

Міністерство освіти і науки України  
Національний технічний університет  
«Дніпровська політехніка»

Інститут електроенергетики  
Факультет інформаційних технологій  
Кафедра безпеки інформації та телекомунікацій

ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА  
кваліфікаційної роботи ступеня магістра

студента *Ковальської Олени Олександрівни*

академічної групи *172м-19з-1*

спеціальності *172 Телекомунікації та радіотехніка*

спеціалізації<sup>1</sup>

за освітньо-професійною  
програмою

*Телекомунікації та радіотехніка*

на тему *Багатоканальне вейвлет трансмультиплексування сигналів  
в системах зв'язку*

Керівники	Прізвище, ініціали	Оцінка за шкалою		Підпис
		рейтинговою	інституційною	
кваліфікаційної роботи	д.т.н., проф. Корнієнко В.І.			
розділів:				
спеціальний	д.т.н., проф. Корнієнко В.І.			
економічний	к.е.н., доц. Романюк Н.М.			

Рецензент				
-----------	--	--	--	--

Нормоконтролер	к.ф.-м.н., проф. Гусєв О.Ю.			
----------------	-----------------------------	--	--	--

Дніпро  
2020

**ЗАТВЕРДЖЕНО:**

завідувач кафедри  
безпеки інформації та телекомунікацій  
\_\_\_\_\_ д.т.н., проф. Корнієнко В.І.

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 20\_\_ року

**ЗАВДАННЯ  
на кваліфікаційну роботу  
ступеня магістра**

студенту Ковальській Олені Олександрівні академічної групи 172м-19з-1  
(прізвище ім'я по-батькові) (шифр)

спеціальності 172 Телекомунікації та радіотехніка

за освітньо-професійною програмою Телекомунікації та радіотехніка

на тему Багатоканальне вейвлет трансмультиплексування сигналів  
в системах зв'язку

затверджену наказом ректора НТУ «Дніпровська політехніка» від \_\_\_\_\_ № \_\_\_\_\_

Розділ	Зміст	Термін виконання
Розділ 1	Аналіз ефективності існуючої моделі банку вейвлет-фільтрів, розробка алгоритмів трансмультиплексування та дослідження завадостійкості передачі сигналів зв'язку	03.09.2020 – 10.10.2020
Розділ 2	Дослідження характеристик банку вейвлет-фільтрів, що забезпечує підвищення завадостійкості трансмультиплексування сигналів	11.10.2020 – 24.11.2020
Розділ 3	Розрахунки витрат та порівняльний аналіз собівартості розроблюваного фільтру з існуючими на даний момент аналогів на ринку телекомунікацій.	25.11.2020 – 04.12.2020

Завдання видано \_\_\_\_\_

(підпис керівника)

Корнієнко В.І.  
(прізвище, ініціали)

Дата видачі: \_\_\_\_\_

Дата подання до екзаменаційної комісії: \_\_\_\_\_

Прийнято до виконання \_\_\_\_\_

(підпис студента)

Ковальська О.О.  
(прізвище, ініціали)

## РЕФЕРАТ

Пояснювальна записка: 74 с., 24 рис., 3 табл., 4 додатка, 19 джерел.

Об'єкт досліджень – багатоканальне трансмультиплексування сигналів в системах зв'язку.

Предмет досліджень – трансмультиплексування сигналів, що перетинаються у часовій і частотній областях, з використанням ортогонального вейвлет-перетворення.

Мета кваліфікаційної роботи – полягає в підвищенні завадостійкості трансмультиплексування типових сигналів зв'язку шляхом вдосконалення банку вейвлет-фільтрів.

В спеціальній частині роботи розглянуті дані щодо аналізу використання методів вейвлет-фільтрації при трансмультиплексуванні сигналів. Вдосконалено банк вейвлет-фільтрів, що забезпечує підвищення завадостійкості трансмультиплексування сигналів. Розроблено алгоритми трансмультиплексування.

В економічному розділі були розраховані витрати на створення програмного продукту, собівартість розробленого програмного продукту. Визначено трудомісткість розробки програмного продукту, економічна переваги розроблюваного банку фільтрів.

ВЕЙВЛЕТ ПЕРЕТВОРЕННЯ, ШУМОПОДАВЛЕННЯ, БАНК ФІЛЬТРІВ, ЗАВАДОСТІЙКІСТЬ ПЕРЕДАЧІ СИГНАЛІВ ЗВ'ЯЗКУ, ТРАНСМУЛЬТИПЛЕКСУВАННЯ.

## РЕФЕРАТ

Пояснительная записка: 74 с, 24 рис., 3 табл., 4 приложения, 19 источников;

Объект исследований - многоканальное трансмультиплексирования сигналов в системах связи.

Предмет исследований - трансмультиплексирования сигналов пересекаются во временной и частотной областях, с использованием ортогонального вейвлет-преобразования.

Цель квалификационной работы - заключается в повышении помехоустойчивости трансмультиплексирования типичных сигналов связи путем совершенствования банка вейвлет-фильтров.

В специальной части работы рассмотрены данные по анализу использования методов вейвлет-фильтрации при трансмультиплексировании сигналов. Усовершенствована банк вейвлет-фильтров, обеспечивает повышение помехоустойчивости трансмультиплексирования сигналов. Разработаны алгоритмы трансмультиплексирования.

В экономическом разделе были рассчитаны затраты на создание программного продукта, себестоимость разработанного программного продукта. Определены трудоемкости разработки программного продукта, экономическая преимущества разрабатываемого банка фильтров.

ВЕЙВЛЕТ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ, ШУМОПОДАВЛЕНИЕ, БАНК ФИЛЬТРОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛОВ СВЯЗИ, ТРАНСМУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ.

## ABSTRACT

Explanatory note: 74 p., 24 pic., 3 table, 4 additions, 19 sources;

Object of research - transmultipleksuvannya multichannel signals in communication systems.

Subject of research - transmultipleksuvannya signals overlap in time and frequency domain using orthogonal wavelet transform.

The purpose of the qualification work is to improve noise immunity transmultipleksuvannya typical communication signals by improving bank of wavelet filters.

As a special part of the examined data analysis using methods of wavelet filtering in transmultipleksuvannya signals. Improved wavelet filter bank that provides increased noise immunity transmultipleksuvannya signals. Algorithms transmultipleksuvannya.

In the economic section were calculated cost of a software product, the cost of the developed software. Definitely complexity of software development, the economic advantages of the developed filter bank.

WAVELET TRANSFORM, NOISE, BANK FILTER ROBUSTNESS, SIGNAL COMMUNICATIONS TRANSMULTIPLYEKSUVANNYA.

