TELEGRAM BOT R. Bas DEVELOPMENT AND IMPLEMENTATION OF THE TELEGRAM BOT PROJECT	23