

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)

ЗАТВЕРДЖУЮ

Завідувач кафедри

Дунець В.Л.

(підпис)

(прізвище та ініціали)

« » 2021 р.

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

на здобуття освітнього ступеня магістр

(назва освітнього ступеня)

за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка

(шифр і назва спеціальності)

студенту Куцу Юрію Вікторовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Метод підвищення точності вимірювань радіосигналів при адаптивній фільтрації

Керівник роботи Дунець Василь Любомирович, к.т.н.

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

Затверджені наказом ректора від « 30 » листопада 2021 року № 4/7-1019

2. Термін подання студентом завершеної роботи _____

3. Вихідні дані до роботи Об'єкт дослідження: процес пошуку оптимальних параметрів фільтра для підвищення точності вимірювань радіосигналів при адаптивній фільтрації.

Предмет дослідження: алгоритм зменшення похибки вимірювань радіосигналів при адаптивній фільтрації.

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

1. Аналітична частина

2. Основна частина

3. Науково-дослідна частина

4. Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях

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

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Метод підвищення точності вимірювань радіосигналів при адаптивній фільтрації» // Кваліфікаційна робота // Куц Юрій Вікторович // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РРМ-61 // Тернопіль, 2022 // с. – 92, рис. – 60, табл. – 21, додат. – 4, бібліогр. – 21.

Ключові слова: АДАПТИВНА ФІЛЬТРАЦІЯ, ДИНАМІЧНА ПОХИБКА, ПЕРЕТВОРЕННЯ ФУР'Є, ЧАСТОТНИЙ АНАЛІЗ .

В кваліфікаційній роботі розроблено алгоритм адаптивного пошуку оптимальних параметрів фільтра, зокрема, проведений аналіз досліджуваної системи на основі трьох вхідних сигналів: синусоїдальний, функція Хевісайду, імпульсний, та визначено що найбільш якісно та ефективно фільтрує сигнал фільтр Чебишева. Динамічна похибка із застосуванням цього фільтру зменшилася до 2 разів.

ANNOTATION

Theme of qualification work: "Method of improving the accuracy of measurements of radio signals in adaptive filtering" // Qualification work // Kuts Yuri Viktorovich // Ternopil National Technical University named after Ivan Pulyuy, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group PPM-61 // Ternopil, 2021 // with. - 92, fig. - 60, table. - 21, appendix. - 4, bibliogr. - 21.

Keywords: ADAPTIVE FILTRATION, DYNAMIC ERROR, FOURET'S TRANSFORMATION, FREQUENCY ANALYSIS.

The qualification work developed an algorithm for adaptive search of optimal filter parameters, in particular, the analysis of the studied system based on three input signals: sinusoidal, Heaviside function, pulse, and determined that the most efficient and effective filtering signal Chebyshev filter. The dynamic error with this filter has been reduced up to 2 times.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	9
РОЗДІ 1. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	11
1.1. Загальна характеристика та визначення динамічної похибки.....	11
1.2. Спектральні методи фільтрації вимірювальних сигналів.....	15
1.2.1. Фільтрація вимірювальних сигналів методом поліноміальної ортогоналізації.....	15
1.2.2. Фільтрація вимірювальних сигналів формуванням рядів Фур'є.....	15
1.3. Екстремальний метод фільтрації вимірювальних сигналів.....	21
1.4. Метод введення в структуру коригувальних ланок.....	22
1.5. Висновки до розділу 1.....	23
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	24
2.1. Загальні уявлення про фільтри.....	24
2.2. Необхідність дискретних фільтрів.....	29
2.3. Обмеження точності дискретних фільтрів.....	30
2.4. КІХ-фільтри з лінійною фазово-частотною характеристикою.....	31
2.5. Проектування КІХ-фільтрів.....	31
2.6. Типи дискретних фільтрів.....	32
2.7. Порівняння між КІХ- та БІХ-фільтрами.....	34
2.8. Порівняння аналогових та дискретних фільтрів.....	34
2.9. Висновки до розділу 2.....	35
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	36
3.1. Постановка задачі.....	36
3.2. Використання програмного середовища MATLAB.....	37
3.3. Поняття адаптивного фільтра.....	38
3.4. Алгоритм корекції динамічної похибки.....	39
3.5. Розрахунок СКВ.....	39
3.6. Критерій мінімуму СКВ.....	41
3.7. Безперервна модель.....	42

	7
3.8. Фільтрація сигналів.....	43
3.9. Математичне моделювання системи.....	47
3.10. Прямокутне вікно.....	48
3.10.1. Перевірка роботи вимірювальної системи на основі функції Хевісайду на вході ВП.....	48
3.10.2. Перевірка роботи вимірювальної системи на основі імпульсного сигналу на вході ВП.....	54
3.11. Трикутне вікно.....	60
3.11.1. Перевірка роботи вимірювальної системи на основі функції Хевісайду на вході ВП.....	60
3.11.2. Перевірка роботи вимірювальної системи на основі імпульсного сигналу на вході ВП.....	65
3.12. Висновки до розділу 3.....	73
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	74
4.1. Охорона праці.....	74
4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	76
4.3. Висновки до розділу 4.....	80
ВИСНОВКИ.....	81
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	82
Додаток А. Лістинг програми прямокутного вікна.....	84
Додаток Б. Лістинг програми трикутного вікна.....	86
Додаток В. Лістинг програми прямокутного вікна.....	88
Додаток Г. Копія тези конференції.....	90

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ

АМК – амплітудно-модульоване коливання;
АФХ – амплітудно-фазова характеристика;
АЦП - аналого-цифровий перетворювач;
АЧХ - амплітудно-частотна характеристика;
ШПФ - швидке перетворення Фур'є;
ДФ – дискретний фільтр;
ІВС – інформаційно-вимірювальні системи;
ВП – вимірювальний перетворювач;
ІХ – імпульсна характеристика;
ЛФХ – лінійна фазова характеристика;
ПФ – передавальна функція;
ПХ – перехідна характеристика;
СКВ – середнє квадратичне відхилення;
ФВП - фільтр всепропускний;
ФВЧ – фільтр верхніх частот;
ФВС – фільтрація вимірювальних сигналів;
ФНЧ – фільтр нижніх частот;
ФСЗ - Фільтр смугово-загороджувальний;
ФПП - Фільтр полосно пропускний;
ФЧХ - фазово-частотна характеристика;
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач;
ЦОС – цифрова обробка сигналів.

ВСТУП

Актуальність роботи. При роботі з сигналами вимірювальної інформації виникають спотворення даних, викликані перериванням живлення, збоями системи вимірювань та іншими різними причинами. Це ускладнює подальший аналіз таких сигналів, що створює певні складнощі визначення інтегральних кількісних характеристик таких сигналів й у прийняття обґрунтованих рішень з їхньої основи. Як правило, такий аналіз можливий лише після оцифрування сигналу вимірювальної інформації. Неможливість коректного сприйняття даних через їх неповноту знижує їхню об'єктивну цінність.

За взаємодією змін у часі та вхідної величини похибка робитиметься на 2 види:

1. статичні похибки;
2. динамічні похибки.

Динамічна похибка нерідко може перевищувати статичну похибку в кілька разів, але її рідко беруть до уваги, тому що виміряти величину цієї похибки складно і для цього необхідні прилади найчастіше відсутні. Також важливо відзначити, що для нормування динамічної похибки приділено недостатньо уваги як у нормативній літературі, так і в експлуатаційній документації засобів вимірювань.

Зі сказаного вище те, що корекція динамічної похибки є актуальним завданням, вирішення якої дозволить скоротити значення інструментальної складової похибки вимірювань.

Великий внесок у розгляд питання «корекція динамічної похибки» зробили багато вчених, до їх списку входять видатні люди такі, як Грановський В. В. та Тихонов А. Н. проф. Чорноручького та проф. Шестакова А.Л.. Також у розробку цього наукового напрямку зробили свій внесок: Йосипов Д.Ю., Бізяєв М.М., Волосников А.С. та Юрасова Є.В. Отже, задача яка вирішується у цій випускній кваліфікаційній роботі є актуальна.

Іноді з різних чинників характеристики ВП не відповідають заявленим

вимогам, причому відхилення може бути виявлено вже етапі експлуатації споживачем. Це викликає додаткові витрати та ставить під загрозу безпечне функціонування технологічних процесів, що особливо важливо у небезпечних виробництвах.

Ціль випускної кваліфікаційної роботи: зменшення похибки вимірювань за допомогою адаптивної фільтрації вихідного сигналу ВП.

Для досягнення цієї мети необхідно вирішити такі завдання:

1. Провести аналітичний огляд літератури та документації, присвяченої методам та способам фільтрації вимірювальних сигналів.
2. Ознайомитись з теоретичною базою для створення методу адаптивної фільтрації.
3. Розробити алгоритм адаптивного пошуку оптимальних параметрів фільтра.
4. Здійснити моделювання алгоритму фільтрації у програмі MATLAB.

Об'єкт дослідження: процес пошуку оптимальних параметрів фільтра для підвищення точності вимірювань радіосигналів при адаптивній фільтрації.

Предмет дослідження: алгоритм зменшення похибки вимірювань радіосигналів при адаптивній фільтрації.

Методи дослідження: цифрова обробка сигналів.

Наукова новизна отриманих результатів. Розроблено метод зменшення похибки вимірювань обумовлений шумами вимірювального перетворювача, адаптивної фільтрації його вихідного сигналу.

Публікації.

Викладені в роботі результати доповідалися та обговорювалися на 9-ій Науково-технічній конференції «Інформаційні моделі, системи та технології» (м. Тернопіль, 8-9 грудня 2021 р.).

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1. Загальна характеристика та визначення динамічної похибки

Під поняттям динамічна похибка розуміється – похибка результату виміру, зумовлена умовами динамічного виміру [16, з. 67].

Також введемо поняття динамічний вимір - вимір фізичної величини, розмір якої змінюється з часом. Миттєва зміна розміру певної величини змушує проводити цей вимір із фіксацією моменту часу. У приклад можна навести вимірювання відстані до рівня землі зі літака, що знижується [16, с. 37].

Інструментальна складова похибки вимірювань визначається лише як сума певних складових, так для загального випадку прийнято використовувати чотири складові похибки вимірювань, тобто чотири складові інструментальної похибки виміру:

- 1) Основна похибка засобу виміру;
- 2) Додаткова похибка засобу виміру;
- 3) Динамічна похибка засобу виміру;
- 4) Похибка, обумовлена взаємодією засобів вимірів та об'єкта вимірів.

Оскільки в нашій роботі йдеться безпосередньо про динамічну похибку, з цих чотирьох складових ми розглянемо лише пункт 3, де йдеться про динамічну похибку виміру.

Отже, режим вимірювань, при якому динамічна складова похибки вимірювань вносить велику частку в загальну похибку вимірювань є динамічним режимом вимірювань. Відповідно до цього, вибір режиму вимірювання, статичного чи динамічного, визначається співвідношенням між швидкістю зміни вхідного сигналу та динамічними властивостями засобу вимірювання [11].

Динамічні характеристики [2], відображають динамічні властивості засобу вимірювання. Ці властивості прийнято представляти двома

характеристиками:

- 1) Часом встановлення показань (вихідного сигналу);
- 2) Амплітудно-частотною (рідко фазово-частотною) характеристикою (АЧХ). Перша характеристика не може використовуватися при розрахунку динамічної складової похибки вимірювань, тому що її можна оцінити лише час, необхідний для проведення одиничного виміру.

Частотні характеристики виражаються як максимальні допустимі зміни амплітуди або фази вихідного сигналу синусоїдального засобу вимірювання при зміні частоти вхідного синусоїдального сигналу, з постійними амплітудою і фазою. Ці характеристики дозволяють оцінити максимальну динамічну складову похибки вимірювань при граничних значеннях частоти вхідного сигналу, але якщо вхідний сигнал має синусоїдальну форму. Тому частотні характеристики у вигляді є лише якісними характеристиками й у розрахунку динамічної складової похибки вимірів непридатні.

У [2] також передбачені інші характеристики, які повніше відбивають динамічні властивості засобу вимірів. Також слід зазначити, що за цими динамічними характеристиками досить легко визначити зазначені вище характеристики, що нормуються традиційно. Передбачено нормування таких динамічних характеристик засобів вимірювань, які дозволяють оцінити спотворення засобів вимірювань будь-яких сигналів, що змінюються, що надходять на вхід – досліджуваних при вимірюваннях динамічної складової похибки вимірювань та статичної похибки засобів вимірювань.

Для лінійних засобів вимірювань такими характеристиками є:

- 1) Передатна функція (ПФ) або амплітудно-фазова характеристика (АФХ);
- 2) Перехідна характеристика (ПХ);
- 3) Імпульсна характеристика (ІХ).

Вони відносяться до групи повних динамічних характеристик, які представляють функції, що зв'язують між собою вхідний сигнал, що змінюється в часі, і викликаний ним вихідний сигнал засобу вимірювання.

Дані характеристики для лінійних ланок між собою пов'язані однозначно,

тому у певному конкретному випадку слід вибрати ту з них, якою зручніше користуватися і яку зручніше оцінювати.

Повні динамічні характеристики лінійних аналогових засобів вимірів однозначно взаємопов'язані між собою такими співвідношеннями:

ПХ:

$$h(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau, \quad (1.1)$$

імпульсна перехідна характеристика:

$$g(t) = \frac{gh(t)}{dt}, \quad (1.2)$$

АФХ:

$$G(j\omega) = \int_0^{\infty} g(t) * e^{-j\omega t} d\omega, \quad (1.3)$$

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} * \int_{-\infty}^{\infty} G(j\omega) * e^{j\omega t} d\omega, \quad (1.4)$$

$$G(j\omega) = A(\omega) * e^{j\phi(\omega)} \quad (1.5)$$

де $A(\omega)$ и $\phi(\omega)$ - АЧХ и ФЧХ, відповідно.

ПФ:

$$G(S) = \int_0^{\infty} g(t) * e^{-St} dt. \quad (1.6)$$

Якщо динамічна властивість засобу вимірювання описуються диференціальним рівнянням з нульовими початковими умовами, то ПФ та АФХ мають дробово-раціональне подання з коефіцієнтами рівняння (1.7) [11]:

$$\begin{aligned}
 & b_m \frac{d^m y(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} y(t)}{dt^{m-1}} + \dots + y(t) = \\
 & = a_n \frac{d^n x(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} x(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_0 x(t) .
 \end{aligned}
 \tag{1.7}$$

Для експериментального визначення найбільш зручними динамічними характеристиками є ПХ та АЧХ. При цьому виникає труднощі, пов'язані з обмеженими можливостями точного відтворення форми сигналів тих чи інших вимірюваних величин.

Ці обставини слід враховувати під час вибору динамічної характеристики нормування. Для моделювання динамічної складової похибки вимірювань найбільш зручні імпульсна перехідна характеристика АФХ, а також ПФ.

Імпульсна перехідна характеристика використовується при цифровому моделюванні шляхом наближеного обчислення вихідного сигналу засобу вимірювання:

$$y(t) = \int_0^t g(t - \tau) x(\tau) d\tau .
 \tag{1.8}$$

АФХ та ПФ використовуються для моделювання засобів вимірювань, як на аналогових, так і на цифрових обчислювальних машинах.

Основне завдання полягає у визначення вимірюваної величини за відомим вихідним сигналом і відомою динамічною характеристикою. Тому розв'язання цієї задачі зводиться до часткової компенсації динамічної складової похибки. Якщо відома імпульсна перехідна характеристика, то завдання зводиться до знаходження $x(t)$ з інтегрального рівняння (1.8).

У теорії та практиці зв'язку, передачі інформації, тобто в областях, де вимірювальна техніка та засоби вимірювання є найважливішою складовою частиною, підходи до оцінки динамічних похибок, на яких прийняті в ньому динамічні характеристики засобів вимірювань, застосовують протягом багатьох років та у світовій практиці давно стали класичними [11].

1.2. Спектральні методи фільтрації вимірювальних сигналів

1.2.1. Фільтрація вимірювальних сигналів методом поліноміальної ортогоналізації

У роботі [8] розглянуто спектральний метод ФВС, який заснований на можливості скорочення обсягу перетворень над сигналом у вигляді ядра Діріхле,

Використання для цілей фільтрації інтеграла Дюамеля передбачає формування вагових функцій, визначальних вид імпульсної реакції фільтра, у тому числі найбільше застосування знаходять ступінчасті чи дискретні [5].

Метод поліноміальної ортогоналізації відповідає вимогам до фільтрів нижніх частот (ФНЧ), включення яких на вході дискретних фільтрів (ДФ), що реалізують швидке перетворення Фур'є (ШПФ), забезпечує усунення ефекту мімікрії частот. Однак, його реалізація вимагає перемноження вхідного сигналу на вагову функцію (у вигляді ядра Діріхле) з подальшим інтегруванням перетворенням та призводить до тих самих проблем, які пов'язані з необхідністю вдосконалення засобів реалізацій ШПФ [3, 19].

За допомогою цього способу можна сказати про важливу можливість ФВС переходом до базису у вигляді ядра Дирихле, здійснення якого відтворенням у вигляді АМК (амплітудно-модульованого коливання) дає можливість гарантувати високу достовірність фільтрації при мінімальному обсязі обладнання.

1.2.2. Фільтрація вимірювальних сигналів заснована на заміні базису гармонійних функцій базисом у вигляді приватних сум рядів Фур'є.

Для періодичного сигналу $e(t)$ вважаємо відомою суму низки Фур'є [5]

$$e(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(2\pi kft) + b_k \sin(2\pi kft)], \quad (1.9)$$

і поставимо собі завдання визначення суми усіченого ряду

$$S_n(t) = \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cos(2\pi kft) + b_k \sin(2\pi kft)], \quad (1.10)$$

у якому коефіцієнти a_k та b_k обчислюються за формулами

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \cos(2\pi kft) dt, \quad (1.11)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T e(t) \sin(2\pi kft) dt, \quad (1.12)$$

де $T=1/f$ - період повторення сигналу $e(t)$.

Так як у формулах (1.11) і (1.12) інтеграли є певними, то символ змінної під знаком інтеграла може бути обраний довільно, а тому, підставивши значення коефіцієнтів a_k та b_k до виразу полінома, отримаємо:

$$\begin{aligned} S_N(t) &= \frac{C_0}{2} + \sum_{k=1}^N \cos(2\pi kft) \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \cos kz dz + \sum_{k=1}^N \sin(2\pi kft) \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \sin kz dz = \\ &= \frac{C_0}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \int_0^{2\pi} e(z) \cos(z - 2\pi kft) dz, \end{aligned} \quad (1.13)$$

де $\cos(2\pi kft)$ і $\sin(2\pi kft)$ можна внести під знак інтеграла як постійні множники та переписати вираз (1.13) у вигляді:

$$\begin{aligned} S_N(t) &= \frac{C_0}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \left[\int_0^{2\pi} e(z) \cos kz \cos(2\pi kft) + \int_0^{2\pi} e(z) \sin kz \sin(2\pi kft) dz \right] = \\ &= \frac{C_0}{2} + \frac{1}{\pi} \sum_{k=1}^N \int_0^{2\pi} e(z) \cos(z - 2\pi kft) dz. \end{aligned} \quad (1.14)$$

Вираз (1.14) можна надати такий вигляд:

$$S_N(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \left[\frac{1}{2} + \sum_{k=1}^N \cos k(z - 2\pi kft) \right] dz. \quad (1.15)$$

Сума, що стоїть у квадратних дужках, може бути представлена у замкнутому вигляді:

$$\frac{1}{2} + \sum_{k=1}^N \cos k\alpha = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})\alpha}{2 \sin(\frac{\alpha}{2})}. \quad (1.16)$$

Вводячи (1.16) у вираз $S_N(t)$, отримуємо

$$S_N(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \frac{\sin[(N + \frac{1}{2})(z - 2\pi ft)]}{2 \sin[\frac{1}{2}(z - 2\pi ft)]} dz. \quad (1.17)$$

Для зручності обчислень доцільно ввести нову змінну

$$z - 2\pi ft = u, \quad (1.18)$$

$$z = u + 2\pi ft, \quad (1.19)$$

$$dz = du. \quad (1.20)$$

Тоді остаточно отримаємо

$$S_N(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(u + 2\pi ft) \frac{\sin(N + \frac{1}{2})u}{2 \sin \frac{u}{2}}. \quad (1.21)$$

Вираз (1.21), зване інтегралом Діріхле, є основою для реалізації

фільтруючої властивості ортонормованого базису. Справді, результат інтегрування (1.21) дає функцію, що залежить від t як аргументу і N як параметра, тому форма $S_N(t)$ визначається смугою частот, необхідної для відтворення в реальному масштабі часу $\Delta f = Nf$, або кількістю гармонік N , що укладаються в виділеній для відтворення функції $S_N(t)$ у смузі частот $N = \Delta f / f$.

З порівняння (1.13) і (1.21) випливає, що скорочення кількості процедур (обчислювальних та апаратурних) для визначення $S_N(t)$ можливе шляхом переходу від базису гармонійних функцій до базису у вигляді ядра Діріхле:

$$D_N(U) = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})U}{2 \sin(\frac{U}{2})}, \quad (1.22)$$

формування якого зміною N у межах забезпечує фільтрацію сигналу $e(t)$.

Дійсно, формування $S_{N_{max}}(t)$ вибором $N=N_{max}$ забезпечує отримання $e_{НЧ}(t)=S_{N_{max}}(t)$ з обмеженою кількістю членів і амплітудного полінома, що утворює ядро Дирихле, і викликає звернення в нуль членів нескінченного ряду Фур'є (1.9) з номерами, перевищують $N=N_{max}$, тобто. пригнічення високочастотної частини спектру $e(t)$ або його низькочастотну фільтрацію.

При цьому відзначимо, що в смузі пропускання такого цифрового ФНЧ співвідношення між відповідними частотними компонентами $e(t)$ і $S_{N_{max}}$ зберігається з тим ступенем точності, з яким вдається формувати ядро Дирихле і інтегрувати результат його перемноження з сигналом $e(t)$, що фільтрується.

Формирование $S_{N_{max}}$ при $N=N_{max}$ обеспечивает получение $e_{вч}(t) = e(t) - S_{N_{max}}(t)$ с подавленной низкочастотной частью спектра $e(t)$. Для обеспечения эффекта полосовой фильтрации необходимо получить $e_{нф}(t) = e_{вч}(t) - [e(t) - S_{N_{max}}(t)]$, т.е. сформировать базисную функцию

Формування $S_{N_{max}}$ при $N=N_{max}$ забезпечує отримання $e_{вч}(t) = e(t) - S_{N_{max}}(t)$ з пригніченою низькочастотною частиною спектра $e(t)$. Для забезпечення ефекту смугової фільтрації необхідно отримати $e_{нф}(t) = e_{вч}(t) - [e(t) - S_{N_{max}}(t)]$, тобто.

сформувати базову функцію

$$D_{N_{\text{ПФ}}}(u) = D_{\text{max}}(u) - D_{\text{min}}(u) = \frac{\sin(N_{\text{max}} + \frac{1}{2})u - \sin(N_{\text{min}} + \frac{1}{2})u}{2 \sin(\frac{u}{2})} = \frac{\sin \frac{(N_{\text{max}} - N_{\text{min}})u}{2}}{\sin(\frac{u}{2})} \quad (1.23)$$

$$* \cos \frac{(N_{\text{max}} + N_{\text{min}} + 1)u}{2},$$

яка в даному випадку наділяє $e_{\text{ПФ}}(t)$ властивостями осцилюючої функції.

Так як для отримання смугового сигналу на основі (1.23) використовуються дві групи частотних компонентів, то можна говорити про групове перетворення Фур'є, маючи на увазі можливість створення кінцевої множини смугових сигналів $M \leq N-1$.

