

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)
« » 2020 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 Михальчуку Тарасу Сергійовичу
(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Оцінювання методів адаптивної фільтрації сигналів

Керівник роботи Яворський Богдан Іванович, д.т.н., проф.
(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

Затверджені наказом ректора від « 24 » листопада 2020 року № 4/7-870

2. Термін подання студентом завершеної роботи _____

3. Вихідні дані до роботи Об'єкт дослідження: процес оцінювання методів адаптивної фільтрації сигналів; Предмет дослідження: методи оцінювання адаптивної фільтрації сигналів.

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)

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Охорона праці та	Зелінський І.М., доц. каф. ПВ		
безпека в надзвичайних	Клепчик В.М., стар. викл. каф. ОХ		
ситуаціях			

7. Дата видачі завдання _____

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

[illegible]

Студент

(підпис)

Михальчук Т.С.

(прізвище та ініціали)

Керівник роботи

(підпис)

Яворський Б.І.

(прізвище та ініціали)

АНОТАЦІЯ

Тема кваліфікаційної роботи: «Оцінювання методів адаптивної фільтрації сигналів» // Кваліфікаційна робота // Михальчук Тарас Сергійович // Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя, факультет прикладних інформаційних технологій та електроінженерії, група РРм-61 // Тернопіль, 2020 // с. – 80, рис. – 33, табл. – 4, додат. – 1, бібліогр. – 60.

Ключові слова: АДАПТИВНА ФІЛЬТРАЦІЯ, ФІЛЬТР ВІНЕРА, ФІЛЬТР КАЛМАНА, СУБСМУГОВА ФІЛЬТРАЦІЯ, ОЦІНЮВАННЯ, ДОСЛІДЖЕННЯ.

В кваліфікаційній роботі здійснено оцінювання методів адаптивної фільтрації через їх дослідження. Зокрема досліджено якість метод адаптивної фільтрації на основі оптимального фільтра Вінера, Вінера та субмугового фільтра в залежності від довжини імпульсної характеристики та співвідношення шум/сигнал.

Проведено порівняльний аналіз методів адаптивної фільтрації при обробці модельного сигналу і емпіричних даних.

ANNOTATION

Theme of qualification work: "Evaluation of methods of adaptive filtering of signals" // Qualification work // Mykhalchuk Taras Serhiyovych // Ternopil Ivan Puluj National Technical University, Faculty of Applied Information Technologies and Electrical Engineering, group RRm-61 // Ternopil, 2020 // p. – 80, fig. – 33, tab. – 4, Add – 1, Ref. – 60.

Key words: ADAPTIVE FILTRATION, WINER FILTER, KALMAN FILTER, SUB-STRIP FILTRATION, EVALUATION, RESEARCH.

In the qualification work the evaluation of adaptive filtration methods through their research is carried out. In particular, the quality of the adaptive filtering method based on the optimal Wiener filter, Wiener filter and submug filter depending on the pulse length and noise / signal ratio is investigated.

The comparative analysis of methods of adaptive filtering at processing of a model signal and empirical data is carried out.

ЗМІСТ

ВСТУП.....	7
РОЗДІ 1. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	9
1.1. Цифрові фільтри.....	10
1.1.1. КІХ-фільтри.....	10
1.1.2. БІХ-фільтри.....	11
1.2. Адаптивна фільтрація.....	13
1.2.1. Динамічні адаптивні системи.....	14
1.2.2. Застосування адаптивної фільтрації.....	17
1.3. Фільтр Вінера.....	20
1.4. Метод найменших квадратів. Алгоритм LMS.....	23
1.5. Рекурсивний метод найменших квадратів Алгоритм RLS.....	25
1.6. Фільтр Калмана.....	27
1.7. Висновки до розділу 1.....	29
РОЗДІЛ 2. ОСНОВНА ЧАСТИНА.....	30
2.1. Загальний вигляд оператора згладжування.....	31
2.2. Адаптивне побудова оператора субсмугового згладжування.....	38
2.3. Висновки до розділу 2.....	42
РОЗДІЛ 3. НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА.....	43
3.1. Оцінка якості фільтрації алгоритмами Вінера і Калмана в залежності від довжини імпульсної характеристики.....	43
3.2. Порівняльний аналіз фільтрації методами Вінера, Калмана і адаптивної субсмугової фільтрації при обробці модельного сигналу.....	48
3.3. Порівняльний аналіз фільтрації методами Вінера, Калмана і адаптивної субсмугової фільтрації при обробці емпіричних даних.....	54
3.4. Висновки до розділу 3.....	63
РОЗДІЛ 4. ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	66
4.1. Охорона праці.....	66
4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях.....	68

	7
4.3. Висновки до розділу 4.....	70
ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ.....	71
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	73
Додаток А. Копія тези конференції.....	78

ВСТУП

Актуальність роботи. Стрімкий розвиток інформаційно-комунікаційних технологій призводить до зростання кількості засобів цифрової обробки сигналів в радіотехнічних системах, забезпечуючи при цьому зростання якісних показників. Така тенденція є характерною для систем радіозв'язку, обробки аудіо- та відеоінформації та в ряду інших додатків, пов'язаних з великим об'ємом обчислень [1-3]. Підвищення точності виконання операцій в цифрових пристроях є завданням організації обчислювальних витрат, яка залежить від теоретичних і прикладних рішень.

Розвиток теорії і практики цифрової обробки сигналів привело до появи в цій області знань, ряду самостійних науково-технічних напрямків, одним з яких є адаптивна обробка. Існує велика кількість алгоритмів адаптивної обробки сигналів, які різняться обчислювальною складністю, особливостями поведінки, використовуваними вихідними даними і структурами самих адаптуються систем.

При пошуку оптимальних алгоритмів обробки сигналу неминуче доводиться спиратися на деякі статистичні моделі сигналів і шумів. Найчастіше при формуванні цих моделей використовуються концепції лінійності, стаціонарності і нормальності. Однак перераховані принципи далеко не завжди виконуються на практиці, а від адекватності обраної моделі значною мірою залежить якість прийому сигналу. Можливим вирішенням проблеми є використання адаптивних фільтрів (Вінера, Калмана, субсмугова фільтрація), які дають змогу радіотехнічній системі підлаштовуватися під параметри вхідного сигналу, не вимагаючи при цьому завдання будь-яких моделей.

Адаптивні фільтри в залежності від використовуваного алгоритму демонструють різну функціональну ефективність. Тому здійснення процедури оцінювання показників ефективності алгоритмів адаптивної фільтрації з метою вибору найбільш ефективного при обробці сигналів є актуальною науковою задачею.

Метою роботи є оцінювання методів адаптивної фільтрації сигналів для визначення ефективності їх роботи. Для досягнення поставленої мети визначені

наступні завдання:

1. Проаналізувати методи цифрової фільтрації з метою пошуку напряму наукового дослідження
2. Дослідити метод адаптивної фільтрації на основі оптимального фільтра Вінера.
2. Дослідити метод адаптивної фільтрації на основі алгоритму Калмана.
3. Дослідити метод адаптивної фільтрації на основі адаптивної субсмугової фільтрації.
4. Здійснити порівняльний аналіз методів адаптивної фільтрації.

Об'єкт дослідження: процес оцінювання методів адаптивної фільтрації сигналів.

Предмет дослідження: методи оцінювання адаптивної фільтрації сигналів.

Методи дослідження: цифрова обробка сигналів, цифрова адаптивна фільтрація, MATLAB.

Наукова новизна отриманих результатів. Здійснено оцінювання методів адаптивної фільтрації субсмугової, Вінера та Калмана в залежності від довжини імпульсної характеристики та співвідношення шум/сигнал, що дало змогу визначити ефективність їх щодо широкого застосування в інформаційно-телекомунікаційних системах.

Публікації.

Викладені в роботі результати доповідалися та обговорювалися на 3-ій Всеукраїнській науково-практичній конференції молодих вчених та студентів «Сучасні інформаційні системи та технології» (м.Херсон, 30 листопада 2020 р.).

РОЗДІЛ 1

АНАЛІТИЧНА ЧАСТИНА

1.1. Цифрові фільтри

Фільтрація, являє собою обробку сигналу, в результаті якої змінюється склад вихідного сигналу. Фільтри виділяють значущі характеристики окремих компонент сигналів, деяких закономірностей, періодичних структур, в той же час послаблюючи або пригнічуючи небажані компоненти.

Існують аналогова і цифрова версії процесу фільтрації. Аналоговий фільтр обробляючи єт безперервні сигнали, а цифровий фільтр-послідовності дискретних відліків. Цифровий фільтр може являти собою комп'ютерну програму, програмований апаратурний процесор або спеціалізовану інтегральну схему. Цифрові фільтри діляться на два великі класи: фільтри з імпульсною характеристикою кінцевої довжини (КІХ-фільтри) і фільтри з імпульсною характеристикою нескінченної довжини (БІХ-фільтри) [1,6,11].

Переваги цифрових фільтрів в порівнянні з аналоговими:

- Цифрові фільтри мають програмне забезпечення, для спрощення налаштування і перевірки;
- Цифрові фільтри використовують тільки арифметичні дії множення і складання-віднімання;
- Цифрові фільтри не залежні від змін температури або вологості.

Цифровий фільтр являє собою лінійну дискретну систему, що виконує перетворення вхідної послідовності у вихідну за алгоритмом, описуваного різницеvim рівнянням, який відображається заданої структура, реалізованої апаратно або програмно.

Залежно від того, чи є параметри цифрового фільтру незмінними або мінливими в часі, його називають стаціонарним або адаптивним [4,12,13]. За замовчуванням мова йде про стаціонарні цифрових фільтрах.

Вимоги до характеристик цифрових фільтрів залежать від його типу і призначення. Частото-виборчі цифрові фільтри виконують селекцію частотних компонент вхідної послідовності [11,14,15].

Переваги цифрових фільтрів по відношенню до аналогових:

- Вища точність (аналогові фільтри мають обмежені фізичні властивості, що впливає на їх точність).
- Налаштування та переналаштування параметрів є гнучкою процедурою.
- Вища стабільність передаточної функції, яка не є залежною від параметрів елементів.
- Розміри є компактнішими.

Недоліки цифрових фільтрів по відношенню до аналогових:

- Проблеми при роботі з високочастотними сигналами [16].
- Необхідність наявності потужного технічного ресурсу (процесор, АЦП) в процесі обробки сигналів з високою точністю та швидкодією..

1.1.1. КІХ-фільтри. КІХ-фільтр або не рекурсивний - це фільтр, імпульсний відгук якого містить кінцеве число ненульових відліків. Такий імпульсний відгук завжди абсолютно підсумовуємо, і, отже, КІХ-фільтри завжди стійкі [1,2,13,16]. Для обчислення поточного відліку вихідного сигналу КІХ-фільтри використовують тільки поточний і попередні відліки вхідного сигналу і зовсім не використовують вихідні відліки. Це призводить до того, що, якщо вхідна послідовність містить кінцеве кількість ненульових відліків, то вихідна послідовність такого фільтра також буде містити послідовність ненульових відліків кінцевої тривалості, завдяки чому КІХ-фільтри і отримали своє ім'я [17-20].

КІХ-фільтр описується передавальною функцією:

$$H(z) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i} = \sum_{n=0}^{N-1} h(n) z^{-n} \quad (1.1)$$

Їй відповідає різницеве рівняння:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i), \quad (1.2)$$

безпосередньо описує алгоритм обчислення реакції.

Отже, для КІХ-фільтрів розрахунок коефіцієнтів передавальної функції зводиться до розрахунку імпульсної характеристики. Довжиною і порядком КІХ-фільтра називають відповідно число коефіцієнтів N і порядок R передавальної функції, де:

$$R = N - 1. \quad (1.3)$$

Складність КІХ-фільтра визначається його довжиною N (порядком R). КІХ фільтри можуть мати лінійну ФЧХ. Тривалість імпульсної характеристики КІХ фільтра, незважаючи на те, що вона кінцева, може виявитися досить великою для досягнення різкого спаду частотної характеристики на межі зони пропускання [13,15,18].

1.1.2. БІХ-фільтри. Фільтри з безкінечною-імпульсною характеристикою (БІХ-фільтри) докорінно відрізняються від КІХ-фільтрів через наявність зворотного зв'язку. У КІХ-фільтрах вихідні відліки залежать тільки від попередніх і поточного вхідного x відліків, то кожен вихідний відлік БІХ-фільтра залежить від попередніх і поточного вхідних відліків, а також від попередніх вихідних відліків. Здатність БІХ-фільтрів запам'ятовувати і використовувати попередні вихідні відліки є і їх перевагою і недоліками одночасно. Аналогічно для всіх систем зі зворотним зв'язком, обурення вхідного сигналу в можуть зробити БІХ-фільтр нестійким і перетворити його в генератор. Ця здатність видавати на вихід послідовності ненульових відліків нескінченної довжини, навіть коли все вхідні відліки дорівнюють нулю, і послужила причиною, по якій в назві цих фільтрів присутні слова «з нескінченною імпульсною характеристикою» [21,22]. У порівнянні з КІХ-фільтрами БІХ-фільтри мають

більш складну структуру, їх важче проектувати і аналізувати, їх фазо-частотна характеристика принципово не лінійна.

БІХ-фільтр описується передавальною функцією загального вигляду:

$$H(z) = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} b_i z^{-i}}{1 + \sum_{k=0}^{M-1} a_k z^{-k}}, \quad (1.4)$$

і при $(N-1) < (M-1)$, (за замовчуванням) має порядок $R = (M-1)$.

Їй відповідає алгоритм обчислення реакції безпосередньо у вигляді різницевого рівняння:

$$y(n) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i x(n-i) - \sum_{k=0}^{M-1} a_k y(n-k). \quad (1.5)$$

Крім загального вигляду, передавальна функція БІХ-систем може бути представлена в інших еквівалентних видах, серед яких практичний інтерес представляють два наступних:

- Добуток множників другого порядку з дійсними коефіцієнтами:

$$H(z) = G \prod_{k=1}^L \frac{1 + b_{1k} z^{-1} + b_{2k} z^{-2}}{1 + a_{1k} z^{-1} + a_{2k} z^{-2}}; \quad (1.6)$$

- Сума дробів другого порядку з дійсними коефіцієнтами:

$$H(z) = \prod_{k=1}^L \frac{1 + b_{0k} + b_{1k} z^{-1}}{1 + a_{1k} + a_{2k} z^{-1}}. \quad (1.7)$$

Передавальним функціям відповідають еквівалентні види різницевих рівнянь. Інші алгоритми обчислення реакції. Виходячи з цього, структура, яка відображає алгоритм обчислення реакції, визначається видом передавальної функції [1,15,18]. При аналогічних характеристиках, БІХ фільтри мають більш просту реалізацію в порівнянні з КІХ фільтрами.

Але БІХ фільтри є чутливими до кінцевої розрядності обчислень, яка призводить у них до появи коливань так званих «граничних циклів». За винятком спеціального випадку, коли все полюса передавальної функції лежать на одиничному колі z -площині, неможливо побудувати реалізований стабільний БІХ фільтр, який має точно лінійну ФЧХ.

1.2. Адаптивна фільтрація

Адаптивна обробка сигналів або адаптивна фільтрація, застосовується, якщо з поставленим завданням не справляються фільтри з фіксованими параметрами. У фільтра з фіксованими параметрами, властивості зазвичай визначаються необхідною передавальною функцією. У свою чергу, передавальна функція визначає структуру фільтра і його обчислювальну складність [4,8,11,24]. У разі коли специфікацію до передавальної функції фільтра неможливо сформулювати заздалегідь або специфікація змінюється в процесі роботи фільтру, то замість фільтрів з фіксованими параметрами використовуються фільтри із змінними параметрами, наприклад адаптивні фільтри.

Прообразами більшості адаптивних алгоритмів служать алгоритм Ньютона, алгоритм найшвидшого спуску і алгоритм за критерієм найменших квадратів [7,9].

Оскільки параметри адаптивного фільтра змінюються в процесі його роботи, такий фільтр відноситься до нелінійних пристроїв. Однак, при кожному фіксованому значенні параметрів, адаптивний фільтр - це лінійний пристрій, так як між його вхідними і вихідними сигналами існує лінійна залежність, яка визначається поточним набором вагових коефіцієнтів, подібно лінійним фільтрам з фіксованими параметрами. Таким чином, адаптивний фільтр - це

фільтр із змінними в процесі роботи параметрами. Для визначення цих параметрів, необхідно сформулювати критерій роботи адаптивного фільтра. Таким критерієм є мінімум деякої цільової функції, як правило, функції помилок між необхідним і вихідним сигналами адаптивного фільтра. Досягнення мінімуму цільової функції означає, що вихідний сигнал адаптивного фільтра в певній мірі наближений до необхідного сигналу. Вихідний сигнал адаптивного фільтра змінюється за рахунок варіації його вагових коефіцієнтів, що розраховуються на основі різних алгоритмів обробки необхідного і вхідного (вихідних) сигналів [25].

Аналіз адаптивних фільтрів як нелінійних систем складніший, ніж аналіз фільтрів з фіксованими параметрами. Також адаптивні фільтри є самоналаштовувачимися. З цієї точки зору, вони простіше і не вимагають складних методів розрахунку вагових коефіцієнтів [8,24].

У загальному випадку адаптивний фільтр являє собою пристрій, представлений на рис.1.1.

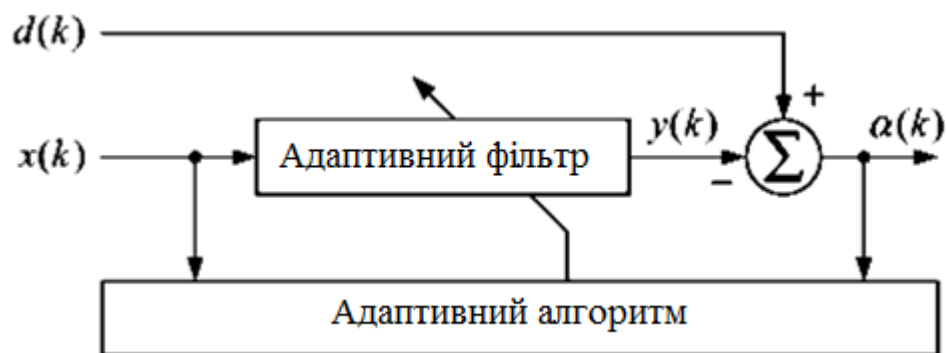


Рис.1.1. Адаптивний фільтр

На рис.1.1 позначено через $x(k)$ - вхідний сигнал, $d(k)$ - необхідний сигнал, $y(k)$ - вихідний сигнал, $a(k)=d(k)-y(k)$ - сигнал помилки, який використовується для формування цільової функції адаптивного фільтра, k - індекс дискретного часу або номер відліків оброблюваних сигналів.

1.2.1. Динамічні адаптивні системи . Існує безліч додатків цифрової обробки сигналів, в яких коефіцієнти фільтра не можуть бути визначені

апріорно. Високошвидкісний модем, призначений для передачі даних по телефонних каналах повинен ефективно передавати дані через канали зв'язку, які мають різні частотні характеристики і, отже, призводять до різних видів спотворень [10,16]. В таких умовах, єдиним способом, що забезпечує коректну передачу даних, є наявність коректованих коефіцієнтів у компенсатора модему. Коефіцієнти можуть бути оптимізовані з метою мінімізації деякі міри спотворення, що виникають при проходженні сигналу по каналу зв'язку. Такий фільтр з коректованими параметрами називається адаптивним фільтром, а в даному випадку адаптивним компенсатором. Під терміном «адаптивний цифровий фільтр» розуміється така система передачі та обробки інформації, яка самоприспосовується до постійно змінюваних вхідних впливів з метою оптимального виділення корисного сигналу при обраному критерії якості фільтрації.

У методиках синтезу адаптивних цифрових фільтрів враховуються основні принципи, які можуть бути покладені в основу адаптивної обробки вимірювальної інформації. Ці принципи є досить загальними і отримали свій розвиток в сучасній теорії управління і контролю. Узагальнюючи відомі з теорії і практики результати досліджень, динамічні системи за принципом адаптації можна розділити на наступні основні класи [4,20].

Пасивні адаптивні системи. При синтезі таких систем обраний критерій якості задається в межах, що задовольняють апріорі широко му діапазону зміни вхідних впливів. У таких системах зворотний зв'язок практично відсутній, що виключає реакцію цих систем на миттєві зміни вхідних впливів.

Системи, адаптуються по вхідному сигналу. У таких системах вимірюється (обчислюється) одна або кілька характеристик вхідного сигналу, наприклад, його середньоквадратична величина, коефіцієнт відношення сигнал / шум, спектральна щільність потужності та ін. З урахуванням змін цих характеристик відбувається перенастроювання параметрів фільтра. Системи такого типу зазвичай нечутливі до зміни вихідних характеристик динамічної системи, яка в цьому випадку може рас розглядатися як розімкнена. Винятком є

той випадок, використовується величина середньоквадратичної помилки між вихідним і вхідним сигналами для остаточної підстроювання параметрів фільтра.

Системи, адаптуються по вихідному сигналу. У таких системах контролюється зміна їх вихідних параметрів (проекту самонастроювання) і відповідно до них перенастроювана коефіцієнти фільтра, чим забезпечується компенсація зміни контрольованого функціоналу якості, викликаного варіаціями параметрів об'єкта. У цих системах можна контролювати адаптацію як по вектору стану системи, так і за інтегральними характеристиками об'єкта (імпульсної перехідної, перехідною, передавальної і іншими функціями) [23,24].

Системи, адаптуються за рахунок прямої підстроювання параметрів фільтра (коефіцієнтів посилення, по постійних часу і інших параметрів). У таких системах зміни вхідних і / або вихідних впливів безпосередньо (а не через функціонал якості) впливають на параметри фільтрів, забезпечуючи підтримку їх вихідних сигналів в необхідному діапазоні.