## СПИСОК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

- CWT** – Continuous wavelet transform;
- DSP** – Digital Signal Processing;
- DWT** – Discrete wavelet transform;
- FDM** – Frequency-division multiplexing;
- RMS** – Root mean square;
- VMWF** – Vanishing Momenta Wavelet Family;
- АЧХ** – амплітудно-частотна характеристика;
- ВП** – вейвлет перетворення;
- ВДТ** – відеодисплейний термінал;
- ВТМ** – вейвлет трансмультиплексування;
- ВЧ-фільтр** – високочастотний фільтр;
- ДВП** – дискретне вейвлет перетворення;
- ЕОМ** – електронна обчислювана машина;
- НЧ-фільтр** – низькочастотний фільтр;
- ПЕОМ** - персональна електронна обчислювальна машина;
- ПЗ** – програмне забезпечення;
- ПК** – персональний комп'ютер.

## ЗМІСТ

С.

ВСТУП.....	9
1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ.....	11
1.1 Цифрова обробка сигналів.....	11
1.1.1 Застосування вейвлет-перетворення в цифровій обробці сигналів....	12
1.1.2 Вейвлет-перетворення.....	22
1.1.3 Банки цифрових фільтрів.....	26
1.2 Мультиплексування.....	30
1.3 Завадостійкість передачі зв'язку.....	31
1.4 Висновок та постановки задачі.....	35
2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА.....	36
2.1 Трансмюльтиплексування сигналів.....	36
2.1.1 Модель банку вейвлет-фільтрів.....	36
2.1.2 Дослідження трансмультиплексування на основі вейвлет перетворення.....	46
2.2 Застосування вейвлет-аналізу до обробки і передачі сигналів зображень.....	47
2.3 Висновок.....	56
3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ.....	58
3.1 Визначення трудомісткості розробки програмного продукту.....	58
3.2 Розрахунок витрат на створення програмного продукту.....	62
3.3 Розрахунок собівартості розробленого програмного продукту.....	66
3.4 Висновок.....	67
ВИСНОВКИ.....	68
ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ.....	69
ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи.....	71
ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії.....	72

ДОДАТОК В. Відгук керівника економічного розділу .....	73
ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи .....	74



## ВСТУП

У даній кваліфікаційній роботі було обрано об'єкт досліджень – багатоканальне трансмультиплексування сигналів в системах зв'язку. Мета роботи полягає в підвищенні завадостійкості трансмультиплексування типових сигналів зв'язку шляхом вдосконалення банку вейвлет-фільтрів.

Вейвлет-перетворення (ВП) на сьогоднішній день є однією з найперспективніших технологій аналізу даних, його інструменти знаходять застосування в самих різних сферах інтелектуальної діяльності. Їх використовують в тих випадках, коли результат аналізу сигналу повинен містити не тільки простий перелік його характерних частот (масштабів), але і відомості про певні локальні координати, при яких ці частоти виявляють себе. На відміну від перетворення Фур'є, вейвлет-аналіз дозволяє виділяти одночасно як частотну, так і часову компоненти мінливості, тобто дає можливість аналізувати часову зміну частотного спектра процесу. Таким чином, аналіз та обробка нестационарних (в часі) або неоднорідних (в просторі) сигналів різних типів представляють основну область застосування вейвлет-аналізу. Вейвлет-перетворення має рухоме частотночасове вікно, яке самостійно налаштовується, та однаково добре виявляє як низькочастотні так і високочастотні характеристики сигналу на різних часових масштабах. Вейвлет-фільтри дозволяють не тільки боротися з шумами, але і виділяти необхідні компоненти сигналу. Оскільки вейвлети мають добру частотночасову адаптацію, вони можуть служити зручним інструментом для дослідження частотних характеристик нестационарного сигналу.

Методи ідентифікації спектральних характеристик сигналів за допомогою вейвлет-перетворення були запропоновані та досліджені Барзинським В.П., Сауковим А.М., Биковою Т.В., Дудко П.Г., Колодяжним В.В., Аврутовою І.В., Корепановим В.В., Воробйовим В., Дреміною І.М., Кайсером Г., J. Lim, M. Padma, C. Runshen та ін..

Вейвлет-перетворення привносить в обробку даних додатковий ступінь свободи. Так, наприклад, аналіз Фур'є здатний показати поведінку сигналу в частотній області, залишаючи відкритим питання про локалізацію в часі різних компонент сигналу. Таке широке використання вейвлет-перетворень забезпечується можливістю побудувати на їх основі методи, що потребуватимуть мінімум операцій, на противагу методів Фур'є-перетворень.

Даною роботою було висвітлено деякі, найактуальніші, питання застосування вейвлетів в найбільш загальних завданнях, пов'язаних з обробкою інформації, таких як очищення сигналу від перешкод, стиснення даних, виявлення короткочасних і глобальних закономірностей, спектральний аналіз складових сигналу.

# 1 СТАН ПИТАННЯ. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧІ

## 1.1 Цифрова обробка сигналів

Цифрова обробка сигналів відрізняється від інших «комп'ютерних наук» унікальним типом використовуваних даних - сигналами. У більшості випадків походження цих сигналів обумовлено і відповідає даним, які ми отримуємо з відчуттів реального світу: сейсмічні коливання, візуальні зображення, звукові коливання. DSP (Digital Signal Processing) - математичні методи і алгоритми обробки сигналів після їх перетворення в цифрову форму, а також апаратні засоби для ефективної їх реалізації. Цифрову обробку сигналів можна визначити як підобласть обчислень загального призначення (звичайних комп'ютерних обчислень) в яких архітектурні удосконалення процесора необхідні для забезпечення швидкості обробки сигналів у реальному часі.

Сигнали це будь-які прояви фізичних процесів, які ми можемо реєструвати за допомогою приладів, органів чуття. Для аналітичного опису сигналів і процесів їх перетворення використовують математичні моделі. Насамперед, сигнали розглядають як функції, задані у фізичних координатах, і тут говорять про одновимірні сигнали (наприклад, залежних від часу), двовимірні, заданих на площині (наприклад, зображеннях), тривимірні (характеризують, наприклад, тривимірні просторові об'єкти). У теорії сигналів, сигнал визначають як дійсне або комплексне коливання, залежне від дійсних аргументів (координат або часу). Сигнали можна класифікувати за трьома групами.

Безперервні сигнали - сигнали область визначення і область значень яких неперервні, тобто для кожної точки області визначення і області значень можна знайти точку, віддалену від неї на нескінченно малу відстань.

Безперервні сигнали часто називають аналоговими сигналами, відзначаючи, що вони є як би аналогами породжують їх природних об'єктів.

Прикладами аналогових сигналів можуть служити зображення, сейсмічні коливання, сигнали радарів, мовні сигнали.

Друга група це дискретні сигнали. Область визначення таких сигналів складається з окремих точок (окремих чисел), званих елементами дискретного сигналу. Зазвичай дискретний сигнал отримують шляхом вибірки аналогового сигналу.

До третьої групи відносять сигнали область значень яких приймає тільки певні квантовані значення. Зазвичай сигнал перед квантуванням дискретизується і дискретний, квантований сигнал називають цифровим сигналом. Дискретні, квантовані та цифрові сигнали - це, як правило, штучні і в певному сенсі абстрактні об'єкти. Цифрові системи та комп'ютери мають справу тільки з цифровими сигналами. Методи цифрової обробки сигналів, що базуються на цифрових сигналах, вимагають детального обґрунтування амплітудного квантування. Остання являє собою нелінійний процес, тому є вельми складним і громіздким при математичному описі методів цифрової обробки. У більшості випадків методи цифрової обробки базуються на дискретних сигналах. Досвід показує, що теорії, засновані на дискретних сигналах часто застосовні і для цифрових сигналів.