З (1.23) випливає, зокрема, що за $N_{\text{max}}=N_{\text{min}}+1$

$$D_N(u) = \frac{\sin \frac{u}{2}}{\sin \frac{u}{2}} \cos(N_{\text{max}} + 1) = \cos N_{\text{max}} u = \cos N_{\text{max}} (z - 2\pi ft), \quad (1.24)$$

а потому

$$S_{N_{\text{max}}}(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \cos N_{\text{max}} (z - 2\pi ft) dz = \cos 2\pi N_{\text{max}} ft \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \cos N_{\text{max}} z dz +$$

$$+ \sin 2\pi N_{\text{max}} ft \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} e(z) \sin N_{\text{max}} z dz = a_{N_{\text{max}}} \cos 2\pi N_{\text{max}} ft + b_{N_{\text{max}}} \sin 2\pi N_{\text{max}} ft. \quad (1.25)$$

З (1.25) випливає, що в граничному випадку смугової фільтрації вихідний сигнал є гармонічним коливанням частоти $f_{\text{нф}} = N_{\text{max}} f$ амплітудою

$$A_{N_{\text{max}}} = \sqrt{a_{N_{\text{max}}}^2 + b_{N_{\text{max}}}^2} \text{ та початковою фазою } \varphi_{N_{\text{max}}} = \text{arctg} \frac{b_{N_{\text{max}}}}{a_{N_{\text{max}}}}.$$

Реалізація фільтруючої властивості ортонормованого базису визначається можливостями синтезу ядра Діріхле (1.22) або можливостями синтезу і амплітудного полінома на підставі (1.26):

$$\sum_{k=1}^N \cos k\alpha = \frac{\sin(N + \frac{1}{2})\alpha}{2 \sin \frac{\alpha}{2}} - \frac{1}{2}. \quad (1.26)$$

Реалізація лівої частини (1.26) пов'язана з необхідністю синхронізації роботи N генераторів гармонічних коливань кратних частот у процесі підсумовування цих коливань з рівними амплітудами і строгими фазовими співвідношеннями, а, отже, і з необхідністю стабілізації амплітуд і фаз сумованих коливань, що є складною.

Пошук розв'язання протиріч призводить до необхідності аналізу можливостей, що у виразі (1.26).

У разі синтезу і амплітудного полінома (1.26) маємо

$$U_{\text{вих}}(t) = A_m \sum_{k=1}^N \cos(k\omega_1 t + \varphi_o) = \frac{A_m}{2} \left[\sum_{k=1}^N e^{j(k\omega_1 t + \varphi_o)} + \sum_{k=1}^N e^{-j(k\omega_1 t + \varphi_o)} \right] = \frac{A_m}{2} \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\frac{\sin \omega_1 t}{2}} \quad (1.27)$$

$$\left[e^{j(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o)} + e^{-j(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o)} \right] = A_m \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\frac{\sin \omega_1 t}{2}} \cos\left(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o\right) = K(t) A_m \cos\left(\frac{N+1}{2}\omega_1 t + \varphi_o\right)$$

звідки слідує можливість відтворення і амплітудного полінома АМК, для якого закон зміни огинаючої

$$A(t) = A_m \frac{\sin \frac{N\omega_1 t}{2}}{\frac{\sin \omega_1 t}{2}}, \quad (1.28)$$

де A_m – амплітуда коливань несучої частоти $((N+1)/2)f$.

Проведене дослідження [21] дозволяє зробити висновок про важливу можливість ФВС переходом до базису у вигляді ядра Діріхле, реалізація якого відтворенням у вигляді АМК дозволяє забезпечити високу точність фільтрації [20].

1.2.3. Фільтрування вимірювальних сигналів формуванням приватних сум рядів Фур'є

У роботі [18] розглянуто спектральний метод ФВС, який заснований на можливості скорочення обсягу перетворень над сигналом у вигляді переходу від базису гармонійних функцій до базису у вигляді ядра Діріхле.

А також отримані співвідношення, що забезпечують реалізацію фільтруючої властивості ортонормованого базису шляхом відтворення дирихле ядра у вигляді АМК.

Показано можливість практичної реалізації фільтруючого пристрою та дано оцінку її похибки.

За допомогою цього способу можна зробити висновок про важливу можливість ФВС переходом до базису у вигляді ядра Діріхле, здійснення якого відтворенням у вигляді АМК дає можливість гарантувати високу достовірність фільтрації при мінімальному обсязі обладнання.

1.3. Екстремальний метод фільтрації вимірювальних сигналів

Метод на основі екстремальної фільтрації (Extreme Filtration) дозволяє досліджувати сигнали складної форми, наприклад, суму кількох гармонічних коливань, або перехідні процеси [10].

Особливістю алгоритму і те, що з аналізу використовуються лише екстремуми сигналу [13]. Екстремуми використовуються надалі для апроксимації гаусовими кривими. Процедура апроксимації пов'язана з виділенням із сигналу знакозмінних складових, кожна з яких може бути віднесена до певної смуги частот. Отже, гауссовскими функціями описується кожен із екстремумів певної частотної складової сигналу. Алгоритм

розкладання з урахуванням цього методу представлений малюнок 1.1.

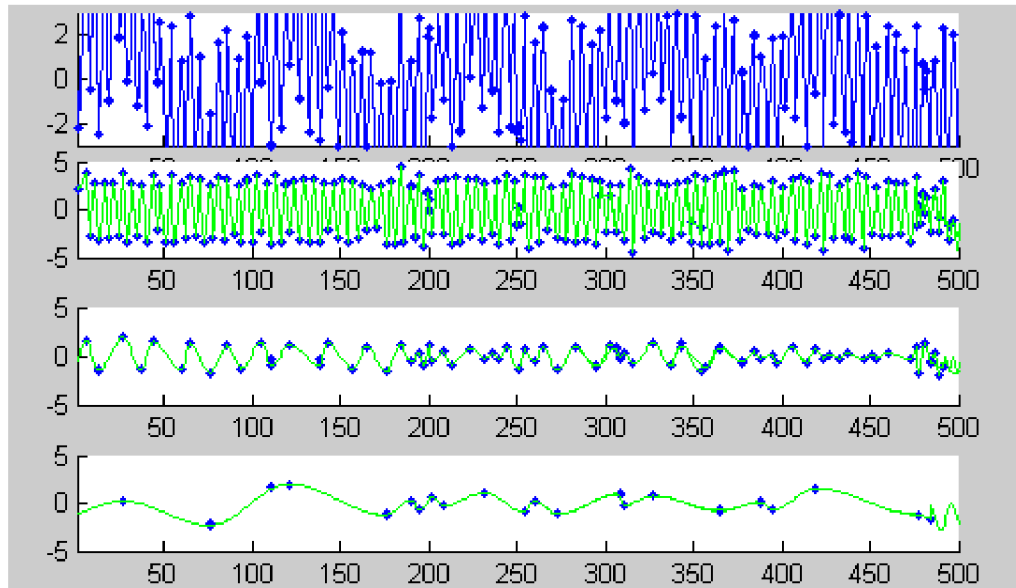


Рис. 1.1. Розкладання на знаковмінні складові суми трьох синусоїд з накладеним білим шумом

Алгоритм стиснення вимірювальних сигналів на основі методу застосування методу на основі екстремальної фільтрації має більш високі функціональні можливості.

Даний метод може використовуватися в різних інформаційно-вимірювальних системах (ІВС) (залежно від вимог, що висуваються). Метод на основі екстремальної фільтрації може знайти широке застосування у системах, основною вимогою яких є швидкодія.

1.4. Метод введення в структуру приладу коригувальних ланок

Динамічна похибка залежить від динамічних характеристик ВП та може досягати великих значень, що перевищують основну похибку. У цій роботі розглянуто метод зменшення динамічної похибки за допомогою ланки, що коригує, в структуру приладу.

Вводиться критерій якості корекції та розраховується квадрат динамічної похибки. Динамічна похибка виявляється залежною від параметрів

коригувального ланки. Підбираючи параметри ланки, що коригує, можна домогтися істотного зменшення динамічної похибки.

Отже, розглянутий метод дозволяє суттєво зменшити динамічну похибку [14].

1.5. Висновки до розділу 1

У розділі розглянуто теоретичну частину, пов'язану з динамічною похибкою та її оцінкою. Також, виходячи з виконаної роботи з огляду та аналізу методів ФВС, можна сказати, що це завдання є актуальним у наш час, що у свою чергу підкреслює значущість роботи.

РОЗДІЛ 2 ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1. Загальні уявлення про фільтри

“Дискретний фільтр – це математичний алгоритм, реалізований на апаратному або програмному рівні, який із заданою метою діє на вхідний та генерує вихідний дискретний сигнал. Терміном «дискретний фільтр» позначають певну апаратну чи програмну процедуру, реалізацію алгоритму фільтрації.”[22]

Метою даного розділу є огляд дискретних фільтрів (ДФ), із якими належить працювати у наступних розділах.

На рисунку 2.1 представлено узагальнену схему вимірювальної системи, за допомогою якої буде розроблено алгоритм адаптивності пошуку оптимальних параметрів фільтра.

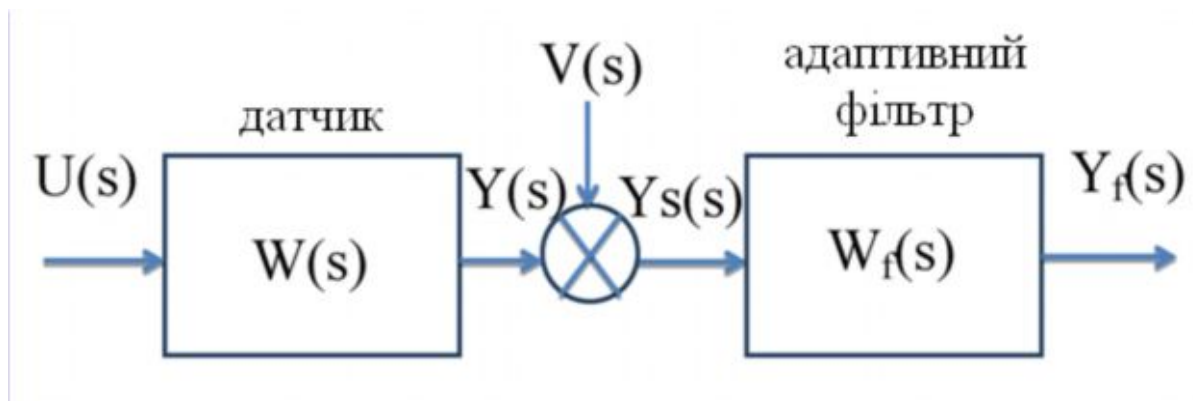


Рис. 2.1. Узагальнена схема вимірювальної системи

де $U(s)$ – вхідний сигнал датчика;

$Y(s)$ – вихідний сигнал датчика;

$W(s)$ – передатна функція ВП;

$V(s)$ – адитивний шум;

$Y_s(s)$ – вихідний зашумлений сигнал датчика;

$Y_f(s)$ – відфільтрований сигнал;

$W_f(s)$ – адаптивний фільтр.

Термін фільтр походить з електротехніки, де фільтри застосовуються для перетворення електричних сигналів з однієї форми в іншу, головним чином, для того щоб усунути різноманітні частоти в сигналі.

“Фільтри – це частотно-вибіркові пристрої, які затримують або пропускають сигнали, що лежать у певних полосах частот. Фільтри бувають декількох видів, найбільш поширеними є аналогові та дискретні фільтри.”

Фільтри можна класифікувати за чотирма ознаками [5]:

1) Вигляд вхідного та вихідного сигналу фільтра.

Якщо ці сигнали аналогові, то фільтр називається аналоговим, якщо сигнали представлені цифровим кодом, то фільтр називається цифровим.

2) Вигляд частотної характеристики.

За цією ознакою фільтри поділяються на такі групи:

- фільтри нижніх частот (ФНЧ) пропускають низькочастотні складові спектру та затримують високочастотні;
- фільтри верхніх частот (ФВЧ) пропускають лише високочастотні складові;
- фільтри полосно пропускаючі (ФПП) пропускають складові сигналу лише певної смуги частот;
- фільтри полосно-загороджувальні (ФПЗ) пропускають усі складові сигналу, крім тих, частоти яких входять у певну смугу;
- фільтри всепропускаючі (ФВП) пропускають всі без винятку складові сигнали, але змінюють фазові співвідношення між ними.

Графіки АЧХ згаданих видів фільтрів показано на рисунку 2.2.

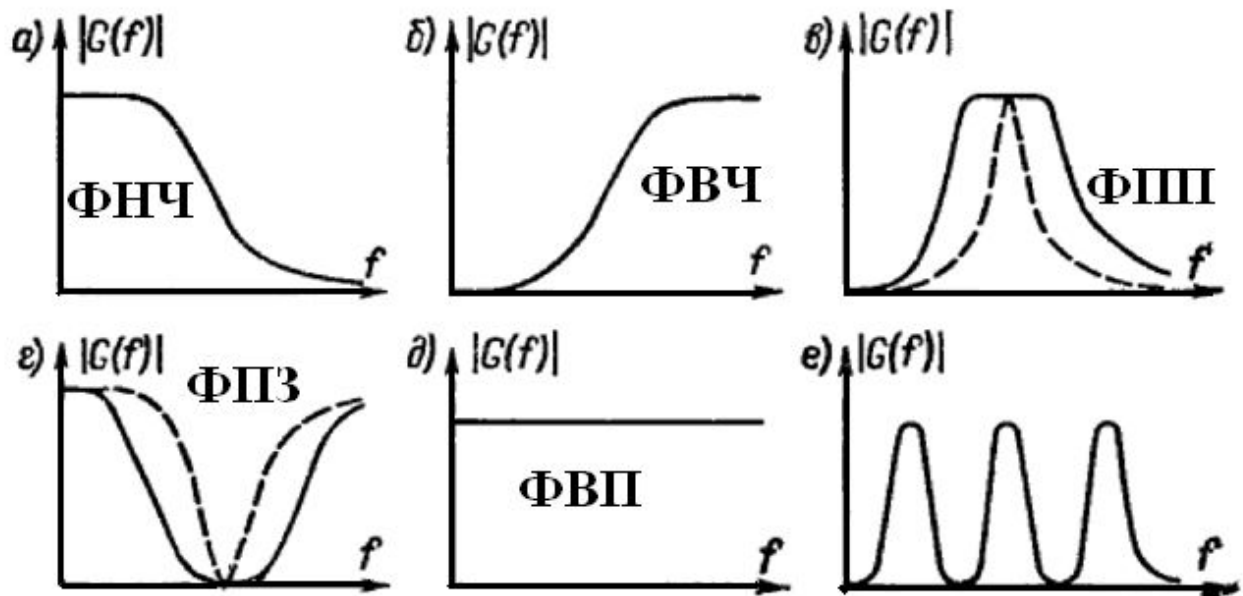


Рис. 2.2. АЧХ різних фільтрів

Крім перерахованих, основних за цією ознакою, груп є й інші різновиди. Наприклад, гребінчастий фільтр це такий фільтр, який має кілька смуг пропускання (рисунок 2.2, е).

3) Вид імпульсної характеристики (ІХ).

Безперервний фільтр - це фільтр з безперервною ІХ, дискретний фільтр (ДФ) - це фільтр, ІХ якого представлена набором δ -імпульсів. Імпульсний фільтр має ІХ, що складається з послідовності однакових формою імпульсів кінцевої тривалості різної амплітуди.

4) Протяженість ІХ.

Якщо ІХ фінітна, тобто обмежена за часом, то такі фільтри називають фільтрами з кінцевою імпульсною характеристикою або коротко КІХ-фільтрами, інакше ще нерекурсивними, трансверсальними. Якщо ІХ згасає з часом, але має теоретично не обмежену в часі довжину, то відповідний фільтр називають БІХ-фільтром (рекурсивним), тобто фільтром із нескінченною ІХ. На рисунку 2.3 показані ІХ дані фільтрів.

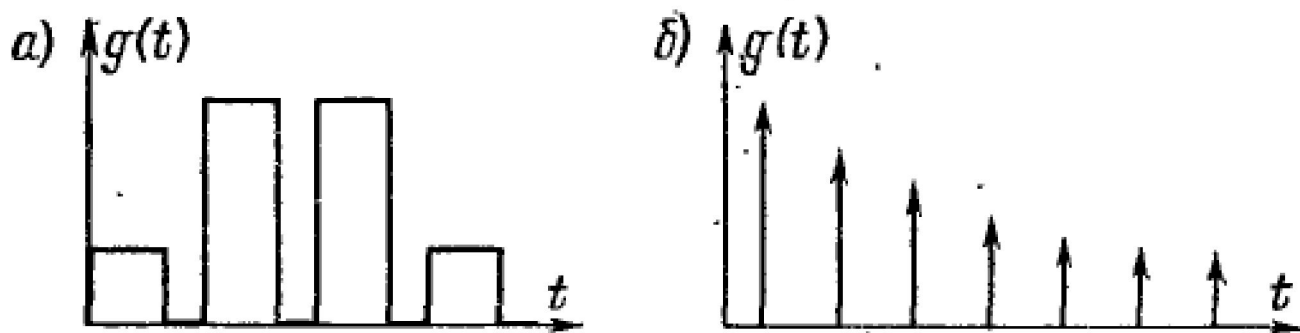


Рис. 2.3. ІХ фільтрів: а - КІХ-фільтра; б - БІХ-фільтра

У таблиці 2.1 наведемо різні чинники, які слід розглядати під час виборів фільтри.

Таблиця 2.1

Вибір типу фільтра

Фактор	Рекурсивний фільтр	Нерекурсивний фільтр
ФЧХ	Погано керується	Може бути лінійною
Стійкість	Можуть бути нестійким	Завжди стійкі
Автоколивання	Можуть бути	Відсутні
Порядок	Менше	Більше
Аналоговий зразок	Є	Відсутній

У роботі ми використовуватимемо лише КІХ-фільтри (англ. FIR - «finite impulse response»). КІХ-фільтр - це лінійний ДФ, основною особливістю якого є обмеженість у часі його ІХ, тобто з певного моменту часу вона дорівнює нулю. Як правило, більшість КІХ-фільтрів виконано без зворотного зв'язку, тому практично всі КІХ-фільтри – нерекурсивні.

Всі КІХ-фільтри описуються такими рівняннями:

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)x(n-k), \quad (2.1)$$

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k}, \quad (2.2)$$

де $y(n)$ - вихідний сигнал (функція поточного та минулих значень на вході);

$x(n)$ – вхідний вплив;

$h(k)$ – коефіцієнти ІХ;

N - довжина фільтра (кількість коефіцієнтів фільтра);

$H(z)$ – передавальна характеристика фільтра.

Структурна схема КІХ-фільтрів представлена на рисунку 2.4.

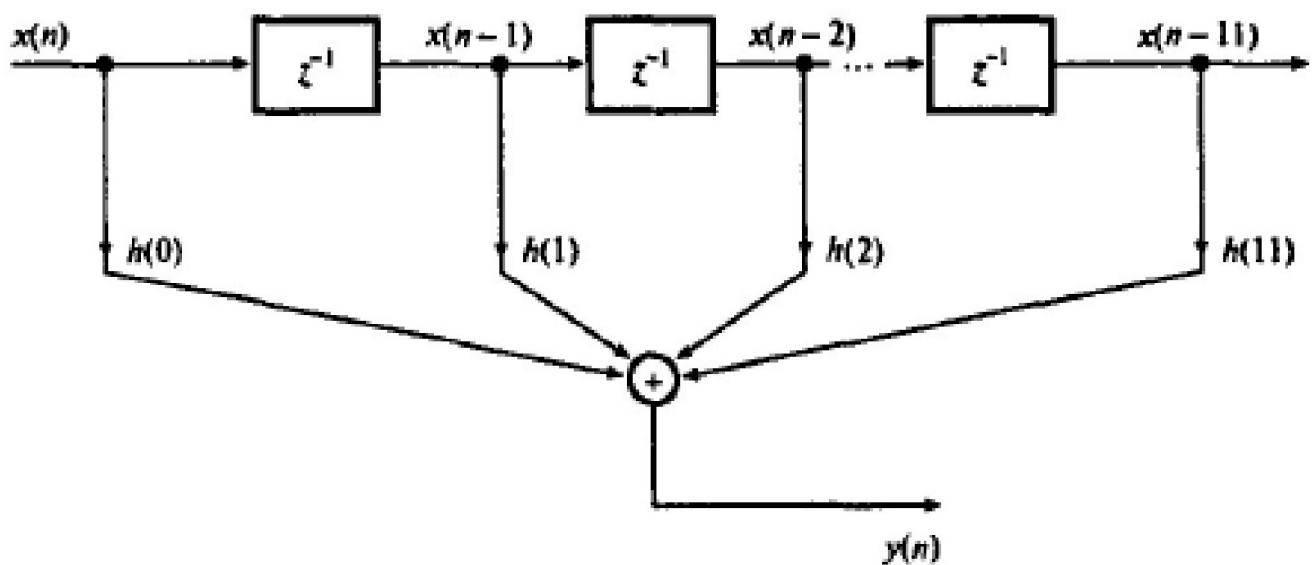


Рис. 2.4. Структурна схема нерекурсивного фільтра

Найважливішою особливістю КІХ-фільтрів є можливість отримання точної лінійної фазової характеристики (ЛФХ). Сигнал піддається різним перетворенням під час проходження через фільтр. Зокрема, змінюються амплітуда та фаза сигналу залежно від частотної характеристики фільтра (амплітудної, АЧХ та фазової, ФЧХ). Для багаточастотних сигналів неприпустимо, щоб при проходженні блоків обробки фаза сигналу спотворювалася. Причому, якщо АЧХ у смузі пропускання зробити практично постійною нескладно, то з ФЧХ виникають проблеми. Для оцінки спотворень фази зручно ввести поняття фазової та групової затримок.

Фазова затримка – це величина затримки кожної із частотних компонент

сигналу. Визначається як кут зсуву фази, поділений на частоту. Групова затримка – це середня тимчасова затримка багаточастотного сигналу. Визначається як похідна фази за частотою. Математично фазова та групова затримки записуються наступним чином:

$$\tau_{ph} = -\theta(\omega) / \omega, \quad (2.3)$$

$$\tau_p = -d\theta(\omega) / d\omega. \quad (2.4)$$

З формули (2.4) для групової затримки випливає очевидна умова лінійності ФЧХ фільтра. Якщо ФЧХ – лінійна, то групова затримка після взяття похідної дорівнює константі, тобто постійна всім частотним компонент. Логічно, що фільтр з нелінійною ФЧХ вноситиме спотворення у фазу сигналу.

Таким чином, ЛФГ - одна з найважливіших особливостей КІХ-фільтрів. Зупинимося вивченні цього класу фільтрів [17]

2.2. Необхідність дискретних фільтрів

Важливу роль цифровій обробці сигналів (ЦОС) відіграють ДФ. Вони на відміну від аналогових фільтрів є більш кращим в багатьох областях (у таких як, стиснення даних, біомедична обробка сигналів, обробка мови, обробка зображень, передача даних, цифрове аудіо, телефонне ехопридушення), так як мають ряд переваг, частина з яких описана нижче [9]:

- ДФ можуть мати характеристики, отримати які на аналогових фільтрах неможливо, наприклад, дійсно ЛФГ.
- Якщо фільтр побудований за допомогою програмованого процесора, його частотна характеристика може налаштовуватися автоматично (тому такі процесори широко застосовуються в адаптивних фільтрах).
- Один фільтр може обробляти кілька вхідних сигналів або каналів без дублювання апаратних блоків.

- Як фільтровані, так і нефільтровані дані можна зберегти для подальшого використання.