Системи, адаптуються за тестовими сигналами. У таких системах для обраного діапазону вхідних впливів заздалегідь формується відповідна їм сукупність тестових сигналів. У процесі функціонування системи з метою розпізнавання класу (діапазону) вхідного впливу на її вхід подається сукупність тестових сигналів, реакції на які зіставляються з реакцією на вхідний вплив. Реакція на тестовий сигнал, що встановлює найбільшу відповідність з реакцією на вхідний вплив, використовується для ототожнення вхідного впливу з певним класом (діапазоном) вхідних впливів [20,23].

Системи, адаптуються за експериментальними значеннями деяких параметрів або характеристик. В процесі функціонування таких систем за значеннями вхідних і вихідних сигналів обчислюється призначений параметр або характеристика, які потім порівнюються з еталонною. При певному рівні неузгодженості цих характеристик проводиться перенастроювання параметрів системи до отриманий їй необхідного відповідності між еталонною і обчисленої характеристиками (або параметрами).

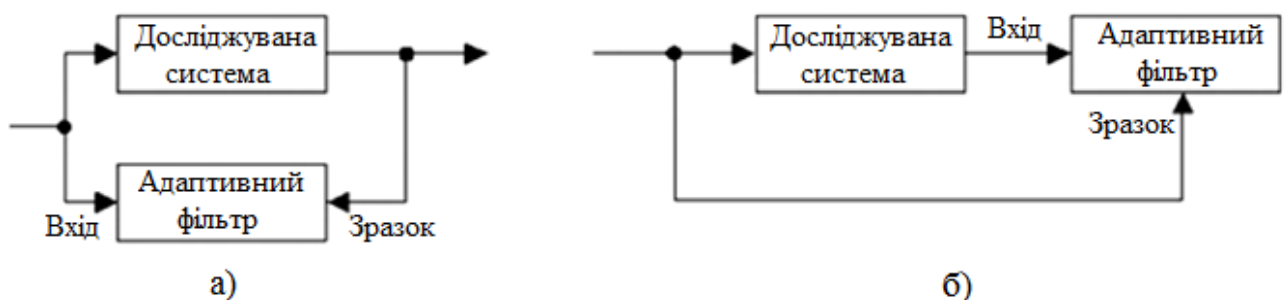
Проведення класифікація адаптивних динамічних систем є умовною. Деякі системи одночасно можна віднести до двох, і більше названим класів [18].

Проте, навіть ця спрощена класифікація дозволяє в подальшому зупинитися на розробці методик синтезу найбільш перспективних для систем передачі та обробки вимірювальної інформації адаптивних цифрових фільтрів. Слід зазначити ще один принцип адаптації, якому буде приділено значне місце в подальшому викладі. Цей принцип адаптації можна назвати «оптимізація». Суть його полягає в тому, що імпульсна перехідна функція фільтра формується на основі вимірювання і обробки миттєвих значень вхідних і вихідних послідовностей з використанням прямого (або рекурсивного) алгоритму обчислень при обраному критерії якості цифрової фільтрації. Реалізація (апаратурна і програмна) і застосування такого адаптивного цифрового фільтра є дуже перспективними для систем передачі та обробки нестационарних випадкових процесів.

1.2.2. Застосування адаптивної фільтрації. Адаптивні фільтри в даний час знайшли застосування в радіотехніці і телекомунікаційних системах [3,17,23]:

- Ідентифікація систем

Використання адаптивних фільтрів так чи інакше зводяться до вирішення завдання ідентифікації, тобто визначення характеристик деякої системи. Є два варіанти ідентифікації - пряма і зворотна [10]. У прямій, адаптивний фільтр включається паралельно з досліджуваною системою (рис. 1.2, а).



процесі адаптації тимчасові і частотні характеристики фільтра прагнуть до відповідних характеристик досліджуваної системи [23].

При зворотному ідентифікації адаптивний фільтр включається послідовно з досліджуваною системою (рис. 1.2, б). Вихідний сигнал системи надходить на вхід адаптивного фільтра, а вхідний сигнал системи є зразком для адаптивного фільтра. Таким чином, фільтр намагається компенсувати вплив системи і відновити вихідний сигнал, усунувши внесені системою спотворення.

- Подавлення шуму

Нехай необхідно забезпечити пілота або водія трактора мовним зв'язком. При цьому сприймається мікрофоном мовний сигнал з сильно зашумленими звуками. Прибрати ці шуми не можна, але можна отримати зразок сигналу шуму, встановивши другий мікрофон в безпосередній близькості від джерела шуму. Шумові процеси, які сприймаються двома мікрофонами, будуть корельованими, так як вони відбуваються із загального джерела, але відняти шум з мовного сигналу отриманий другим мікрофоном можна шум слід різними шляхами і зазнає спотворення.

У той же час шумовий сигнал не корельований з корисним мовним сигналом. В даному випадку за допомогою адаптивного фільтра, вирішується завдання прямої ідентифікації (рис. 1.2, а). Вхідним сигналом адаптивного фільтра є шумовий сигнал від додаткового мікрофона, а в якості зразкового сигналу використовується суміш, сприймається основним мікрофоном. Адаптивний фільтр перетворює вхідний сигнал, як можна ближче до зразкового [3,10]. Оскільки до сигналу фільтра корельована лише шумова складова зразкового сигналу, в сталому режимі на виході фільтра буде отримуватися оцінка шуму, присутнього в зразковому сигналі. Сигнал помилки, що розраховується як різниця між зразковим сигналом і вихідним сигналом адаптивного фільтра, буде в цьому випадку являти собою очищений від шуму мовний сигнал.

- Вирівнювання каналу зв'язку

При передачі по каналу зв'язку інформаційний сигнал спотворюється. У системах цифрового зв'язку це призводить до виникнення помилок при прийомі

даних. Для зниження ймовірності помилок потрібно компенсувати вплив каналу зв'язку, тобто вирішити завдання зворотного ідентифікації (див. рис. 2, б). У частотній області компенсація внесених каналом спотворень означає вирівнювання його частотної характеристики. Для використання адаптивного фільтра необхідно отримати зразковий сигнал. Ця проблема вирішується передачею спеціального налаштовуючого сигналу перед початком передачі даних. В якості такого сигналу використовується псевдовипадкова послідовність символів. Приймаючій стороні алгоритм формування сигналу відомий, зразковий сигнал генерується автономно і використовується для навчання адаптивного фільтра [3,17]. Цей режим роботи називається режимом навчання (рис. 1.3).

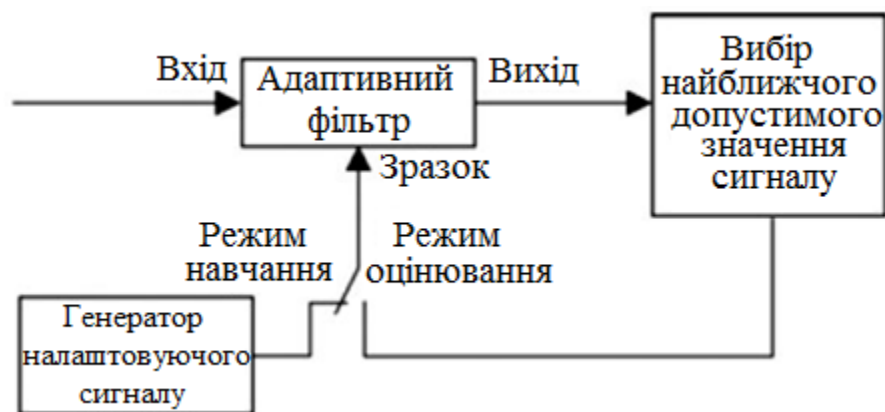


Рис.1.3. Вирівнювання каналу зв'язку за допомогою адаптивного фільтра

Після закінчення налаштування сигналу починається передача даних. Приймач при цьому переключається в режим оцінювання, тут для отримання зразкового сигналу використовується той факт, що безліч можливих значень сигналу в системі цифрового зв'язку є кінцевим. Після прийому часового такту пошук найближчого до прийнятого сигналу допустимого значення. Воно використовується в якості зразкового сигналу, а різниця між цим значенням і прийнятим сигналом дає сигнал помилки, який використовується для адаптації.

1.3. Фільтр Вінера

Завдання фільтра Вінера полягає в отриманні передавальної функції фільтра, що забезпечує найкращу за критерієм мінімуму середньоквадратичної помилки фільтрацію корисного сигналу, при впливі на нього адитивного випадкового шуму [4,26]. Адаптивні фільтри, можна розглядати як наближену, більш просту для практики реалізацію лінійного оптимального фільтра Вінера.

Завдання вперше була вирішена незалежно двома вченими:

- Радянським математиком А. Колмогоровим, який опублікував рішення в 1941 року в статті «Інтерполяція і екстраполяція стаціонарних випадкових послідовностей»

- Американським вченим - математиком Н. Вінером, що опублікували результат в 1949 г. в статті «The Extrapolation, Interpolation, and Smoothing of Stationary Time Series with Engineering Applications»).

Тому відповідні оптимальні фільтри отримали назву фільтрів Вінера - Колмогорова. І таку назву зустрічається у багатьох публікаціях. Але частіше використовується назва «фільтри Вінера». Мабуть, причинами такої термінології є та обставина, що стаття А. Колмогорова - це теоретична робота вченого - математика. Для інженерів - практиків вона виявилася мало доступною. Крім того, російську мову менш поширений в порівнянні з англійським. Тому більш широку популярність і розуміння знайшли результати роботи Н. Вінера, хоча вона була опублікована пізніше [26].

Нехай вхідний дискретний випадковий сигнал $x(k)$ обробляється нерекурсивним дискретним фільтром порядку N , коефіцієнти якого можуть бути представлені вектор-стовпцем $[w, w, \dots, w]^T$ [4]. Вихідний сигнал фільтра дорівнює:

$$y(k) = u^T(k)w, \quad (1.8)$$

де $u(k) = [x(k), (k-1), \dots, x(k-N)]^T$ - вектор -стовбець вмісту лінії затримки фільтра на k -му кроці.

Крім того, є зразковий (також випадковий) сигнал $d(k)$. Помилка відтворення зразкового сигналу дорівнює:

$$e(k) = d(k) - y(k) = d(k) - u^T(k)w. \quad (1.9)$$

Необхідно знайти коефіцієнти фільтра w , які забезпечують максимальну близькість вихідного сигналу фільтра до зразкового, тобто мінімізують помилку $e(k)$. Оскільки $e(k)$ також є випадковим процесом, в якості запобіжного її величини розумно прийняти середній квадрат. Таким чином, оптимізується функціонал виглядає так:

$$J(w) = e^2(k) \rightarrow \min. \quad (1.10)$$

Квадрат помилки дорівнює:

$$e^2(k) = (d(k) - u^T(k)w)^2 = d^2(k) - 2d(k)u^T(k)w + w^T u(k)u^T(k)w. \quad (1.11)$$

Статистично усереднюючи цей вираз, отримує наступне:

$$J(w) = \overline{e^2(k)} = \overline{d^2(k)} - 2\overline{d(k)u^T(k)} + \overline{w^T u(k)u^T(k)w}. \quad (1.12)$$

Усереднені величини, які входять в отриману формулу мають наступний сенс:

- $\overline{d^2(k)} = \sigma_d^2$ - середній квадрат зразкового сигналу;
 - $\overline{d(k)u^T(k)} = p^T$ - транспонований вектор-стовпець p взаємних кореляцій між k -м відліком зразкового сигналу і вмістом лінії затримки фільтра.
- Якщо розглядаються випадкові процеси $x(t)$ і $d(t)$ є спільно стаціонарними, вектор взаємні х кореляцій не залежить від номера кроку до [4,26].

- $\overline{u(k)u^T(k)} = R$ - кореляційна матриця сигналу, що має $(N+1) \times (N+1)$. Для стаціонарного випадкового процесу кореляційна матриця має вигляд матриці Теплиця, тобто на її діагоналях стоять однакові величини:

$$R = \begin{bmatrix} R_x(0) & R_x(1) & R_x(2) & \dots & R_x(N) \\ R_x(1) & R_x(0) & R_x(1) & \dots & R_x(N-1) \\ R_x(2) & R_x(1) & R_x(0) & \dots & R_x(N-2) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_x(N) & R_x(N-1) & R_x(N-2) & \dots & R_x(0) \end{bmatrix}. \quad (1.13)$$

Тут $R_x(m) = \overline{x(k)x(k-m)}$ - кореляційна функція (КФ) випадкового процесу $\{x(k)\}$.

З урахуванням введених позначень (1.12) приймає наступний вигляд:

$$J(w) = \sigma_d^2 - 2p^T w + w^T R w. \quad (1.14)$$

Цей вираз являє собою квадратичну форму щодо w і тому при невироджених матриці R має єдиний мінімум, для знаходження якого необхідно прирівняти нулю вектор градієнта:

$$\text{grad } J(w) = -2p + R w = 0. \quad (1.15)$$

Звідси отримуємо дані рішення для оптимальних коефіцієнтів фільтра:

$$w = R^{-1} p \quad (1.16)$$

Такий фільтр називається фільтром Вінера. Підстановка в (1.14) (1.16) дає мінімально досягну дисперсію сигналу помилки:

$$\overline{e^2(k)}_{\min} = \sigma_d^2 - p^T R^{-1} p. \quad (1.17)$$

Також $e(k)y(k)=0$ і $e(k)x(k)=0$, тобто що сигнал помилки для фільтра Вінера не корельований з вхідним і вихідним сигналами фільтра.

1.4. Метод найменших квадратів. Алгоритм LMS

Адаптивний фільтр за критерієм найменшого квадрата (LMS). Розроблено в кінці 1950-х років, належить професору Стенфордського університету (США) Бернарду Уїдроу [4,27]. У російській літературі для позначення LMS -алгоритми часто використовується аббревіатура МНК, що означає метод найменшого квадрата. У порівнянні з більш складними рекурсивними алгоритмами за критерієм найменших квадратів (RLS), LMS-алгоритм обчислення вагових коефіцієнтів (ВК), є менш ефективним. До переваг даного алгоритму відносяться низька обчислювальна складність, простота в розумінні і реалізації. Обчислювальна складність LMS- алгоритму дорівнює $2N$ арифметичним операціям (складань з множеннями) на одну ітерацію, збігається з тривалістю з періодом дискретизації оброблюваних сигналів, де N - число ВК адаптивного фільтра. LMS -алгоритми відносяться до класу алгоритмів стохастичного градієнтного пошуку координат мінімуму цільової функції. Термін «стохастичний» вживається для того, щоб відрізнити LMS- алгоритм, який використовує спрощений градієнт, від алгоритму найшвидшого спуску, що використовує точне значення градієнта цільової функції, що мінімізується в процесі роботи адаптивного фільтра. Спрощений градієнт є неточним, в результаті чого рух вектора ВК до мінімуму цієї функції носить в деякому сенсі випадковий характер, від чого і використовується термін «стохастичний».

Даний метод заснований на пошуку мінімуму цільової функції (1.12) методом найшвидшого спуску [27,28]. При використанні даного способу оптимізації вектор коефіцієнтів фільтра $w(k)$ повинен рекурсивно оновлюватися наступним чином:

$$w(k+1) = w(k) - \frac{\mu}{2} \text{grad } J(w(k)) = w(k) + \mu p - \mu R w(k), \quad (1.18)$$

де μ - позитивний коефіцієнт, який називається розміром кроку. Алгоритм сходиться, якщо

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{\max}}, \quad (1.19)$$

де $\lambda_{\max}$ - максимальне власне число кореляційної матриці R . Швидкість збіжності при цьому залежить від розкиду власних чисел кореляційної матриці R - чим менше відношення $\lambda_{\max} / \lambda_{\min}$, тим швидше сходиться ітераційний процес.

Однак для розрахунку градієнта необхідно знати значення матриці R і вектора p . На практиці можуть бути доступні лише оцінки цих значень, одержувані по вихідним даним. Найпростішими такими оцінками є миттєві значення кореляційної матриці і вектора взаємних кореляцій, одержувані без будь-якого усереднення:

$$\hat{R}(k) = u(k)u^T(k), \quad (1.20)$$

$$\hat{p}(k) = d(k)u(k). \quad (1.21)$$

При використанні даних оцінок формула (1.18) приймає наступний вигляд:

$$w(k+1) = w(k) + \mu d(k)u(k) - \mu u(k)u^T(k)w(k) = w(k) + \mu u(k)(d(k) - u^T(k)w(k)). \quad (1.22)$$

Вираз, що стоїть в дужках, відповідно до (1.9), являє собою різницю між зразковим сигналом і вихідним сигналом фільтра на k -му кроці, тобто помилку фільтрації $e(k)$. З урахуванням цього вираз для рекурсивного поновлення коефіцієнтів фільтра виявляється дуже простим:

$$w(k+1) = w(k) + \mu e(k)u(k). \quad (1.23)$$

Алгоритм адаптивної фільтрації, заснований на формулі (1.23), отримав назву БМБ (метод найменших квадратів) [4]. Можна отримати ту ж формулу і не скільки іншим образом: використавши замість градієнта статистично усередненого квадрата помилки $\overline{e^2(k)}$ градієнт його миттєвого значення $e^2(k)$.

Основною перевагою алгоритму LMS є гранична обчислювальна простота - для підстроювання коефіцієнтів фільтра на кожному кроці потрібно виконати $N+1$ пар операцій «множення-складання». Платою за простоту є повільна збіжність і підвищена (в порівнянні з мінімально можливим значенням (1.17)) дисперсія про шибки в сталому режимі - коефіцієнти фільтра завжди флюктують навколо оптимальних значень (1.16), що і збільшує рівень вихідного шуму [28].

1.5. Рекурсивний метод найменших квадратів Алгоритм RLS

Алгоритм RLS це - адаптивний фільтр алгоритм, якого рекурсивно знаходить коефіцієнти фільтра, які мінімізують зважений лінійні найменші квадрати функція вартості стосується вхідних сигналів на відміну від LMS, який прагне зменшувати середньоквадратичну помилку. У походженні RLS вхідні сигнали вважають детермінованими, в той час як для LMS і подібного алгоритму їх вважають стохастичними. У порівнянні з більшістю його конкурентів RLS показує надзвичайно швидку конвергенцію [29,30]. Однак, ця вигода компенсується за рахунок високої обчислювальної складності.

При його використанні виробляється рекурсивне оновлення оцінки зворотного кореляційної матриці $P = (UU^T)^{-1}$, а висновок формул ґрунтується на наступному матричному тотожності:

$$(A + BCD)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + DA^{-1}B^{-1})DA^{-1}, \quad (1.24)$$

де A і C - квадратні не вироджені матриці (не обов'язково однакових розмірів), а B і D - матриці сумісних розмірів.

Застосування формули (1.24) для рекурсивного оновлення зворотної кореляційної матриці P для коефіцієнтів оптимального фільтра дає наступну послідовність етапів адаптивної алгоритмізації RLS.

При новопосупленої вхідної послідовності даних $u(k)$ проводиться фільтрування сигналу при використанні коефіцієнтів поточної фільтрації $w(k-1)$ та розрахунок величин похибки відтворення структури еталонного сигналу:

$$y(k) = u^T w(k-1), \quad (1.25)$$

$$e(k) = d(k-1) - y(k). \quad (1.26)$$

Здійснюється розрахунок стовпець-вектор підсилення коефіцієнтів (необхідно відзначити, що знаменник дробу у виразах (1.25-1.26) є не виду матриці, а є скалярними величинами):

$$K(k) = \frac{P(k-1)u(k)}{1 + u(k)^T P(k-1)u(k)}. \quad (1.27)$$

Проводиться оновлення оцінки зворотного кореляційної матриці сигналу:

$$P(k) = P(k-1) - K(k)u(k)^T P(k-1). \quad (1.28)$$

Оновлення коефіцієнтів фільтра здійснюється згідно до виразу:

$$w(k) = w(k-1) + K(k)e(k). \quad (1.29)$$

Початкові числові значення вектору даних w приймають нульовими, а як вихідну оцінку матриці P застосовують матрицю діагонального вигляду CI/σ_x^2 , де $C \gg 1$.

Якщо статистичні властивості вхідного сигналу з часом змінюються, це призводить до погіршення якості фільтрації [30]. Щоб дати фільтру можливість

відстежувати нестационарний вхідний сигнал, можна застосовувати експоненціальне забування, при якому вага минулих значень сигналу помилки експоненціально зменшується:

$$J(k) = \sum_{k=0}^{K-1} \lambda^{K-1-k} |e(k)|^2, 0 < \lambda \leq 1. \quad (1.30)$$

При використанні експоненціального забування формули (1.27) і (1.28) приймають такий вигляд:

$$K(k) = \frac{P(k-1)u(k)}{\lambda + u(k)^T P(k-1)u(k)}, \quad (1.31)$$

$$P(k) = \frac{1}{\lambda} (P(k-1) - K(k)u(k)^T P(k-1)u(k)). \quad (1.32)$$

Головним достоїнством алгоритму RLS є швидка збіжність. Однак досягається це за рахунок значно вищою (в порівнянні з алгоритмом LMS) обчислювальної складності [4,26].

1.6. Фільтр Калмана

Фільтр Калмана є фільтром рекурсивного типу, який здійснює оцінювання стану системи динамічного характеру із використанням ряду неповноцінних та спотворених завадами вимірювань. Цей тип фільтру має широке застосування в інженерних додатках. Фільтрація Калмана є невід'ємною складовою управлінської теорії, відіграє важливу роль при розробці систем управління. Передусім цей фільтр має першочергове призначення для рекурсивного доопрацювання вектору стану наперед визначеної системи динамічного характеру, а саме для обчислення поточних станів систем потрібно знати поточне вимірювання та минулі стани фільтра [30-33]. Отже, фільтрація

Калмана є подібною до іншої рекурсивної фільтрації, які реалізовані в часовому, а не в частотному поданні.