### **1.1.1 Застосування вейвлет-перетворення в цифровій обробці сигналів**

До однієї з найбільш загальних і важливих завдань цифрової обробки сигналів відноситься очищення сигналу від шуму. Методи шумоподавлення вельми різноманітні і залежать як від характеру шуму, так і від особливостей сигналу, реалізуються як за допомогою лінійних дискретних фільтрів, так і за

допомогою нелінійних алгоритмів. Розглянемо один із підходів, який не використовує частотну фільтрацію безпосередньо, а базується на вейвлет-перетворенні з точки зору цифрової обробки сигналів.

Перша згадка про вейвлети з'явилася в літературі по цифровій обробці та аналізу сейсмічних сигналів в роботах А. Гроссмана і Ж. Морлета. В даний час дослідження в області вейвлетів ведуться в багатьох напрямків. Зокрема, розроблена ліфтингова схема виконання вейвлет-перетворень, що має ряд переваг у порівнянні з традиційною. Активно досліджується цілочисельне вейвлет-перетворення. Незважаючи на те, що теорія вейвлет-перетворень вже в основному розроблена, точного визначення, що ж таке «вейвлет», які функції можна назвати вейвлетами, наскільки відомо, не існує. Зазвичай підвейвлетами розуміються функції, зрушення і розтягування яких утворюють базис багатьох важливих просторів. Ці функції є компактними як в тимчасовій, так і в частотній області.

Базис власних функцій, за яким проводиться вейвлетне розкладання сигналів, володіє багатьма специфічними властивостями і можливостями. Вейвлетні функції базису дозволяють сконцентрувати увагу на тих чи інших локальних особливостях аналізованих процесів, які не можуть бути виявлені за допомогою традиційних перетворень Фур'є і Лапласа.

Використання перетворення Фур'є передбачає розкладання довільного процесу на елементарні гармонійні коливання з різними частотами, а всі необхідні властивості й формули виражаються за допомогою однієї базисної функції  $\exp(j\omega t)$  або двох дійсних функцій  $\sin(\omega t)$  і  $\cos(\omega t)$ . Гармонійні коливання мають широке розповсюдження в природі, тому перетворення Фур'є є часто використовуваним. Але при аналізі довільних сигналів і функцій у частотній області можна відзначити ряд недоліків розкладу сигналу у ряди Фур'є, які призвели до появи віконного перетворення Фур'є і стимулювали розвиток вейвлетного перетворення. Основні з них:

- 1 Обмежена інформативність аналізу нестационарних сигналів і практично повна відсутність можливостей аналізу їхніх особливостей, тому що в частотній області відбувається «розмазування особливостей

сигналів (розривів, сходинок, піків і т.п.) по всьому частотному діапазону спектру.

2 Перетворення Фур'є відображає глобальні відомості про частоти досліджуваного сигналу і не дає уявлення про локальні властивості сигналу при швидких тимчасових змінах його спектрального складу.

Так, наприклад, використання перетворення Фур'є не дозволяє розрізнити стаціонарний сигнал у вигляді суми двох синусоїд від нестаціонарного сигналу, що складається з двох синусоїд з тими ж частотами, тому що спектральні коефіцієнти обчислюються інтегруванням по всьому інтервалу завдання сигналу.

Основна область застосування вейвлет-перетворення (ВП) - аналіз і обробка сигналів і функцій, нестаціонарних у часі або неоднорідних в просторі, коли результати аналізу повинні містити не тільки частотну характеристику сигналу, але і відомості про локальні координатах, на яких проявляють себе ті чи інші групи частотних складових або на яких відбуваються їх швидкі зміни. Порівняно з розкладанням сигналу у ряд Фур'є, вейвлети здатні з набагато більш високою точністю представляти локальні особливості сигналів, аж до розривів 1-го роду (стрибків). На відміну від перетворень Фур'є, вейвлет-перетворення одновимірних сигналів забезпечує двовимірну розгортку, при цьому частота і час розглядаються як незалежні змінні, що дає можливість аналізу сигналів відразу в двох координатах.

Вейвлети можуть бути ортогональними, напівортогональними, біортогональними. Ці функції можуть бути симетричними, асиметричними і несиметричними. Вейвлети розрізняються також ступенем гладкості. Для практики бажано було б мати ортогональні симетричні або асиметричні вейвлети.

Одним з основних засобів обробки сигналів є лінійне перетворення. Традиційно, кодери, засновані на лінійному перетворенні, поділяють на

кодери з перетворенням і субполосні. Кодування з лінійним перетворенням ґрунтується на застосуванні ортогонального лінійного перетворення.

У результаті виходить ряд коефіцієнтів, які піддаються подальшій обробці. Зазвичай ці перетворення застосовуються до блоків, які не перекриваються вихідним сигналом, що призводить до додаткових спотворень, хоча є модифікації алгоритмів, які ліквідують даний недолік.

Робота вейвлет-фільтрів зводиться до наступного. На першому етапі по вихідному сигналу будують набір коефіцієнтів, тобто вейвлет-спектр. Параметри зсуву і розтягування аналізуючого вейвлета можуть змінюватись в широкому діапазоні залежно від поставленої мети. За спектром можна оцінити, в тому числі і візуально, розподіл складових за масштабами. Далі слід вибрати один з варіантів відбору вейвлет-коефіцієнтів. В обох випадках потрібно виконати зворотне перетворення, враховуючи при цьому, які коефіцієнти з отриманого набору слід використовувати, а які ні. Процедура вказує тільки послідовність кроків, які необхідно зробити для фільтрації сигналу. Однак залишається більша свобода у виборі аналізуючого вейвлета. Від того, який саме вейвлет використовувати, будуть залежати властивості фільтра і якість його роботи.

Вейвлет-фільтр допустимо будувати на основі або дискретного (DWT), або безперервного (CWT) перетворень. Априорно зробити висновок про перевагу одного з цих двох варіантів не можна.

Власне, однозначної відповіді на це питання і не існує - кожен має свої переваги і недоліки. Ми зробили спробу порівняти фільтри і виявити області завдань, в яких найбільш ефективно працює той чи інший метод. Отримані результати не носять категоричний характер, оскільки існують вейвлети та інших видів, які теж можуть виявитися кращими для вирішення специфічних завдань.

Поглянувши на карту вейвлет-спектра або на вейвлет-скелет, можна визначити масштаб присутніх в сигналі складових.

Якщо заздалегідь відомий масштаб компонентів, які необхідно виявити, можна провести зворотне перетворення саме з відповідними бажаного сигналу коефіцієнтами. Можлива й протилежна ситуація - при зворотному вейвлет-перетворенні можна виключити з сигналу компоненти певного масштабу.