- На практиці точність, якої можна досягти при використанні аналогових фільтрів, обмежена; наприклад, загасання у смузі придушення не можна підняти вище 60 - 70 дБ (якщо використовувати стандартні аналогові компоненти). Точність ДФ обмежена лише довжиною слова.

- Продуктивність ДФ однакова для всіх серійних пристроїв.

- ДФ можуть використовуватися за дуже низьких частот, характерних, наприклад, для багатьох біомедичних додатків, де застосовувати аналогові фільтри непрактично. Крім того, ДФ можуть використовуватись у великому діапазоні частот, для чого досить просто змінювати частоту дискретизації.

2.3. Обмеження точності дискретних фільтрів

ДФ підходять для вирішення далеко не всіх завдань фільтрації сигналу. Існує ряд факторів, що обмежують смугу частот сигналу, що обробляється.

Один з основних параметрів, що обмежують роботу дискретного електричного фільтра - частота, що дорівнює половині значення частоти дискретизації, або частота Найквіста [15].

Відповідно до теореми Котельникова (в англійській літературі – Найквіста-Шеннона), аналоговий сигнал може бути дискретизований без втрат інформації, якщо частота дискретизації щонайменше вдвічі перевищує найбільшу частоту корисного сигналу, тобто частотний діапазон інформативного сигналу не перевищує частоту Найквіста. В іншому випадку при відновленні безперервного сигналу виникнуть спотворення, спричинені накладенням низькочастотних та високочастотних складових сигналу.

Оскільки оцифрування сигналу пов'язане з квантуванням відліків, де кожен відлік представлений цифровим кодом, при округленні значення сигналу до кінцевої розрядності виникають помилки квантування. Кінцева розрядність дискретних пристроїв означає неминучі втрати інформації при дискретизації, підвищення розрядності АЦП знижує, але не виключає ці втрати. Таким чином,

вибір розрядності завжди є компромісом між необхідною точністю і кінцевою вартістю пристрою [15].

2.4. КІХ-фільтри з лінійною фазово-частотною характеристикою.

Для забезпечення лінійності ФЧХ необхідне виконання умови симетрії ІХ (або коефіцієнтів) фільтра. Простіше кажучи, КІХ-фільтр з лінійною ФЧХ – симетричний. Існує 4 типи фільтрів, що відрізняються парністю порядку фільтра N і типом симетрії (позитивна або негативна). Наприклад, для фільтрів із негативною симетрією можна отримати зсув фази на 90° . Такі фільтри використовуються для проектування диференціаторів та перетворення Гільберта. Огинаюча ІХ КІХ-фільтра будується за законом $\sim \sin(x) / x$ незалежно від типу фільтра (ФНЧ, ФВЧ, смуговий фільтр, режекторний фільтр, диференціатор). Для вирішення практичних завдань часто не доводиться замислюватися про те, якого типу фільтр вибраний [17].

2.5. Проектування КІХ-фільтрів

Під «розрахунком FIR фільтра» здебільшого розуміють пошук його коефіцієнтів за значеннями частотної характеристики. Ми не знайшли інших випадків, коли вирішувалося б обернене завдання за винятком академічного інтересу.

При створенні нового цифрового КІХ-фільтра будь-який інженер проходить через певні стадії розробки [17]:

- Специфікація фільтра. Задається тип фільтра (ФНЧ, ФВЧ, смуговий, режекторний), кількість коефіцієнтів N , необхідна частотна характеристика, з допусками на нелінійність у смузі згасання та смузі пропускання тощо.
- Обчислення коефіцієнтів. Будь-якими доступними способами та засобами обчислюються коефіцієнти фільтра, що задовольняють специфікації попереднього пункту.
- Аналіз наслідків кінцевої розрядності. На цьому етапі оцінюється вплив

ефектів квантування на коефіцієнти фільтра, проміжні та вихідні дані.

- Реалізація. На цій стадії відбувається розробка фільтра доступною мовою програмування або реалізація фільтра шляхом створення готових IP-ядер.

2.6. Типи дискретних фільтрів

ДФ розділені на два великі класи: БІХ-фільтри та КІХ-фільтри. Фільтр кожного типу (у стандартній формі) можна подати через коефіцієнти його імпульсної характеристики $h(k)$ ($k = 0, 1, \dots$), як показано рисунку 2.5.

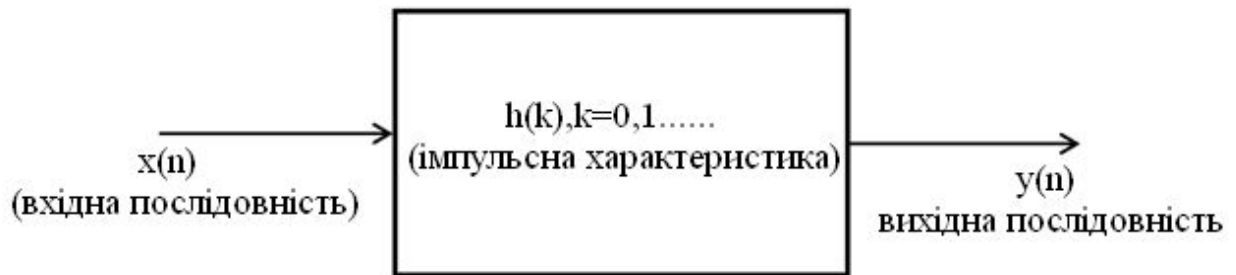


Рис. 2.5. Концептуальне представлення фільтра

Вхідний і вихідний сигнали фільтра пов'язані через операцію зв'язки, даний зв'язок наведено у формулі (2.5) для БІХ-фільтра та у формулі (2.1) для КІХ-фільтра.

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k). \quad (2.5)$$

З даних рівнянь зрозуміло, що для БІХ-фільтрів ІХ має нескінченну тривалість, тоді як для КІХ-фільтра вона кінцева, оскільки $h(k)$ для КІХ-фільтра може набувати всього N значень. Насправді обчислити вихід БІХ-фільтра з допомогою рівняння (2.5) неможливо, оскільки тривалість імпульсного відгуку занадто велика (теоретично – нескінченна). Натомість рівняння БІХ-фільтрації переписується у рекурсивній формі (2.6):

$$y(n) = \sum_{k=0}^{\infty} h(k)x(n-k) = \sum_{k=0}^N b_k x(n-k) - \sum_{k=1}^M a_k y(n-k), \quad (2.6)$$

де a_k і b_k – коефіцієнти фільтра.

Таким чином, рівняння (2.1) і (2.6) – це різницеві рівняння КІХ- та БІХ-фільтрів відповідно. Дані рівняння (і зокрема значення $h(k)$ для КІХ-фільтра або a_k та b_k для БІХ-фільтра) використовуються в багатьох задачах розробки фільтрів. Зазначимо, що у рівнянні (2.6) поточна вихідна вибірка $y(n)$ є функцією попередніх виходів, а також поточної та попередніх вхідних вибірок, так що БІХ-фільтр – це певною мірою система із зворотним зв'язком. Зробивши цей висновок, варто уважніше придивитися до рівняння для КІХ-фільтра, в якому поточна вихідна вибірка $y(n)$ залежить тільки від минулих та поточних вхідних значень. Зазначимо, втім, якщо покласти все до рівними нулю, рівняння (2.6) зводиться до рівняння (2.1).

У рівняннях (2.7, а і б) наведено альтернативні уявлення (через передавальні функції) КІХ- та БІХ-фільтрів відповідно, причому такі описи дуже зручні в оцінці частотних характеристик фільтрів.

$$H(z) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k)z^{-k}, \quad (2.7, а)$$

$$H(z) = \frac{\sum_{k=0}^N b_k z^{-k}}{1 + \sum_{k=1}^M a_k z^{-k}}. \quad (2.7, б)$$

Як буде зрозуміло з наступних розділів, фактори, що впливають на вибір з альтернатив, доступних розробнику ДФ на кожному етапі процесу проектування, значно залежать від того, якого класу відноситься фільтр з кінцевою або нескінченною імпульсною характеристикою. Отже, дуже важливо

розрізняти ці класи, їх специфічні характеристики і, що ще важливіше, розуміти, фільтр якого типу вибрати.

2.7. Порівняння між КІХ- та БІХ-фільтрами

Дискретні БІХ-фільтри, як і аналогові, не можуть мати ідеальні ЛФХ. КІХ-фільтри, на відміну від них, можуть бути спроектовані таким чином, щоб забезпечити ЛФХ. Інші переваги дискретних КІХ-фільтрів - хороша стійкість і відсутність необхідності зворотного зв'язку. З іншого боку, фізична реалізація схем дискретних КІХ-фільтрів обходиться дорожче, оскільки потребує більшого обсягу обчислень, а отже, більшої кількості дискретних елементів порівняно з БІХ-схемами [1]. Однак для вирішення багатьох завдань, можливо використовувати тільки КІХ-фільтри, наприклад, для отримання фільтра з лінійною фазою, отримання швидкісних фільтрів, в яких вхідний і вихідний сигнали дискретизовані на різних швидкостях.

2.8. Порівняння аналогових та дискретних фільтрів

1. Швидкість проходження сигналу вища у аналогових фільтрах, оскільки обчислювальна потужність дискретних схем має кінцеве значення, що може ускладнювати роботу в реальному часі.

2. Дискретні системи мають обмежену точність через кінцеве значення розрядності. Проте, на відміну аналогових схем, цифрові пристрої не сприйнятливі до зовнішнього шуму.

3. ДФ мають постійні в часі характеристики. Аналоговим пристроям властивий дрейф параметрів компонентів та вихідних характеристик всього пристрою.

4. Динамічний діапазон U_{max}/U_{min} , як правило, значно більший у аналогових фільтрів.

5. Частотний діапазон для дискретних пристроїв, на відміну від аналогових, обмежений частотою, що дорівнює половині значення частоти

дискретизації (частотою Найквіста).

6. ДФ низьких частот набагато компактніші у фізичній реалізації, оскільки аналоговий ФНЧ для нижньої частини спектру (частки Гц – одиниці Гц) буде включати досить громіздкі ємнісні елементи.

7. Для ефективної та швидкої дискретної обробки сигналу, крім процесора, необхідні зовнішні пристрої – АЦП і ЦАП, швидкість і точність роботи яких значно впливає на роботу всієї схеми [1].

2.9. Висновки до розділу 2

У другому розділі були вивчені властивості фільтрів їх плюси та недоліки і, виходячи з виконаної роботи з аналізу дискретних фільтрів, можна сказати, що КІХ-фільтри задовольняють нас більшою мірою. Оскільки вони є стійкими, через відсутність зворотних зв'язків. Також у КІХ-фільтрів ЛФГ (звідси постійний фазовий зсув є групова затримка, вона є постійною за рахунок ЛФХ, що нам і потрібно, тобто зберігається форма сигналу, і він тільки переноситься на постійну величину), ІХ є кінцевою, вони дуже легко проектуються.

РОЗДІ 3 НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1. Постановка задачі

Метою цього розділу є розробка алгоритму корекції динамічної похибки ВП, з допомогою глибокої математичної обробки результатів вимірювань.

На вихід ВП накладаються два шуми: випадковий та гармонійний. Далі зашумлений вихідний сигнал проходить через адаптивний фільтр, через фільтр затримки і знову через той самий адаптивний фільтр. На виході системи ми отримуємо теоретичну оцінку, тобто динамічну похибку, виражену значення СКВ.

На рисунку 3.1 наведено розроблену вимірювальну систему оцінки динамічної похибки.

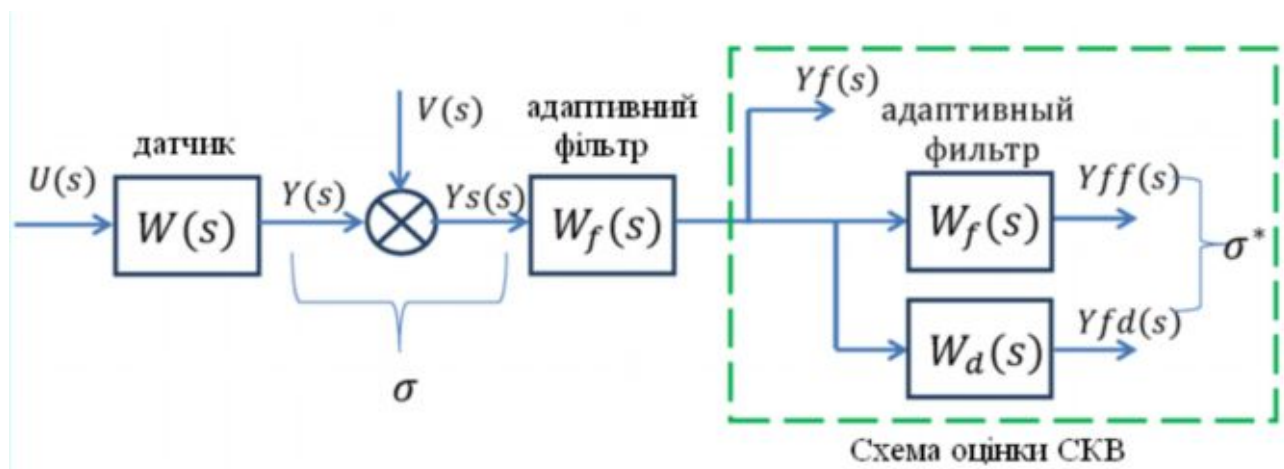


Рис. 3.1. Вимірювальна система оцінки динамічної похибки

Узагальнена схема вимірювальної системи була описана у другому розділі, опишемо другу частину схеми, яка оцінює динамічну похибку:

$Yf(s)$ – відфільтрований вихідний сигнал; $Wf(s)$ – той самий адаптивний фільтр; $Wd(s)$ – фільтр, який здійснює фазову затримку; $Yff(s)$ – відфільтрований вихідний сигнал після використання другого фільтра; $Yfd(s)$ – відфільтрований вихідний сигнал із фазовою затримкою; σ – $(Y-Yf)$ теоретична оцінка СКВ, яка

нам не доступна; σ^* – ($Y_{fd}-Y_{ff}$) розрахункова оцінка СКА, яку ми отримали, застосувавши розроблений алгоритм.

Можна сказати, що критерієм адаптивної установки параметрів фільтрів є мінімум оцінки СКВ похибки на виході вимірювальної системи.

Завданням алгоритму є знаходження наближеної оцінки СКВ, за допомогою якої можна знайти оптимальний порядок адаптивного фільтра за мінімальним значенням СКВ.

Завдання розділу:

1. Сформувані алгоритм адаптивного пошуку оптимальних параметрів фільтра.

2. Фільтрація сигналів.

3.2. Використання програмного середовища MATLAB

Останні десятиліття нерідко зустрічається тісний взаємозв'язок між комп'ютером і людиною. На сьогоднішній день у кожній сфері людини є велика кількість комп'ютерних засобів та їх програмних забезпечень, які в разі полегшують життя людині. Одним із таких забезпечень є MATLAB. Система MATLAB (скорочення від англ. MATrix LABoratory – матрична лабораторія) являє собою високорівневу мову інтегроване програмне середовище, пристосоване для проведення чисельних розрахунків, візуалізації результатів, а також комп'ютерного моделювання та обчислювальних досліджень, пов'язаних з деякими областями математики, до того ж [12].

MATLAB - це високорівнева мова та інтерактивне середовище для програмування, чисельних розрахунків та візуалізації результатів.

За допомогою середовища MATLAB можна здійснювати аналіз даних, моделювати алгоритми та розробляти програми.

MATLAB широко застосовується в задачах:

- обробки сигналів;
- обробки різних зображень та відео;
- систем керування;

- автоматизація різних вимірів;
- фінансової справи;
- органіки.

MATLAB сильно спрощує роботу людини, дозволяє швидко та якісно зробити необхідний аналіз та розрахунки. Багато вчених, студентів використовують це середовище для своїх локальних завдань, оскільки цим додатком не складно користуватися.

3.3. Поняття адаптивного фільтра

Адаптивний фільтр - це інструмент, здатний до самонавчання задля досягнення заданого рівня відповідності вихідних даних реальному стану речей.

Адаптивний фільтр - це фільтр з ваговими коефіцієнтами, що перебудовуються. Адаптивні фільтри на даний момент застосовуються в багатьох радіотехнічних системах та ІВС. Коли умови фільтрації змінні, фільтри з постійними параметрами не справляються з завданням обробки сигналу. У цих випадках застосовують адаптивні фільтри, параметри яких підлаштовуються за умов фільтрації.

Під адаптивністю розуміється можливість реагувати зміни вхідних даних як реального часу задля досягнення вищої продуктивності. Насправді, адаптивні алгоритми реалізуються двома класичними методами - методом градієнта і найменших квадратів (LMS і RLS). Подібний фільтр може бути використаний для широкого спектра задач - фільтрації, спектрального аналізу або пошуку сигналів тощо [7]. Переваги:

- автоматичне підстроювання коефіцієнтів фільтра;
- за допомогою такої системи фільтрів можна виключити всі можливі перешкоди та шуми із корисного сигналу;
- системи такого типу беруть до уваги статистичні характеристики сигналу та шуму.

3.4. Алгоритм корекції динамічної похибки

На рисунку 3.2 представлений алгоритм роботи програми у вигляді блок-схеми, яка написана в програмному середовищі MATLAB, де `windowSize` - порядок фільтра.

Відповідно до теорії автоматичного керування (ТАК), загальний вигляд ПФ системи показаний у виразі (3.1):

$$W_{\text{ПФ}}(s) = \left[\frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{1 + a_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \right]. \quad (3.1)$$

Умова, за якої виконуватиметься стійкість системи, показано у формулі (3.2):

$$m \leq n, \quad (3.2)$$

де m – порядок чисельника; n – порядок знаменника. Згідно з цією формулою, для стійкості системи необхідно, щоб порядок чисельника був більшим, або дорівнює знаменнику.

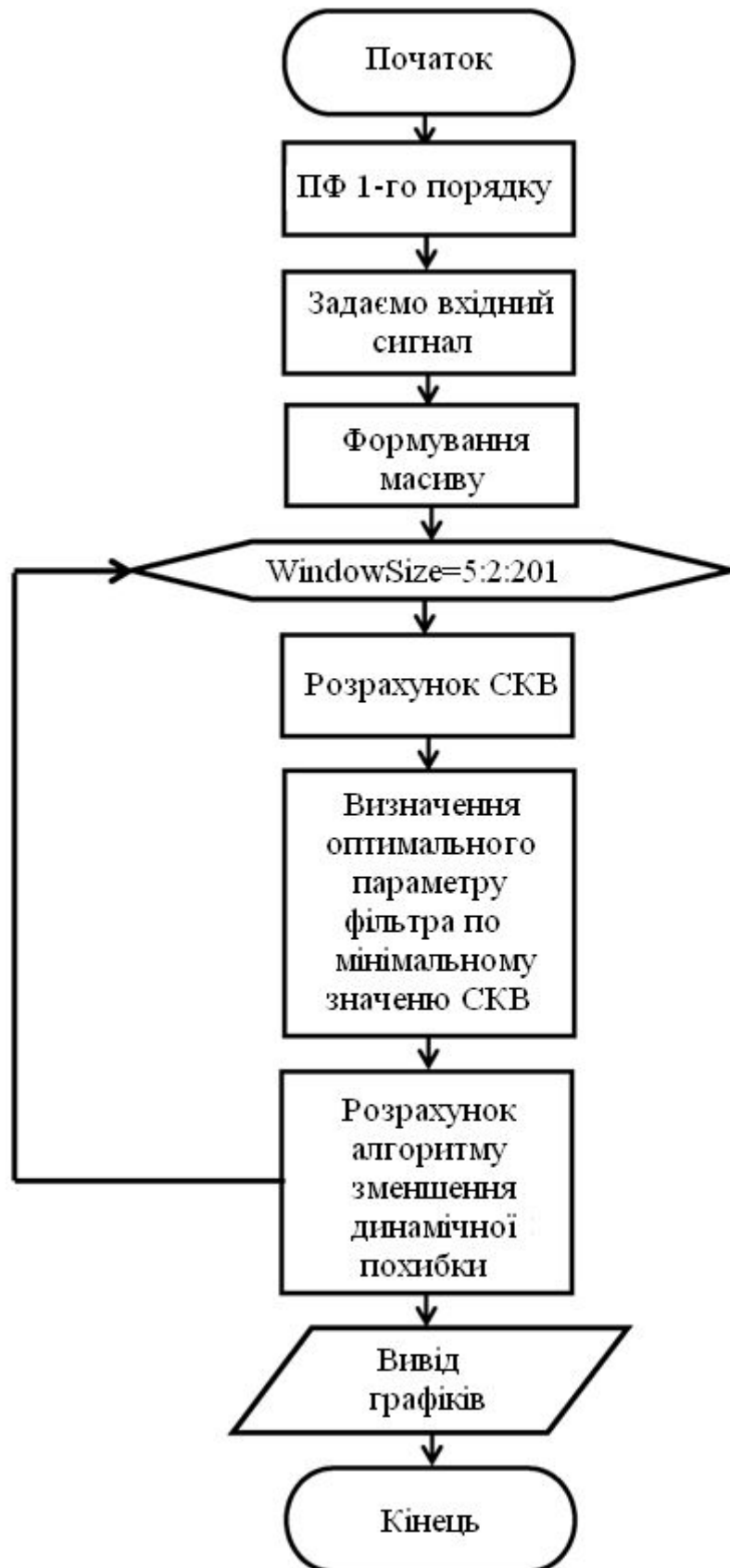
3.5. Розрахунок СКВ

У середовищі MATLAB незміщена та зміщена оцінки СКВ обчислюються відповідно за допомогою функцій (3.3) та (3.4):

$$\text{std}(x), \quad (3.3)$$

$$\text{std}(x,1). \quad (3.4)$$

де x – це вихідна послідовність довжини N .



Рису. 3.2. Блок-схема роботи програми

Незміщена оцінка СКВ σ обчислюється за формулою (3.5):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=0}^N (x_i - \bar{x})^2}, \quad (3.5)$$

а зміщена – за формулою (3.6):

$$\sigma = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=0}^N (x_i - \bar{x})^2}. \quad (3.6)$$

За результатами третьої був розроблений алгоритм корекції динамічної похибки та реалізований у середовищі MATLAB у вигляді коду.

3.6. Критерій мінімуму СКВ

Динамічна похибка визначатиметься двома складовими:

- Інерційністю ВП, до якої належить амплітуда та фаза сигналу.
- Адитивні шуми, що накладаються на вихідний сигнал ВП. Ми розглядаємо випадок коли у нас датчик малоінерційний, тому перша складова нас мало цікавить. Можна сказати, що вся динамічна похибка визначатиметься другою складовою, а саме адитивними шумами.

Графік залежностей СКВ від порядку фільтра представлений рисунку 3.3.

Теоретична оцінка СКВ практично невідома. Тому ми розраховуємо розрахункову оцінку СКВ знаходження оптимального порядку фільтра. На рисунку 3.3 видно, що розрахункова оцінка СКВ близька до теоретичної оцінки СКВ.