Алгоритм функціонує двоетапно. Під час прогнозу фільтру Калманівського здійснюються екстраполяцію значень варіативних стану і їх незначеність. Наступним етапом є результат уточнення екстраполяції за вихідними даними проведених вимірювань уточняється [4,33].

Наочний приклад можливостей фільтра - отримання оптимальних, безперервно оновлюваних оцінок положення і швидкості деякого об'єкту по результатам тимчасового ряду неточних вимірювань його розташування. Наприклад, в радіолокації стоїть завдання супроводу мети, визначення її місця розташування, швидкості і прискорення, при цьому результати вимірювань надходять поступово і сильно зашумлені. Фільтр Калмана використовує вірогідну модель динаміки цілі, що задає тип ймовірного руху об'єкта, що дозволяє знизити вплив шуму і отримати хороші оцінки стану об'єкта в справжній, майбутній або звітний період часу.

Мета фільтра Калмана - мінімізувати дисперсію оцінки векторного випадкового процесу $x(k)$, що змінюється в часі таким чином:

$$x(k+1) = \Phi(k)x(k) + v(k), \quad (1.33)$$

де $\Phi(k)$ - матриця переходу, $v(k)$ - випадковий вектор (шум процесу), що має нормальний розподіл з кореляційної матрицею $Q_p(k)$ [4].

Для спостереження доступний лінійно перетворений процес $y(k)$, до якого додається шум спостереження:

$$y(k) = H(k)x(k) + w(k), \quad (1.34)$$

де $H(k)$ — матриця спостереження, $w(k)$ — шум спостереження, що представляє собою випадковий вектор, що має нормальний розподіл з кореляційної матриці $Q_M(k)$.

Пошук алгоритму для рекурсивного оновлення оцінки процесу $x(k)$ дає наступну послідовність формул:

- $\hat{y}(k) = C(k)\Phi(k)\hat{x}(k-1)$ — прогнозоване значення сигналу;
- $e(k) = y(k) - \hat{y}(k-1)$ — незв'язаність між прогнозованим і реально спостережуваним значеннями;
- $K(k) = P(k-1)C^T(k) * (C(k)P(k-1)C^T(k) + Q_M(k))^{-1}$ - калманівський коефіцієнт підсилення;
- $\hat{x}(k) = \Phi(k)\hat{x}(k-1) + K(k)e(k)$ - оновлення оцінки процесу $x(k)$;
- $P(k) = \Phi(k)[P(k-1) - K(k)C(k)P(k-1)]\Phi^T(k) + Q_M(k)$ - оновлення оцінки кореляційної матриці помилок фільтрації.

Початкове значення вектора w приймається нульовим, а в якості вихідної оцінки матриці P використовується діагональна матриця виду $C1$.

Фільтр Калмана дозволяє використовуючи математичні моделі системи побудувати оптимальні оцінки системних змінних по виконаних вимірах [38-32]. До переваг алгоритму слід віднести його рекурентну природу, ефективно виявляється при роботі в реальному часі, а також можливість апіорної оцінки точності одержуваних результатів засобами самого алгоритму.

1.7. Висновки до розділу 1

У розділі представлено відомості про фільтри. Описано цифрові фільтри, до числа яких відносяться фільтри з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ-фільтри), фільтри з безкінечною імпульсною характеристикою (БІХ-фільтри). Так само були викладені їх математичні основи, вказані переваги та недоліки. Центральне місце в цьому розділі відведено викладу теорії і алгоритмів адаптивної фільтрації. Розглянуто види адаптивних фільтрів і їх застосування. Вивчено алгоритми адаптивних фільтрів.

РОЗДІЛ 2

ОСНОВНА ЧАСТИНА

2.1. Загальний вигляд оператора згладжування

Нехай вектор $x' = (x_1, \dots, x_N)'$, де штрих означає транспонування, складається з речових компонент, значення яких фіксуються при спостереженні за деякими параметром досліджуваного процесу (відрізок тимчасового ряду). Основною метою реєстрації таких векторів (емпіричних даних) є побудова моделей поведінки процесу. Для цих цілей часто використовується вираз [36-41]:

$$x_k = f_k + \varepsilon_k, k = 1, \dots, N, \quad (2.1)$$

де невідомий f_k - тренд, а ε_k - випадкові коливання щодо тренда, обумовлені безліччю неконтрольованих чинників.

В рамках такої моделі, як правило, основний інтерес представляє тренд, який відображає тенденцію змін процесу.

В даний час можна відзначити два основних підходи до побудови трендів. В основі одного з них використовується вибір з апіорних міркувань явних функціональних залежностей від номерів відліків (аргумент), параметри яких потім підганяються до наявних емпіричних даних (навчальна вибірка) [36]. Інший підхід ґрунтується на ідеї згладжування [42-45], яке дозволяє придушити другу з компонент в правій частині (2.1), що природно назвати також фільтрацією.

Обидва підходи мають певні переваги і недоліки. Основна проблема першого з них полягає в обґрунтуванні адекватності обраної функціональної залежності. Тому важко не погодитися з висловленою в [41] думкою, що використання явних математичних залежностей рівносильно нав'язування законів природи.

При побудові згладжують процедур теж часто використовуються ті чи інші припущення про характер поведінки трендів і відхилень від них.

Найменш жорсткі припущення про характер поведінки трендів (в основному вимога локальної монотонності) при побудові згладжують процедур використовуються в [33-36].

Підхід на основі фільтрації з використанням частотних уявлень, дає змогу побачити узгодженість поведінки компонент вектора тренда присутніх у всіх аналізованих компонентах вектора емпіричних даних. При цьому апріорні припущення про властивості тренда крім певної міри гладкості не використовуються. Такий підхід вимагає адаптивної обробки емпіричних даних, що дозволяє отримати необхідну інформацію безпосередньо по конкретному їх відрізьку [41].

Процедуру згладжування природно представити у вигляді:

$$\hat{\bar{f}} = W(\bar{x}), \quad (2.2)$$

де $W(\bar{x})$ - деякий оператор згладжування, який є безперервним на множині R^N .

Легко зрозуміти, що в силу адитивності правій частині (2.1) оператор згладжування повинен бути лінійним, так що виконується умова:

$$\hat{\bar{f}} = W(\bar{f}) + W(\bar{e}), \quad (2.3)$$

де $\bar{e} = (e_1, \dots, e_N)$.

Очевидним вимогою також є виконання наступного нерівності для евклідових норм векторів (символ $\| \cdot \|$)

$$b = \|W(\bar{e})\| / \|W(\bar{f})\| < \|\bar{e}\| / \|\bar{f}\|. \quad (2.4)$$

Ясно також, що в ідеальному випадку має виконуватися тотожність:

$$W(\vec{f}) = \vec{f} \quad (2335)$$

тобто використовується оператор в якості нерухомої точки повинен мати шуканий вектор тренда (взагалі кажучи, апіорі невідомий). Далі позначені трансформанти Фур'є

$$Z(\omega) = \sum_{k=1}^N z_k \exp(-j\omega(k-1)), \quad j = (-1)^{1/2}. \quad (2.6)$$

позначаються відповідними малими літерами векторів $\vec{z} = (z_1, \dots, z_N)$ так що справедливим є вираз

$$z_i = \int_{-\pi}^{\pi} Z(\omega) \exp(j\omega(i-1)) d\omega / 2\pi. \quad (2.7)$$

Нехай Ω_k означає симетрично розташований щодо початку координат частотний інтервал

$$\Omega_r = [-\Omega_{2r}, -\Omega_{1r}) \cup [-\Omega_{1r}, -\Omega_{2r}) \quad (2.8)$$

де виконується умова $0 \leq \Omega_{1r} \leq \Omega_{2r} \leq \pi$.

Введемо поняття субсмугового відстані між двома векторами [43]:

$$d_r(x, z) = \int_{\omega \in \Omega_r} |X(\omega) - Z(\omega)| d\omega / 2\pi. \quad (2.9)$$

Підставивши сюди визначення трансформант Фур'є виду (2.5), після очевидних перетворень з урахуванням (2.8) отримуємо вираз безпосередньо в області оригіналів:

$$d_r(x, z) = \sum_{k=1}^N \lambda_k^r (\alpha_k^r - \beta_k^r)^2, \quad (2.10)$$

де $\lambda_k^r, k=1, \dots, N$ є впорядкованими по спадаючій:

$$\lambda_1^r \geq \lambda_2^r \geq \dots \lambda_N^r \geq 0, \quad (2.11)$$

не негативні власні числа субсмугової матриці $A_r = \{a_{ik}^r\}$ елементами:

$$a_{ik}^r = (\sin(\Omega_{2r}(i-k)) - \sin(\Omega_{1r}(i-k))) / \pi(i-k), \quad a_{ii}^r = (\Omega_{2r} - \Omega_{1r}) / \pi, \quad (2.12)$$

так що має місце

$$L^r G^r = A_r G^r, \quad (2.13)$$

$I_1^r = \text{diag}(\lambda_1^r, \dots, \lambda_N^r)$, $G^r = \{\vec{q}_1^r \dots \vec{q}_N^r\}$ - ортогональна матриця, що складається з відповідним (2.11) чином упорядкованих власних векторів;

$$\dot{\alpha}^r = (\dot{\alpha}_1^r, \dots, \dot{\alpha}_N^r) = G^r \dot{\bar{x}}, \quad \dot{\beta}^r = (\dot{\beta}_1^r, \dots, \dot{\beta}_N^r) = G^r \dot{\bar{z}} \quad (2.14)$$

Таким чином, в (2.14) компоненти векторів (також (2.10)) складаються з проєкцій вихідних векторів на власні вектори субсмугової матриці.

Обчислення показують, що при виборі (квадратні дужки означають цілу частину вмісту):

$$J_r = 2[N a_{ik}^r / 2] + 4 \quad (2.15)$$

з високою точністю виконуються рівності:

$$\lambda_{k+1} = 0. \quad (2.16)$$

Тому при виконанні умов:

$$\beta_i^r = \alpha_i^r, i = 1, \dots, J_r. \quad (2.17)$$

з високим ступенем точності субсмугова відстань дорівнюватиме нулю, тобто

$$d_r(x, z) = 0. \quad (2.18)$$

Таким чином, для точного збігу відрізків трансформант Фур'є в заданому частотному інтервалі не обов'язково виконання тривіального умови рівності відповідних векторів:

$$\vec{x} = \vec{z}. \quad (2.19)$$

Неважко показати, що на увазі властивості ортонормального набору власних векторів субсмугової матриці серед усіх векторів, що задовольняють умові (2.18), мінімальної евклідової нормою буде володіти вектор

$$\dot{y}_r = \sum_{k=1}^{J_r} \alpha_k^r \dot{q}_k^r. \quad (2.20)$$

Цей результат легко узагальнити на випадок об'єднання непересічних інтервалів виду (2.8)

$$\Omega_R = \bigcup_{r \in R} \Omega_r \quad (2.21)$$

де $\mathcal{J}$ - деяка множина частотних інтервалів, причому передбачається виконання нерівностей $\min \Omega_{1r} \geq 0$, $\max \Omega_{2r} \leq \pi$.

При цьому співвідношення для об'єднаного субсмугової відстані набирає вигляду

$$d_R(x, z) = \sum_{k=1}^{J_R} \lambda_k^R (\alpha_k^R - \beta_k^R)^2. \quad (2.22)$$

Вхідні сюди символи означають ті ж характеристики, що й в (2.8), але тільки для сумарної субсмугової матриці

$$A_R = \sum_{r \in R} A_r. \quad (2.23)$$

Зокрема J_R означає число ненульових власних чисел матриці:

$$(2.36).$$

Таким чином, справедливо наступне.

Твердження 1. Необхідною і достатньою умовою збігу в межах інтервалу частот виду (2.21) відрізків трансформант Фур'є двох векторів $\vec{x}$ и $\vec{z}$ є виконання рівності [35]:

$$\beta_k^R = \alpha_k^R, \quad k = 1, \dots, J_R, \quad (2.24)$$

причому серед всіх таких векторів m -вектор:

$$\vec{y}_R = \sum_{k=1}^{J_R} \alpha_k^R \vec{q}_k^R \quad (2.25)$$

має мінімальну евклідову норму [9]. Покладемо

$$W_R = G_J^R G_J^{R'}, \quad (2.26)$$

де $G_{J_R}^R = \{\vec{q}_1^R \dots \vec{q}_{J_R}^R\}$.

Тоді співвідношення (2.25) можна перетворити до вигляду

$$\vec{y}_R = W_R \vec{x}. \quad (2.27)$$

Безпосередньо з представлення елементів матриці (2.23):

$$a_{ik}^R = \int_{\omega \in \Omega_R} \exp(-j\omega(i-k)) d\omega / 2\pi \quad (2.28)$$

неважко отримати характеристичне властивість її власних чисел і векторів:

$$\lambda_k^R = \int_{\omega \in \Omega_R} |Q_k^R(\omega)|^2 d\omega / 2\pi, \quad (2.29)$$

тобто власні числа чисельно рівні частці енергії відповідного власного вектора, що потрапляє в об'єднаний частотний інтервал (тут враховано рівність Парсеваля і рівність одиниці норм власних векторів).

Таким чином, використання тільки ненульових власних чисел звужує діапазон частот, в який потрапляє енергія вектора (2.27).

Тому видається природним називати співвідношення (2.27) оператором субсмугового згладжування (ОСС) або фільтрації, а W_R матрицею оператора субсмугового згладжування (МОСС).

Безпосередньо з визначення (2.25) неважко отримати співвідношення для скалярного твору вихідного вектора і результату його згладжування:

$$(\vec{x}, \vec{y}_R) = \|\vec{y}_R\|^2 = \sum_{k=1}^{J_R} (\alpha_k^R)^2 \geq 0. \quad (2.30)$$

Тому справедливі рівності

$$\rho(x, y_R) = (\vec{x}, \vec{y}_R) / (\|\vec{x}\| \|\vec{y}_R\|) = \left(\sum_{k=1}^{J_R} (\alpha_k^R)^2 / \sum_{i=1}^N (\alpha_i^R)^2 \right)^{1/2}, \quad (2.31)$$

$$\gamma_R(x, y_R) = \|\vec{x} - \vec{y}_R\|^2 = \sum_{k=J_R+1}^N (\alpha_k^R)^2. \quad (2.32)$$

Природньо характеристику (2.31) називати коефіцієнтом подібності вихідного і згладженого векторів. Його позитивна знаковизначеність з точки зору розв'язуваної задачі побудови трендів є істотним властивістю.

З ортонормального набору власних векторів субсмугової матриці (2.23) слід справедливність.

Твердження 2. Нерухомими точками ОСС (2.27) є тільки вектори виду [35]

$$\vec{u} = G_J^R \vec{b}, \vec{b} = (b_1, \dots, b_{J_R}) \quad (2.33)$$

де компоненти вектора $\vec{b}$ є довільними числами (в тому числі комплексними) [41].

Очевидно, що трансформанти Фур'є векторів (2.25) можна представити у вигляді:

$$Y(\omega) = \sum_{tk1}^{J_R} \alpha_k^R Q_k(\omega). \quad (2.34)$$

Тому можна вважати, що реалізується варіант наближеного аналітичного продовження трансформанти Фур'є вихідного вектора з обраного частотного інтервалу на суміжні підобласті частотної осі.

2.2. Адаптивне побудова оператора субсмугового згладжування

Відзначимо, що вираз (2.33) визначає безліч трендів, які відповідають «ідеального» умові (2.4). Реальні тренди будуть йому задовольняти тільки наближено, причому ступінь наближення визначається кількістю векторів в поданні (2.33) і вибором частотного інтервалу [35].

Так як передбачається, що шуканий тренд є більш вузькосмуговим ніж аналізований часовий ряд, то представляється доцільним вимагати виконання наступного варіаційного умови.

При однаковій сумарній ширині:

$$S_R = \sum_{r \in R} (\Omega_{2r} - \Omega_{1r}), \quad (2.35)$$

у декількох об'єднаних частотних інтервалів виду (2.21) вибирається той з них, на якому коефіцієнт подібності (2.31) більше.

Відзначимо, що точного рівності одержуваного коефіцієнта подібності заданого значення досягти важко, тому мова може йти про деяке допустимому наближенні до нього.

Нехай надалі $K+1$ означає загальну кількість частотних інтервалів, на які розбита вісь частот $[-\pi, \pi)$, $\Delta = \pi/(2K+1)$,

$$\omega_k = 2(r-1)\Delta, r = 1, \dots, K+1,$$

а границі частотних інтервалів визначаються співвідношеннями:

$$\Omega_{10} = 0; \Omega_{20} = \Delta; \Omega_{1r} = \omega_r - \Delta; \Omega_{2r} = \omega_r + \Delta; r = 1, \dots, K, \quad (2.36)$$

тобто частотні інтервали не перетинаються і перекривають всю приватну вісь.

Кількість частотних інтервалів може бути будь-яким, проте доцільно дотримуватися наступного рівняння:

$$K = [(N - 2)/4], \quad (2.37)$$

де квадратні дужки означають цілу частину вмісту. Воно відповідає тому, що тоді A дорівнюватиме половині ширини основної пелюстки спектру прямокутного вікна тривалості N (ядро Діріхле) [41]. При цьому максимальне власне число субсмугової матриці A_0 з елементами

$$a_{ik}^0 = \sin(\Delta(i - k))/\pi(i - k); a_{ii}^0 = 1/(2K + 1), k = 1, \dots, N, \quad (2.38)$$

дорівнюватиме 0,98, а $J_0 = 5$.

У свою чергу з (2.12) неважко отримати вираз для елементів субсмугових матриць для інших частотних інтервалів:

$$a_{ik}^r = 2a_{ik}^0 \cos(\omega_r(i - k)). \quad (2.39)$$

Покладемо

$$P_r(x) = \int_{\omega \in \Omega_r} |X(\omega)|^2 / 2\pi. \quad (2.40)$$

Маючи на увазі визначення (2.5) неважко отримати вираз цієї характеристики безпосередньо в області оригіналів:

$$P_r(x) = \vec{x}' A_r \vec{x}. \quad (2.41)$$

Нехай

$$sredx = \|\vec{x}\|^2 / 2\pi \quad (2.42)$$

$$h_r = 1,378 \cdot sredx \cdot (\Omega_{2r} - \Omega_{1r}), \quad (2.43)$$

тобто маються на увазі щільність енергії вектора і відповідні її частини, що припадають на інтервали визначених вище розмірів. Коефіцієнт 1, 378 є медіаною (квантиль) імовірнісного розподілу хі-квадрат з двома ступенями свободи (сума інтегралів від квадратів і уявною частин трансформант Фур'є по відповідним частотним інтервалах для білого гаусового шуму) [43].

На основі співвідношень (2.12) і (2.36) неважко отримати співвідношення:

$$\sum_{r=0}^K A_r = 1 = diag(1, \dots, 1). \quad (2.44)$$

Тому справедливо рівність

$$\sum_{r=0}^K P_r(x) = \|\vec{x}\|^2. \quad (2.45)$$

Таким чином, в загальному випадку сукупність частин енергій (2.41) можна розділити на дві множини:

$$R = \{P_r(x) \geq h_r, r \in R\} \quad (2.46)$$

і $\bar{R}$ якщо виконуються протилежні нерівності.

Підставивши в (2.41) вираз (2.1), неважко отримати співвідношення для частин енергій аналізованого вектора в частотних інтервалах.

$$P_r(x) = P_r(f) + P_r(\varepsilon) + 2\vec{f}^T A_r \vec{\varepsilon}. \quad (2.47)$$

Тому справедливо співвідношення:

$$sredx = sredf + sred\varepsilon + 2(\bar{x}, \bar{\varepsilon})/2\pi. \quad (2.48)$$

Припускаючи, що переважна частка енергії тренда зосереджена в більш сумарно вузької, ніж у випадкових коливань частотної області, цілком обгрунтовано можна вважати, що саме в цій області з більшою ймовірністю будуть виконуватися нерівності виду (2.46), ніж протилежні (нецентральних хі-квадрат розподіл ймовірностей інтегралів від квадратів і уявною компонент трансформанти Фур'є).

Тому безліч частотних інтервалів (2.46) природно називати інформаційним, а складові його частотні інтервали називати інформаційними.

Подальші кроки полягають у використанні співвідношення (2.23) і обчисленні для отриманої сумарної субсмугової матриці власних чисел і векторів.

Відзначимо далі, що областю визначення трансформанти Фур'є будь-якого вектора кінцевої розмірності є вся частотна вісь в межах $[-\pi, \pi)$. Тому, для точного відтворення тренда потрібно весь набір власних векторів сумарною субсмугової матриці, який є повним базисом для подання векторів даної розмірності [41,42]. Однак, при цьому будуть точно відтворені і спотворюють впливу.

Тому при виборі числа власних векторів J_R для формування матриці ОСС виду (2.26) необхідно досягти компромісу між бажанням точного відтворення тренда як нерухомої точки (власного вектора) оператора (2.27) і ступеня очищення його від спотворюють впливів.

На жаль, на увазі різних причин не представляється можливим досить строго обгрунтувати процес відбору власних векторів для формування МОСС (2.26). Тому були використані обчислювальні експерименти, які показали, що використання в якості критерію відбору власних векторів нерівності для відповідних власних чисел:

$$\lambda_{i+1}^R \geq (1 - \phi_R) / (2(2K + 1 - t_R)) \bullet \sum_{k=1}^i \lambda_k^R / i. \quad (2.49)$$

дозволяє досягти шуканого компромісу.