Отримані коефіцієнти вейвлет-перетворення відображають внесок різномасштабних компонент сигналів; відповідно, чим вони більші, тим більше і сам коефіцієнт. Тому перед зворотним перетворенням можна виключити коефіцієнти, менші за абсолютною величиною деякого певного рівня. Наприклад, слабкий шумовий сигнал породжує відносно невеликі коефіцієнти; вилучивши їх з зворотного перетворення, вдається послабити або повністю виключити і самі шуми.

Можливості і характеристики вейвлет-фільтрів досліджені з використанням модельних даних, які являють собою набори дискретних відліків функцій. Кожен тестовий сигнал містить 512 точок. Дані об'єднані в кілька більш-менш незалежних груп:

- 1 Сума двох гармонійних сигналів;
- 2 Сума гармонічних сигналів, компоненти якої існують не на всій області визначення функції;
- 3 Сума гармонічних коливань у присутності шуму - корелювати і некорелюваними;
- 4 Зашумлені сигнали, корисна складова яких збігається з даними другої групи;
- 5 Дельта-функція, сигнал містить тільки одну точку, відмінну від нуля.

Найбільший інтерес для аналізу представляє обробка сигналів четвертої групи.

Ці сигнали складаються з суми двох синусоїдальних компонент різної частоти і амплітуди. Крім того, високочастотна компонента відмінна від нуля лише в межах інтервалу, довжина якого складає приблизно третину від



області визначення всього сигналу. Після дискретизації до тестових даними доданий шум. Етапи побудови дискретного набору значень функції та активації шуму полягають у наступному.

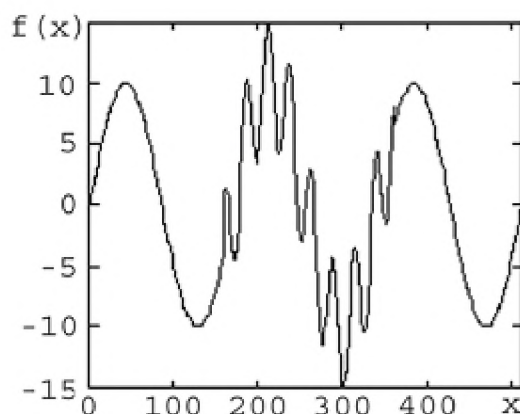
Вибравши для аналізу безперервну функцію  $f(x)$ , будують набір відліків

$\{f_k\}$ , який складається із значень функції в рівновіддалених один від одного точках  $x_k = k$ . Індекс  $k$  в нашому випадку приймає цілі значення на інтервалі  $(0, 512)$ .

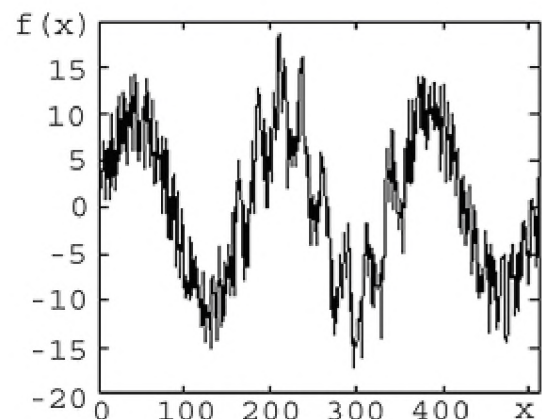
Далі до кожного відліку  $f_k$  додають випадкове значення, що імітує шум. Випадкові величини в тестових даних розподілені по рівномірному закону.

На рисунку 1.1, а, показаний сигнал, що відноситься до другої групи, який складається з синусоїдальних компонент  $10\sin(0,0368x)$  і  $5\sin(0,2454x)$ . Частоти вибрані таким чином, щоб їх відношення по можливості було ірраціональним числом. Амплітуди компонент відрізняються вдвічі.

Сигнал, зображений на рисунку 1.1, б, відрізняється від попереднього наявністю шумової добавки. Випадкові величини приймають значення від -10 до 10; іншими словами, амплітуда перешкод дорівнює амплітуді низькочастотної компоненти сигналу.



1



2

**Рисунок 1.1 – Приклади тестових сигналів**

*1 - сигнал, що містить дві компоненти з різними областями визначення; 2 -аналогічний сигнал, що містить шумову добавку.*

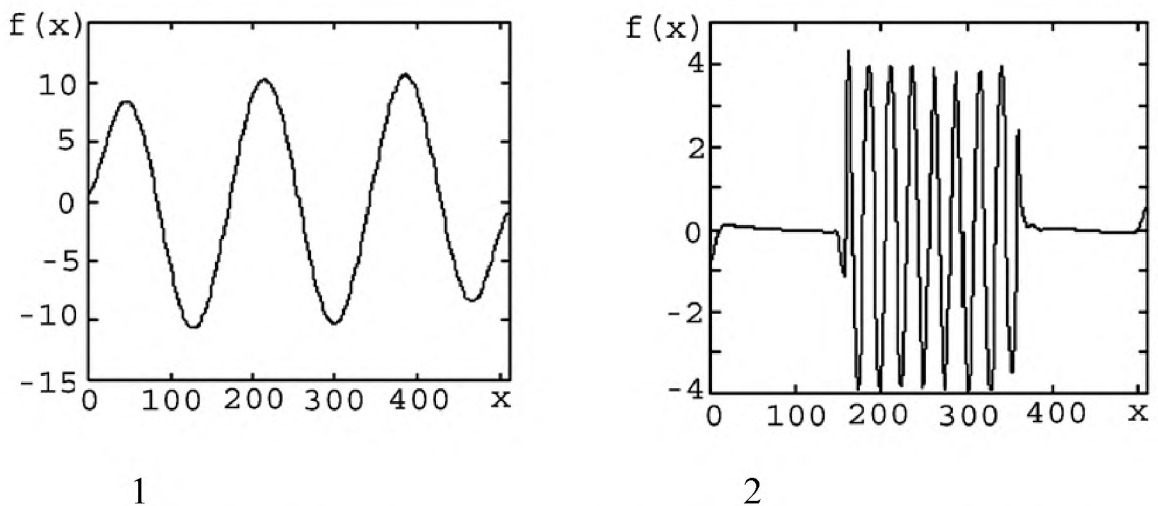
При побудові амплітудно-частотної характеристики фільтра вихідним сигналом служить синусоїда фіксованою амплітуди. Виконують пряме, а потім зворотне перетворення. Після цього обчислюють відношення середньоквадратичних значень відновленого і вихідного сигналів. Процедуру повторюють для сигналів різних частот в заданому інтервалі. У результаті отримують залежність чутливості перетворення від частоти.

Модельні дані оброблені із застосуванням фільтра, побудованого на гаусових вейвлетах. Застосований вейвлет  $g_2$  з невикористаною відносною площею  $(1 - w)=10^{-3}$ . Найбільший інтерес становлять сигнали, показані на рисунку 1.1, що складаються з двох компонент, існуючих лише на обмеженому інтервалі.