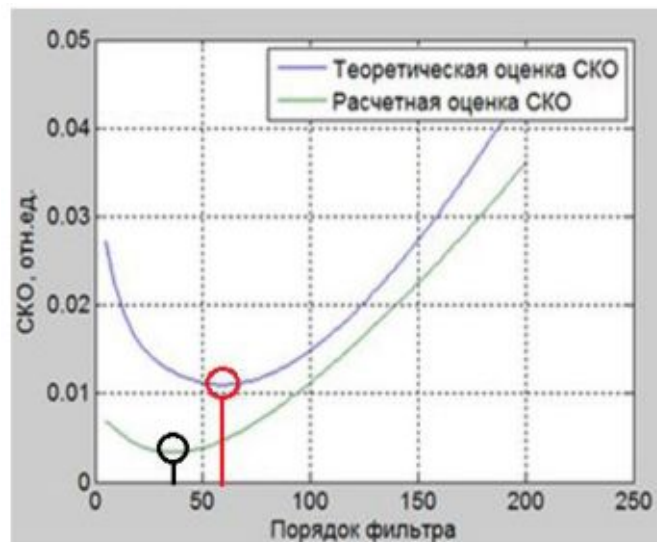


Рис. 3.3. Графік СКВ

3.7. Безперервна модель

Лінійна ланка першого порядку називається аперіодичною або інерційною ланкою, є найбільш поширеною в системах. Описується диференціальним рівнянням першого порядку формула (3.7):

$$T \frac{dx_2}{dt} + x_2 = Kx_1, \quad (3.7)$$

де K – коефіцієнт посилення ланки; T – постійна часу, що характеризує інерційність ланки, тобто чим більша постійна часу, тим довше триває перехідний процес.

Запишемо ПФ лінійної ланки першого порядку, формула (3.8):

$$W(s) = \frac{K}{T * s + 1}, \quad (3.8)$$

де s – комплексна змінна.

3.8. Фільтрація сигналів

У цьому розділі ми побудуємо нерекурсивний фільтр на основі функцій дискретної фільтрації, що надає нам MATLAB, тобто ми скористаємось готовими фільтрами [6].

Функція *filter* дозволяє реалізувати лінійну дискретну фільтрацію, яка відноситься до технологій обробки довільних даних та є вбудованою в ядро MATLAB.

$$F = filter(b, a, Yf), \quad (3.9)$$

де b, a – коефіцієнти ПФ; Ys – вихідний зашумлений сигнал, який необхідно відфільтрувати.

Першим методом розрахунку коефіцієнтів лінії затримки будемо використовувати функцію *rectwin*, формула (3.10), яка також називається прямокутним вікном, нижче ми наочно в цьому переконаємося.

$$b = rectwin(windowSize), \quad (3.10)$$

де $windowSize = 23$ – порядок фільтра.

Лістинг програми написаної в середовищі MATLAB представлений у ДОДАТКУ А.

На вхід ВП подано синусоїдальний сигнал із частотою 0,2 Гц, до вихідного сигналу ВП накладено випадковий шум з амплітудою 5% від амплітуди вхідного сигналу.

Відфільтрований сигнал представлений рисунку 3.4.

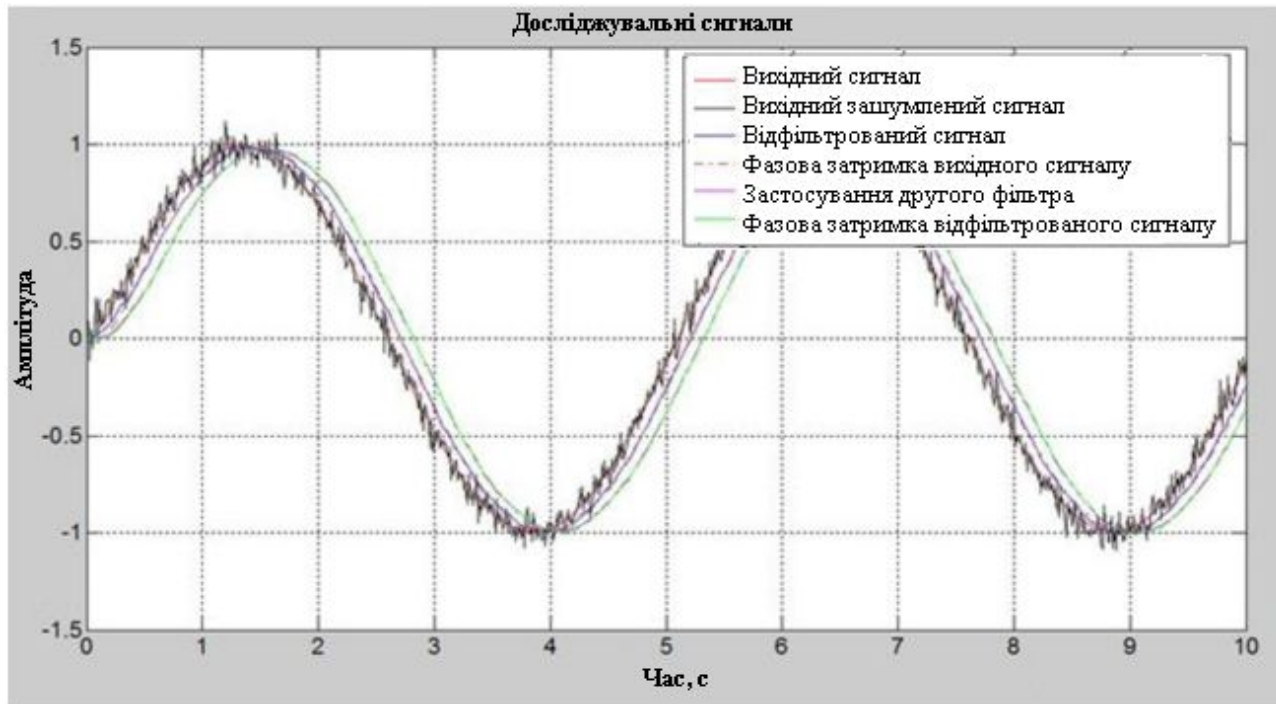


Рис. 3.4. Відфільтрований сигнал за допомогою прямокутного вікна

На рисунку 3.5 представлений графік коефіцієнтів лінії затримки нерекурсивного фільтра. На графіку наочно видно, що коефіцієнти є однаковими і мають значення 0.0435, таку форму графіка встановлює сама функція *rectwin*.

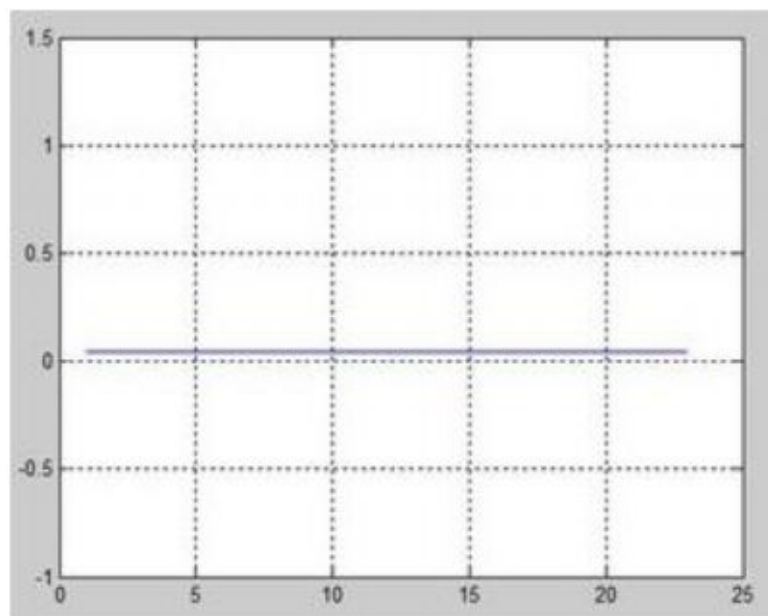


Рис. 3.5. Коефіцієнти лінії затримки прямокутного вікна

Другим методом розрахунку коефіцієнтів лінії затримки

використовуватимемо функцію *triang*, формула (3.11), яка також називається трикутне вікно.

$$b = \text{triang}(\text{windowSize}), \quad (3.11)$$

де $\text{windowSize} = 25$ – порядок фільтра.

Лістинг програми написаної в середовищі MATLAB представлений у ДОДАТКУ Б.

На вхід ВП подано синусоїдальний сигнал із частотою 0,2 Гц, до вихідного сигналу АП накладено випадковий шум з амплітудою 5% від амплітуди вхідного сигналу.

Відфільтрований сигнал представлений рисунку 3.6.

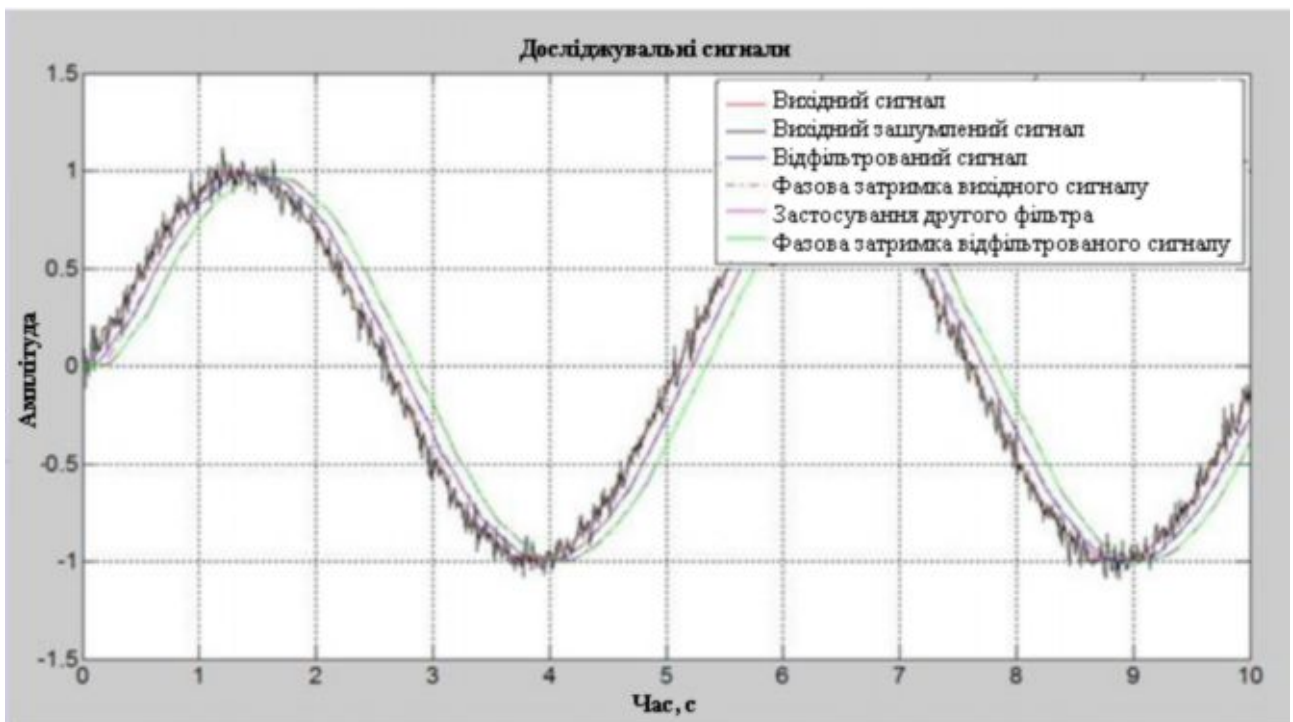


Рис. 3.6. Відфільтрований сигнал за допомогою трикутного вікна

На рисунку 3.7 представлений графік коефіцієнтів лінії затримки нерекурсивного фільтра.

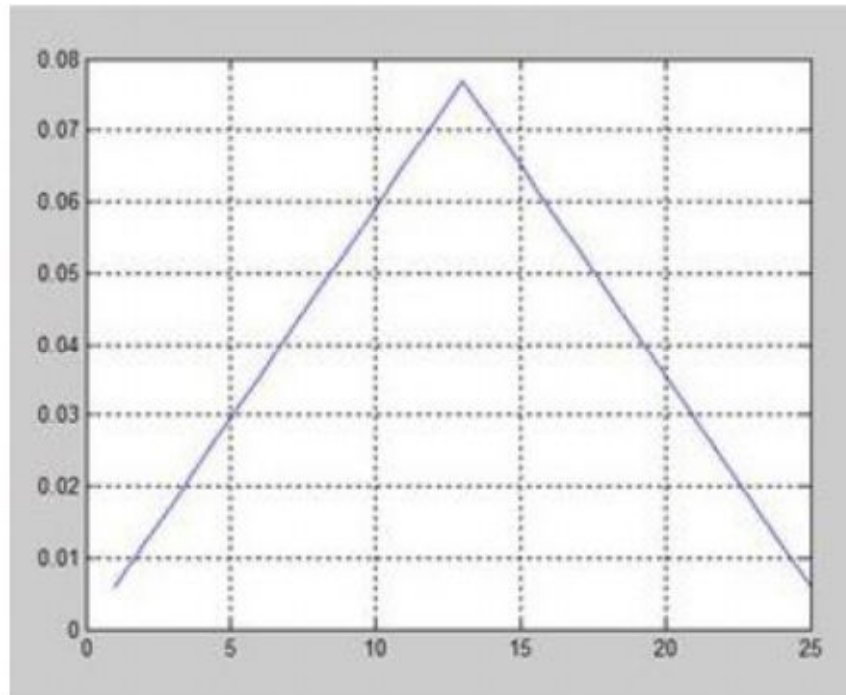


Рис. 3.7. Коефіцієнти лінії затримки трикутного вікна

Третім методом розрахунку коефіцієнтів лінії затримки будемо використовувати функцію *chebwin*, формула (3.12), яка також називається вікно Чебишева, має бокові пелюстки фіксованого рівня і розраховується шляхом зворотного перетворення Фур'є частотної характеристики вікна.

$$b = \text{chebwin}(\text{windowSize}), \quad (3.12)$$

де $\text{windowSize} = 37$ – порядок фільтра.

Лістинг програми написаної в середовищі MATLAB представлений у ДОДАТКУ.

На вхід ВП подано синусоїдальний сигнал із частотою 0,2 Гц, до вихідного сигналу ВП накладено випадковий шум з амплітудою в 5% від амплітуди вхідного сигналу

Відфільтрований сигнал представлений рисунку 3.8.

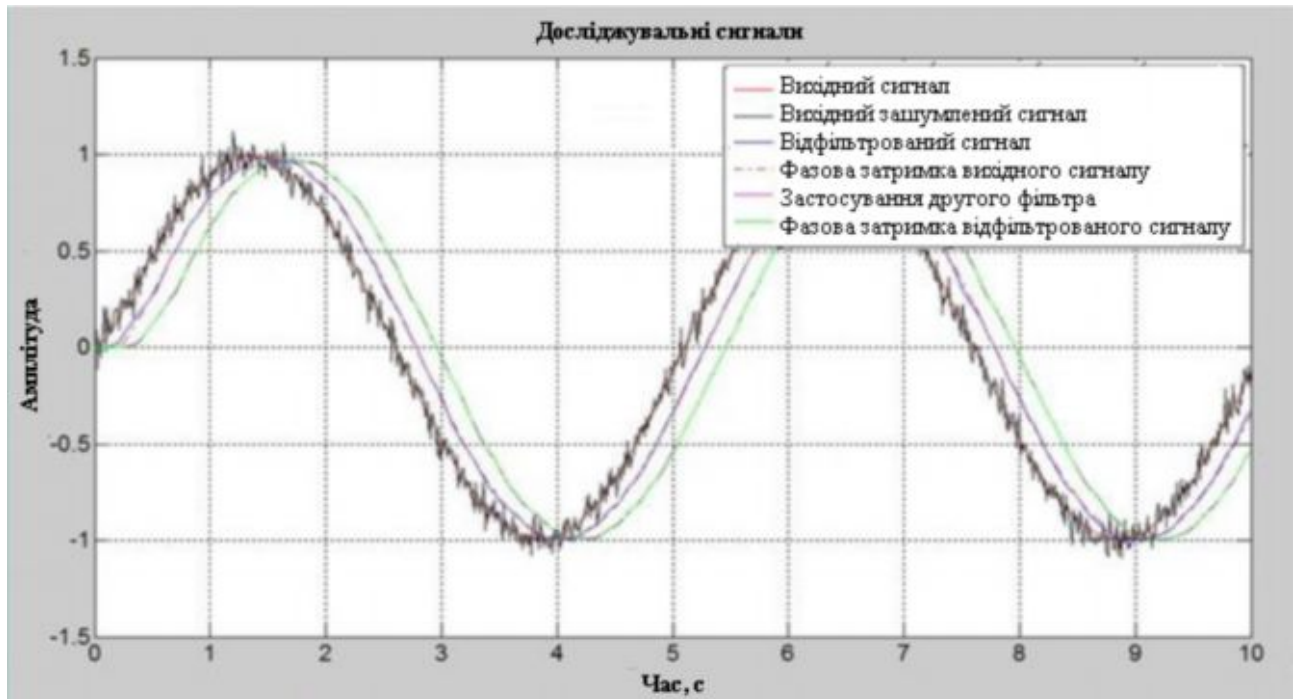


Рис. 3.8. Відфільтрований сигнал за допомогою вікна Чебишева

На рисунку 3.9 представлений графік коефіцієнтів лінії затримки нерекурсивного фільтра.

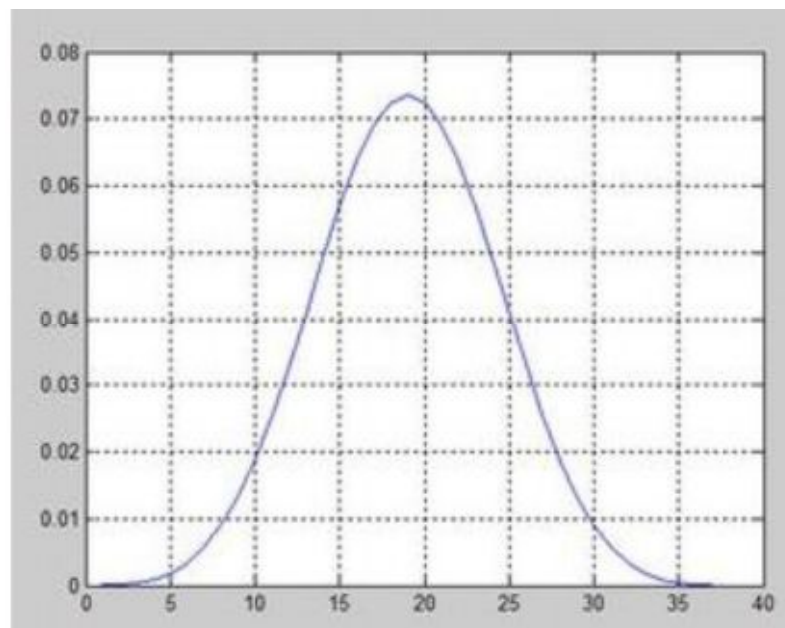


Рис. 3.9. Коефіцієнти лінії затримки вікна Чебишева

3.9. Математичне моделювання системи

Перевірка та підтвердження знайденого рішення щодо зменшення похибки вимірювань при адаптивній фільтрації вихідного сигналу ВП, з

використанням трьох вхідних сигналів різного виду на вході ВП:

- синусоїдальний;
- функція Хевісайду;
- імпульсний.

Тобто, на основі трьох вхідних сигналів, ми перевіримо роботу нашої вимірювальної системи, щоб підтвердити точність роботи.

Для того щоб наочно показати роботу моделювання системи було обрано 3 нерекурсивні фільтри на основі функцій дискретної фільтрації, що надає нам MATLAB, тобто ми скористаємося готовими фільтрами:

- прямокутне вікно;
- трикутне вікно;
- вікно Чебишева.

Також на виході ВП ми накладатимемо два види шуму:

- випадковий;
- гармонійний.

Найчастіше при використанні на практиці ВП заздалегідь не можна встановити точний вид вхідного сигналу, тому застосування випадкового сигналу гарантує працездатність нашої вимірювальної системи з будь-яким вхідним сигналом.

3.10. Прямокутне вікно

3.10.1. Перевірка роботи вимірювальної системи на основі синусоїдального сигналу на вході ВП.

Розглянемо роботу нашої вимірювальної системи на основі синусоїдального сигналу на вході ВП двома способами:

- 1) На виході ВП накладено випадковий шум.
- 2) На виході ВП накладено гармонійний шум

1) На рисунку 4.1 представлено результат роботи вимірювальної системи. На вхід якої було подано синусоїдальний сигнал із частотою $f=0,2$ Гц, тобто період $T=5$ с.

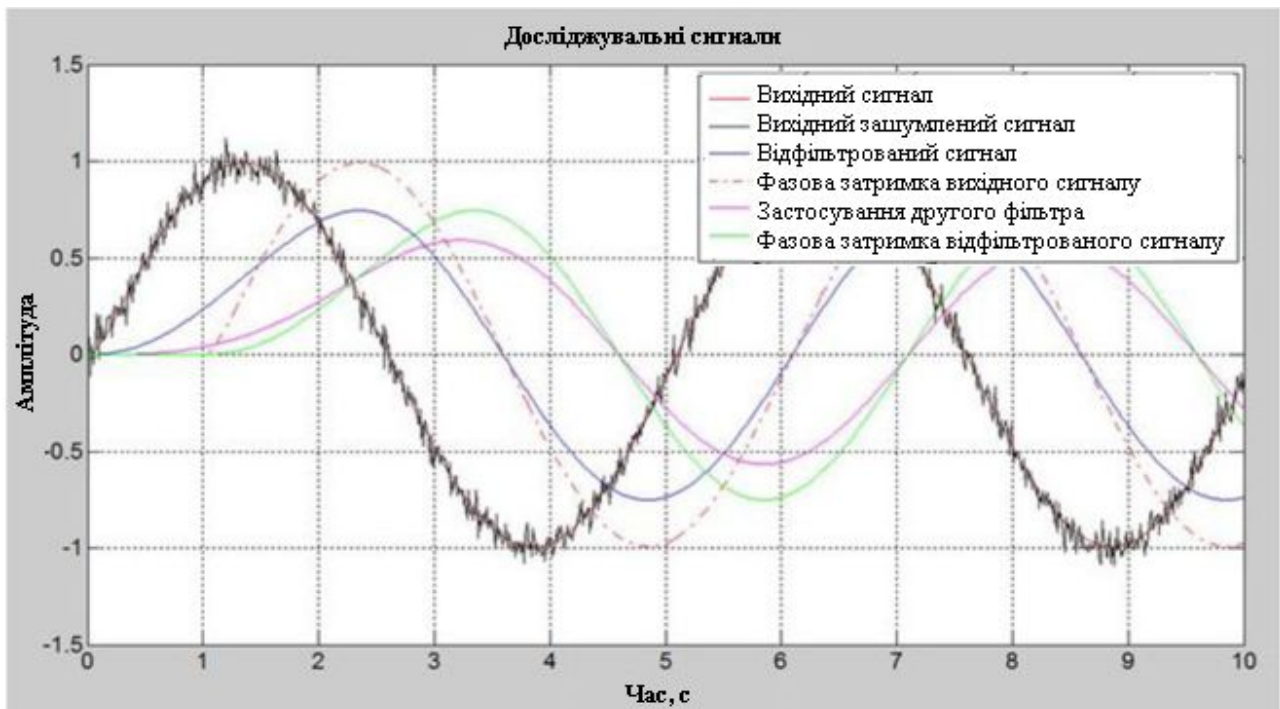


Рис. 3.10. Робота системи на основі синусоїдального сигналу
з випадковим шумом

Як видно з рисунку 3.10 сигнал відфільтрований в повному обсязі, оскільки амплітуда корисного сигналу зменшилася. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.11 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

На рисунку 3.11 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі від 11 до 37.



Рис. 3.11 – Графік СКВ

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.1.

Таблиця 3.1

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
11	0,0155	0,0063
13	0,0144	0,0057
15	0,0136	0,0055
17	0,0129	0,0053
19	0,0124	0,0051
21	0,0120	0,0049
23	0,0117	0,0049
25	0,0116	0,0050
27	0,0117	0,0053
29	0,0115	0,0056
31	0,0115	0,0060
33	0,0117	0,0064
35	0,0119	0,0069
37	0,0122	0,0074

За результатами Таблиці 3.1 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 23.