Тут використані наступні позначення:

$$t_R = \frac{S_R}{\Delta}, \quad (2.50)$$

$$\phi_R = P_R(x) / \|\vec{x}\|^2 = \vec{x}' A_R \vec{x} / \|\vec{x}\|^2, \quad (2.51)$$

λ_k^R - впорядковані по спадаючій власні числа сумарної субсмугової матриці A_R .

Відзначимо, що чисельник першого із співмножників в правій частині (2.49) дорівнює квадрату частки енергії оцінки вектора спотворень, тоді як знаменник визначає подвійну кількість частотних інтервалів, куди вона потрапляє (число ступенів свободи).

Форма останнього в правій частині (2.49) співмножника обрана за аналогією з наближеним рівністю

$$P_R(x) \approx \left\| \hat{f}_R \right\|^2 \cdot \sum_{k=1}^{J_R} \lambda_k^R / J_R, \quad (2.52)$$

де $\hat{f}_R$ - оцінка тренда на основі згладжування:

$$\hat{f}_R = W_R \vec{x}, \quad (2.53)$$

а матриця W_R визначається співвідношенням (2.26).

2.3. Висновки до розділу 2

У розділі розглянуто оператор субсмугового згладжування, на основі якого побудовано адаптивну субсмугову фільтрацію.

РОЗДІ 3

НАУКОВО-ДОСЛІДНА ЧАСТИНА

3.1. Оцінка якості фільтрації алгоритмами Вінера і Калмана в залежності від довжини імпульсної характеристики

Для алгоритмів Вінера і Калмана були проведені обчислювальні експерименти, в ході яких на вхід подавалися сигнали виду (3.1) і змінювалася довжина імпульсної характеристики [47-50]:

$$\tilde{\vec{x}} = \vec{x} + \vec{u}, \quad (3.1)$$

де $\vec{x}$ - вихідний сигнал, $\vec{u}$ - шум, розподілений по рівномірному закону, $\tilde{\vec{x}}$ - сигнал отриманий після застосування фільтрації.

В даному випадку за вихідний приймався сигнал такого вигляду:

$$\vec{x} = \sin(2\pi k * 0.1) + \cos(2\pi k * 0.005), k = 1, \dots, N. \quad (3.2)$$

В процесі проведення експериментів співвідношення шум/сигнал змінювалося в межах від 0 до 0,5 з кроком 0,1 і визначалося за такою формулою [50]:

$$BШС = \frac{P_{шум}}{P_{сигнал}} = \frac{\sum_{k=1}^N y_k^2}{\sum_{k=1}^N x_k^2}. \quad (3.3)$$

За зразковий сигнал був прийнятий вихідний.

В якості запобіжного порівняння використовувалося відносне середньоквадратичне відхилення сигналу на виході фільтра від вихідного сигналу, яке розраховується за формулою [50-52]:

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^N (x_k - a \cdot z_k)^2}{\sum_{k=1}^N x_k^2}}, \quad (3.4)$$

де x_k - вихідний сигнал, z_k - сигнал на виході фільтра,

$$a = \frac{\sum_{k=1}^N x_k \cdot z_k}{\sum_{k=1}^N x_k^2}, \quad (3.5)$$

У табл. 3.1 представлена залежність відносного середньоквадратичного відхилення (ε) від відносини шум/сигнал і тривалості імпульсної характеристики фільтра (L) при використанні оптимального фільтра Вінера.

Таблиця 3.1.

Залежність відносного середньоквадратичного відхилення від ставлення шум/сигнал і тривалості імпульсної характеристики фільтра Вінера

Шум/сиг. L	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
1	2	3	4	5	6	7
8	0,0664	0,3598	0,5373	0,5779	0,6082	0,7018
16	0,1015	0,4019	0,5432	0,5783	0,6082	0,7017
24	0,1306	0,4438	0,5445	0,5825	0,6094	0,7015
32	0,1562	0,4751	0,5498	0,5908	0,6177	0,7014
40	0,1757	0,4985	0,5633	0,6027	0,6358	0,7014
48	0,1867	0,5161	0,5884	0,6117	0,6574	0,7014
56	0,1898	0,5297	0,6028	0,6144	0,6745	0,7014
64	0,1902	0,5378	0,6038	0,6155	0,6831	0,7013
72	0,2032	0,5398	0,6048	0,6155	0,6866	0,7014
80	0,2412	0,5399	0,6092	0,6154	0,6875	0,7011
88	0,3076	0,5409	0,6208	0,6158	0,6878	0,6992
96	0,3784	0,5441	0,6273	0,6185	0,6878	0,6965
104	0,4371	0,5505	0,6298	0,6242	0,6878	0,6951
112	0,4765	0,5576	0,6308	0,6334	0,6874	0,6958

1	2	3	4	5	6	7
120	0,4938	0,5639	0,631	0,6403	0,6883	0,6972
128	0,4963	0,5665	0,6319	0,6427	0,6897	0,6976
136	0,4978	0,5677	0,633	0,6434	0,6933	0,6977
144	0,5055	0,5674	0,6329	0,6537	0,6989	0,6982
152	0,5208	0,5674	0,633	0,6762	0,7098	0,7032
160	0,5365	0,5671	0,6333	0,6973	0,7274	0,7141
168	0,5475	0,5673	0,6347	0,7215	0,747	0,732
176	0,5522	0,5668	0,6341	0,7451	0,7632	0,7488
184	0,5537	0,5669	0,6347	0,7586	0,7755	0,7606
192	0,5536	0,5667	0,6347	0,7623	0,7832	0,7667
200	0,5538	0,5672	0,635	0,7629	0,7873	0,7687
208	0,5536	0,5685	0,635	0,7639	0,7879	0,7686
216	0,5543	0,5733	0,6363	0,7676	0,7882	0,7688
224	0,5572	0,5821	0,6376	0,7745	0,7893	0,7686
232	0,5658	0,5901	0,6408	0,7803	0,7925	0,7688
240	0,5783	0,5956	0,6428	0,7846	0,7966	0,7687
248	0,5941	0,5993	0,645	0,7894	0,8015	0,7692
256	0,607	0,6006	0,6457	0,7908	0,8066	0,7689

Для більшої наочності за даними, наведеними в таблиці, були побудовані залежності відносного середньоквадратичного відхилення від тривалості імпульсної характеристики сигналу при різних рівнях шуму, представлені на рис. 3.1 [52-56].

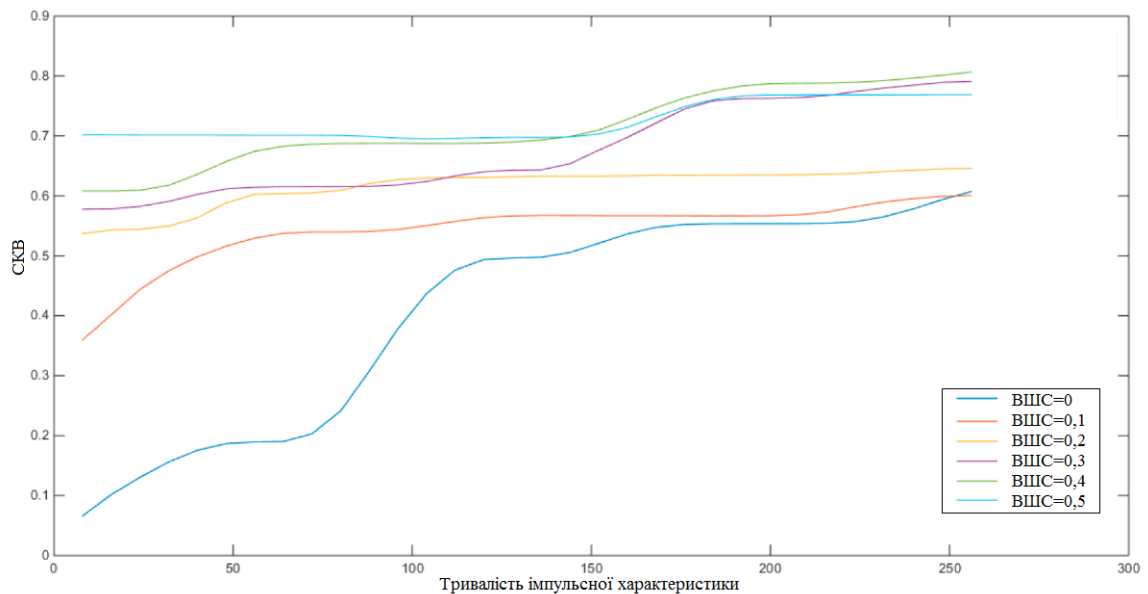


Рис. 3.1. Залежність відносного середньоквадратичного відхилення від тривалості імпульсної характеристики фільтра Вінера при різному ставленні шум/сигнал

У табл. 3.2 представлена залежність відносного середньоквадратичного відхилення від відносини шум/сигнал і тривалості імпульсної характеристики фільтра при використанні фільтрації Калмана.

Таблиця 3.2

Залежність відносного середньоквадратичного відхилення від ставлення шум / сигнал і тривалості імпульсної характеристики фільтра Калмана

Шум/сиг. L	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
1	2	3	4	5	6	7
8	0,6466	0,4814	0,4271	0,2421	0,1986	0,1878
16	0,4353	0,0738	0,1702	0,1046	0,084	0,1189
24	0,147	0,1133	0,08	0,1025	0,076	0,147
32	0,1566	0,0689	0,0887	0,1032	0,0838	0,1365
40	0,1037	0,0719	0,0789	0,1171	0,0949	0,1308
48	0,1453	0,0837	0,0971	0,1188	0,1244	0,1286
56	0,0839	0,0789	0,0911	0,1164	0,1248	0,1232
64	0,0901	0,0846	0,0966	0,1189	0,1194	0,1253
72	0,0756	0,0892	0,1046	0,1085	0,1227	0,1301
80	0,0791	0,0874	0,1009	0,1093	0,1268	0,128
88	0,0808	0,0904	0,1041	0,1158	0,1272	0,1341
96	0,0627	0,0853	0,0995	0,1159	0,1265	0,133
104	0,0612	0,0895	0,1066	0,1207	0,1371	0,1442
112	0,0887	0,0919	0,1054	0,1221	0,1341	0,1434
120	0,0672	0,0954	0,1104	0,1267	0,1355	0,146
128	0,0561	0,0914	0,1098	0,1248	0,1395	0,1473
136	0,0604	0,094	0,1118	0,1278	0,1395	0,1485
144	0,0548	0,0953	0,1152	0,1298	0,1422	0,154
152	0,0608	0,0975	0,1168	0,1315	0,1435	0,1556
160	0,0592	0,098	0,1172	0,1317	0,1488	0,157
168	0,0596	0,0994	0,1192	0,1359	0,1499	0,1609

1	2	3	4	5	6	7
176	0,0615	0,1003	0,1216	0,1376	0,1512	0,1634
184	0,0584	0,101	0,1217	0,1382	0,1521	0,1652
192	0,0586	0,1018	0,1231	0,1411	0,1535	0,1688
200	0,0537	0,1016	0,1238	0,1417	0,1568	0,1694
208	0,0561	0,1037	0,127	0,1435	0,158	0,1721
216	0,0574	0,1043	0,1263	0,1454	0,1599	0,1733
224	0,0535	0,1051	0,1282	0,1471	0,1617	0,1752
232	0,0523	0,1057	0,1301	0,1476	0,1635	0,1773
240	0,0563	0,107	0,1306	0,1492	0,1651	0,179
248	0,0557	0,1072	0,1311	0,1504	0,1666	0,1801
256	0,0544	0,1084	0,1329	0,1519	0,1677	0,1823

Для більшої наочності за даними, наведеними в таблиці, були побудовані залежності відносного середньоквадратичного відхилення від тривалості імпульсної характеристики фільтра Калмана при різних рівнях шуму, представлені на малюнку 3.2 [52-56].

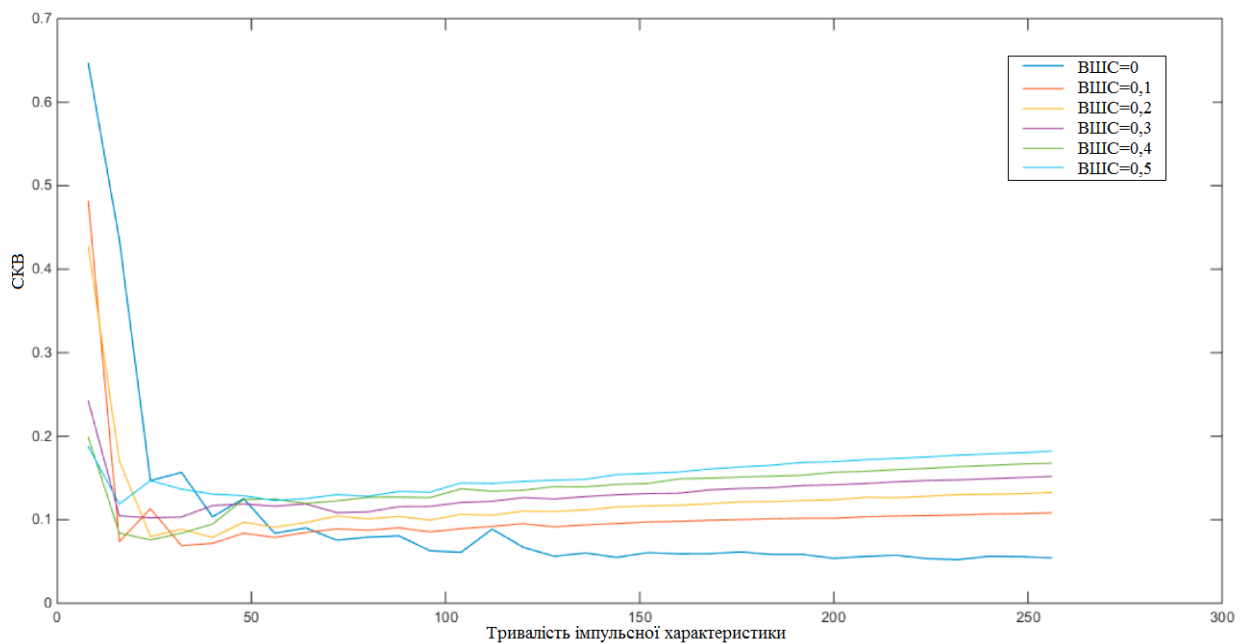


Рис. 3.2. Залежність відносного середньоквадратичного відхилення від тривалості імпульсної характеристики фільтра Калмана при різному ставленні шум/сигнал

Проаналізувавши результати проведених експериментів, зведених в табл. 3.1 і 3.2, і побудованими за ними залежності, які представлено на рис. 3.1 і 3.2. В фільтрації методом Вінера при співвідношенні шум/сигнал рівному 0 і збільшенні довжини імпульсної характеристики фільтра від 8 до 96 відносно середньоквадратичне відхилення сигналу на виході фільтра від вихідного різко збільшується з 0,01 до 0,5 і далі поступово збільшується до 0,6. При появі шуму на вході фільтра відносно середньоквадратичне відхилення сигналу на виході фільтра поступово зростає і приймає значень від 0,45 до 0,7.

Підсумком вищевикладеного є наступна залежність: при збільшенні співвідношення шум/сигнал мінімальне значення відносного середньоквадратичного відхилення спостерігається при меншій довжині імпульсної характеристики фільтра.

В фільтрації методом Калмана відносно середньоквадратичне відхилення зменшується при збільшенні довжини імпульсної характеристики, чим менше співвідношення шум/сигнал там менше значення відносного середньоквадратичного відхилення.

3.2. Порівняльний аналіз фільтрації методами Вінера, Калмана і адаптивної субсмугової фільтрації при обробці модельного сигналу

Для порівняльного аналізу методів адаптивної фільтрації були проведені обчислювальних експерименти, в ході яких, як і в попередньому випадку, подавалися сигнали виду (3.2) і змінювалося співвідношення шум / сигнал визначається формулою (3.3) в межах від 0 до 0,5 з кроком 0,1.

В даному дослідженні в якості вихідного використовувався модельний сигнал, що генерується на основі співвідношення.

$$\bar{x} = \cos\left(\frac{8\pi k}{N} + \varphi_1\right) + \cos\left(\frac{15\pi k}{N} + \varphi_2\right), k = 1, \dots, N, \quad (3.6)$$

де $\varphi_1, \varphi_2 \in (-\pi, \pi)$ - випадкові фази, рівномірно розподілені в зазначеному інтервалі; N - тривалість оброблюваного відрізка тимчасового ряду.

Тривалості фільтруючого і результуючого сигналу рівні $N=512$. У козактві критерію ефективності методів фільтрації використовувалося відносне середньоквадратичне відхилення, яке розраховується за формулою (3.3) [50].

У методі адаптивної субсмугової фільтрації (АСФ), на відміну алгоритму Вінера і Калмана, зразковий сигнал не використовується. Для об'єктивності досліджень зразковий сигнал піддавався спотворення.

У табл. 3.3 представлена залежність відносного середньоквадратичного відхилення від відношення шум/сигнал для модельного сигналу, відфільтрованого методом Вінер, Калмана і методом адаптивної субсмугової фільтрації.

Таблиця 3.3

**Залежність відносного середньоквадратичного відхилення від
відношення шум/сигнал для модельного сигналу**

Шум/сигнал	0	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
Адаптивна субсмугова фільтрація	0,0116	0,0351	0,0687	0,0888	0,1383	0,1696
Фільтр Вінера	0,1993	0,4875	0,5453	0,6187	0,7044	0,7104
Фільтр Калмана	0,0901	0,0846	0,0966	0,1191	0,1596	0,1955

На рис. 3.2-3.10 представлені графіки вихідного сигналу і сигналів, відфільтрованих Вінера, Калмана і методом адаптивної субсмугової фільтрації при змінному співвідношенні шум/сигнал рівному 0, 0.3, 0,5 [56-60].

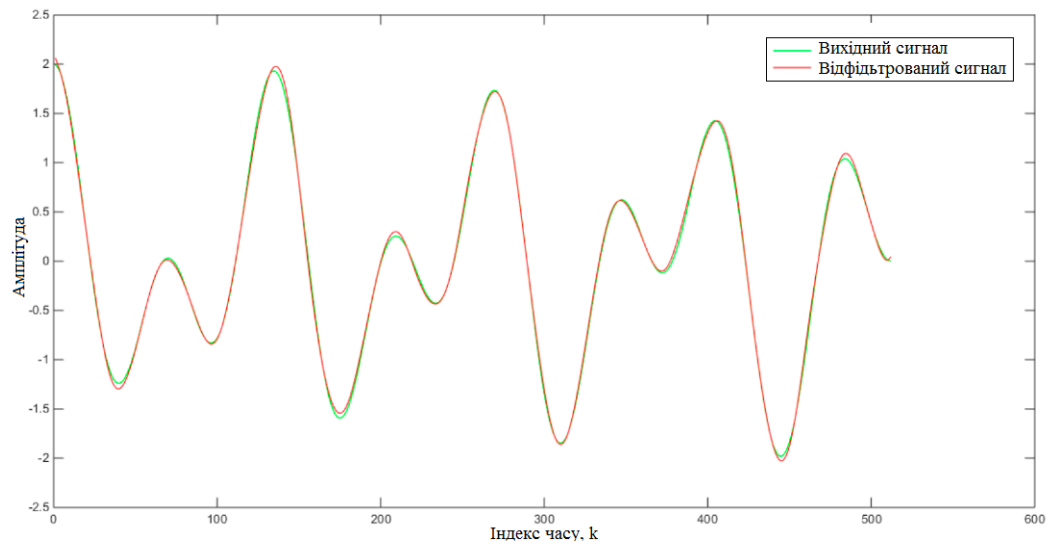


Рис. 3.3. Сигнал відфільтрований адаптивним субсмуговим методом при співвідношенні шум / сигнал 0