Традиційний аналіз Фур'є не дозволяє легко розділити сигнал такого роду на вихідні частини. Наприклад, для того, щоб витягти високочастотну складову, можна спочатку виділити низькочастотну компоненту, а потім відняти отриманий сигнал з вихідного. На відміну від такого підходу, вейвлет-аналіз дозволяє безпосередньо виявити шукану складову сигналу.

На рисунку 1.2 показані сигнали, отримані після обробки вейвлет-фільтром складових зашумлених даних, зображених на рисунку 1.1, 2. Змінюючи масштаби, на яких ведеться перетворення, можна налаштувати фільтр на виділення обох компонент. Сигнали являють собою суму двох гармонійних сигналів з різними амплітудами і частотами. Пропустивши дані через вейвлет-фільтр з набором масштабів, що містить значення в широких межах, можна відновити вихідний сигнал. При цьому допустимо змінювати набір масштабів, на яких виконується перетворення. Якщо виробляти його тільки для частини масштабів, з'являється можливість виділити окремі складові сигналу.

Крім виділення компонент сигналу, вейвлет-фільтр здатний знижувати рівень шумів. Процедура шумозаглушення аналогічна фільтрації. Проводять пряме вейвлет-перетворення, потім звертають в нуль всі коефіцієнти, які не перевищують за абсолютним значенням деякого попередньо встановленого порогу, після чого виконують зворотне перетворення, відновлюючи сигнал. Якість фільтрації шуму можна оцінити по вейвлет-спектру вихідного сигналу. Зазвичай високочастотні шуми утворюють короткі викривлені лінії в нижній частині спектра.



**Рисунок 1.2 - Виділення складових сигналу за допомогою фільтра з гауссовими вейвлетами**

**1 використані вейвлети з масштабами 32, 64, 128 і 256;**

**2 масштаби 1, 2, 4, 8 і 16**

Амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) вейвлет-фільтра наглядно відображає його чутливість до сигналів різних частот. Форма АЧХ залежить як від самого аналізуючого вейвлета, так і від набору масштабів, на яких виконується перетворення.

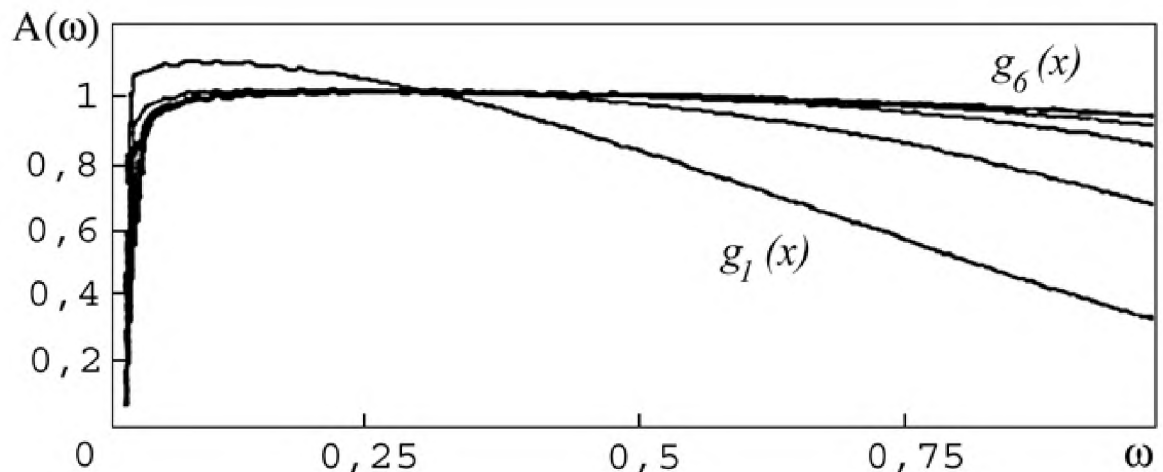
На рисунку 1.3 наведені АЧХ фільтрів на основі гауссових вейвлетів перших шести порядків з різними наборами масштабів. Тестовим сигналом служила синусоїда з частотою, що змінюється від  $10^{-3}$  до 1.

Як видно з рисунка 1.3, з підвищенням порядку вейвлета АЧХ фільтра наближається до ідеальної виду  $A(\omega)=1$ .

Графіки, представлені на рис. 1.4, отримані при налаштуванні вейвлет-фільтра з основою зміни масштабу, що дорівнює  $a_0=2^{1/4}$ . Тобто масштаб приймає значення  $1, a_0, a_0^2, a_0^3$  і т. д.

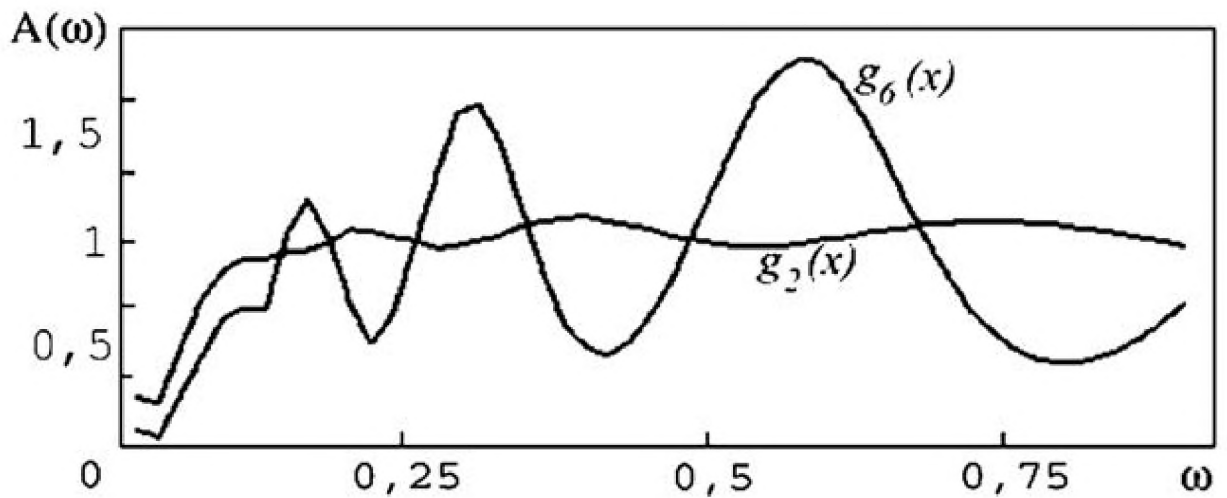
Вибір більшого кроку призводить до появи на графіку АЧХ значних коливань, що погіршує властивості фільтра.

Наприклад, на рис. 1.3 показана АЧХ фільтра, що використовує гаусові вейвлети другого і шостого порядків на масштабах від 1 до 256 з основою  $a_0=2$ .



**Рисунок 1.3 - Амплітудно-частотна характеристика фільтра, побудованого з використанням гаусових вейвлетів перших шести порядків**

Фільтр, в основі якого лежить ліфтинг-схема, в деяких випадках може служити альтернативою СWT-фільтру. При обробці даних слід враховувати, що ліфтинг-схема вимагає, щоб розмір набору відліків сигналу дорівнював ступеня двох. Тому короткі послідовності необхідно доповнювати нульовими значеннями до необхідної довжини.