Наведемо на рисунку 3.12 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра.

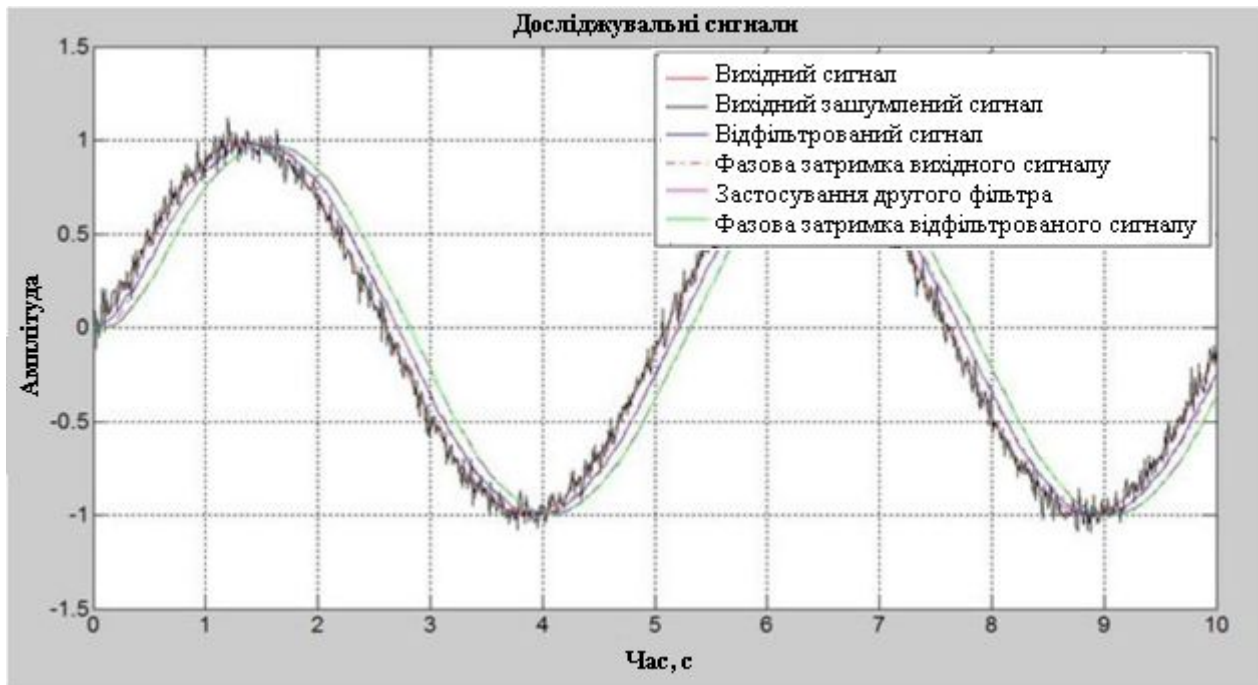


Рис. 3.12. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Далі, у програмному середовищі MATLAB, за формулою (3.13), можна обчислити середньоквадратичне відхилення (СКВ) між сигналами Y_f та Y , а потім обчислити СКО між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} , а далі порівняти отримані результати.

$$\sigma = std(X) \quad (3.13)$$

де X - це різниця між сигналами.

За допомогою формули (3.14) значення σ помножимо на 100%, отримаємо значення СКВ у відсотках по відношенню до сигналів:

$$\sigma * 100\% \quad (3.14)$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0115 * 100\% = 1,15\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0049 * 100\% = 0,49\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0115}{0,0049} = 2,3$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося більш ніж 2 рази, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети у роботі.

2) На рисунку 3.13 представлений результат роботи системи, що досліджується. На вхід якої було подано синусоїдальний сигнал із частотою $f=0,2$ Гц, тобто період $T=5$ с.

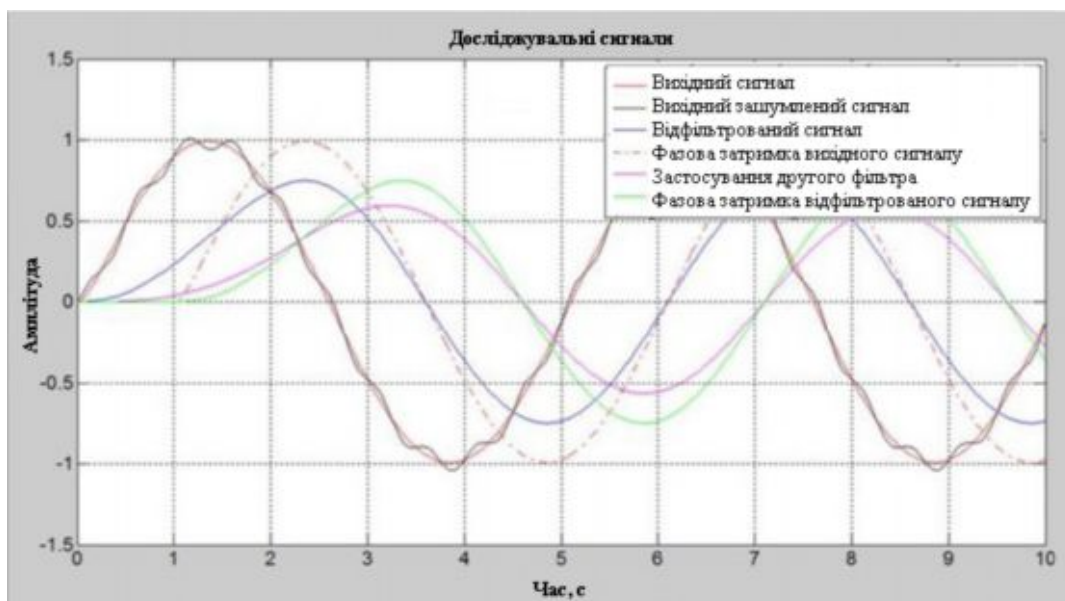


Рис. 3.13. Робота системи на основі синусоїдального сигналу з гармонійним шумом

Як видно з рисунка 3.13 сигнал відфільтрований в повному обсязі, оскільки амплітуда корисного сигналу зменшилася. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.14 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

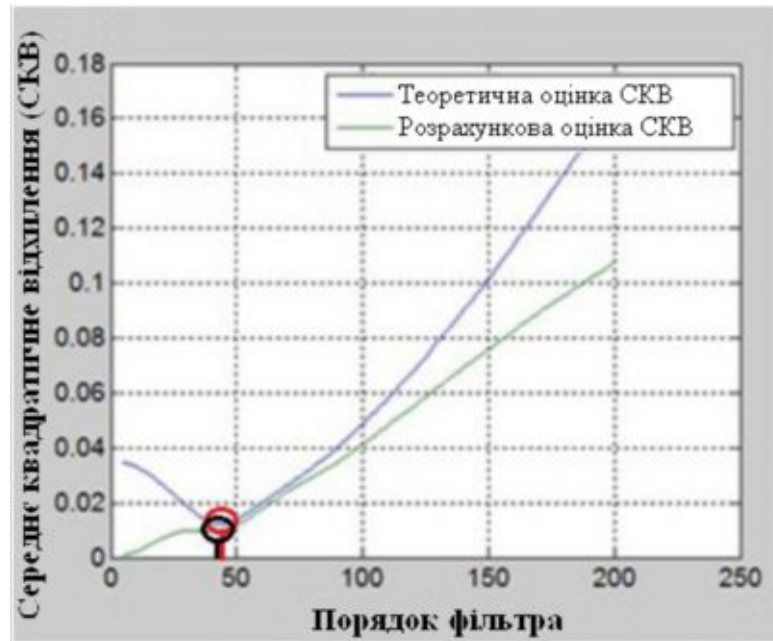


Рис. 3.14. Графік СКВ

На рисунку 3.14 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі від 35 до 51.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.2.

Таблиця 3.2

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
35	0,0153	0,0100
37	0,0141	0,0099
39	0,0132	0,0099
41	0,0126	0,0099
43	0,0124	0,0100
45	0,0125	0,0103
47	0,0129	0,0108
49	0,0136	0,0115
51	0,0145	0,0124

За результатами Таблиці 3.2 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 39.

Наведемо рисунку 3.15 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком

фільтра.

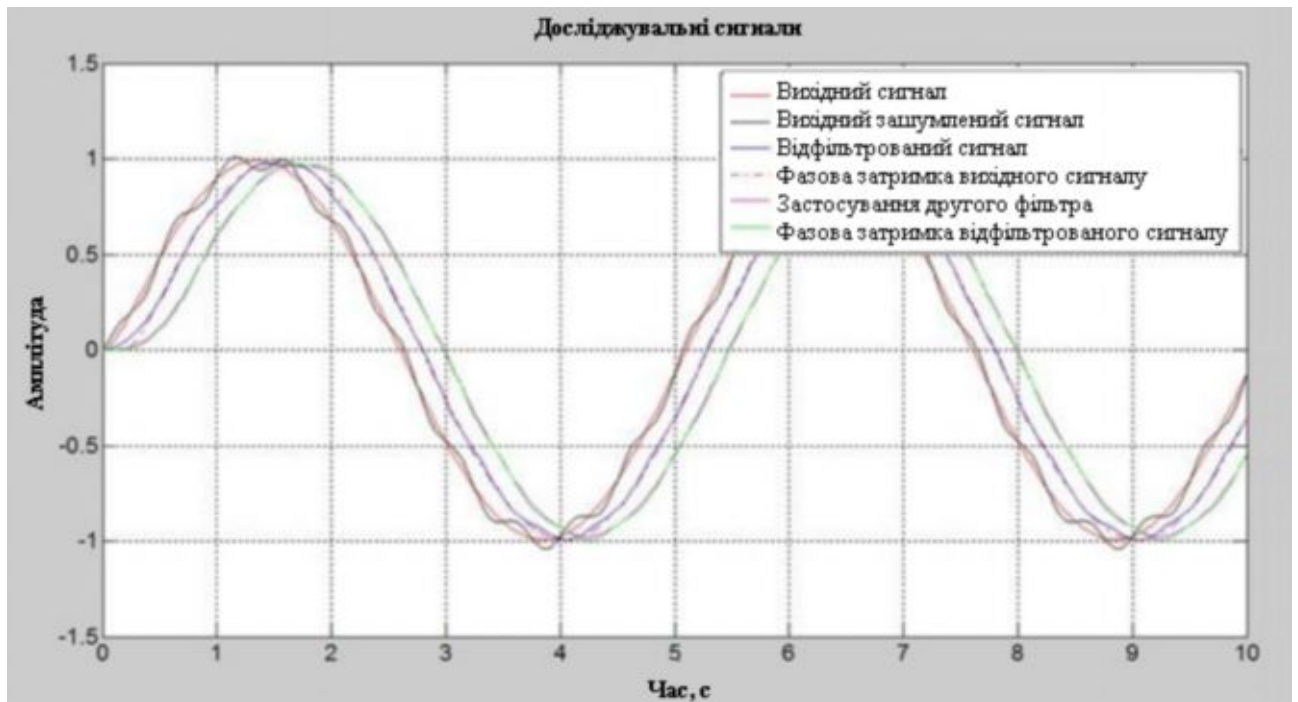


Рис 3.15. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Обчислимо СКВ між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0124 * 100\% = 1,24\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0099 * 100\% = 0,99\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0124}{0,0099} = 1,25$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося в 1,25 раз, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети у роботі.

Аналогічно даному пункту розглянемо нашу вимірювальну систему на основі функції Хевісайда на вході ВП, а також на основі імпульсного сигналу на вході ВП.

3.10.2 Перевірка роботи вимірювальної системи на основі функції Хевісайду на вході ВП.

1) На рисунку 3.16 представлено результат роботи вимірювальної системи. На вхід, якою було подано функцію Хевісайда.

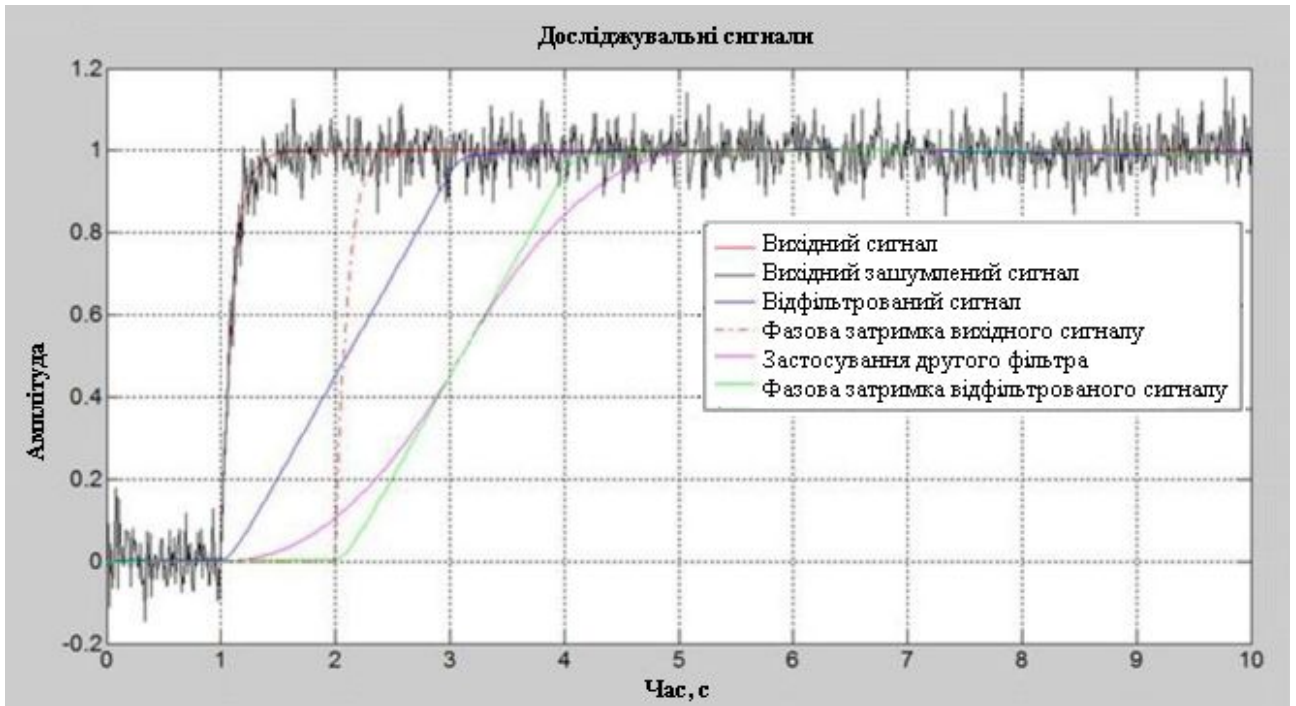


Рис. 3.16. Робота системи на основі функції Хевісайду з випадковим шумом

Як видно з рисунка 3.16, сигнал відфільтрований не повністю. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.17 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

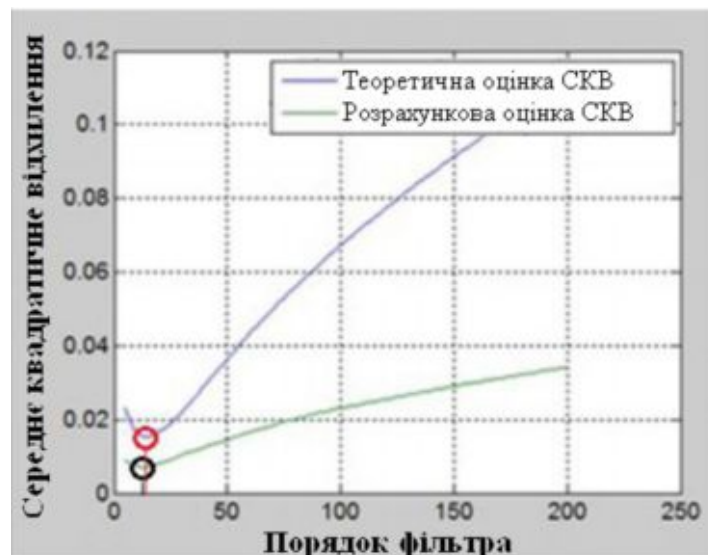


Рисунок 3.17 – Графік СКВ

На рисунку 3.17 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі від 5 до 21.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки

СКВ у таблиці 3.3.

Таблиця 4.3

Динамічна похибка, виражена у значеннях СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
5	0,0231	0,0089
7	0,0194	0,0079
9	0,0172	0,0076
11	0,0159	0,0071
13	0,0154	0,0070
15	0,0154	0,0073
17	0,0157	0,0076
19	0,0165	0,0079
21	0,0169	0,0083

За результатами Таблиці 4.3 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 13.

Наведемо рисунок 3.18 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра.

Обчислимо СКВ між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = std(Y_f - Y) = 0,0154 * 100\% = 1,54\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = std(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0070 * 100\% = 0,70\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0154}{0,0070} = 2,2$$

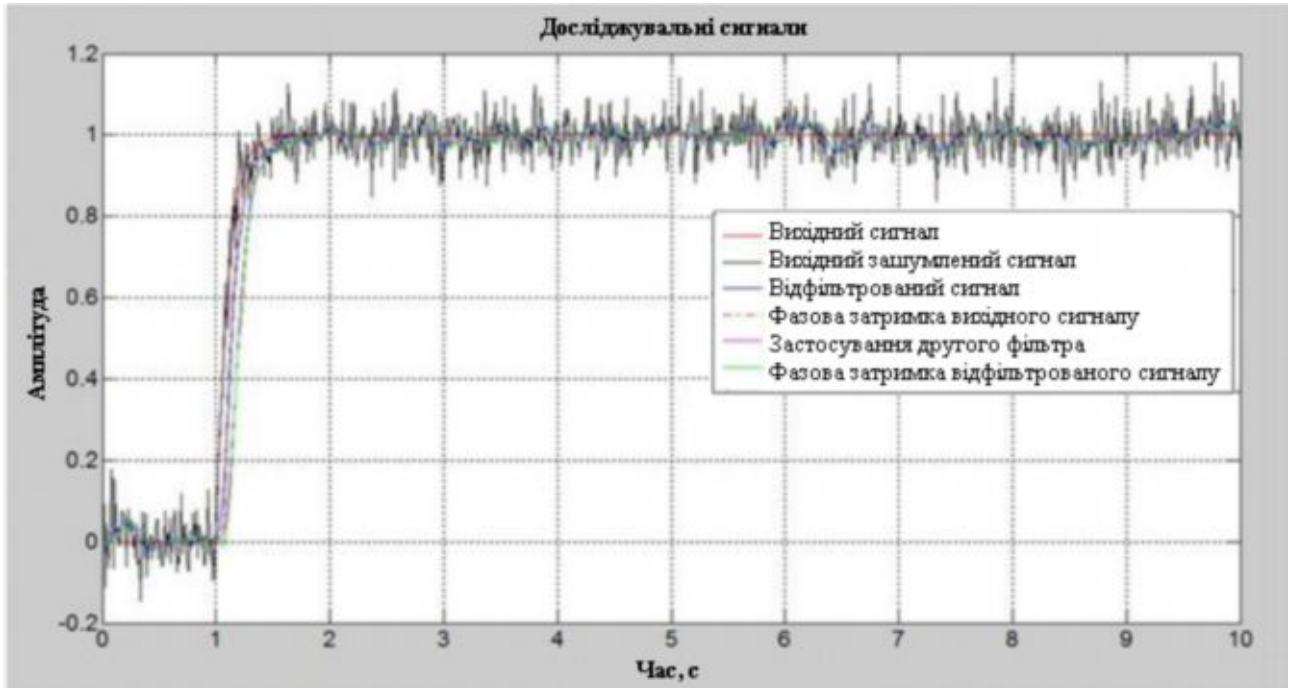


Рис. 3.18. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося більш ніж 2 рази, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети у роботі.

1) На рисунку 3.19 представлений результат роботи системи, що досліджується. На вхід, якою було подано функцію Хевісайда.

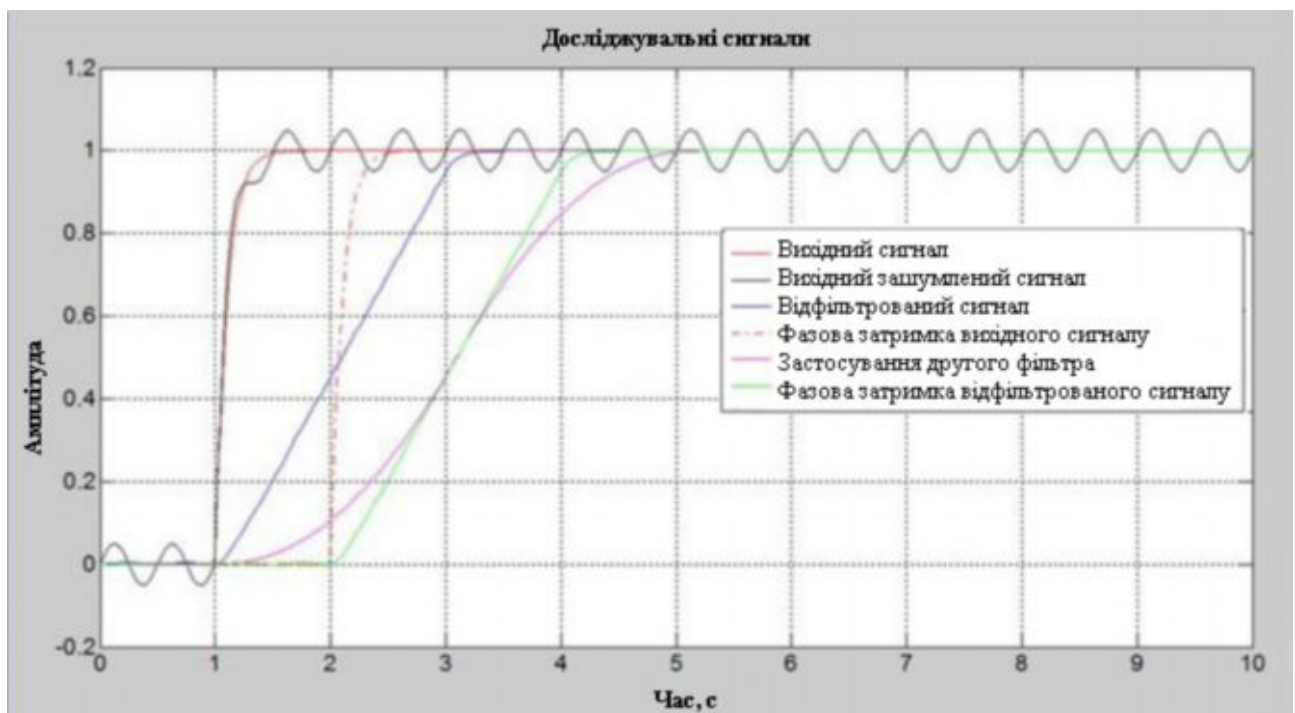


Рис. 3.19. Робота системи на основі функції Хевісайду з гармонічним шумом

Як видно з рисунка 3.19, сигнал відфільтрований не повністю. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.20 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

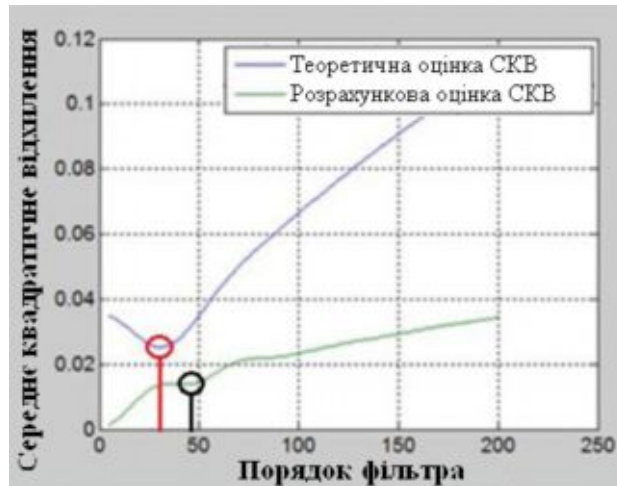


Рисунок 3.20. Графік СКВ

На рисунку 3.20 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі від 25 до 49.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВО та розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.4.