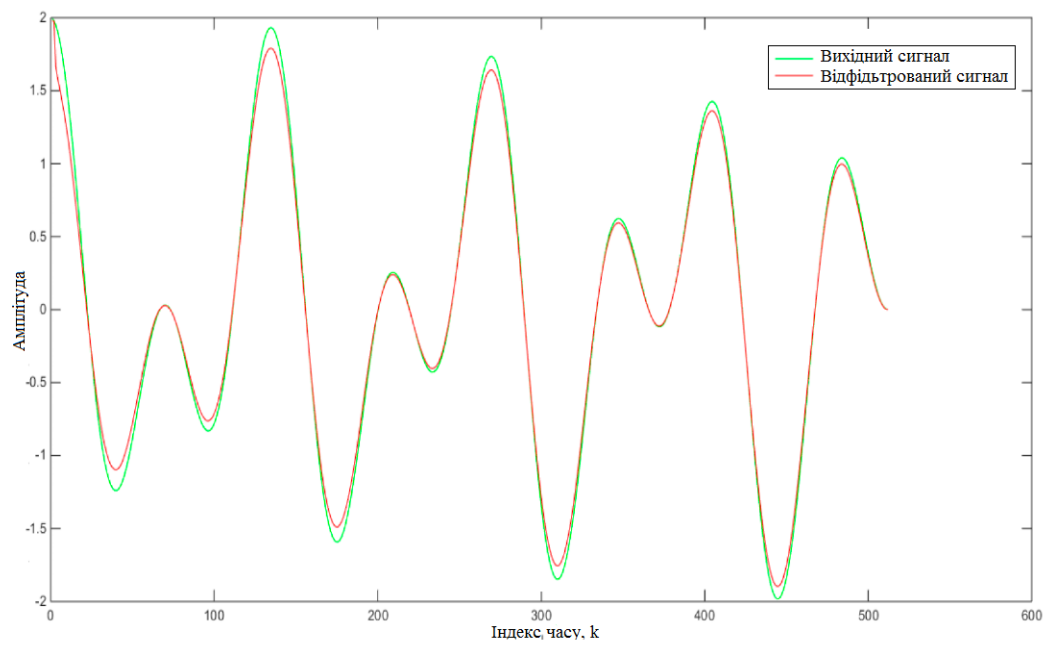


Рис. 3.4. Сигнал відфільтрований методом Калмана при співвідношенні шум/сигнал 0

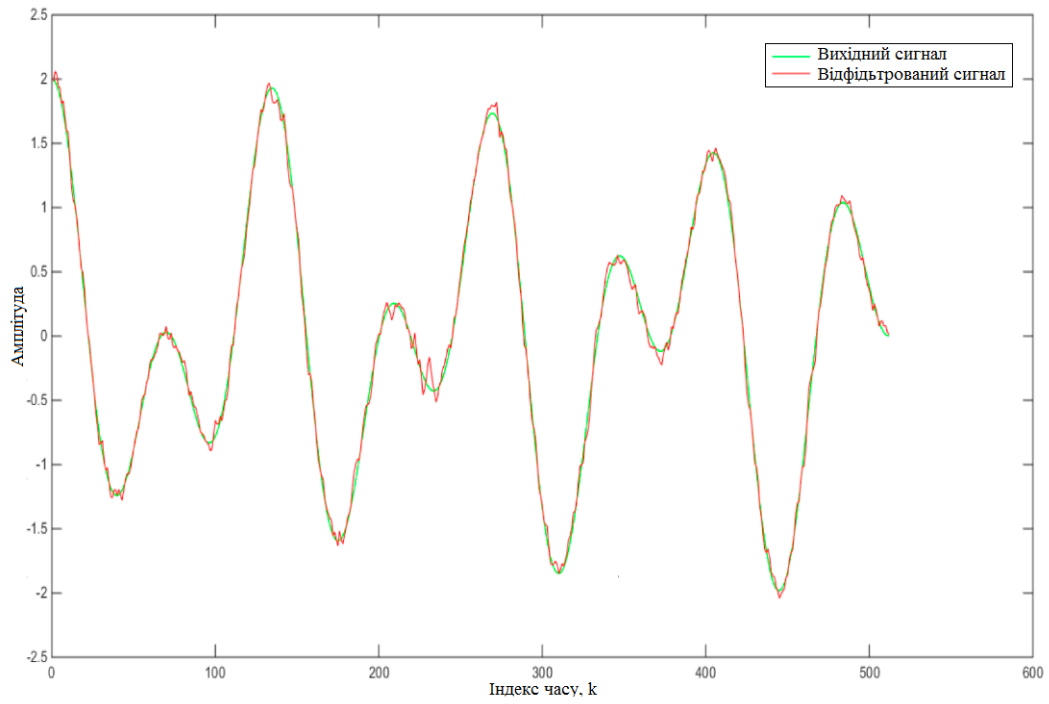


Рис. 3.5. Сигнал відфільтрований методом Вінера при співвідношенні шум / сигнал 0

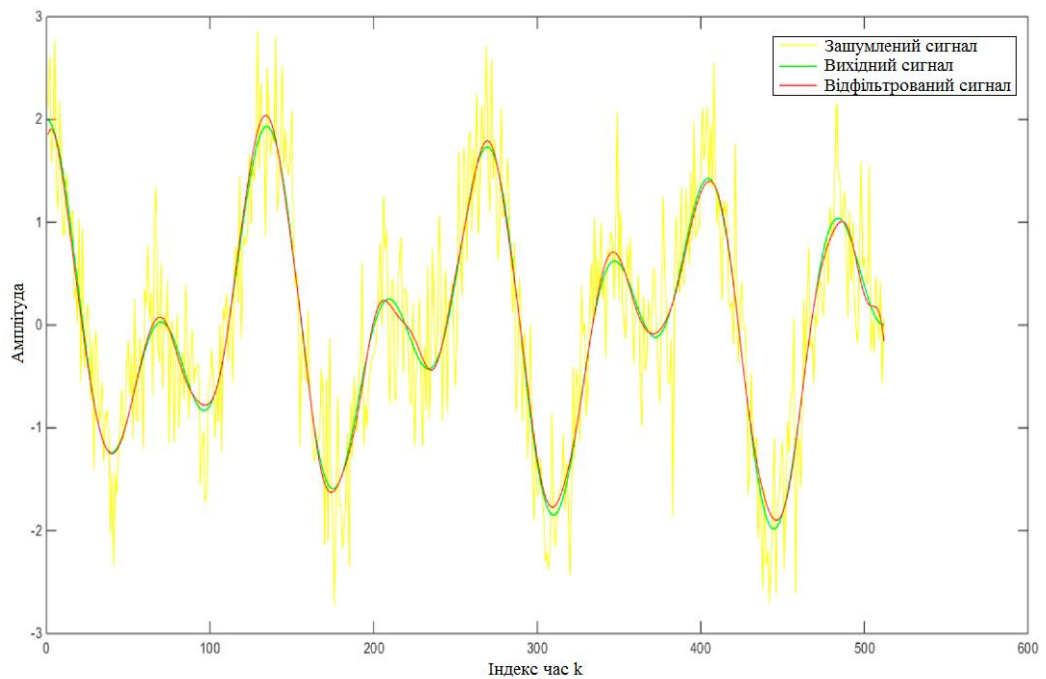


Рис. 3.6. Сигнал відфільтрований адаптивним субсмуговим методом при співвідношенні шум/сигнал 0.3

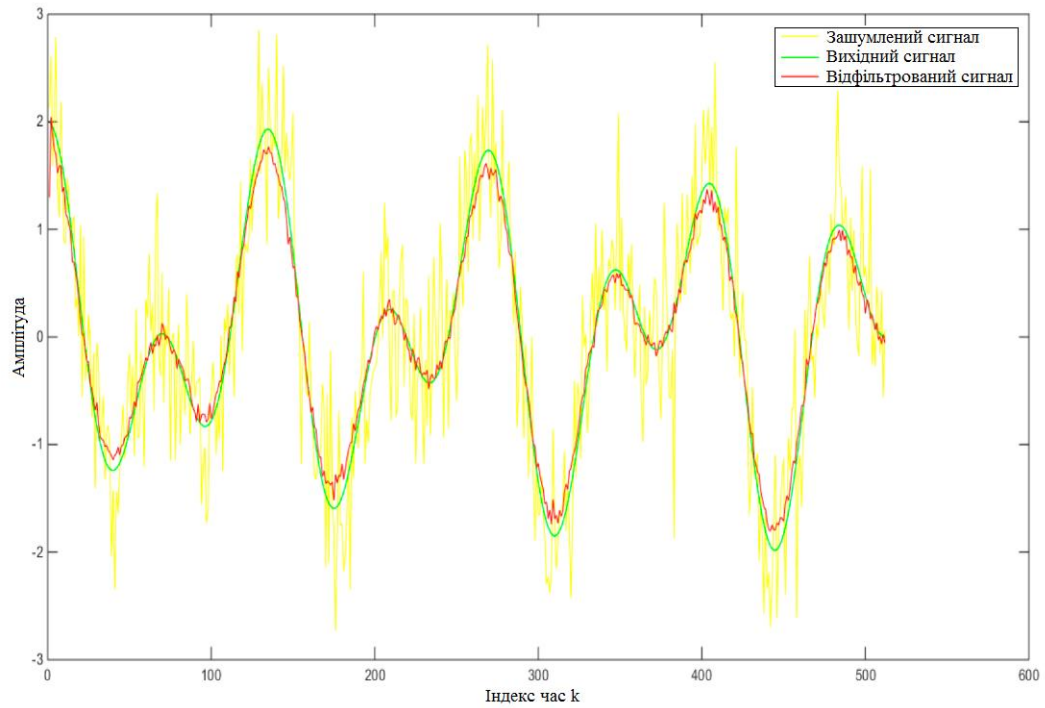


Рис.3.7. Сигнал відфільтрований методом Калмана при співвідношенні шум / сигнал 0.3

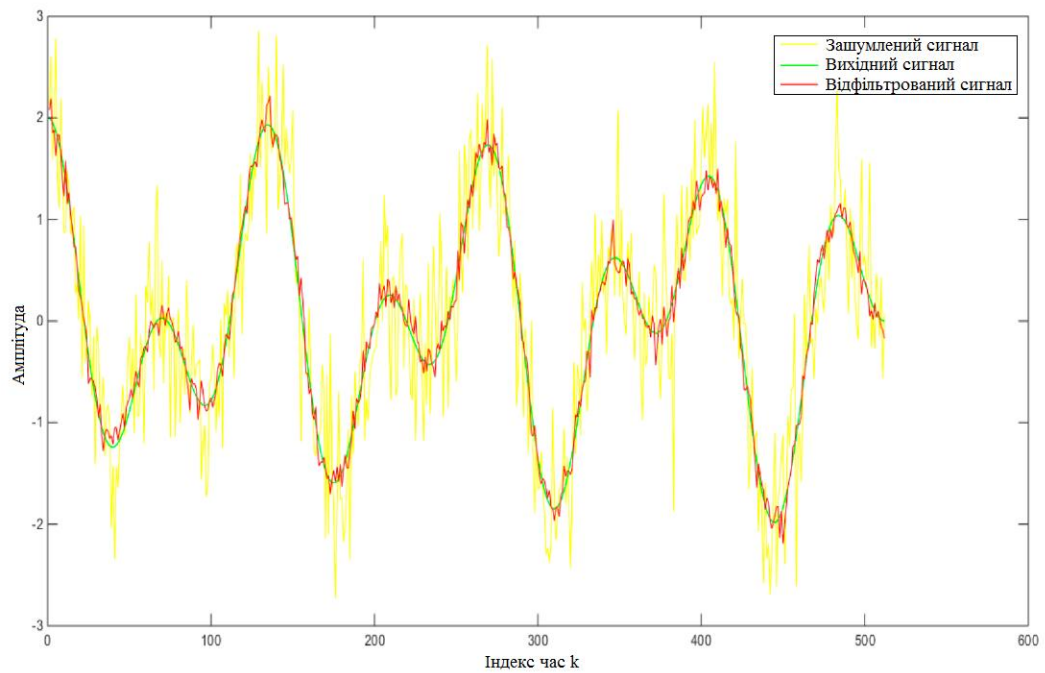


Рис.3.8. Сигнал відфільтрований методом Вінера при співвідношенні шум / сигнал 0.3

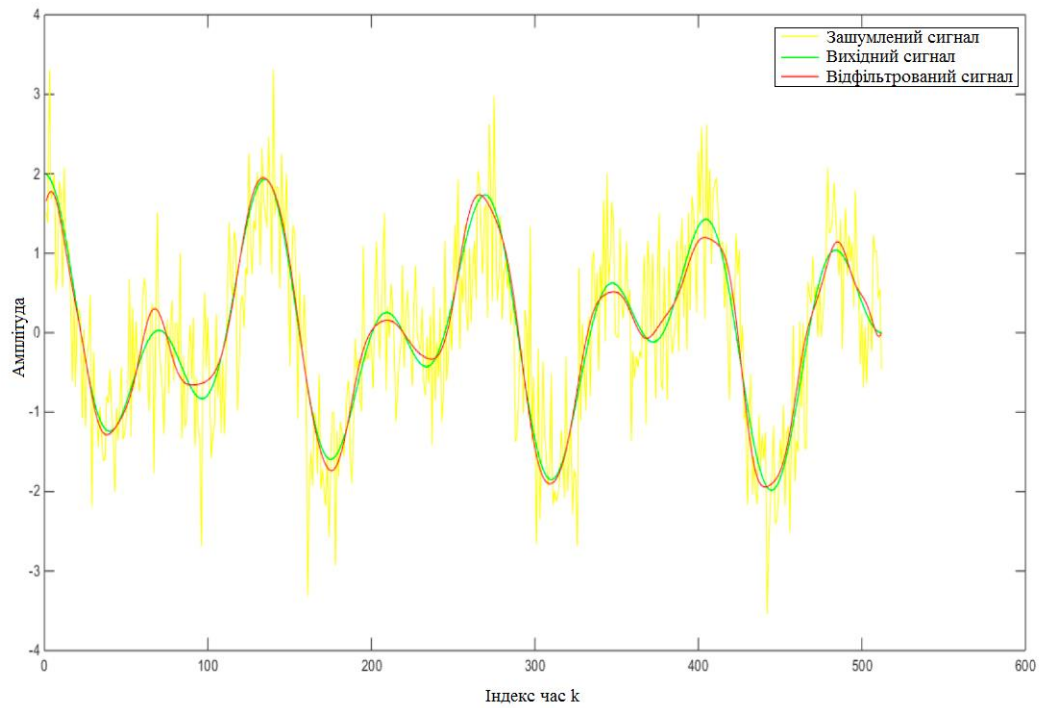


Рис. 3.9. Сигнал відфільтрований адаптивним субсмуговим методом при співвідношенні шум/сигнал 0.5

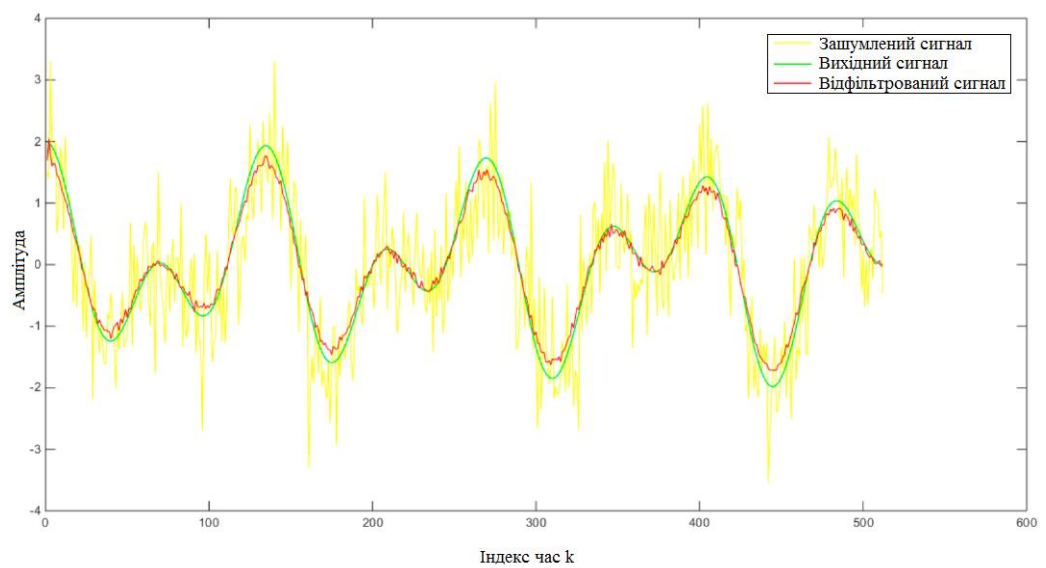


Рис. 3.10. Сигнал відфільтрований методом Калмана при співвідношенні шум/сигнал 0.5

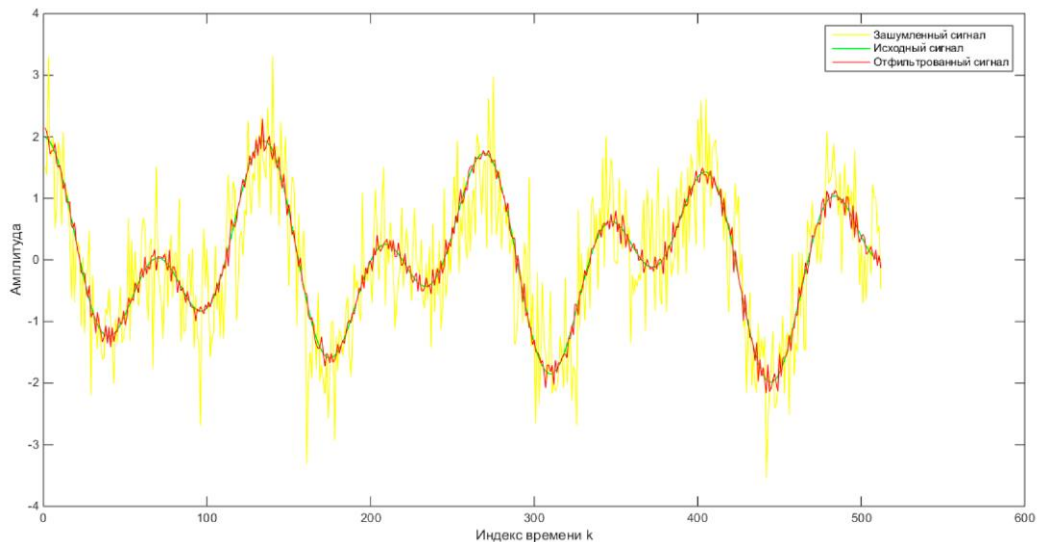


Рис. 3.11. Сигнал відфільтрований методом Вінера при співвідношенні шум / сигнал 0.5

Проаналізувавши результати експерименту, наведені в табл. 2.3, відзначимо, що при відсутності шуму вихідний сигнал методу адаптивної субсмугової фільтрації, має меншу відносне середньоквадратичне відхилення, ніж вихідний сигнал фільтрів, заснованих на методах Вінера і Калмана. Зі збільшенням рівня шуму в фільтровану сигналі, спостерігається збільшення відносного середньоквадратичного відхилення від вихідного сигналу при всіх розглянутих видах фільтрації. Слід звернути увагу, що відносне середньоквадратичне відхилення вихідного сигналу адаптивного субсмугового фільтра від вихідного сигналу має меншу швидкість росту, ніж у методів Вінера і Калмана.

3.3. Порівняльний аналіз фільтрації методами Вінера, Калмана і адаптивної субсмугової фільтрації при обробці емпіричних даних

Для порівняльного аналізу методів адаптивної фільтрації так само були проведені обчислювальні експерименти, де в якості вихідного сигналу використовувалися емпіричні дані, які являють собою рядок зображення. Вихідна рядок представлена на рис. 3.12.

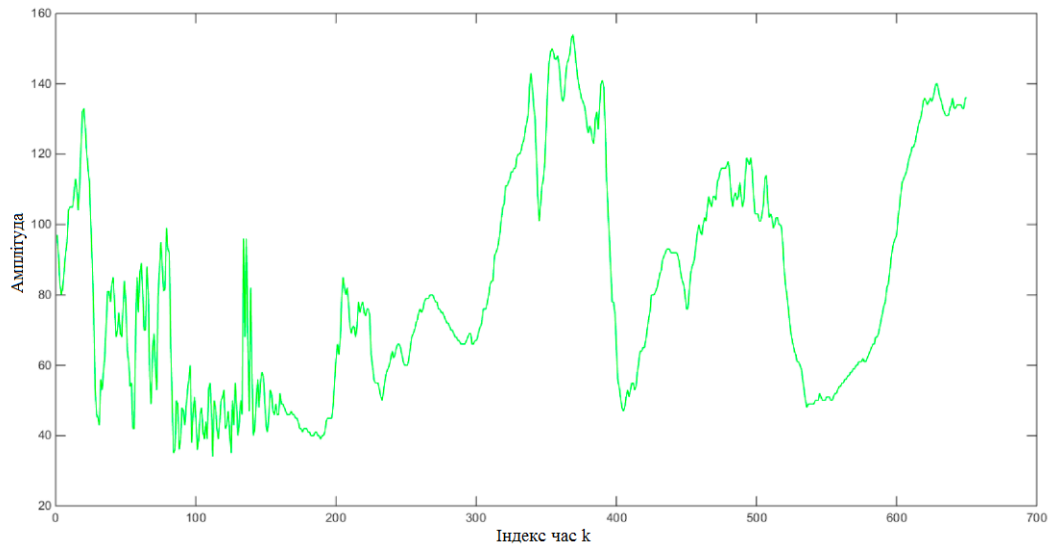


Рис. 3.12. Графік, що представляє собою один рядок вихідного зображення

Представлена рядок має негладких вид, присутні викиди, перепади, тому стоїть завдання відфільтрувати її отримавши гладку криву.

Для дослідження стійкості до впливу шумів, було вироблено штучне зашумлення з використанням псевдовипадкових чисел, згенерованих за нормальним законом розподілу. Як і в попередньому випадку, змінювалося співвідношення шум / сигнал визначається формулою (3.3) в межах від 0 до 0,5.

Результати експериментів представлені на малюнках.

Фільтрація з співвідношенням шум / сигнал рівному 0.