**Рисунок 1.4 - Амплітудно-частотна характеристика фільтра з VMWF-вейвлетами  $g_2$  і  $g_6$  при основі зміни масштабу  $\alpha_0 = 2$ .**

На рисунку 1.5 показані сигнали, отримані після пропускання тестового зразка через фільтр. Відновлення низькочастотної компоненти за якістю не поступається роботі CWT-фільтра. Однак високочастотна частина сигналу помітно постраждала.

На відміну від фільтра з гаусовими вейвлетами, виникає сильно спотворений ділянку на початку сигналу в результаті прояву граничного ефекту.

Порівняння вейвлет-скелетів сигналу, отриманого на виході фільтра того чи іншого типу, показує, що фільтр на основі гаусових вейвлетів пригнічує шуми більш якісно - в нижній частині отриманого спектра відсутні сліди шуму.

Дискретність структури ліфтинг-схеми не дозволяє повністю подавити шум.

На рисунку 1.6 наведені АЧХ фільтрів на основі ліфтинг-схеми. Тестовим є синусоїдальний сигнал з частотою від  $10^{-3}$  до 1. На АЧХ розрізняються характерні сплески, які проявляються на всіх масштабах.

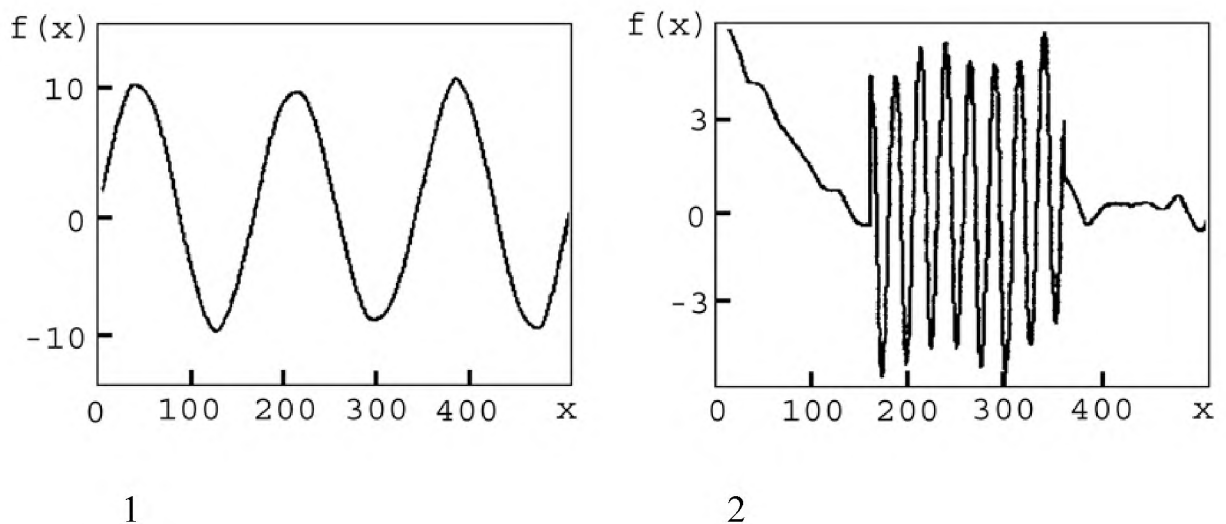
Порівнюючи АЧХ фільтрів, можна укласти, що СWT-версія зберігає структуру сигналу точніше, однаково добре пропускаючи складові як низьких, так і високих частот. Це пов'язано з тим, що в разі безперервних вейвлетів ми маємо можливість провести перетворення на великому числі масштабів (хоча це і призводить до надмірності даних).

Ліфтинг-схема формує компактний результуючий набір коефіцієнтів, але при цьому накладає серйозні обмеження на вибір масштабів перетворення.

### 1.1.2 Вейвлет-перетворення

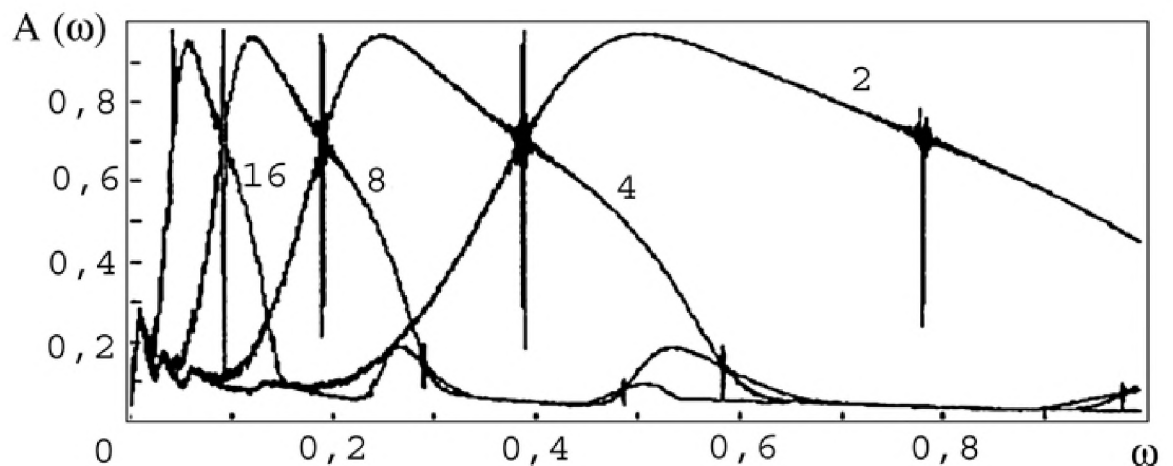
Термін вейвлет-перетворення об'єднує два види перетворень - пряме і зворотне, які, відповідно, переводять досліджувану функцію  $f(x)$  в набір вейвлет-коефіцієнтів  $W_\psi(a,b)f$  і навпаки.

Вейвлет-перетворення звичайно поділяють на дискретне (DWT) та безперервне (CWT).



**Рисунок 1.5 - Виділення складових сигналу фільтром, заснованим на ліфтинг-схемі:**

- 1 Використані масштаби більше 32;
- 2 Масштаби менше 32



*Рисунок 1.6 - Амплітудно-частотна характеристика фільтра, що використовує ліфтинг-схему на різних масштабах*

Дискретне вейвлет-перетворення (DWT) звичайно використовується для кодування сигналів, тоді як SWT - для аналізу сигналів. Саме тому DWT широко застосовується в інженерній справі й комп'ютерних науках, а SWT - у наукових дослідженнях фізичних процесів. Вейвлет-перетворення в даний час взяті на озброєння для величезної кількості різнопланових застосувань, нерідко заміняючи звичайне перетворення Фур'є в багатьох прикладних задачах. Таке широке використання вейвлет-перетворень забезпечується можливістю побудувати на їх основі методи, що потребуватимуть мінімум операцій, на противагу методів Фур'є-перетворень. Надалі ми обмежимося розглядом безперервного варіанту. Пряме вейвлет-перетворення здійснюється згідно з правилом.

$$W_{\psi}(a,b) = \frac{1}{\sqrt{C_{\psi}}} \int \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) f(x) dx, \quad (1.1)$$

де  $a, b$  - параметри, що визначають відповідно масштаб і зміщення функції  $\psi$ , названої аналізуючим вейвлетом,

$C_{\psi}$  - нормований множник.