Таблиця 3.4

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
25	0,0262	0,0120
27	0,0257	0,0127
29	0,0253	0,0133
31	0,0252	0,0137
33	0,0253	0,0140
35	0,0258	0,0141
37	0,0265	0,0141
39	0,0274	0,0140
41	0,0285	0,0139
43	0,0298	0,0138
45	0,0312	0,0138
47	0,0327	0,0140
49	0,0343	0,0143

За результатами Таблиці 3.4 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 45.

Наведемо рисунку 3.21 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра.

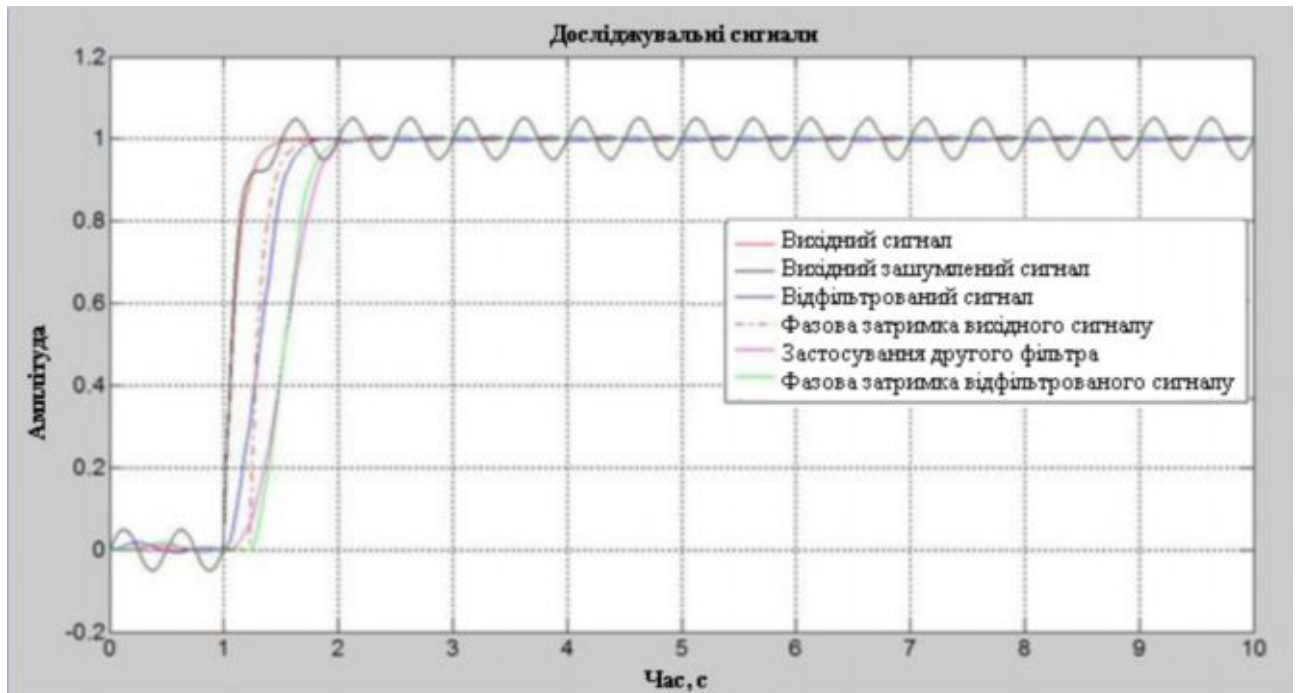


Рис. 3.21. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Обчислимо СКО між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0252 * 100\% = 2,52\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0138 * 100\% = 1,38\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0252}{0,0138} = 1,8$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося в 1,8 разу, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети у роботі.

3.11. Трикутне вікно

3.11.1 Перевірка роботи вимірювальної системи на основі функції Хевісайду на вході ВП.

1) На рисунку 3.22 представлений результат роботи системи, що досліджується. На вхід, якою була подана функція Хевісайду.

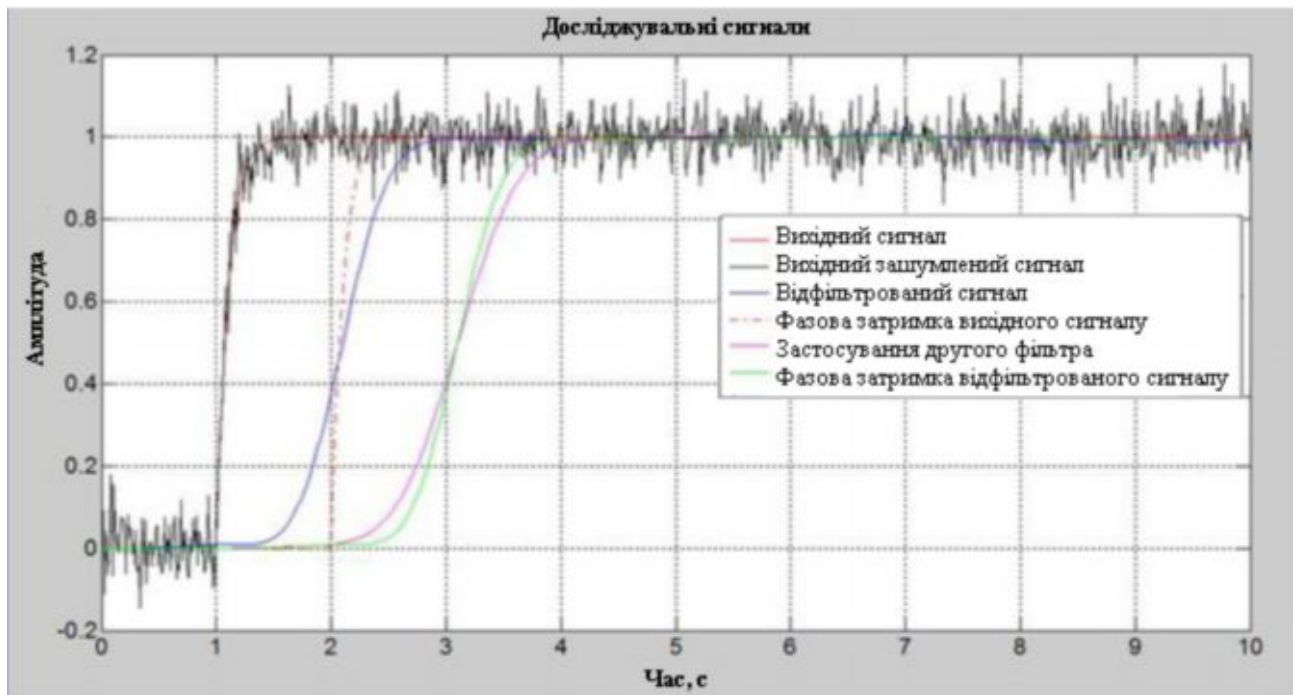


Рис. 3.22. Робота системи на основі функції Хевісайду з випадковим шумом.

Як видно з рисунка 3.22, сигнал відфільтрований не повністю. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.23 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

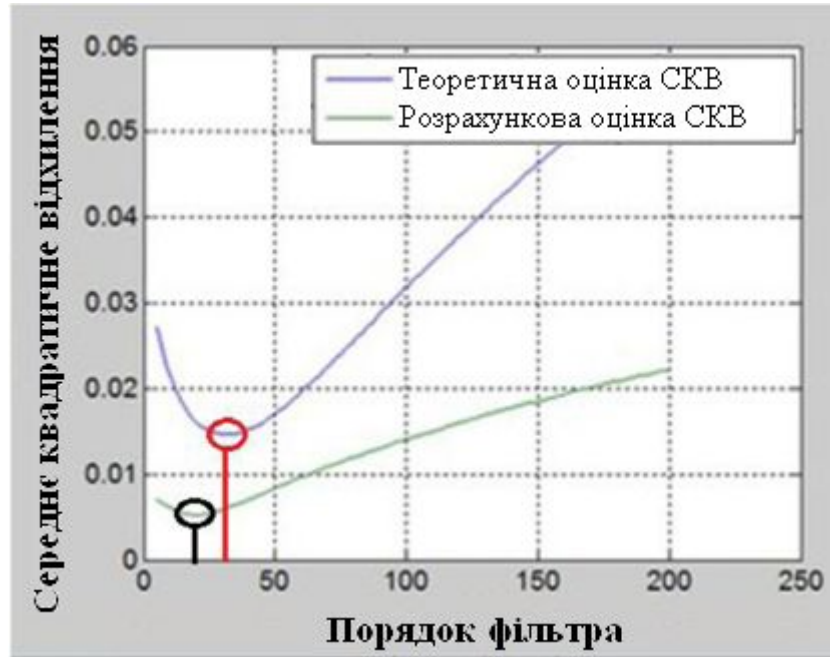


Рисунок 3.23. Графік СКВ

На рисунку 3.23 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі від 11 до 41.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.5.

Таблиця 3.5

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
11	0,0207	0,0059
13	0,0193	0,0056
15	0,0181	0,0054
17	0,0172	0,0053
19	0,0164	0,0052
21	0,0158	0,0053
23	0,0154	0,0053
25	0,0150	0,0054
27	0,0148	0,0055
29	0,0147	0,0057
31	0,0146	0,0059
33	0,0146	0,0062
35	0,0147	0,0064
37	0,0149	0,0067
39	0,0151	0,0069
41	0,0153	0,0072

За результатами Таблиці 3.5 видно, що оптимальний порядок фільтра 19.

Наведено на рисунку 3.24 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра.

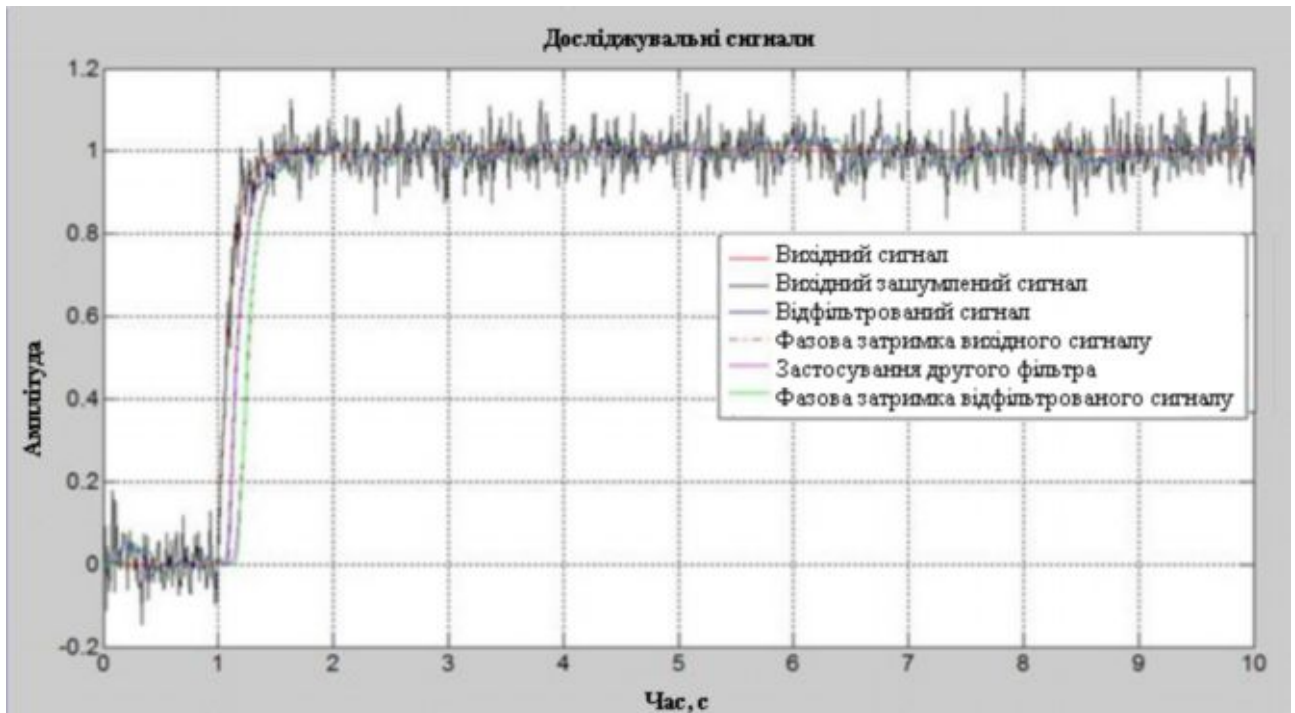


Рис. 3.24. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Обчислимо СКВ між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0146 * 100\% = 1,46\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0052 * 100\% = 0,52\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0146}{0,0052} = 2,8$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося більш ніж 2 рази, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети роботи.

2) На рисунку 3.25 представлений результат роботи системи, що досліджується. На вхід якої було подано функцію Хевісайда.

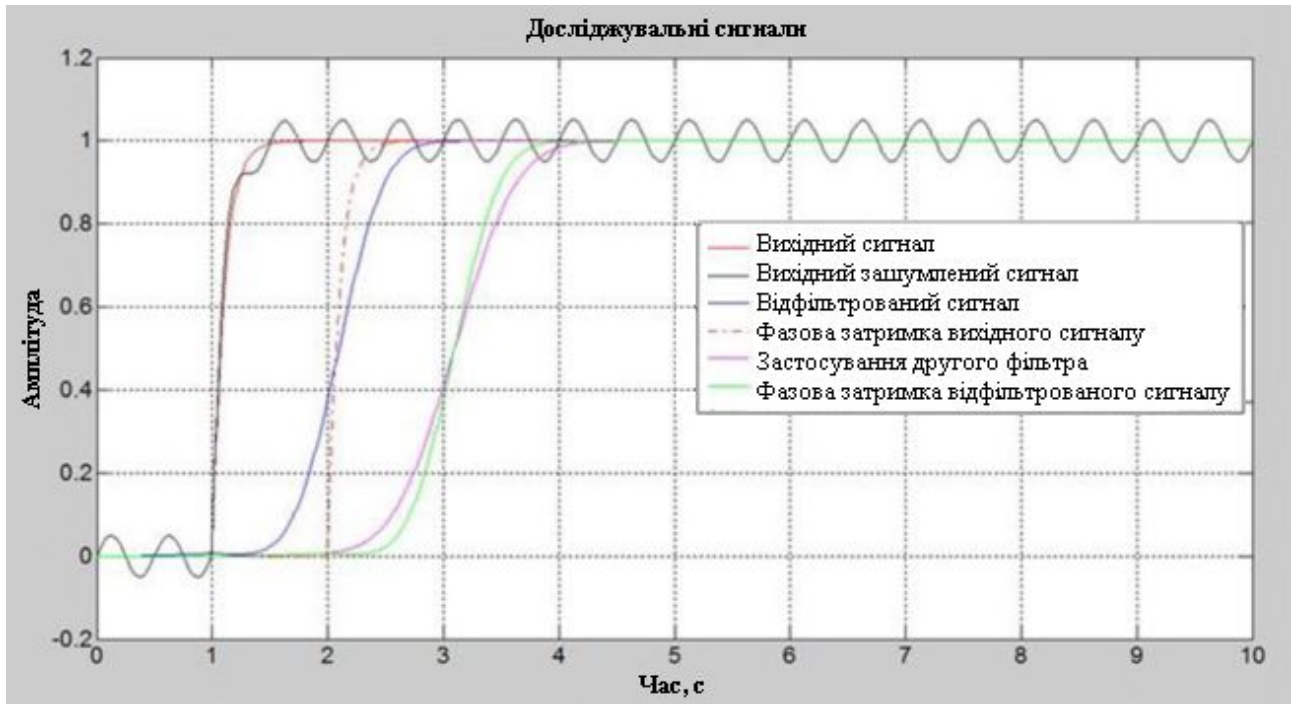


Рис. 3.25. Робота системи на основі функції Хевісайду з гармонічним шумом

Як видно з рисунку 3.25, сигнал відфільтрований не повністю. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.26 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

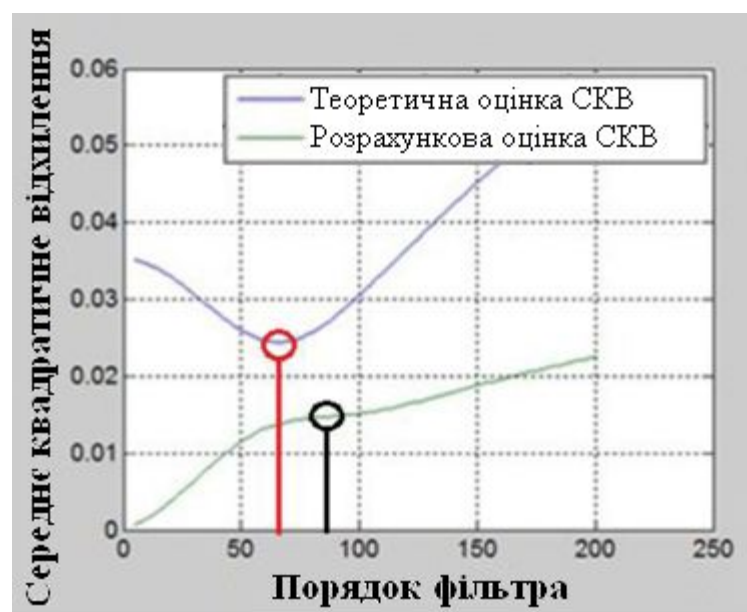


Рис. 3.26. Графік СКВ

На рисунку 3.26 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі

від 59 до 101.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВта розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.6.

Таблиця 3.6

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
59	0,0248	0,0130
61	0,0246	0,0133
63	0,0245	0,0135
65	0,0245	0,0137
67	0,0245	0,0139
69	0,0245	0,0140
71	0,0246	0,0142
73	0,0248	0,0143
75	0,0250	0,0144
77	0,0252	0,0145
79	0,0255	0,0146
81	0,0259	0,0146
83	0,0262	0,0147
85	0,0266	0,0147
87	0,0271	0,0148
89	0,0276	0,0148
91	0,0280	0,0149
93	0,0286	0,0149
95	0,0291	0,0150
97	0,0296	0,0150
99	0,0302	0,0151
101	0,0308	0,0152

За результатами Таблиці 3.6 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 87.

Наведено на рисунку 3.27 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра.

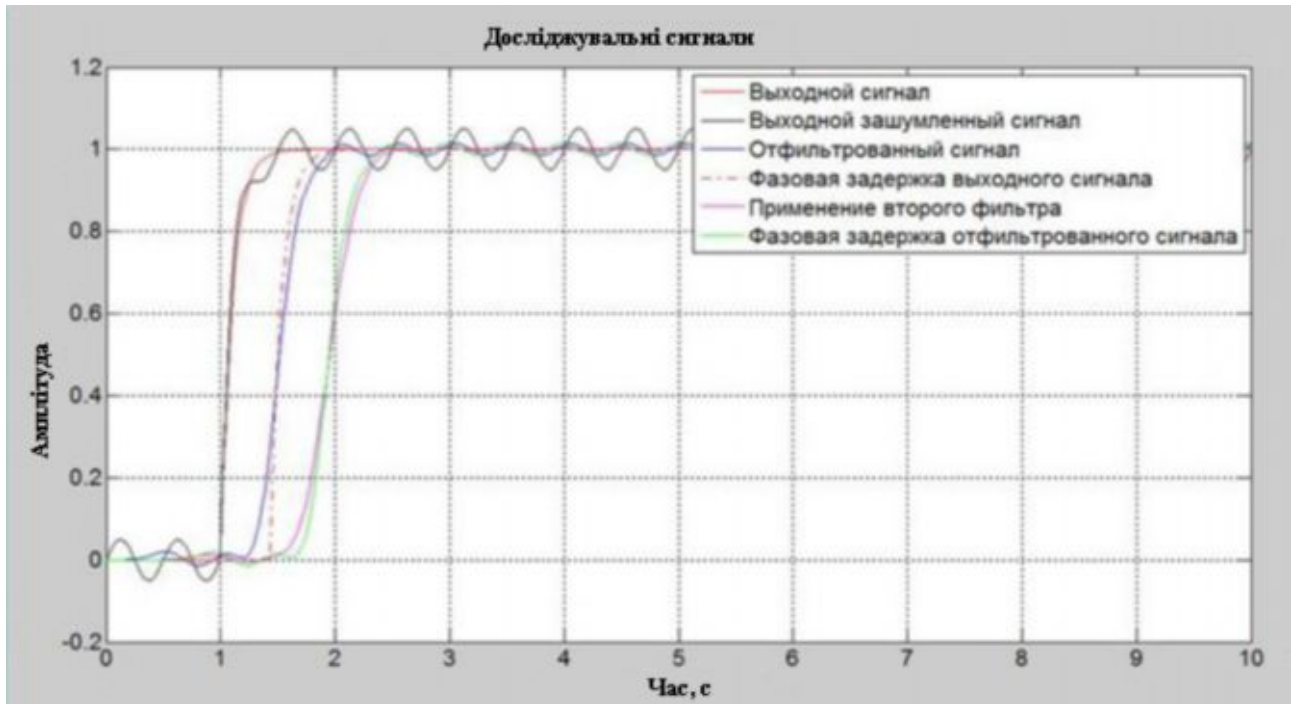


Рис. 3.27. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Обчислимо СКВ між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0245 * 100\% = 2,45\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0148 * 100\% = 1,48\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0245}{0,0148} = 1,7$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося в 1,7 разу, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети випускний кваліфікаційної роботи.

3.11.2. Перевірка роботи вимірювальної системи на основі імпульсного сигналу на вході ВП

1) На рисунку 3.28 представлений результат роботи системи, що досліджується. На вхід якої було подано імпульсний сигнал.