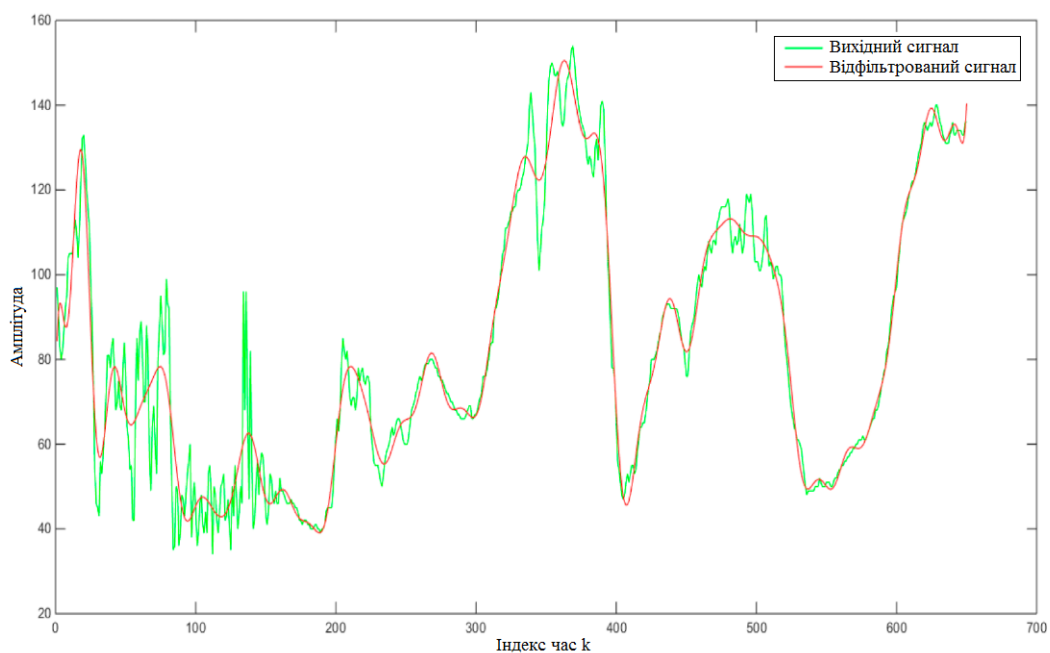


Рис. 3.13. Фільтрація методом адаптивної субсмугової фільтрації

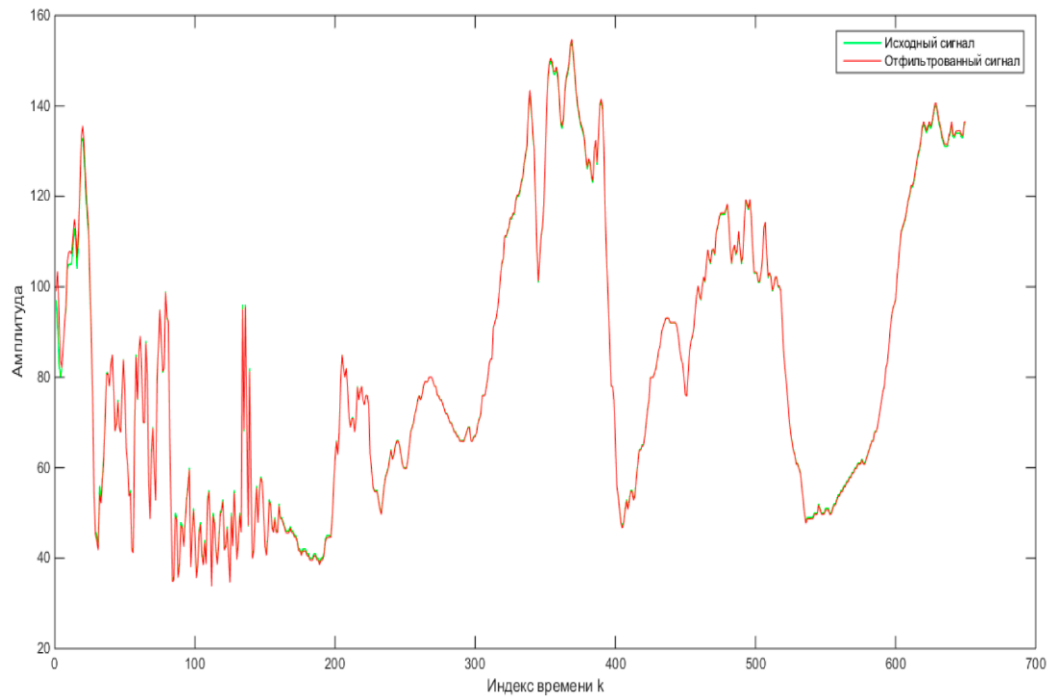


Рис. 3.14. Фільтрація за Калмана

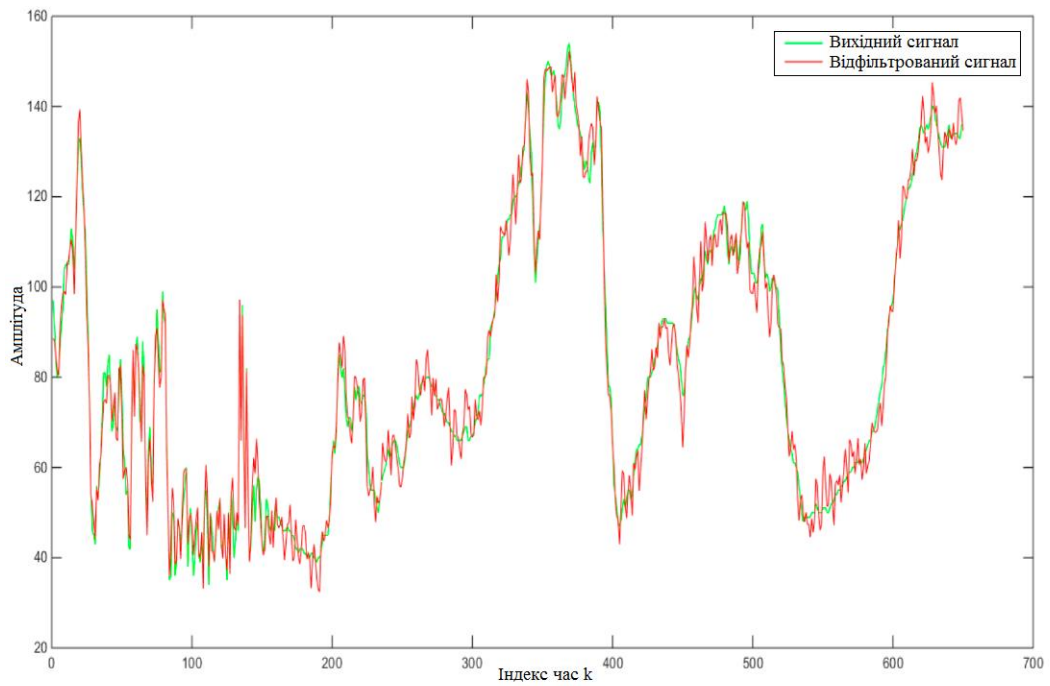


Рис. 3.15. Фільтрація алгоритмом Вінера

Фільтрація з співвідношенням шум / сигнал рівному 0.3.

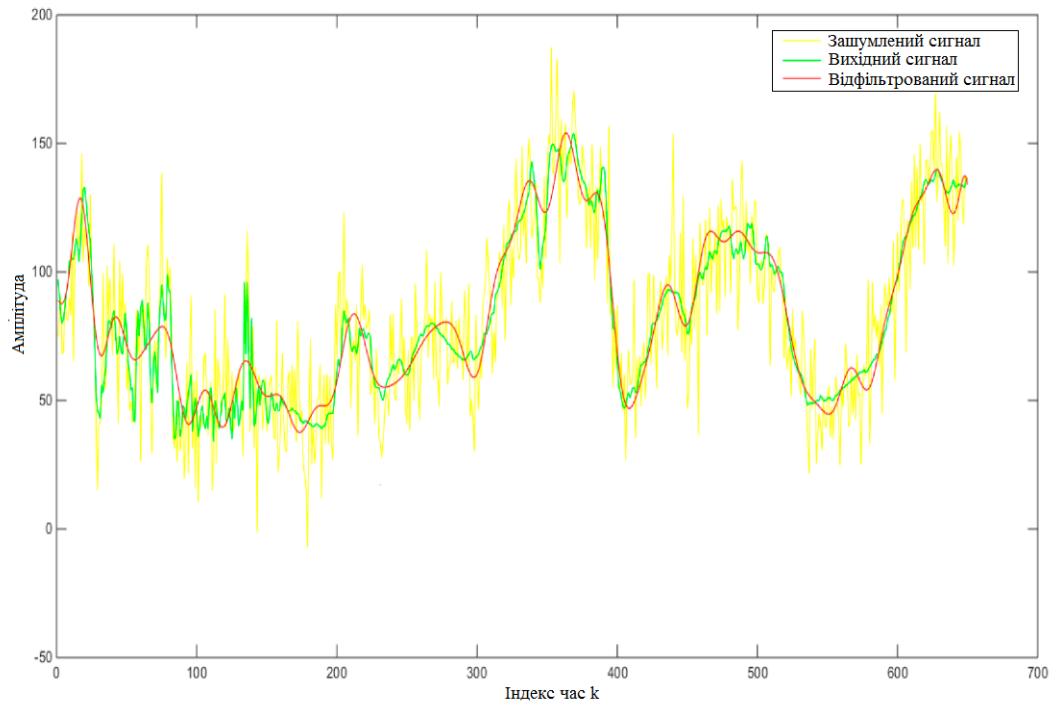


Рис. 3.16. Фільтрація методом адаптивної субсмугової фільтрації

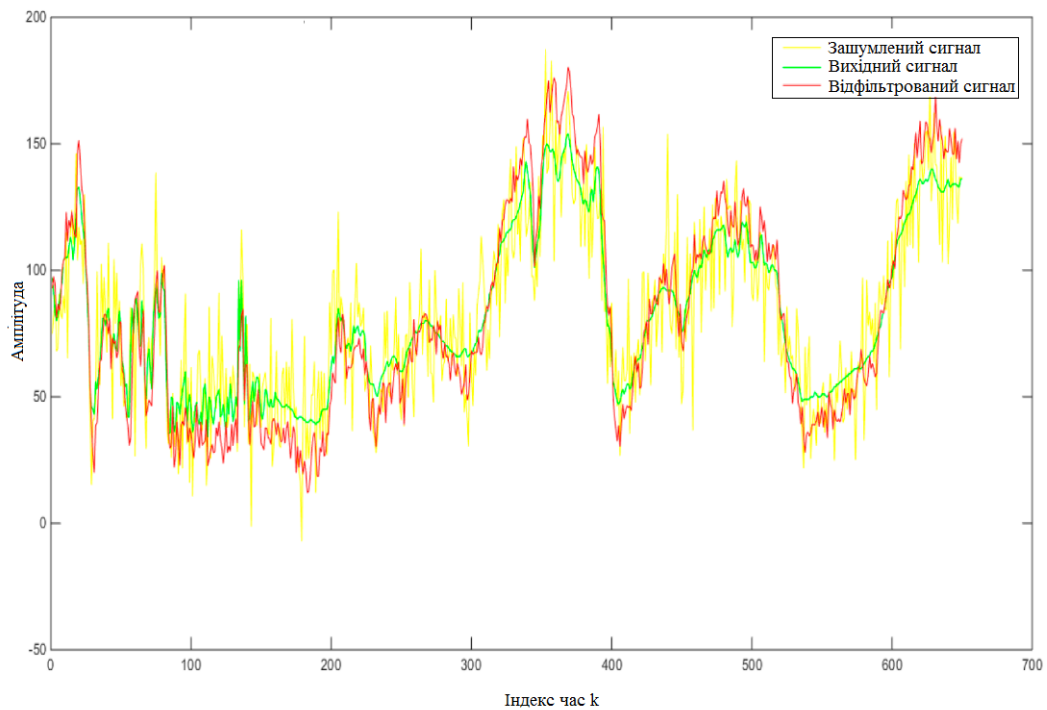


Рис. 3.17. Фільтрація по Калману

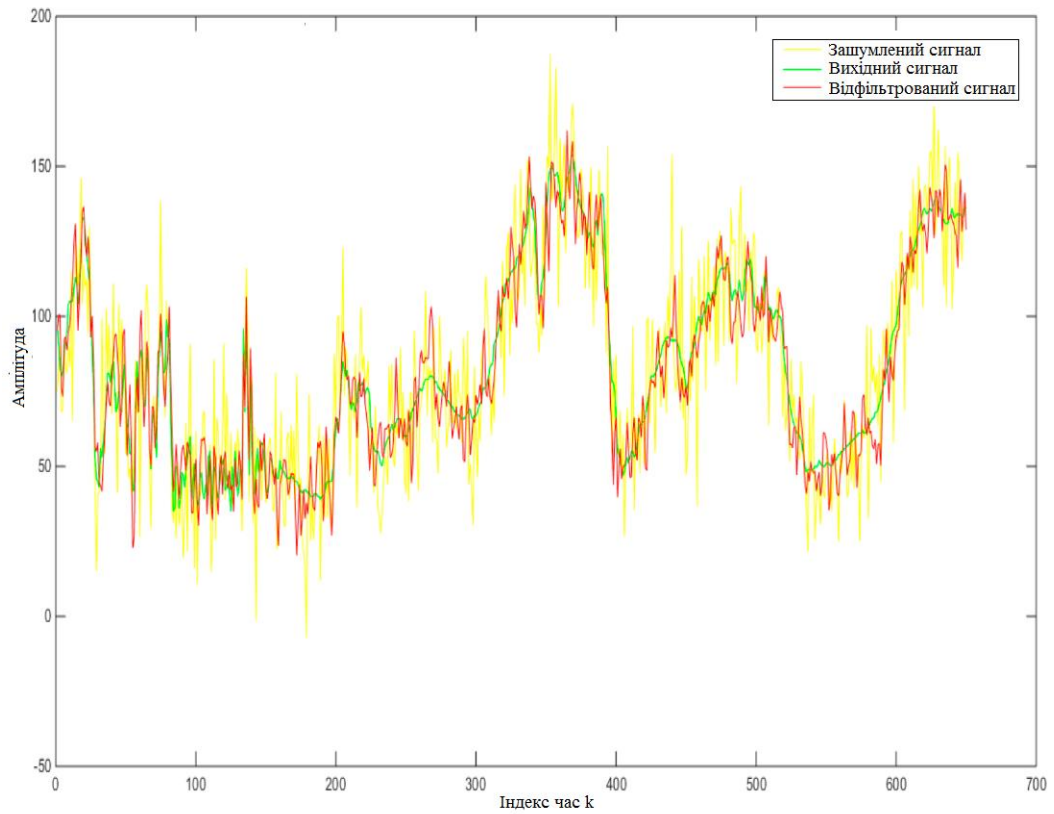


Рис.3.18. Фільтрація за алгоритмом Вінера

Фільтрація з співвідношенням шум / сигнал рівному 0.5.

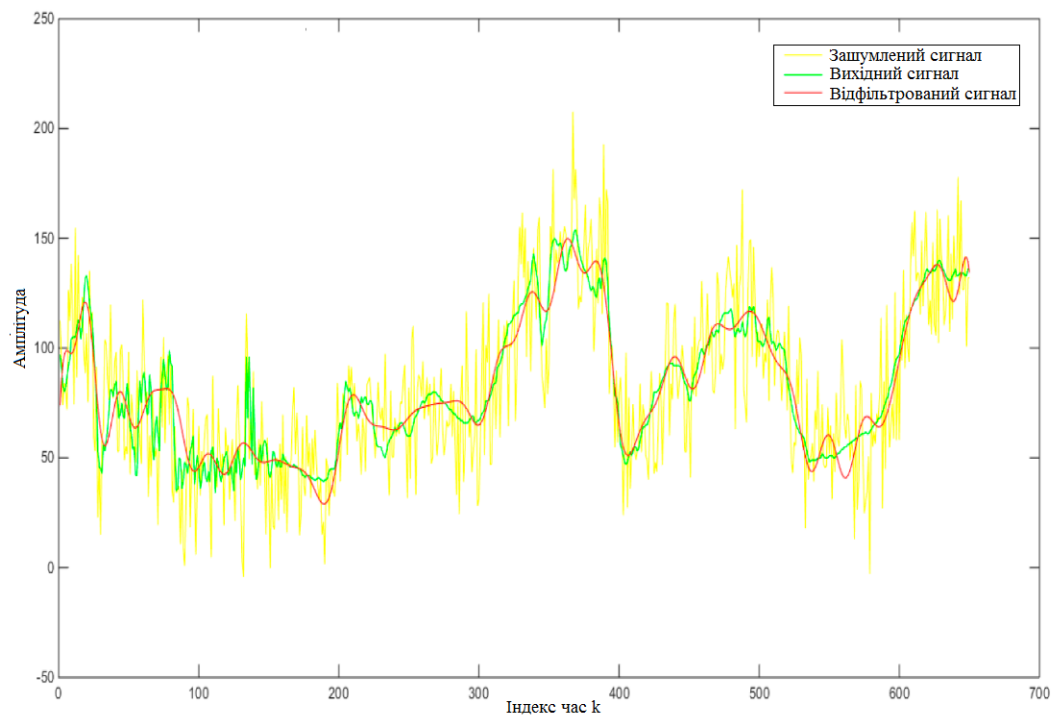


Рис. 3.19. Фільтрація методом адаптивної субсмугової фільтрації

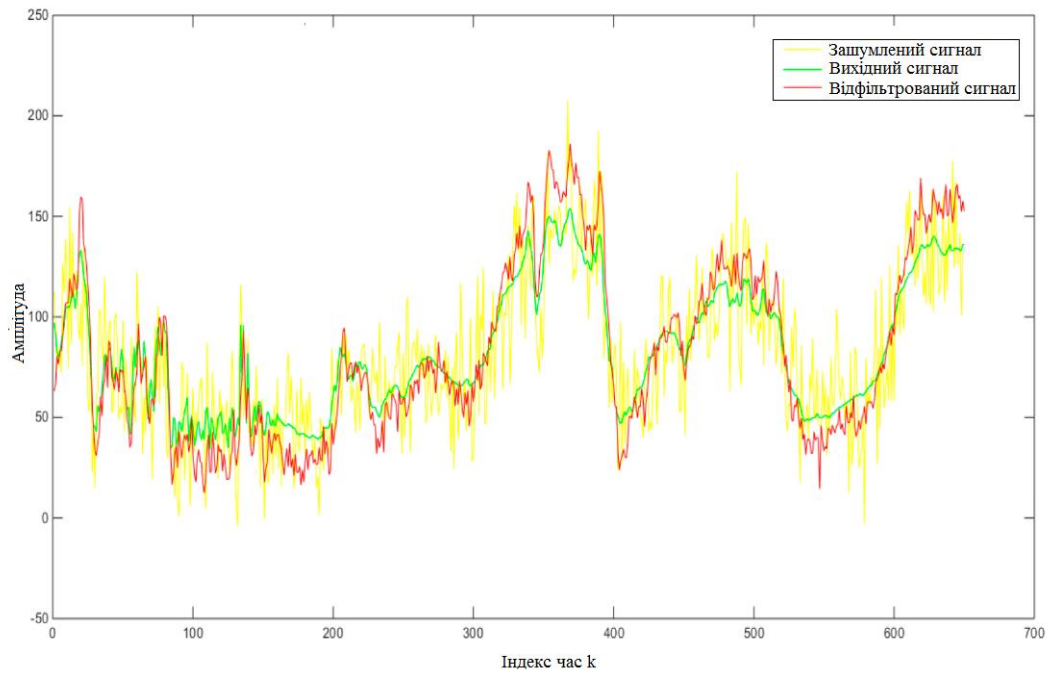


Рис. 3.20. Фільтрація по Калману

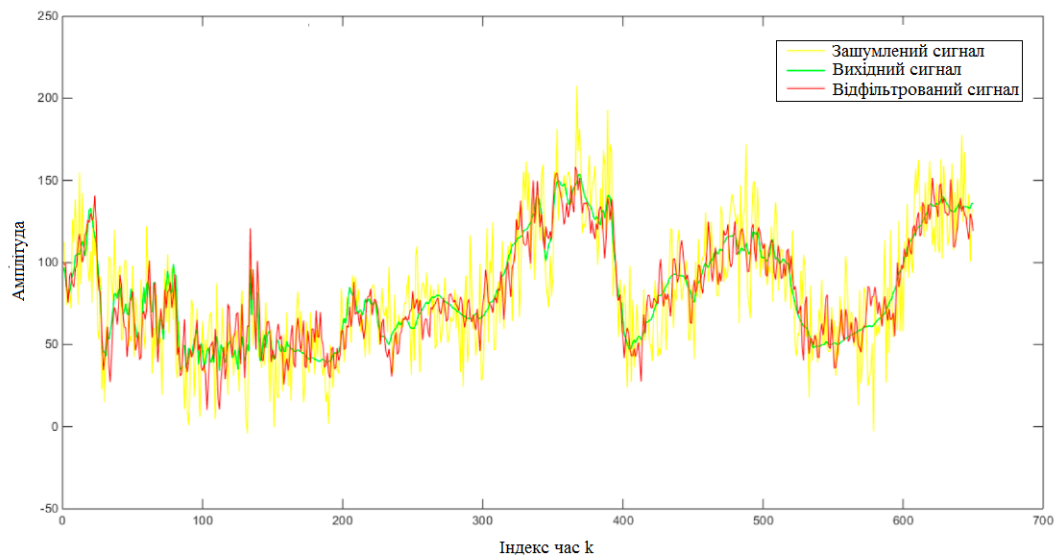


Рис. 3.21. Фільтрація за алгоритмом Вінера

Для оцінки якості фільтрації за формулою 3.5 було розраховано середньоквадратичне відхилення вихідного сигналу для різних співвідношень шум/сигнал. Результати представлені в таблиці 3.4.

**Залежність відносного середньоквадратичного відхилення від
ставлення шум / сигнал при обробці емпіричних даних**

Шум/сигнал	0	0,3	0,5
Адаптивна субсмугова фільтрація	0,0768	0,0837	0,0894
Фільтр Вінера	0,0437	0,1009	0,1259
Фільтр Калмана	0,0104	0,1509	0,1803

Для наочності, відніmemo з вихідного сигналу отриманий відфільтрований сигнал для співвідношення шум / сигнал 0, 0,3, 0,5.