Інтегрування ведуть по всій числовій осі.

Базисний, або материнський вейвлет  $\psi$  утворює допомогою розтягувань і зрушень сімейство  $\psi = \left(\frac{x-b}{a}\right)$ . Маючи відомий набір коефіцієнтів  $W_\psi(a,b)f$ , можна відновити вихідний вид функції  $f(x)$ .

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{C_\psi}} \iint \frac{1}{\sqrt{|a|}} \psi\left(\frac{x-b}{a}\right) [W_\psi(a,b)f] \frac{\partial a \partial b}{a^2}. \quad (1.2)$$

Пряме (1.1) і зворотне (1.2) перетворення залежать від деякої функції  $\psi(x) \in L^2(R)$ , яку називають базисним вейвлетом. Практично єдиним обмеженням на його вибір являється умова кінцівки нормувального множника

$$C_\psi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|\psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega = 2 \int_0^{\infty} \frac{|\psi(\omega)|^2}{\omega} d\omega < \infty, \quad (1.3)$$

де  $\psi(\omega)$  - Фур'є-образ вейвлет,

$$\psi(x): \psi(\omega) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) e^{-t\omega x} dx. \quad (1.4)$$

Цій умові задовольняє безліч функцій, тому можливо підібрати вид вейвлета, найбільш підходящого для вирішення конкретного завдання. Умова (1-3) неминуче означає, що Фур'є-образ вейвлета дорівнює нулю при нульовій частоті, тобто  $\psi(\omega)_{\omega=0} = 0$ . Якщо це не так, то знаменник дроби в інтегралі (1-3) звертається в нуль, в той час як чисельник має відмінне від нуля значення, і коефіцієнт  $C_\psi$  перестає бути кінцевим.

У свою чергу, цю вимогу можна представити в іншому вигляді. Оскільки Фур'є-образ  $\psi(x)$  при нульовій частоті має вигляд  $\int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) dx$  ми можемо вимагати рівність нулю інтеграла від вейвлета по всій осі:

$$\int_{-\infty}^{\infty} \psi(x) dx = 0. \quad (1.5)$$

Вейвлет-аналіз пропонує для обробки даних великий набір інструментів, які допомагають розділити вихідний сигнал на складові і побачити його



структуру на різних масштабах. Терміном фільтрація ми позначаємо щось більше, ніж просте подавлення різного роду перешкод.

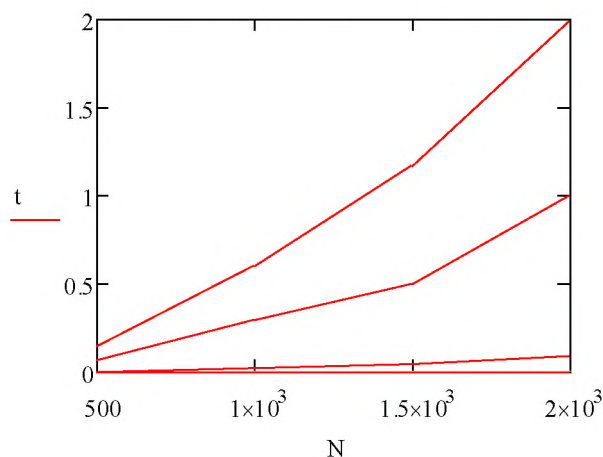
Вейвлет-фільтри настільки багатофункціональні, що дозволяють, маніпулюючи своїми налаштуваннями, не тільки боротися з шумами, але також витягувати ті компоненти корисного сигналу, які не завжди можуть бути безпосередньо виявлені.

**Таблиця 1.1 – Час обчислення прямого перетворення**

Метод	Число точок			
	500	1000	1500	2000
1	0,153	0,6	1,17	2
2	0,072	0,3	0,5	1
3	0,005	0,02	0,05	0,09
4	0,006	0,0013	0,0022	0,0029

Час обчислення (у секундах) прямого перетворення:

- 1 вихідний варіант;
- 2 перегрупування;
- 3 вибір кроку;
- 4 облік відносної площі.



**Рисунок 1.7 - Час обчислення прямого вейвлет-перетворення**

### 1.1.3 Банки цифрових фільтрів

Фільтр (від англ. - «*Filter*») - лінійна стаціонарна система, тобто властивості фільтра не залежать від часу. Незалежність властивостей фільтра від часу означає, що затримка входу призводить до такої ж затримки виходу. До основних характеристик фільтрів відносяться: імпульсна характеристика  $h(n)$ , передатна характеристика  $H(z) = \sum_n h(n)z^{-n}$ , частотна характеристика  $H(e^{j\omega}) = \sum_n h(n)e^{-j\omega n}$ , порядок фільтра.

Банк-фільтр - цифровий пристрій, в якому вхідний сигнал, представлений послідовністю відліків, за допомогою різних  $M$  цифрових фільтрів розбивається на  $M$  різних каналних сигналів (для обробки деяким способом кожного з них), з яких за допомогою вихідних фільтрів і наступного підсумовування утворюється послідовність відліків вихідного сигналу.

Основну ідею побудови системи аналізу / синтезу сигналів з банку фільтрів розкриває рисунок 1.1. Вихідний сигнал розбивається за допомогою фільтрів аналізу  $H_k(z)$ ,  $k = 0, 1, \dots, M - 1$  на  $M$  субполосних складових, які в ідеальному випадку в частотній області не перекриваються.

Підібравши відповідним чином набір фільтрів синтезу  $F_k(z)$ ,  $k = 0, 1, \dots, M - 1$ , можна відновити вихідний сигнал з його субполосних компонент. Внаслідок обмеження ширини спектру сигналів на виході БФ можна зменшити частоту дискретизації субполосних сигналів пропорційно зменшенню ширини спектру. Для зниження частоти дискретизації на стадії аналізу та подальшого підвищення на стадії синтезу використовуються відповідно компресори та експандери частоти дискретизації.