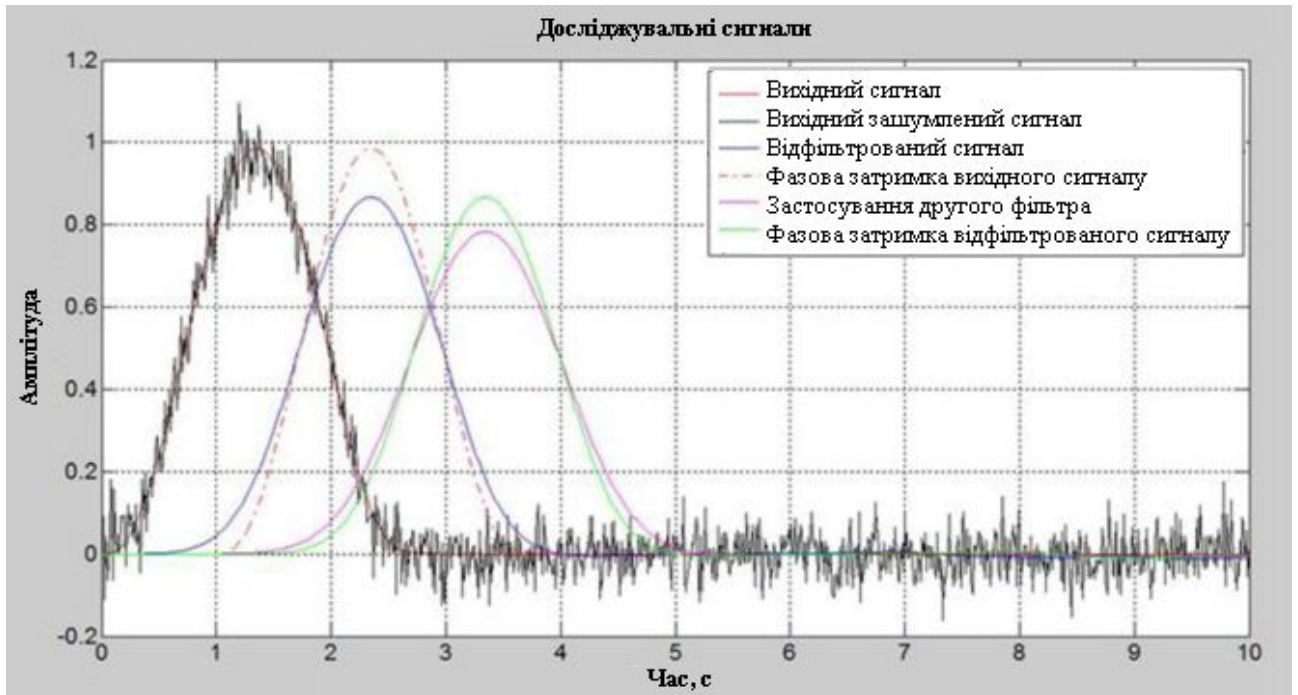


Рис. 3.28. Робота системи на основі імпульсного сигналу з випадковим шумом

Як видно з рисунку 3.28, сигнал відфільтрований не повністю, так як амплітуда корисного сигналу зменшилася. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на малюнку 3.29 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

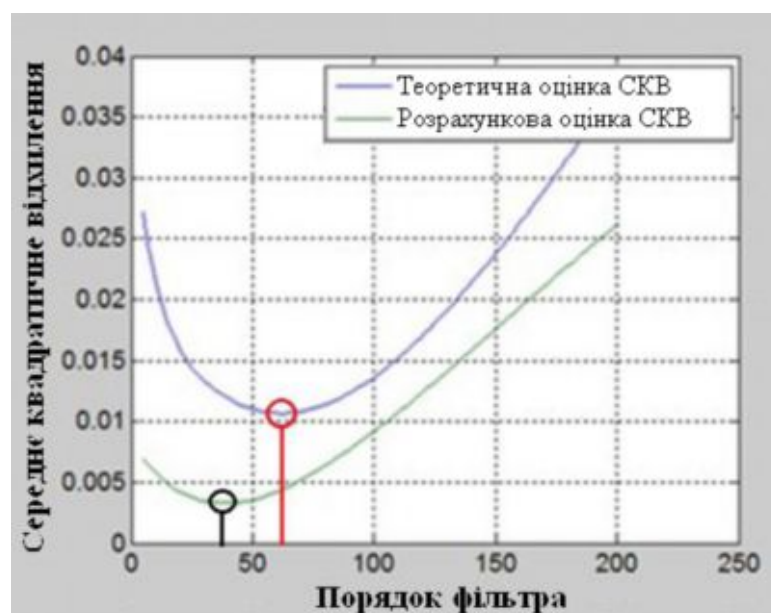


Рис 3.29. Графік СКВ

На рисунку 3.29 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі

від 29 до 75.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.7.

Таблиця 3.7

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
29	0,0135	0,0035
31	0,0131	0,0034
33	0,0128	0,0034
35	0,0125	0,0033
37	0,0122	0,0033
39	0,0120	0,0033
41	0,0117	0,0033
43	0,0115	0,0033
45	0,0114	0,0034
47	0,0112	0,0034
49	0,0111	0,0035
51	0,0110	0,0036
53	0,0109	0,0037
55	0,0108	0,0039
57	0,0107	0,0040
59	0,0107	0,0042
61	0,0107	0,0043
63	0,0107	0,0045
65	0,0107	0,0047
67	0,0107	0,0049
69	0,0108	0,0051
71	0,0108	0,0053
73	0,0109	0,0055
75	0,0100	0,0058

За результатами Таблиці 3.7 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 39.

Наведемо рисунку 3.30 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком

фільтра.

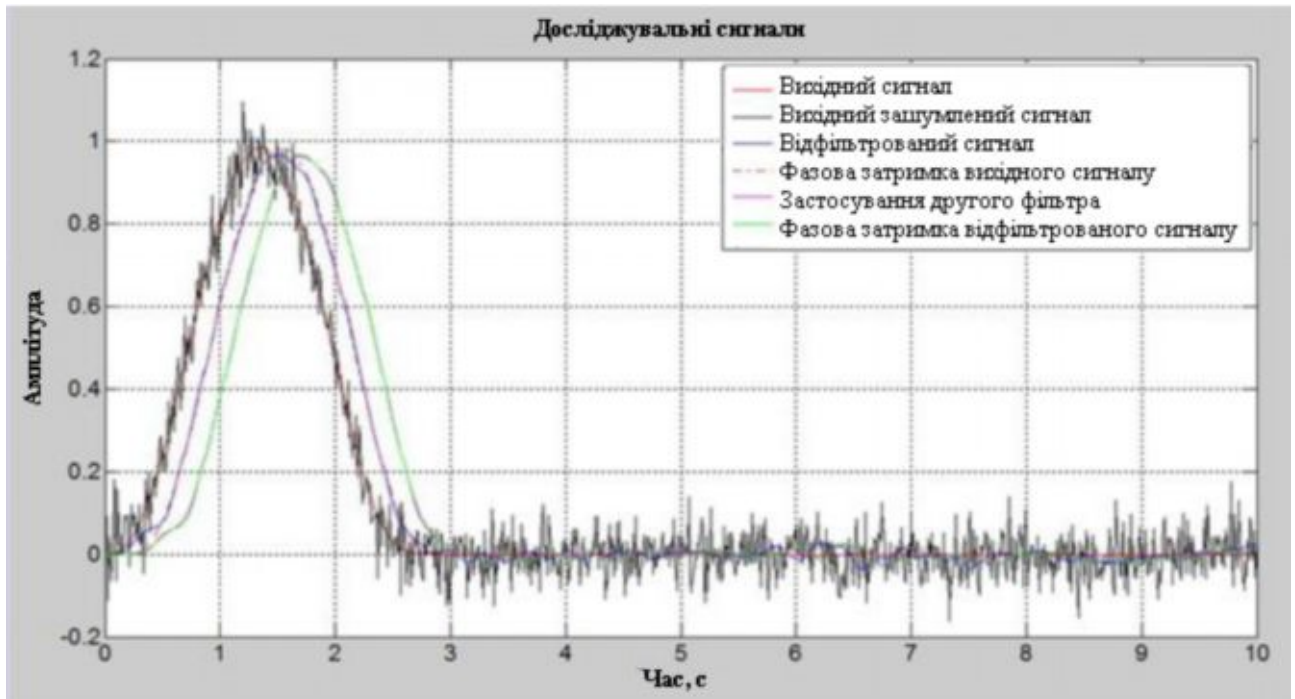


Рис. 3.30. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Обчислимо СКВ між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0107 * 100\% = 1,07\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0033 * 100\% = 0,33\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0107}{0,0033} = 3,2$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКО зменшилося більш ніж 3 рази, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети випускний кваліфікаційної роботи.

2) На рисунку 3.31 представлений результат роботи системи, що досліджується. На вхід якої було подано імпульсний сигнал.

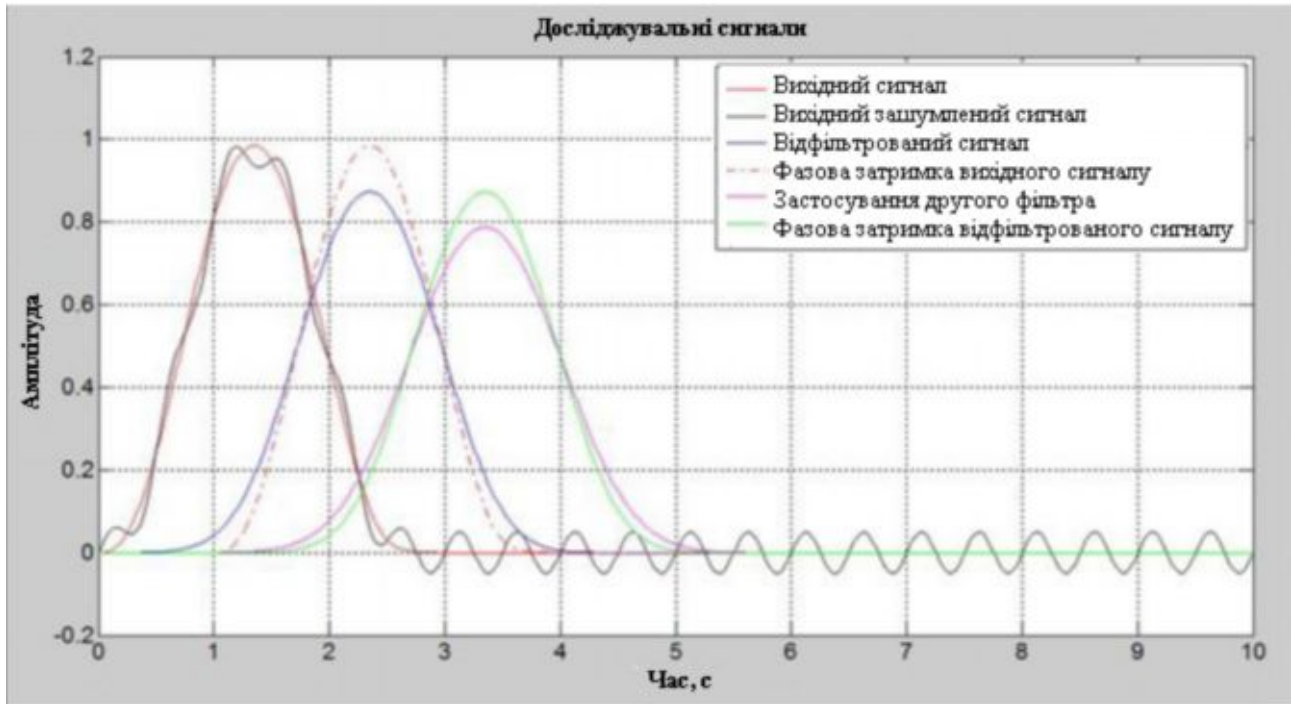


Рис. 3.31. Робота системи на основі імпульсного сигналу з гармонійним шумом

Як очевидно з рисунка 3.31 сигнал відфільтрований в повному обсязі, оскільки амплітуда корисного сигналу зменшилася. Для оптимальної фільтрації необхідно підібрати оптимальний порядок фільтра, який з більшою точністю фільтруватиме вихідний сигнал.

Наведемо на рисунку 3.32 графік теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ.

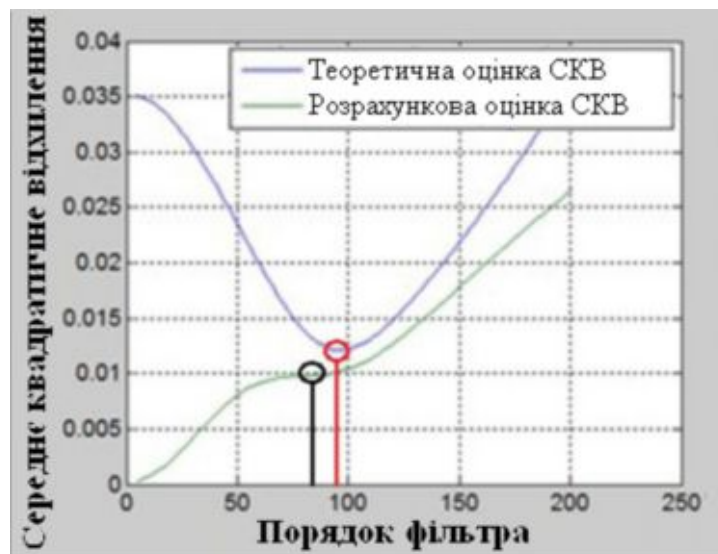


Рис. 3.32. Графік СКВ

На рисунку 3.32 видно, що найменше значення СКВ набуває на інтервалі

від 65 до 105.

Наведемо значення теоретичної оцінки СКВ та розрахункової оцінки СКВ у таблиці 3.8.

Таблиця 3.8

Динамічна похибка, виражена значення СКВ

Порядок фільтра	Теоретична оцінка	Розрахункова оцінка
65	0,0182	0,0095
67	0,0175	0,0096
69	0,0169	0,0096
71	0,0162	0,0097
73	0,0157	0,0097
75	0,0151	0,0098
77	0,0146	0,0098
79	0,0141	0,0098
81	0,0137	0,0098
83	0,0133	0,0098
85	0,0130	0,0099
87	0,0127	0,0099
89	0,0125	0,0099
91	0,0123	0,0100
93	0,0122	0,0100
95	0,0121	0,0101
97	0,0121	0,0102
99	0,0122	0,0103
101	0,0123	0,0105
103	0,0124	0,0106
105	0,0126	0,0108

За результатами Таблиці 3.8 видно, що найоптимальніший порядок фільтра 83.

Наведемо на рисунку 3.33 відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра.

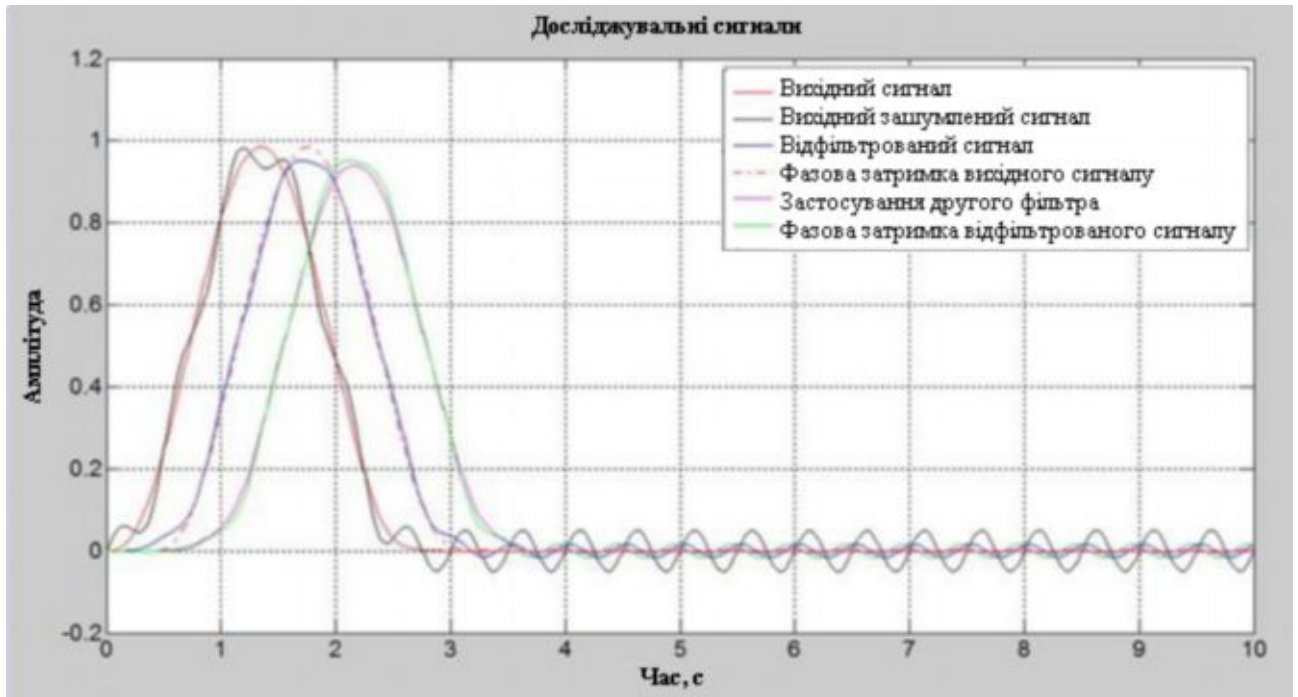


Рис. 3.33. Відфільтрований сигнал з оптимальним порядком фільтра

Обчислимо СКО між сигналами Y_f та Y за формулою (3.13):

$$\sigma_1 = \text{std}(Y_f - Y) = 0,0121 * 100\% = 1,21\%$$

Обчислимо СКВ між сигналами Y_{ff} та Y_{fd} за формулою (3.14):

$$\sigma_2 = \text{std}(Y_{ff} - Y_{fd}) = 0,0098 * 100\% = 0,98\%$$

Порівняємо дані значення СКВ:

$$\frac{\sigma_1}{\sigma_2} = \frac{0,0121}{0,0098} = 1,2$$

З отриманого значення робимо висновок у тому, що СКВ зменшилося в 1,2 рази, це свідчить, що ми досягли рішення поставленої мети випускний кваліфікаційної роботи.

Зведемо результати динамічної похибки, що у значеннях СКВ, отримані з допомогою глибокого математичного моделювання в таблицю 3.9.

Результати динамічної похибки

СКВ, відн. од.	Вхідний сигнал			
	Синусоїдальний сигнал		Функція Хевісайда	
Тип фільтру з шумом	СКВ теор., відн. од.	СКВ розрах. од.	СКВ теор., відн. од.	СКВ розрах. од.
Чебишева з гармонійним шумом	0,0143	0,0102	0,0245	0,0148
Чебишева з випадковим шумом	0,0110	0,0033	0,0146	0,0052
Прямокутний з гармонійним шумом	0,0124	0,0099	0,0252	0,0138
Прямокутний з випадковим шумом	0,0115	0,0049	0,0154	0,0070
Трикутний з гармонійним шумом	0,0138	0,0100	0,0245	0,0145
Трикутний з випадковим шумом	0,0111	0,0034	0,0146	0,0052

Як видно з отриманих результатів динамічна похибка, виражена в значеннях СКВ, значно зменшувалася від двох до трьох разів, при обробці результатів комп'ютерного моделювання системи, що підтверджує працездатність та ефективність розробленого методу.

Фільтр Чебишева досить ефективно виробляє фільтрацію вихідного сигналу, зменшуючи динамічну похибку 1,7 рази, а у разі вхідного синусоїдального сигналу та вхідного імпульсного сигналу, вдалося зменшити похибку більш ніж у 3 рази.

Трикутний фільтр досить ефективно проводить фільтрацію вихідного сигналу, що показують значення таблиці 19.

Прямокутний фільтр фільтрує сигнал не настільки ефективно, як два

попередні фільтри, але завдяки алгоритму адаптивного пошуку вдалося зменшити динамічну похибку, виражену у значеннях СКВ.

3.11. Висновки до розділу 3

У ході роботи в цьому розділі нам вдалося успішно вирішити поставлені завдання, а саме:

1. Ми сформуваємо модель адаптивного пошуку параметрів фільтра.
2. Ми провели фільтрацію сигналів.

Також, нам вдалося перевірити працездатність нашої системи на основі трьох вхідних сигналів. Також за допомогою врахованих значень СКВ ми переконалися, що похибка вимірювань при адаптивній фільтрації вихідного сигналу ВП зменшилася.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1. Охорона праці

В процесі проведення НДР із застосування системи виявлення сигналів, яка підключена до електромережі 220 В, може виникнути електротравматизм як факторів негативного впливу на умови праці обслуговуючого персоналу при роботі із системою. Тому розробка рекомендацій по питанням охорони праці щодо мінімізації негативного впливу електричного струму на обслуговуючий персонал при роботі із системою виявлення сигналів із застосуванням стандартів ГОСТ 12.1.009-76. «ССБТ. Електробезпека. Терміни і визначення» та ГОСТ 12.1.038-88 «Електробезпека. Гранично допустимі значення напруги дотику та струмів» є актуальною задачею.

Струм, який проходить крізь людину, є головним ушкоджуючим фактором при електротравмі. Згідно з ГОСТ 12.1.009-76 розрізняють три ступені впливу струму при проходженні через організм людини (змінний струм) [22]:

- відчутний струм – початок болісних відчуттів (до 0-1,5 мА);
- невідпускний струм – судоми і біль, важке дихання (10-15 мА);
- фібриляційний струм – фібриляція серця при тривалості діє струму 2-3с, параліч дихання (90-100 мА).

Основні причини нещасних випадків від дії електричного струму під експлуатації системи:

- випадковий дотик до струмопровідних частин пристрою, що перебувають під напругою;
- поява напруги дотику на металевих конструктивних частинах пристрою (корпусах) у результаті пошкодження ізоляції або з інших причин;

Гранично допустимі значення напруги доторкання та сили струму для нормального (безаварійного) та аварійного (пристрій має певні пошкодження)

режимів пристрою при проходженні струму через тіло людини по шляху „рука - рука” чи „рука - ноги” регламентуються ГОСТ 12.1.038-88 (таблиці 4.1 та 4.2).

Таблиця 4.1

Граничнодопустимі значення напруги та сили струму, що проходить через тіло людини при нормальному режимі пристрою

Вид струму	$U_{\text{доп}}$, В (не більше)	I , мА (не більше)
Змінний, 50 Гц	2	0,3
Постійний	8	1

При виконанні роботи в умовах високої температури (більше 25 °С) і відносної вологості повітря (більше 75 %) значення таблиці 4.1 необхідно зменшити у три рази.

Таблиця 4.2

Граничнодопустимі значення струму, що проходять через тіло людини при аварійному режимі пристрою

Вид струму	Нормоване значення	Тривалість дії струму t , с
Змінний, 50 Гц, $U_{\text{доп}}$, В (не більше) I , мА (не більше)	0,1 500 500	0,2; 0,5; 0,7; 1,0; Більше 1,0 250; 100; 70; 50; 36 250; 100; 70; 50; 6
Постійний $U_{\text{доп}}$, В (не більше) I , мА (не більше)	500 500	400; 250; 230; 200; 40 400; 250; 230; 200; 15

Електробезпека згідно ГОСТ 12.1.009-76 та ГОСТ 12.1.038-88 – це система організаційних і мехнічних заходів і засобів, які забезпечують захист людей від шкідливої і небезпечної дії електричного струму.

Основними заходами захисту від ураження електричним струмом при експлуатації системи:

- забезпечення недоступності струмопровідних частин, що перебувають

під напругою, для випадкового дотику;

- усунення небезпеки ураження з появою напруги на корпусі системи, що досягається захисним заземленням або захисним відключенням;
- захист від випадкового дотику до струмопровідних частин системи застосуванням кожухів або подвійної ізоляції;
- контроль і профілактика пошкоджень ізоляції системи;
- компенсація ємнісної складової струму замикання на землю;
- організація безпечної експлуатації системи.

Профілактика пошкоджень ізоляції системи спрямована на забезпечення її надійної роботи. Насамперед необхідно виключити механічні пошкодження, зволоження, хімічний вплив, запилення, перегріву. Але навіть у нормальних умовах ізоляція поступово втрачає свої початкові властивості, "старіє". З часом розвиваються місцеві дефекти. Опір ізоляції починає різко зменшуватися, а струм витoku - непропорційно зростати. У місці дефекту з'являються часткові розряди струму, ізоляція вигорає. Відбувається так званий пробій ізоляції, внаслідок чого виникає коротке замикання, що, у свою чергу, може спричинити пожежу чи ураження людей струмом. Щоб підтримувати діелектричні властивості ізоляції пристрою, необхідно систематично виконувати профілактичні випробування, огляди, видаляти непридатну ізоляцію і замінити її.

Таким чином, врахувавши вище сформульовані рекомендації по питанням охорони праці при експлуатації системи реєстрації пульсового сигналу, буде забезпечено безпечні умови праці обслуговуючого персоналу.