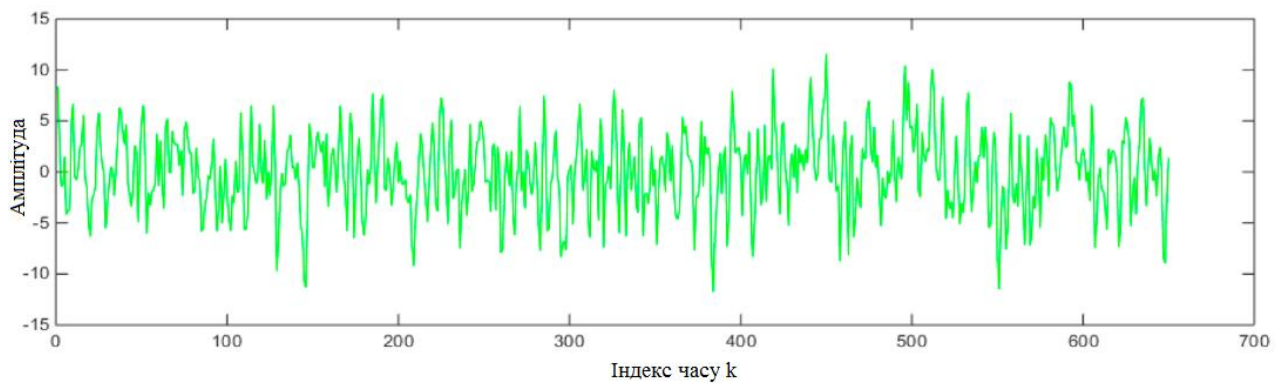


Рис. 3.22. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум/сигнал рівному 0 для методу Вінера

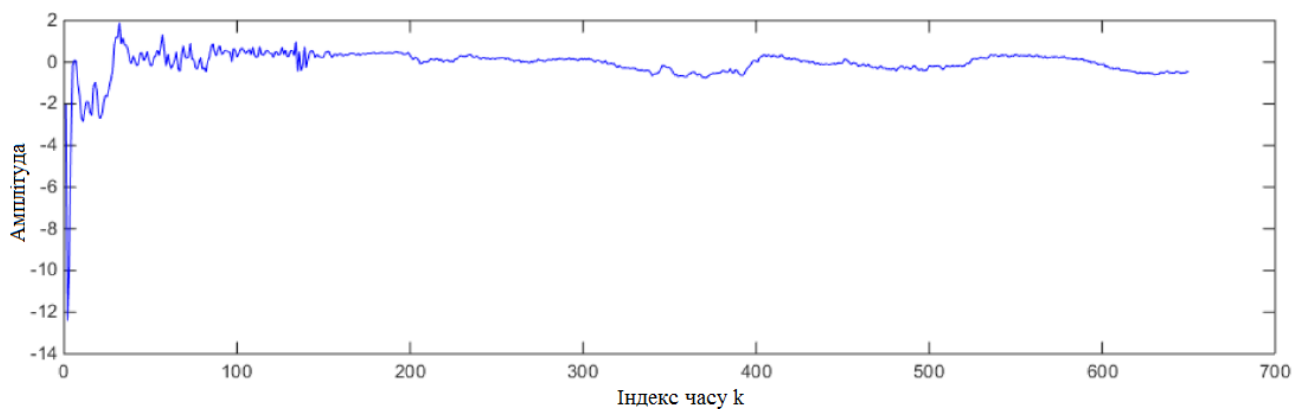


Рис. 3.23. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум/сигнал рівному 0 для методу Калмана

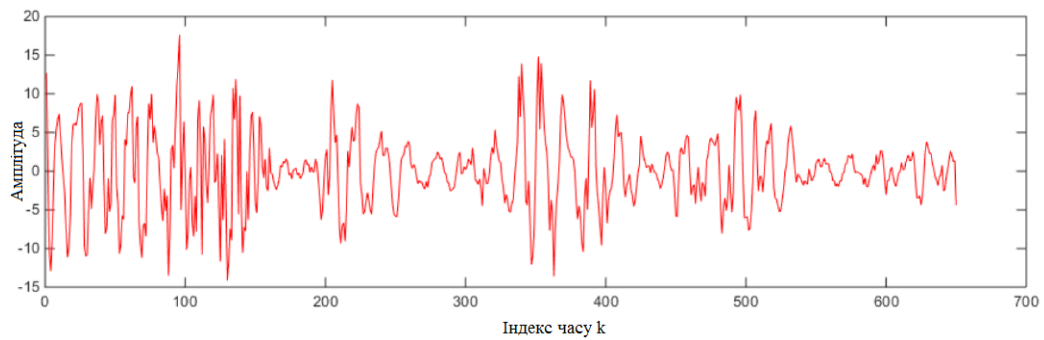


Рис. 3.24. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум/сигнал рівному 0 для методу субсмугової фільтрації

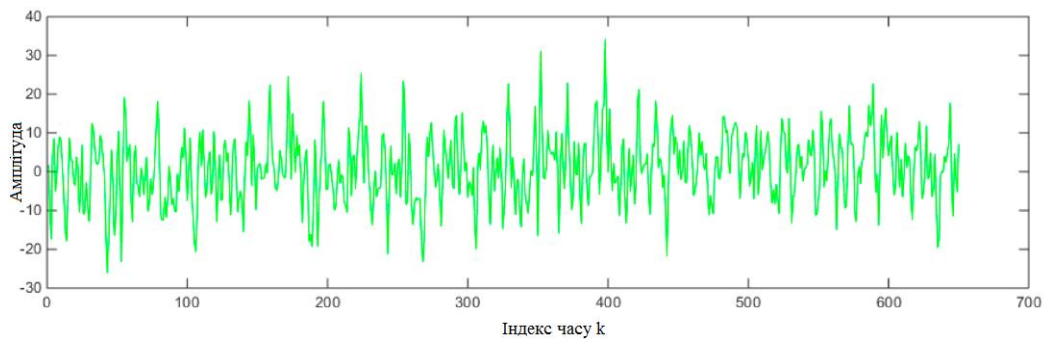


Рис. 3.25. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум / сигнал рівному 0,3 для методу Вінера

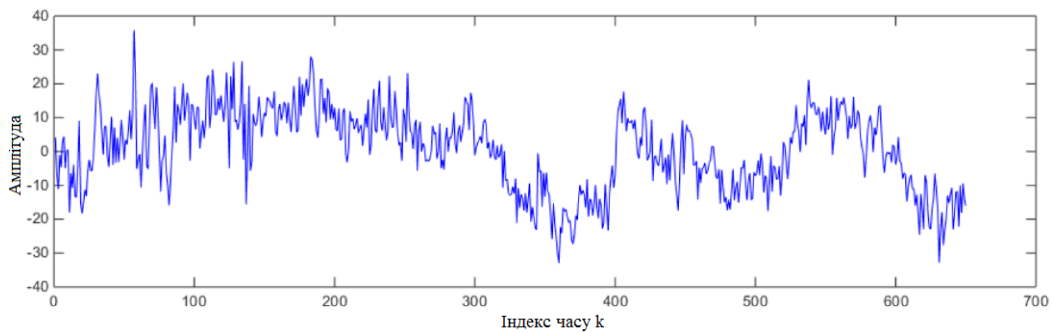


Рис. 3.26. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум / сигнал рівному 0,3 для методу Калмана

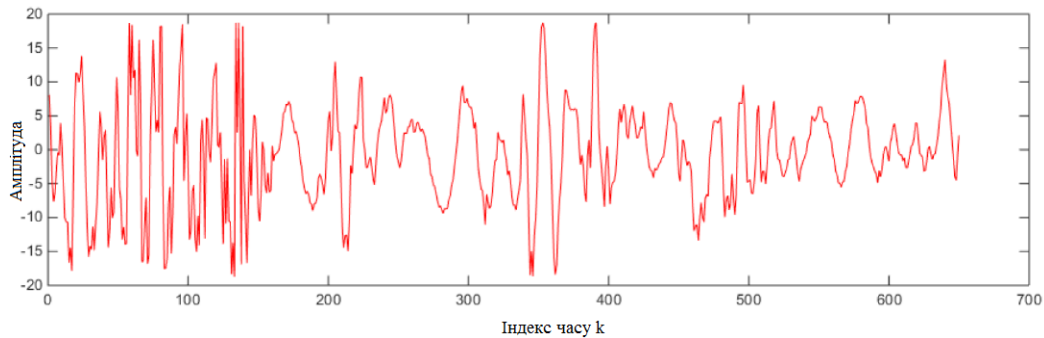


Рис. 3.27. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум / сигнал рівному 0,3 для методу субсмугової фільтрації

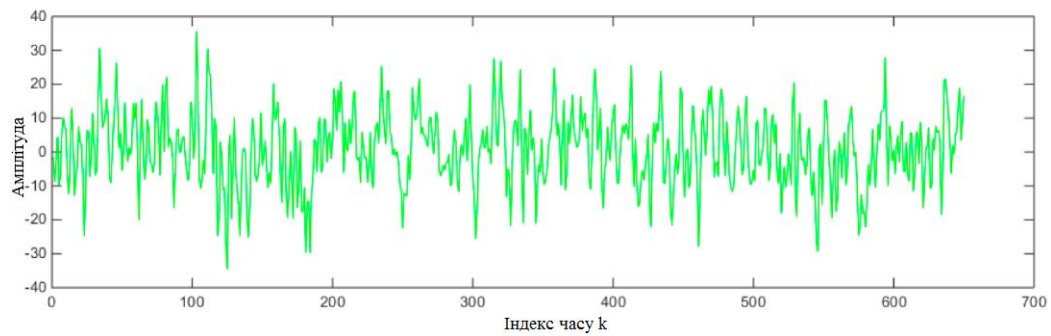


Рис. 3.28. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум / сигнал рівному 0,5 для методу Вінера

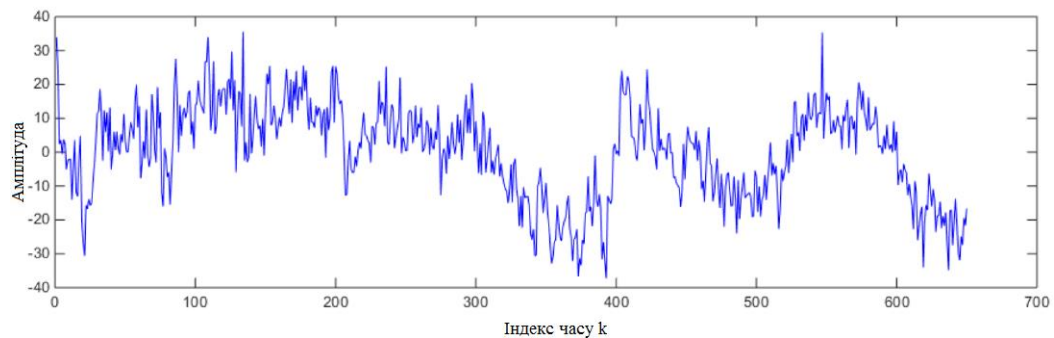


Рис. 3.29. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум / сигнал рівному 0,5 для методу Калмана

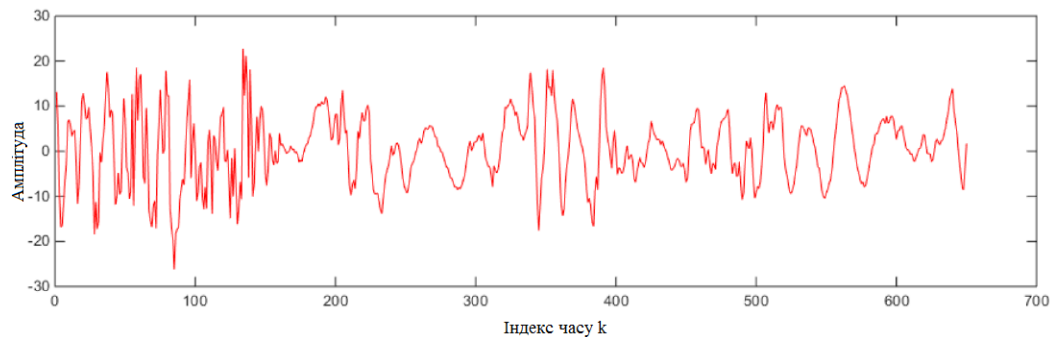


Рис. 3.30. Різниця вихідного сигналу і відфільтрованого при співвідношенні шум / сигнал рівному 0,5 для методу субсмугової фільтрації

Провівши аналіз результатів отриманих в ході фільтрації вектора зображення, можна зробити висновок, що фільтрація методами Калмана і Вінера не призводить до гладкості. При співвідношенні шум / сигнал рівному нулю методи Вінера і Калмана практично не змінюють вихідний сигнал, але при збільшенні співвідношення шум/сигнал, вихідний сигнал відхиляється від початкового (табл.3.4). Різниця вихідного і вихідного сигналу також показує, що фільтрація і методами Вінера і Калмана (рис. 3.22-3.30) не стійка до збільшення

шумів. Фільтрація субсмуговим методом, робить сигнал гладким, вихідний сигнал з збільшення шуму змінюється не сильно в порівнянні з фільтрацією по алгоритмам Вінера і Калмана (див. Таблиця 3.4), зростання амплітуди різниці початкового і одержаного сигналу зі збільшенням шуму менше ніж у алгоритмів Вінера і Калмана (рис. 3.22-3.30) це дозволяє зробити висновок що субсмугова фільтрація стійка до збільшення шуму.

3.4. Висновки до розділу 3

У розділі проведено обчислювальні експерименти для порівняльного аналізу методів адаптивної фільтрації. Досліджено якість фільтрації алгоритмів Вінера і Калмана в залежності від довжини імпульсної характеристики і співвідношення шум/сигнал. В фільтрації методом Вінера виявлена залежність: при збільшенні співвідношення шум/сигнал мінімальне значення відносного середньоквадратичного відхилення спостерігається при меншій довжині імпульсної характеристики фільтра. В фільтрації методом Калмана відносне середньоквадратичне відхилення зменшується при збільшенні довжини імпульсної характеристики, чим менше співвідношення шум/сигнал тим менше значення відносного середньоквадратичного відхилення.

Для модельного сигналу при відсутності шуму вихідний сигнал методу адаптивної субсмугової фільтрації, має меншу відносне середньоквадратичне відхилення, ніж вихідний сигнал фільтрів, заснованих на методах Вінера і Калмана. Зі збільшенням рівня шуму в фільтровану сигналі, спостерігається збільшення відносного середньоквадратичного відхилення від вихідного сигналу при всіх розглянутих видах фільтрації. Відносне середньоквадратичне відхилення вихідного сигналу адаптивного субсмугового фільтра від вихідного сигналу має меншу швидкість росту, ніж у методів Вінера і Калмана.

При обробці емпіричних даних фільтрація методами Калмана і Вінера не призводить до гладкості. При співвідношенні шум/сигнал рівному нулю методи Вінера і Калмана практично не змінюють вихідний сигнал, але при збільшенні співвідношення шум/сигнал, вихідний сигнал відхиляється від початкового.

Субсмуговий метод, робить сигнал гладким і стійким до збільшення шуму. У всіх розглянутих випадках метод субсмугової фільтрації виявився більш ефективним.

З огляду на вище викладене, і та обставина, що метод субсмугової фільтрації не використовує зразковий сигнал, можна сказати, що він є більш ефективним в порівнянні з алгоритмами Вінера і Калмана, і заслуговує широкого застосування в інформаційно-телекомунікаційних системах.

РОЗДІЛ 4

ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

4.1. Охорона праці

При плануванні та організації робочого місця дослідника, який виконує науково-дослідну роботу, згідно санітарних норм, існує ряд правил, які необхідно виконувати для забезпечення нормальної працездатності упродовж усього робочого дня. Монітори комп'ютерів орієнтовані так, щоб кількість бліків була мінімальна, а відстань до очей оператора оптимальна. На рис. 4.1 зображено схему організації розміщення робочого місця користувача ПК.

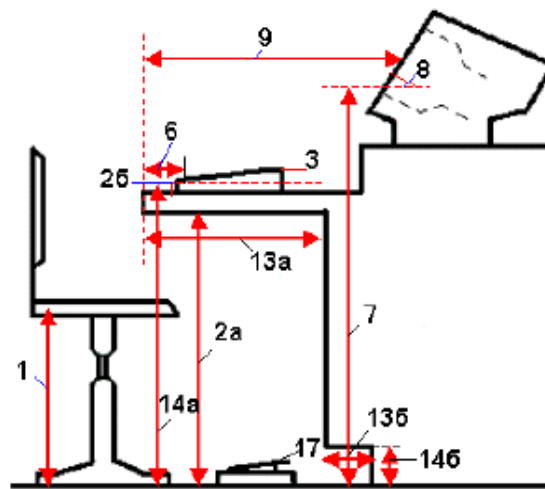


Рис. 4.1. Основні просторові параметри робочого місця користувача ПК

На рис.4.2 показані джерела електромагнітного випромінювання ПК.

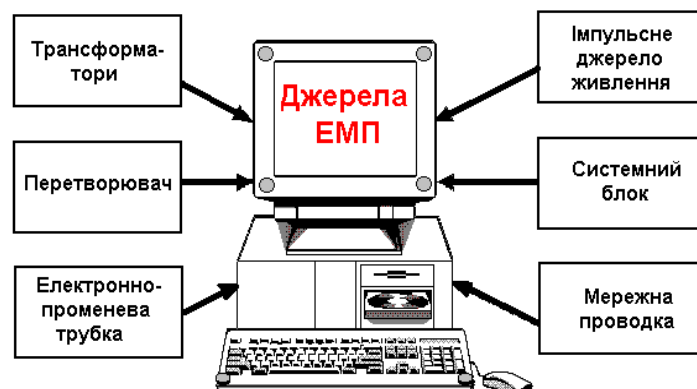


Рис. 4.2. Джерела електромагнітного випромінювання ПК

Площу приміщень, в яких розташовують відеотермінали, визначають згідно з чинними нормативними документами з розрахунку на одне робоче місце, обладнане відеотерміналом: площа - не менше 6,0 м², обсяг - не менше 20,0 м³, з урахуванням максимальної кількості осіб, які одночасно працюють у зміні.

Нормування параметрів середовища проводять з урахуванням характеру трудової діяльності, особливостей механізму впливу на організм робітників чинників зовнішнього середовища та ступеня важкості і напруженості праці. Зокрема, під час виконання робіт, які передбачають розробку концепцій нових програм, рівень шуму не повинен перевищувати 40 дБА, під час виконання операторської діяльності - 65 дБА. Рівень шуму під час роботи ЕОМ у дисплейних залах не перевищує 50 дБА, а рівні звукового тиску в октавних полосах частот з середньгеометричними значеннями 63, 125, 250, 5000, 1000, 2000, 4000 та 8000 Гц - відповідно повинні складати не більш, ніж 71,61, 54, 49, 45, 42, 40 та 38 дБ [61].

Приміщення, що оснащені дисплеями (ділянки підготовки даних, дисплейні зали), мають північну або північно-східну орієнтацію. Коли у діючих обчислювальних центрах такі приміщення орієнтовані переважно на південні, південно-західні або південно-східні румби, передбачають обов'язкове розташування на вікнах сонцезахисних пристроїв (жалюзі, штори). В приміщеннях, які оснащені відеотерміналами, стіни пофарбовані у кольори пастельних тонів з коефіцієнтом відбиття, що знаходиться у межах 40-60%. Забарвленню поверхонь надано матову фактуру.

Робочі місця, які обладнані ПК, розташовують таким чином, щоб у поле зору користувача не потрапляли вікна та освітлювальні прилади. Тому відеотермінали розміщено під кутом 90-105° до площини зовнішньої стіни. В поле зору користувача ПК не повинні потрапляти і інші поверхні робочого приміщення, які мають властивості віддзеркалювання. Співвідношення яскравості екрана та поверхонь, які оточують, повинно складати 5:1, причому, безпосереднє покриття робочого стола повинно мати коефіцієнт відбиття 0,25-0,4.

Параметри мікроклімату в дисплейних залах забезпечують комфортне

теплове самопочуття організму користувача ПК. Тому оптимальна температура повітря в цих приміщеннях становить 19-21 °С, (допустима – 18-22 °С), оптимальна відносна вологість – 40-60%, оптимальна швидкість руху повітря - 0,05-0,1 м/с.

З метою запобігання електротравм забороняється працювати з моніторами, які є незаземленими, а також з моніторами, у яких порушений зовнішній вигляд або під час роботи з'являються нехарактерні сигнали, нестабільне зображення на екрані.

4.2. Безпека в надзвичайних ситуаціях

Створення оптимальних комфортних умов у виробничих приміщеннях по виготовленню телекомунікаційних систем та окремих його деталей є складною задачею, вирішити яку можна наступними заходами та засобами:

- Удосконалення технологічних процесів та устаткування.
- Впровадження нових технологій та обладнання, які не пов'язані з необхідністю проведення робіт в умовах інтенсивного нагріву дасть можливість зменшити виділення тепла у виробничі приміщення. Наприклад, заміна гарячого способу обробки металу — холодним, нагрів полум'ям – індуктивним, горнових печей – тунельними.
- Рациональне розміщення технологічного устаткування. Основні джерела теплоти бажано розміщувати безпосередньо під аераційним ліхтарем, біля зовнішніх стін будівлі і в один ряд на такій відстані один від одного, щоб теплові потоки від них не перехрещувались на робочих місцях. Для охолодження гарячих виробів необхідно передбачити окремі приміщення. Найкращим рішенням є розміщення тепловипромінюючого обладнання в ізольованих приміщеннях або на відкритих ділянках.
- Автоматизація та дистанційне управління технологічними процесами. Цей захід дозволяє в багатьох випадках вивести людину із виробничих зон, де діють несприятливі фактори (наприклад автоматизоване завантаження печей в металургії, управління розливом сталі).

— Раціональна вентиляція, опалення та кондиціювання повітря. Вони є найбільш розповсюдженими способами нормалізації мікроклімату у виробничих приміщеннях. Так зване повітряне та водоповітряне душення широко використовується у боротьбі з перегріванням робітників в гарячих цехах.

Забезпечити нормальні теплові умови в холодний період року в надтогабаритних та полегшених промислових будівлях дуже важко і економічно недоцільно. Найбільш раціональним варіантом в цьому випадку є застосування променистого нагрівання постійних робочих місць та окремих ділянок. Захист від протягів досягається шляхом щільного закривання вікон, дверей та інших отворів, а також влаштуванням повітряних і повітряно-теплових завіс на дверях і воротах.

Раціоналізація режимів праці та відпочинку досягається скороченням тривалості робочої зміни, введенням додаткових перерв, створенням умов для ефективного відпочинку в приміщеннях з нормальними метеорологічними умовами. Якщо організувати окреме приміщення важко, то в гарячих цехах створюють зони відпочинку – охолоджувальні альтанки, де засобами вентиляції забезпечують нормальні температурні умови.

Для робітників, що працюють на відкритому повітрі зимою, обладнують приміщення для зігрівання, в яких температуру підтримують дещо вищою за комфортну. Застосування теплоізоляції устаткування та захисних екранів. В якості теплоізоляційних матеріалів широко використовуються: азбест, азбоцемент, мінеральна вата, склотканина, керамзит, пінопласт.

На виробництві застосовують також захисні екрани для відгородження джерел теплового випромінювання від робочих місць. За принципом захисту щодо дії тепла екрани бувають відбиваючі, поглинаючі, відвідні та комбіновані. Хороший захист від теплового випромінювання здійснюють водяні завіси, що широко використовуються в металургії.

Використання засобів індивідуального захисту. Важливе значення для профілактики перегрівання мають індивідуальні засоби захисту. Спецодяг повинен бути повітро- та вологопроникним (бавовняним, з льону, грубововняного сукна), мати зручний покрой. Для роботи в екстремальних

умовах застосовуються спеціальні костюми з підвищеною теплосвітловіддачею. Для захисту голови від випромінювання застосовують дюралеві, фіброві каски, повстяні капелюхи; для захисту очей – окуляри – темні або з прозорим шаром металу, маски з відкидним екраном. Захист від дії зниженої температури досягається використанням теплового спецодягу, а під час опадів – плащів та гумових чобіт.

4.3. Висновки до розділу 4

У підрозділі з охорони праці проаналізовано питання вимог безпеки до лабораторних приміщень та обладнання для наукових досліджень, шкідливих і небезпечних факторів під час роботи з персональним комп'ютером при виконанні науково-дослідної роботи та забезпечення нормальних умов праці на робочому місці.

У підрозділі з безпеки в надзвичайних ситуаціях проаналізовано оптимальні комфортні умови у виробничих приміщеннях по виготовленню телекомунікаційної системи.

ЗАГАЛЬНІ ВИСНОВКИ

У роботі розв'язано актуальну задачу оцінювання методів адаптивної фільтрації сигналів для визначення ефективності їх роботи.

Отримано такі результати:

1. Проаналізовано методи цифрової фільтрації чим обґрунтована необхідність дослідження методів адаптивної фільтрації.

2. Досліджено якість метод адаптивної фільтрації на основі оптимального фільтра Вінера в залежності від довжини імпульсної характеристики та співвідношення шум/сигнал чим встановлено, що при збільшенні співвідношення шум/сигнал мінімальне значення відносного середньоквадратичного відхилення спостерігається при меншій довжині імпульсної характеристики фільтра.

3. Досліджено якість методу адаптивної фільтрації на основі оптимального фільтра Калмана в залежності від довжини імпульсної характеристики та співвідношення шум/сигнал чим встановлено, що відносне середньоквадратичне відхилення зменшується при збільшенні довжини імпульсної характеристики фільтра, чим менше співвідношення шум/сигнал тим менше значення відносного середньоквадратичного відхилення.

3. Досліджено метод адаптивної фільтрації на основі адаптивного субсмугового фільтра при обробці модельного сигналу та емпіричних даних чим встановлено, що відносне середньоквадратичне відхилення вихідного сигналу адаптивного субсмугового фільтра від вихідного сигналу має меншу швидкість росту, ніж у методів Вінера і Калмана.

4. Здійснено порівняльний аналіз методів адаптивної фільтрації при обробці модельного сигналу і емпіричних даних чим встановлено, що:

- при відсутності шуму вихідний сигнал методу адаптивної субсмугової фільтрації, має менше відносне середньоквадратичне відхилення, ніж вихідний сигнал фільтрів, які базуються на методах Вінера і Калмана;

- відносне середньоквадратичне відхилення вихідного сигналу адаптивного субсмугового фільтра від вихідного сигналу має меншу швидкість

росту, ніж у методів Вінера і Калмана.

- при співвідношенні шум/сигнал рівному нулю методи Вінера і Калмана практично не змінюють вихідний сигнал, але при збільшенні співвідношення шум/сигнал, вихідний сигнал відхиляється від початкового.

- метод субсмугової фільтрації робить сигнал гладким та стійким до збільшення шуму по відношенню до методів Вінера і Калмана.

5. На підставі аналізу методів адаптивної фільтрації встановлено, що метод субсмугової фільтрації не використовує зразковий сигнал, є більш ефективнішим у порівнянні з методами Вінера і Калмана та має змогу щодо його широкого застосування в інформаційно-телекомунікаційних системах.

ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

1. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов: Учеб. пособие / А.Б. Сергиенко. - СПб.: Питер, 2003 - 604 с.: ил
2. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ. / Под ред. Д. Д. Кловского. — М.: Радио и связь, 2000.— 800 с.
3. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. - М. : Мир, 1978. - 847 с.
4. Уидроу, Б. Адаптивная обработка сигналов. / Уидроу Б. Стирнз С.Д.; Пер. с англ. под ред. Шахгильдяна В.В. - М.: Радио и связь, 1989. - 440 с.
5. Лайонс, Р. Цифровая обработка сигналов: Второе издание. Пер. с англ. / Под ред. А.А.Бритова. - М.: ООО «Бином-Пресс», 2006 г. - 656 с.: ил
6. Коуэн, К. Ф. Н. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / Под ред. К. Ф. Н. Коуэна и П.М. Гранта. - М.: Мир, 1988. - 392 с.
7. Джиган В.И. История, теория и практика адаптивной обработки сигналов // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем - 2012». Сб. трудов / под общ. ред. академика РАН А.Л. Стемпковского. М.: ИППМ РАН, 2012. С. 30-37.
8. Тараканов А.Н., Адаптивная цифровая обработка сигналов/ Тараканов А.Н., Хрящев В.В., Приоров А.Л. Ярославль: ЯГУ, 2001.
9. Журавлев А.К. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках/ Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Изд-во Ленинградского университета, 1983.
10. Монзинго Р.А., Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию./ Монзинго Р.А., Миллер Т.У Радио и связь, 1986.
11. Голд, Б. Цифровая обработка сигналов [Текст] / Б. Голд, Ч. Рейдер. - М.: Сов. Радио, 1973. - 368 с.
12. Рабинер Л. Цифровая обработка речевых сигналов / - М. : Мир, 1990. - 730 с.
13. Гольденберг Л. М. и др. Цифровая обработка сигналов. Учебное пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 1990. — 256 с.

14. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Изд. 2-е, испр. — М.: Техносфера, 2007. — 856 с
15. Хемминг Р. В. Цифровые фильтры. — М.: Недра, 1987. — 221 с
16. Даджион Д., Мерсеро Р. Цифровая обработка многомерных сигналов. — М.: Мир, 1988. — 488 с.
17. Бендат Дж. Основы теории случайных шумов и её применения, М., Наука, 1965, 464 стр.
18. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. Додэка XXI, 2008. — 720 с.
19. Глинченко А. С. Цифровая обработка сигналов. В 2 ч. — Красноярск: Изд-во КГТУ, 2001. — 383 с
20. Блейхут Р. Быстрые алгоритмы цифровой обработки сигналов. — М.: Мир, 1989. — 448 с.
21. Вайнштейн Л. А., Выделение сигналов на фоне случайных помех, М., Советское радио, 1960, 447 с.
22. Раймонд Мэк. Импульсные источники питания. — М.: Издательский дом «Додэка XXI», 2008. — С. 272
23. Оппенгейм Э. Применение цифровой обработки сигналов. Под ред Э. Оппенгейма: пер с. Англ./ под ред. А.МюРязанцева - М.:Мир, 1978
24. Воскобойников Ю. Е. Локальные адаптивные алгоритмы фильтрации цифровых изображений / Ю. Е. Воскобойников, В. Г. Белявцев // Научный вестник НГТУ. - 1997. - № 3. - С. 21-32
25. Воскобойников Ю. Е. Нелинейные алгоритмы фильтрации векторных сигналов / Ю. Е. Воскобойников, В. Г. Белявцев // Автометрия. -1999. - № 5. - С. 97-106.
26. Винер . Я-математик, М., Наука, 1964, с.265;
27. Колесников, А.П. Введение в численный анализ.- М.: Из-во РУДН, 2002.
— Р. Богнер, А. Константиnidис. Введение в цифровую фильтрацию. Москва: Мир, 1976.

29. Афонский А. А. Измерительные приборы и массовые электронные измерения / Под ред. проф. В. П. Дьяконова. - М.: СОЛОН-Пресс, 2007 - 544 с.
30. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях. В 2-х тт. — М.: «Мир», 1983
— Таранчук В. Б. Основные функции систем компьютерной алгебры. Минск: БГУ, 2013. — 59 с.
31. Китаев В. Е. Электропитание устройств связи./ Китаев В. Е., Бокуняев А. А., Колканов М. Ф. — М.: «Связь», 1975. — С. 328.
32. Джиган, В. Адаптивные фильтры. Современные средства моделирования и реализации / В. Джиган // Электроника: НТБ. - 2012. - №7. -С, 106 - 125.
33. Афонский А. А. Цифровые анализаторы спектра, сигналов и логики / Под ред. проф. В. П. Дьяконова. — М.: СОЛОН-Пресс, 2009. — 248 с.
34. Zhilyakov, Yevgeniy G. Adaptive Subband Filtration Of Time Series/ Zhilyakov Yevgeniy G., Belov Sergei P.//International Jornal of Applie Engineer Research - 2015 - Т. XI. - 21. - С. 42778 - 42782
35. *Кендалл М., Стьюарт А.* Многомерный статистический анализ и временные ряды. М.: Наука, 1976
36. *Андерсон Т.* Статистический анализ временных рядов. М.: Мир, 1976
38. *Драйпер Н, Смит /".* Прикладной регрессионный анализ. Т.2. М.: Финансы и статистика, 1986
39. *Отнес Р., Эноксон Л.* Прикладной анализ временных рядов. М.: Мир, 1982.
40. *Безручко Б.П., Смирнов Д.А.* Математическое моделирование и хаотические временные ряды. Саратов: ГосУНЦ «Колледж», 2005
41. *Тьюки Дж.* Анализ результатов наблюдений. М.: Мир, 1981
42. *Грешилов А. А., Стакун В. А., Стакун А. А.* Математические методы построения прогнозов. М.: Радио и связь, 1997.
43. *Гантмахер Ф.Р.* Теория матриц. М.: Наука, 1967
44. *Хургин Я.И. , Яковлев В.П.* Фinitные функции в физике и технике. М.Наука, 1971

45. Жиляков, Е. Г. Вариационный метод дифференцирования и интерполяции дискретных сигналов / Е. Г. Жиляков, С.М. Чудинов, Т.Н. Созонова // Вопросы радиоэлектроники, сер. РЛТ, 2006. - Вып.1. - С. 146-154.
46. Жиляков Е.Г. Оптимальное формирование дискретных канальных сигналов / Е.Г. Жиляков, С.П. белов, Н.Ю. Мисливец // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ, 2007.
47. Сергиенко, А. Б. Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB / А. Б. Сергиенко // Exponenta Pro. Математика в приложениях. - 2003. - №1. - С. 18 - 28.
48. Джиган В.И. Прикладная библиотека адаптивных алгоритмов. Электроника: Наука, Технологии, Бизнес. 2006. № 1. С. 60-65.
49. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. — М.: МИР, 1990. — С. 584.
50. Жиляков, Е.Г. Вариационный метод оценивания производных и интерполяции сигналов по эмпирическим данным / Е.Г. Жиляков, И.Ю. Мисливец, Т.Н. Созонова. // Вестник ВГУ, серия: Системный анализ и информационные технологии, 2006. - №2. - С. 7-73.
51. Бронников А. В. Нелинейные комбинированные алгоритмы фильтрации зашумленных сигналов и изображения/ А. В. Бронников, Ю.
52. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 + Simulink 5/6/ Обработка сигналов и проектирование фильтров. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 676 с.
53. Дьяконов В. П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. — М.: «ДМК-Пресс», 2011. — 976 с.
54. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 + Simulink 5/6/ Обработка сигналов и проектирование фильтров. — М.: СОЛОН-Пресс, 2005. — 676 с
55. Обзор средств MATLAB и ToolBox [Электронный ресурс] // MATLAB.Exponenta URL: <http://matlab.exponenta.ru/spline/book1/7.php> (дата обращения 10.05.2016)
56. Лазарев Ю. Ф. Matlab 5.x. — Киев: BHV, 2000. — 384 с.

57. Солонина, А.И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в MATLAB: Учеб. пособие / А.И. Солонина, С.М. Арбузов - СПб.: БХВ-Петербург, 2008 - 816 с.: ил.
58. Дьяконов В. П. Компьютерная математика. Теория и практика. — СПб: «Питер», 1999,2001. — 1296 с. — ISBN 5-89251-065-4.
59. Оленев Н.Н., Печенкин Р.В., Программирование в MATLAB и Simulink с приложениями. — М.: ВЦ РАН, 2015. — 123 с.
60. Курбатова Е. А. MATLAB 7. Самоучитель. — М.: «Диалектика», 2005. — 256 с.
61. Жидецький В. Ц. Основи охорони праці [Текст] : підруч. / В. Ц. Жидецький ; М-во освіти і науки України. Наук.-метод. центр вищої освіти. Укр. акад. друкарства ; рец.: Г. Г. Гогіташвілі, І. І. Даценко, Б. С. Штангрет. — 3-тє вид., перероб. і доп. — Львів : Укр. акад. друкарства, 2006. — 336 с. — Бібліогр.: с. 329–330. — ISBN 966-8013-11-5

ДОДАТОК А

Копія тези конференції



СУЧАСНІ ІНФОРМАЦІЙНІ СИСТЕМИ І ТЕХНОЛОГІЇ

Матеріали

III Всеукраїнської

**науково-практичної інтернет-конференції
студентів, аспірантів та молодих вчених**

за тематикою:

***«Сучасні комп'ютерні системи
та мережі в управлінні»***

30 листопада 2020 р.

Херсон

Корніловська Н.В., Лур'є І.А., Сергєєв Ю.С. Сучасні інформаційні технології HTML, CSS, PHP для створення консолідованого інформаційного ресурсу туристичної сфери Херсонської області	118
Лаптева Я.В., Карамушка М.В. Оцінка впровадження ІТ на підприємстві.....	121
Медведенко О.М., Алексєєва Г.М., Антоненко О.В. Із досвіду: проблеми програмування та використання Arduino на заняттях з робототехніки	124
Мельник Д.І., Петухова О.А., Горносталь С.А. Обґрунтування ефективності використання програмного комплексу з розрахунку пожежних кран-комплектів.....	126
Myhlovets I., Shytko Y. Modeling The Process Of Obtaining Casing.....	129
Михальчук Т.С., Яворський Б.І. Стійкість методів адаптивної фільтрації сигналів.....	132
Міхайлова І.О., Бредіхін В.М. Аналіз різноманітності алгоритмів фільтрації від спаму	133
Мурзіна О.А., Разнатовська О.М., Кожан О.Є. Інформаційні технології у навчанні майбутніх лікарів на етапі доклінічної професійної підготовки у медичному університеті.....	135
Николин О.І., Яськів В.І. Оцінювання продуктивності мультисервісної мережі зв'язку	137
Олійник Н.М., Макаренко С.М., Камінчук В.Б. Роль інновацій в реалізації сталого соціально-економічного розвитку підприємства	138
Потапенко А.М., Макарова А.В. Аналіз web-платформи для пошуку транспортних засобів, якими незаконно заволоділи.....	140
Проценко В.С., Козел В.М. Використання спам-фільтра в електронній пошті	142
Русаков Д.Д., Макарова Г.В. Оптимізація роботи підприємства на базі web-технологій	144
Руснак Н.Г., Яворський Б.І. Аналіз показників завадозахищеності в каналах з замиранням	147
Степаненко А.Б., Макарова Л.М. Рівняння регресії для оцінювання часу відновлення працездатності обладнання зв'язку, яке працює за технологією RadioEthernet.....	148
Тильний О.С., Яворський Б.І. PAPR сигналів OFDM у телекомунікаційних системах зв'язку	150
Тригуб Є.О., Дроздова Є.А., Козел В.М. Створення програмного забезпечення для тестування обчислювальних можливостей процесорів комп'ютера	151
Цибулька В.В., Алексєєва Г.М. Використання апаратно-програмного середовища Arduino в процесі професійної освіти.....	154
Черняк І.О., Вакалюк Т.А. Етапи переходу від локальної до хмарної ІТ-інфраструктури....	156
Шкиренков А.В., Дроздова Е.А. Разработка передвижной метеостанции	158
СЕКЦІЯ 3. МОДЕЛЮВАННЯ ТА ОПТИМІЗАЦІЯ СИСТЕМ УПРАВЛІННЯ	161
Бондаренко С.М., Мурын М.М., Скляр І.Є. Оптимізація вартості розподільчої мережі систем водяного пожежогасіння.....	162
Валькова О.О., Проскурович О.В. Застосування трендових моделей у прогнозуванні асортименту.....	164
Волощук А.Д., Литвяк А.Н., Дурєєв В.А. Динамическая модель реального пропорционального регулятора.....	167
Дікопольцев І.О., Кошкін В.К. Визначення метрик та довірчого інтервалу для побудови регресійного рівняння для оцінювання розміру веб-застосунків на базі фреймворка Django	170
Жук П.А., Карамушка М.В. Концепція стратегічного управління страховими проектами...	172

УДК 621.396.6

Михальчук Т.С., студент 6 курсу спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка»
Яворський Б.І., д.т.н., професор кафедри радіотехнічних систем

СТІЙКІСТЬ МЕТОДІВ АДАПТИВНОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ СИГНАЛІВ

Тернопільський національний технічний університет імені Івана Пулюя

Розвиток телекомунікаційних технологій сприяє зростанню кількості техніко-програмних засобів цифрового аналізу сигналів в радіотелекомунікаційних системах, що призводить до чисельного зростання параметрів якості. Розвиток теоретичних та практичних засад аналізу сигналів зумовило появу низки наукових та технічних спрямувань, зокрема в напрямі адаптивного аналізу. Алгоритми адаптивного аналізу сигналів базуються на моделях сигналів та шумів статистичного характеру із використанням концептуального підходу нормальності, стаціонарності та лінійності. Такий підходить не завжди реалізовується у практичних ситуаціях, а від виду моделі першочергово залежать якісні показники прийому сигналів у телекомунікаційних мережах. Найкращим розв'язанням такої задачі такої проблеми є застосування адаптивної вінеровської, калманівської та субсмугової фільтрації [1], які забезпечують радіотелекомунікаційним системам пропедуру самоналаштування. Різні фільтри для різних задач функціонують по різному в залежності від їх стійкості до впливу завад. Тому оцінювання результату роботи різних адаптивних фільтрів, зокрема їх стійкості з метою вибору найбільш оптимального є актуальною задачею.

При оцінюванні стійкості фільтрацій до впливу завад використано генератор сигналу з адитивним характером завади з властивостями нормального розподілу при різному співвідношенні сигнал/шум. Результати оцінювання стійкості представлено на рис.1.

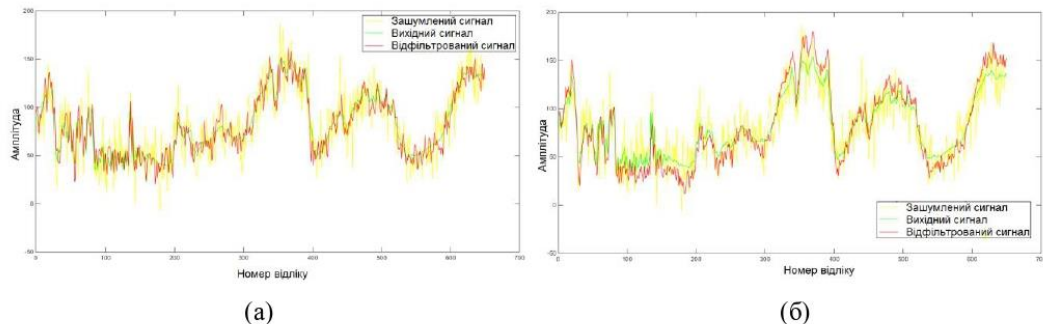


Рис. 1. Результат адаптивної субсмугової (а) та калманівської (б) фільтрації при $E/N=0.3$

Як показник якості застосовано оцінку середньоквадратичного відхилення сигналу вихідного при різних співвідношеннях шум/сигнал. У випадку субсмугової фільтрації показник відхилення рівний 0,083, а у випадку калманівської - 0,151. Субсмугова фільтрація забезпечує нижчий показник середньоквадратичного відхилення по відношенню до калманівської, а також формує сигнал більш гладкішої форми (рис.1), що вказує на стійкість субполосної фільтрації при збільшенні рівня шуму.

Перелік джерел посилання.

1. Новосядлий С.П., Мельник Л.В., Новосядлий С.В. *Восточно-Европейский журнал передовых технологий*. 2013. 2/9 (62). С.48-54. ISSN 1729-3774