4.2 Безпека в надзвичайних ситуаціях

Підвищення стійкості роботи об'єктів радіотехнічної галузі у воєнний час.

На основі вивчення факторів, які впливають на стійкість роботи об'єктів, і оцінки стійкості елементів і галузей виробництва проти уражаючих факторів ядерної, хімічної і біологічної зброї, стихійних лих і виробничих аварій, необхідно завчасно організувати і провести організаційні, інженерно-технічні й

технологічні заходи для підвищення стійкості роботи.

Здійснення організаційних заходів передбачає завчасну підготовку всіх структур цивільного захисту, служб і формувань до надзвичайних ситуацій.

Вжиттям технологічних заходів підвищується стійкість роботи об'єктів шляхом змінювання технологічних процесів, режимів, можливих в умовах надзвичайних ситуацій.

Інженерно-технічні заходи мають забезпечити підвищену стійкість виробничих споруд, технологічних ліній, устаткування, комунікацій об'єкта до впливу уражаючих факторів під час надзвичайних ситуацій.

Забезпечення захисту людей та їх життєдіяльності. Створення на об'єкті надійної системи оповіщення про загрозу нападу противника, радіоактивне забруднення, хімічне і біологічне зараження, загрозу стихійного лиха і виробничої аварії. Організація розвідки і спостереження за радіоактивним забрудненням, хімічним і біологічним зараженням; гідрометеорологічне спостереження за рівнем води, напрямком і швидкістю вітру, рухом і поширенням хмари радіоактивного забруднення, СДЯР і ОР.

Створення фонду захисних споруд ЦО, запасів засобів індивідуального захисту і забезпечення своєчасної видачі їх населенню [15].

Завчасна підготовка до масової санітарної обробки населення і знезаражування одягу, організація взаємодії з установами охорони здоров'я для медичного обслуговування населення у надзвичайних ситуаціях.

Підготовка до евакуації населення, розміщеного в зонах можливих руйнувань і катастрофічного затоплення. Завчасна підготовка місць евакуації, організація прийому евакуйованого населення на територію населених пунктів.

Постачання населення продуктами харчування, питною водою, предметами першої необхідності; комунальне побутове обслуговування населення з урахуванням проведення евакуаційних заходів, забезпечення захисту продовольчих запасів.

Навчання населення способам захисту, надання першої допомоги, практичним діям в умовах надзвичайних ситуацій, морально-психологічна підготовка населення для виживання.

Забезпечення чіткої інформації про обстановку та правила дій і поведінки населення в надзвичайних ситуаціях мирного і воєнного часу.

Забезпечення надійності системи управління і зв'язку. Організація захищеного пункту управління, оснащення його засобами зв'язку, які б дали можливість швидко доводити сигнали ЦЗ до всіх виробничих підрозділів і населення у місцях проживання.

Розробка документів, які регламентують чіткі дії персоналу для забезпечення сталої роботи об'єкта в надзвичайних умовах.

Підготовка необхідного резерву кадрів спеціалістів, механізаторів і керівних працівників для зміни тим, які будуть мобілізовані.

Планування збору даних про обстановку, передачу команд і розпоряджень в умовах впливу на об'єкт уражаючих факторів. Організація використання радіозасобів, телефонного зв'язку, посильних для зв'язку з віддаленими населеними пунктами, виробничими підрозділами, а також з колонами евакуйованого населення, що перебувають у дорозі, і відповідальними особами, які супроводжують під час евакуації. Забезпечення дублювання ліній і каналів зв'язку. Для підтримання на високому рівні ЦЗ регулярно проводити підготовку населення, спеціалістів, проводити об'єктові тренування і командні навчання.

Радіотехнічні війська (РТВ)— рід військ у складі Повітряних сил, військ ППО країни, сухопутних військ і ВМС. Призначені для ведення радіотехнічної розвідки повітряного, наземного і морського противника, пізнання виявлених цілей і оповіщення про них військ ППО, ін. видів збройних сил, забезпечення наведення винищувачів на ціль, дій зенітних військ і виконання інших завдань.

На РТВ покладаються такі завдання:

- ведення радіолокаційної розвідки повітряного противника;
- радіолокаційне забезпечення управління військами (силами);
- радіолокаційне забезпечення бойових дій (бойового застосування) з'єднань і військових частин ЗРВ, авіації, військових частин і підрозділів РЕБ;

- радіолокаційне забезпечення польотів авіації за планами бойової підготовки;
- контроль за дотриманням порядку використання повітряного простору країни.

Радіотехнічні війська можуть залучатися для виявлення надводних цілей, ядерних вибухів, спостереження за запуском (спуском) космічних об'єктів на початкових (кінцевих) ділянках їх траєкторій.

Радіотехнічна розвідка (РТР) - вид розвідувальної діяльності, метою якого є збір і обробка інформації одержуваної за допомогою радіоелектронних засобів про радіоелектронні системи по їх власних випромінюваннях, і подальша їх обробка з метою отримання інформації про положення джерела випромінювання, його швидкості, наявності даних у випромінюваних сигналах, смислового змісту сигналів.

Системи РТР встановлюються на військовій техніці у складі бортових керівників комплексів і дозволяють забезпечити безпеку, за рахунок своєчасного виявлення джерел електромагнітного випромінювання (електронні системи ракет, літаків, і ін.), а отже своєчасного попередження про можливу загрозу і проведення операцій по порятунку техніки і людей її керівників. Установка засобів РТР на літаках і супутниках дозволяє виявити на великій території локальні джерела радіовипромінювання, які можуть виявитися системами радіолокацій, передавачами, апаратурою радіоборотби, радіотрансляторами і т.п. знайти запуск ракет і одержати дані телеметрії, якими вони обмінюються з центром управління, на підставі яких зробити висновки про цілі польоту (використовування систем РТР у складі систем раннього попередження).

Дані одержувані системою РТР військової техніки, можуть бути доступні іншим споживачам за допомогою внутрішніх каналів зв'язку і можуть утворювати так зване «інформаційне поле», що дозволяє більш ефективно аналізувати поточну обстановку.

Системи РТР можуть використовуватися для отримання яких або даних шляхом знімання і розшифровки параметрів електромагнітного

випромінювання з телефонних кабельних і абонентних ліній, радіорелейних каналів, кабелів комп'ютерних мереж, випромінювання апаратури працюючої з інформацією (моніторів, комп'ютерів і т.д.), перехоплення радіообміну і т.д. ретрансляції в центр її обробки.

4.3 Висновки до розділу 4

У підрозділі з охорони праці сформульовані рекомендації по охорони праці з питань електробезпеки обслуговуючого персоналу при експлуатації системи виявлення сигналів, буде забезпечено безпечні умови праці при експлуатації системи і тим самим мінімізовано ризик ушкодження персоналу електричним струмом. У підрозділі з безпеки в надзвичайних ситуаціях розглянуто питання про підвищення стійкості роботи об'єктів радіотехнічної галузі у воєнний час.

ВИСНОВКИ

У ході виконання кваліфікаційної роботи було отримано такі результати:

1. У першому розділі була розглянута теоретична частина, пов'язана з динамічною похибкою та її оцінкою. Також було проаналізовано наукові статті, у яких йдеться про методи ФВС.

2. У другому розділі ми розглянули загальну інформацію про дискретні фільтри. Для вирішення нашої задачі були обрані дискретні нерекурсивні фільтри, тому що їхні властивості найбільше підходять для вирішення поставленого завдання.

3. У третьому розділі розроблено алгоритм адаптивного пошуку оптимальних параметрів фільтра, реалізований як коду в програмному середовищі MATLAB. Та проведений аналіз досліджуваної системи на основі трьох вхідних сигналів:

- синусоїдальний;
- функція Хевісайду;
- імпульсний.

Найбільш якісно та ефективно фільтрує сигнал фільтр Чебишева та трикутний фільтр. Динамічна похибка із застосуванням цих фільтрів зменшилася до 2 разів, а окремих випадках похибка зменшувалася до 3 раз.

Прямокутний фільтр гірше фільтрує сигнал, але завдяки алгоритму адаптивного пошуку вдалося зменшити динамічну похибку.

Динамічна похибка, виражена у значеннях СКВ, значно зменшувалася від двох до трьох разів, при обробці результатів комп'ютерного моделювання системи, що підтверджує працездатність та ефективність розробленого методу.

Варто зазначити, що корекція динамічної похибки проводилася лише за рахунок глибокої математичної обробки результатів вимірювання без зміни структури, конструкції та параметрів ВП.

Виходячи з отриманих даних та відомостей, можна стверджувати, що даний метод можна успішно застосовувати на практиці з реальними ВП.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Алгоритмы и процессоры цифровой обработки сигналов / сост. А. И. Солонина, Д. Улахович, Л. Яковлев. СПб.: БХВ- Петербург, 2002. – 454 с.
2. Гутников, В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1988. – 304 с.
3. Гутников, В.С. Методы реализации специальных весовых функций в измерительных устройствах. / В.С. Гутников // “Измерения, контроль, автоматизация”. – 1983. – №2. – С.3-15.
4. Гутников, В.С. Фильтрация измерительных сигналов / В.С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1990. – 192 с.
5. Дискретная фильтрация. –
<http://www.mathworks.com/help/matlab/ref/filter.html>.
6. Как предсказать цену акций: Алгоритм адаптивной фильтрации. –
<https://habr.com/company/iticapital/blog/274821/>.
7. Квитек, Е.В. Фильтрация измерительных сигналов методом полиномиальной ортогонализации / Е.В. Квитек, В.Н. [Тарасов.](#), В.Д. [Шевеленко](#) // Вестник Оренбургского государственного университета. – 2000. – №3. – С. 100-103.
8. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов / Р. Лайонс.– 2-е изд. – М.: Бином-Пресс, 2006. – 656 с.
9. Ломтев, Е.А. Применение метода на основе экстремальной фильтрации в задачах сжатия измерительных сигналов / Е.А. Ломтев, Б.В. Цыпин, А.В. Терехина // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2013. – №1(3). – С. 55-59.
10. Методический материал по применению ГОСТ 8.009-84: методические указания / М.: Изд-во стандартов, 1984. – 150 с.
11. Методы решения задачи минимизации квадратичной функции: методические указания / сост. К.В. Григорьева. – СПб.: Изд-во СПбГУ, 2007. –

15 с.

12. Проблемы автоматизации и управления в технических системах: сб. тр. междунар. науч.- техн. конф. – Пенза, 2009. – 236 с.

13. Пинсухович, Р.Л. Минимизация динамической погрешности измерительных преобразователей / Р.Л. Пинсухович, Б.Ф. Кузнецов // Измерительная техника. – 2004. – №1. – С. 12-15.

14. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко.– СПб.: Питер, 2003. – 608 с.

15. Селиванов, М.Н. Качество измерений: метрологическая справочная книга / М.Н. Селиванов, А.Э. Фридман, Ж.Ф. Кудряшов. – Л.: Лениздат, 1987. – 295 с.

16. Цифровая фильтрация на ПЛИС – Часть 2. –

<https://habrahabr.ru/post/274847/>.

17. Шевеленко, В.Д. Фильтрация измерительных сигналов формированием частных сумм рядов Фурье / В.Д. Шевеленко, Д.В. Шевеленко, Е.В. Квитек // Информатика, вычислительная техника и электроника. – 1999. – С. 74-77.

18. Щурин, К.В. Преобразование Дирихле как инструмент реализации фильтрующего свойства ортонормированного базиса / К.В. Щурин, М.В. Николаев, В.Д. Шевеленко, Д.Ю. Шипилов // Естественные и технические науки. – 2013. – №3. – С. 200-203.

19. Щурин, К.В. Совершенствование методов оценки спектральных характеристик колебаний мобильных машин / К.В. Щурин, А.В. Сериков // Информационно-технологический вестник. – 2014. – №2. – С. 130-140.

20. Щурин, К.В. Фильтрация измерительных сигналов методом группового преобразования Фурье / К.В. Щурин, В.И. Чепасов, В.Д. Шевеленко, В.А. Лукоянов // Контроль. Диагностика. – 2013. – №3. – С. 42-46.

21. Shestakov, A.L. Measuring Transducer of Dynamic Parameters with Iterative Approach to Signal Recovery / A.L. Shestakov // Instruments and Control Systems. – 1992. – №10. P. 23–24.

ДОДАТОК А

Лістинг програми прямокутного вікна

```
t=0:0.01:10;
rng default; % ініціалізація генератора випадкових чисел
W=tf(1,[0.1 1]);
U=1*sin(2*3.14*0.2*t); % синусоїда входу
NOISE=0.05*randn(1,length(t)); % білий гаусівський шум
Y=lsim(W,U,t);
Ys=Y+NOISE;
windowSize=23
b=rectwin(windowSize);
b=b/sum(b);
a=1;
Yf=filter(b,a,Ys);
Yff=filter(b,a,Yf);
ad=1; % робимо зсув
bd=zeros(1,windowSize); %lsim
bd((windowSize+1)/2)=1;
Yd=filter(bd,ad,Y);
Yfd=filter(bd,ad,Yf);
plot(t,Y,'r')
hold on;
plot(t,Ys,'k')
hold on;
plot(t,Yf,'b')
hold on;
plot(t,Yd,'r-')
hold on;
plot(t,Yff,'m')
```

```
hold on;  
plot(t,Yfd,'g')  
hold on;  
legend('Вихідний сигнал','Вихідний зашумлений сигнал','Відфільтрований  
сигнал','Фазова затримка вихідного сигналу','Застосування другого  
фільтра','Фазова затримка відфільтрованого сигналу');  
set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)  
title('Досліджувані сигнали')  
xlabel(' Час, с')  
ylabel(' Амплітуда, відн.од.')
```

```
grid;  
figure;  
plot(b);  
grid on;
```

ДОДАТОК Б

Лістинг програми трикутного вікна

```
t=0:0.01:10;
rng default; % ініціалізація генератора випадкових чисел
W=tf(1,[0.1 1]);
U=1*sin(2*3.14*0.2*t);% синусоїда входу
NOISE=0.05*randn(1,length (t));% білий гаусівський шум
Y=lsim(W,U,t);
Ys=Y+NOISE;
windowSize=25
b=triang(windowSize);
b=b/sum(b);
a=1;
Yf=filter(b,a,Ys);
Yff=filter(b,a,Yf);
ad=1; % робимо зсув
bd=zeros(1,windowSize); %lsim
bd((windowSize+1)/2)=1;
Yd=filter(bd,ad,Y);
Yfd=filter(bd,ad,Yf);
plot(t,Y,'r')
hold on;
plot(t,Ys,'k')
hold on;
plot(t,Yf,'b')
hold on;
plot(t,Yd,'r-')
hold on;
plot(t,Yff,'m')
```

```
hold on;  
plot(t,Yfd,'g')  
hold on;  
legend('Вихідний сигнал','Вихідний зашумлений сигнал','Відфільтрований  
сигнал','Фазова затримка вихідного сигналу','Застосування другого  
фільтра','Фазова затримка відфільтрованого сигналу ');  
set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)  
title('Досліджувані сигнали')  
xlabel('Час, с')  
ylabel(' Амплітуда, відн.од. ')  
grid;  
figure;  
plot(b);  
grid on;
```

ДОДАТОК В

Лістинг програми вікна Чебишева

```
t=0:0.01:10;
rng default; % ініціалізація генератора випадкових чисел
W=tf(1,[0.1 1]);
U=1*sin(2*3.14*0.2*t);% синусоїда як входи
NOISE=0.05*randn(1,length (t));% білий гаусівський шум
Y=lsim(W,U,t);
Ys=Y+NOISE;
windowSize=37
b=chebwin(windowSize);
b=b/sum(b);
a=1;
Yf=filter(b,a,Ys);
Yff=filter(b,a,Yf);
ad=1; % робимо зсув
bd=zeros(1,windowSize); %lsim
bd((windowSize+1)/2)=1;
Yd=filter(bd,ad,Y);
Yfd=filter(bd,ad,Yf);
plot(t,Y,'r')
hold on;
plot(t,Ys,'k')
hold on;
plot(t,Yf,'b')
hold on;
plot(t,Yd,'r-.')
hold on;
plot(t,Yff,'m')
```



```
hold on;  
plot(t,Yfd,'g')  
hold on;  
legend('Вихідний сигнал','Вихідний зашумлений сигнал','Відфільтрований  
сигнал','Фазова затримка вихідного сигналу','Застосування другого  
фільтра','Фазова затримка відфільтрованого сигналу ');  
set(gca,'FontName','Arial Cyr','FontSize',16)  
title('Досліджувані сигнали')  
xlabel('Час, с')  
ylabel(' Амплітуда, відн.од. ')  
grid;  
figure;  
plot(b);  
grid on;
```

ДОДАТОК Г

Копія тези конференції

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

МАТЕРІАЛИ

ІХ НАУКОВО-ТЕХНІЧНОЇ КОНФЕРЕНЦІЇ

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



8–9 грудня 2021 року

ТЕРНОПІЛЬ
2021

ЗМІСТ

СЕКЦІЯ 1. МАТЕМАТИЧНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

Р.А. Бутій, С.А. Лупенко ПРИНЦИП КЕРУВАННЯ РОБОТИЗОВАНОЮ РУКОЮ ЗІ ЗВОРОТНИМ ЗВ'ЯЗКОМ ЗА ДОПОМОГОЮ НЕЙРОІНТЕРФЕЙСУ R.A. Butsiy, S.A. Lupenko THE PRINCIPLE OF CONTROLLING A ROBOTIC ARM WITH FEEDBACK VIA A NEUROINTERFACE	3
С.В. Венгер, М.І. Яворська ДОСЛІДЖЕННЯ ОСОБЛИВОСТЕЙ ПРОЦЕСУ ПЕРЕТВОРЕННЯ СИГНАЛУ В МІКРОСХЕМІ AD598 S.V. Venger, M.I. Yavorska INVESTIGATION OF THE FEATURES OF THE SIGNAL CONVERSION PROCESS IN THE AD598 CHIP	4
Н. Гашчин, Н. Крува, Г. Семенюшин ІНЖЕНЕРНА МЕТОДИКА РОЗРАХУНКУ НАГРІВУ ДИСКА N. Gashchyn, N. Krava, H. Semenyushyn ENGINEERING METHOD OF CALCULATION OF DISC HEATING	6
А.Т. Гефко, М.В. Пшенничний, Т.С. Дубняк ОЦІНКИ МЕЖ ДЕФОРМАЦІЇ БАЛКИ ПРИ ВАРІАЦІЇ ЇЇ ПОПЕРЕЧНИХ РОЗМІРІВ МАТЕРІАЛУ І ПРИКЛАДЕНИХ ЗУСИЛЬ A.T. Hefko, M.V. Pshenychnyi, T.S. Dubyniak ESTIMATES OF LIMITS OF DEFORMATION OF A BEAM AT VARIATION OF ITS CROSS SIZES OF MATERIALS AND APPLIED EFFORTS	8
В. Дунець, Ю. Кут, Н. Трач МОДЕЛЮВАННЯ РАДІОСИГНАЛУ ІЗ ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ДЛЯ ОЦІНЮВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ЗВ'ЯЗКУ V. Dunets, Yu. Kuts, N. Trach MODELING OF RADIO SIGNAL WITH PHASE MODULATION FOR ASSESSMENT OF COMMUNICATION DIFFICULTY	10
Р.М. Карабін, І.В. Литвищенко ВИБІР АДЕКВАТНОЇ МОДЕЛІ НА ОСНОВІ ЗАСТОСУВАННЯ МЕТОДІВ ПІДТРИМКИ ПРИЙНЯТТЯ РІШЕНЬ R.M. Karabin, I.V. Lytvunenko CHOOSING AN ADEQUATE MODEL BASED ON APPLICATION OF DECISION-MAKING SUPPORT METHODS	11
А.Б. Кашчич, В.А. Невожай, М.І. Яворська ІНФОРМАЦІЙНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ДЛЯ ПРИСТРОЮ ДОСЛІДЖЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ШОРСТКОСТІ ДЕТАЛЕЙ З ПЛОСКОЮ ПОВЕРХНЕЮ A.B. Kashchychyn, V.A. Nevozhai, M. I. Yavorska INFORMATION SUPPORT FOR THE DEVICE USING THE PARAMETERS OF THE ROUGHNESS OF PARTS WITH A FLAT SURFACE	12
А. Марценюк, Б. Андрійчук, А. Шіпський МОДЕЛЮВАННЯ РАДІОСИГНАЛУ ІЗ АМПЛІТУДНОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ДЛЯ ОЦІНЮВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ЗВ'ЯЗКУ A. Martsenyuk, B. Andriyчук, A. Shchipsky MODELING OF RADIO SIGNAL WITH AMPLITUDE MODULATION FOR ASSESSMENT OF COMMUNICATION DIFFICULTY	14

УДК 621.376

В. Дунець канд. техн. наук., Ю. Куц, Н. Трач

(Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, Україна)

МОДЕЛЮВАННЯ РАДІОСИГНАЛУ ІЗ ФАЗОВОЮ МОДУЛЯЦІЄЮ ДЛЯ ОЦІНЮВАННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ЗВ'ЯЗКУ

UDC 621.376

V. Dunetc, PhD, Yu. Kuts, N. Trach

MODELING OF RADIO SIGNAL WITH PHASE MODULATION FOR ASSESSMENT OF COMMUNICATION DIFFICULTY

Для щоб передати сигнал будь-якої природи походження з однієї точки в іншу на відстань, необхідно використати канал зв'язку; вид кодування (модуляції). В процесі передачі сигналу із використанням радіоканалу виникає ряд труднощів, які пов'язані із проблемою завадостійкості каналу як кількісного показника його якості. Тому в роботі розглянуто питання моделювання радіосигналу для оцінювання завадостійкості його передачі по каналу радіозв'язку із фазовою модуляцією.

Радіосигнал розглянуто як адитивну суміш фазово-модульованого корисного сигналу та завади у вигляді виразу: $\xi(t) = s(t) + n(t)$, $t \in \mathbb{R}$, де $s(t)$ – фазово-модульований корисний сигнал, $n(t)$ – завада.

Із застосуванням програмного середовища Matlab здійснено процес фазової модуляції над радіосигналом (синусоїда) із різними значеннями частоти несучої та девіації частоти.

Для того, щоб визначити наскільки канал зв'язку з фазовою модуляцією при різних несучих частотах є завадостійким здійснено процес адитивного додавання шуму до фазо-модульованих реалізацій.

Для того, щоб визначити наскільки фазова модуляція є завадостійкою при різних несучих, здійснено процес демодуляції. Результат демодуляції та залежність відношення сигнал/шум як показник завадостійкості каналів зв'язку від частоти несучої зображені на рис.4.

За отриманими результати встановлено, що завадостійкість каналу радіозв'язку із фазовою модуляцією збільшується із збільшенням частоти несучої.

Оцінювання достовірності передачі сигналу по радіоканалу із фазовою модуляцією зведено до задачі виявлення сигналу у суміші із завад із використанням статистичного критерію Неймана-Пірсона [1].

Використовуючи статистичного критерію Неймана-Пірсона та засоби MATLAB отримано криві виявлення сигналу (значення достовірностей) [2].

Можливість виявлення радіосигналу із фазовою модуляцією при оптимальному прийомі з заданими ймовірностями p_F і p_D не залежить від форми сигналу і визначається тільки піковим відношенням сигнал-шум на виході, тобто відношенням енергій сигналу і шуму.

Література.

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ радиотехнических устройств и систем: Учебное пособие для высших учебных заведений. - Москва: Радио и связь, 1991. - 608с.
2. Кравчик Б. Виявлення радіосигналів у суміші із завадами / Б. Кравчик, В. Дунець // ІМСТ, 11-12 грудня 2019 року. – Т. : ТНТУ, 2019. – С. 54.