У разі, коли коефіцієнт проріджування в кожному каналі дорівнює відношенню ширини спектра субполосного сигналу до ширини спектру вихідного

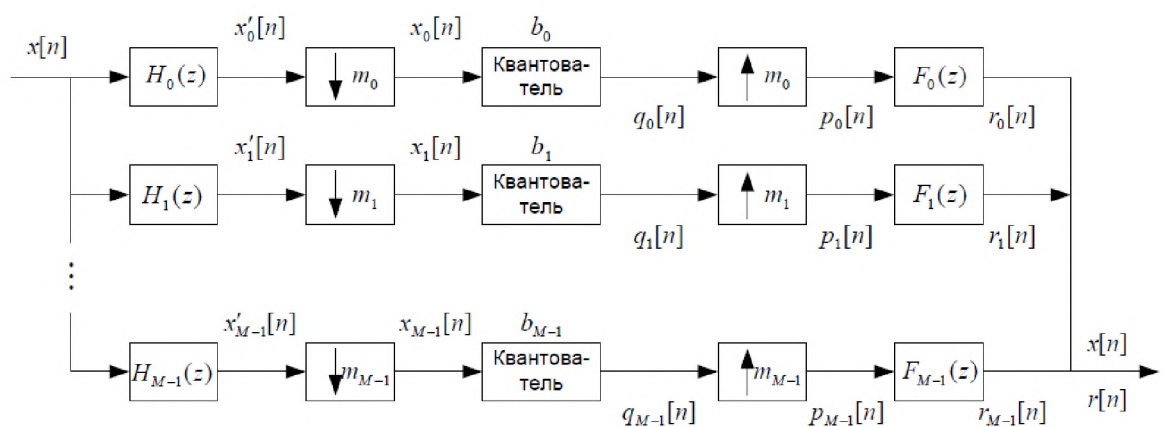
$$\sum_{k=0}^{M-1} \frac{1}{m_k} = 1, \quad (1.6)$$

говорять про систему аналізу / синтезу з повною децимацією. Таким чином, виходить  $M$  сигналів, що відображають поведінку вихідного сигналу в кожному частотному піддіапазоні, які представлені в сумі тією ж кількістю відліків, що й вихідний сигнал. Кожен субполосний сигнал окремо може бути ефективно оброблений по деякому алгоритму  $b_k$ ,  $k = 0, 1, \dots, M - 1$ .

Традиційно БФ поділяють на банки з рівнополосними і нерівнополосними каналами, ортогональні, біортогональні, двоканальні та багатоканальні і т.д. Кожен фільтр банку цифрових фільтрів утворює канал. Тому говорять про  $M$ -каналний банк фільтрів. Сигнал в каналі називається субполосою, звідси назва субполосна фільтрація або субполосне кодування.

Рівнополосна декомпозиція передбачає однаковий коефіцієнт децимації і однакову сумарну ширину смуги пропускання кожного каналу. У цей клас цифрових БФ входять також банки з багатоконентними фільтрами (мають більше однієї смуги пропускання).

У разі нерівнополосних каналів коефіцієнти децимації різні і в загальному випадку можуть бути виражені у вигляді раціонального числа



**Рисунок 1.8 - Система аналізу / синтезу сигналів на основі банку фільтрів**

$$m_k = \frac{q_k}{p_k}. \quad (1.7)$$

У зв'язку з тим, що неможливо побудувати фільтр з ідеальною прямокутною АЧХ, доводиться миритися з наявністю у смугового фільтра перехідної зони і нерівномірністю в смузі пропускання. Ця обставина в поєднанні з ефектом «загортання» частот, який виникає при децимації, може призвести до значних спотворень при відновленні сигналу. Однак існують методики розрахунку БФ, які дозволяють повністю (БФ з повним відновленням) або майже повністю, тобто з будь-якою наперед заданою точністю, відновити вихідний сигнал.

Дециматор (компресор частоти дискретизації) - пристрій, який здійснює децимацію (проріджування) сигналу в часі.

Децимація (від англ. - «Decimation») - операція, що полягає у виключенні відліків вхідного сигналу, з порядковим номером, кратним коефіцієнту децимації. Децимація в  $M$  раз позначається зазвичай як

$$(\downarrow M):y(n) = (\downarrow M)x(nM). \quad (1.8)$$

Інтерполятор - пристрій, що виконує дії, зворотні децимації. Інтерполяція (від англ. - «Interpolation») - операція, яка полягає у вбудовуванні (додаванні) між відліками, чий порядковий номер кратний певному числу, деякою константи (зазвичай нуля). Інтерполяція в  $M$  раз зазвичай позначається як

$$(\uparrow M):U(n) = \begin{cases} \text{якщо } \frac{n}{M}, \text{ тоді } x(n/M) \\ \text{інакше } 0 \end{cases}. \quad (1.9)$$

У частотній області це запишеться як  $U(e^{jM\omega})$ , тобто спектр вихідного сигналу операції інтерполяції містить  $M$  копій «стисненого» в  $M$  раз спектру вхідного сигналу. Ці копії повторюються через  $\omega_k = \frac{2\pi k}{M}$ . Для їх усунення

після інтерполятора ставиться НЧ-фільтр. Сукупність інтерполятора і фільтра називається фільтром-інтерполятором.

Еквівалентні схеми включення інтерполятора і дециматора дозволяють зменшити число обчислень в банку фільтрів. Це обумовлено тим, що частота дискретизації вхідного сигналу знижується за допомогою дециматора, а потім здійснюється процес фільтрації, таким чином загальна обчислювальна складність зменшується пропорційно коефіцієнту децимації.

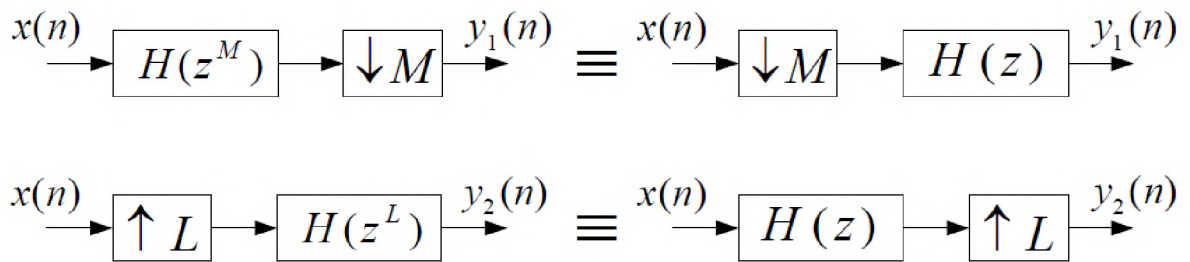
Після закінчення обробки субполосного сигналу в кожному каналі банку фільтрів частота дискретизації підвищується за допомогою інтерполятора.

Дані рівності (еквівалентні схеми включення) широко застосовуються для виведення різних співвідношень і представлені на рисунку 1.9.

Існує два основних напрямки при побудові нерівнополосних банків фільтрів:

1 Використання пакету дискретного вейвлет-перетворення. У даному підході для отримання нерівномірної декомпозиції застосовується блок з двох узгоджених фільтрів НЧ і ВЧ (імпульсні характеристики даних фільтрів являють собою вейвлет-функції). Спочатку вихідний сигнал пропускається через блок узгоджених фільтрів НЧ і ВЧ, після чого вихідні сигнали можуть бути знову оброблені за допомогою двоканального банку фільтрів. Даний процес продовжується до тих пір, поки не буде отримано необхідну частотну роздільну здатність.

2 Використання частотного перетворення на основі фазового фільтру (від англ. allpass transform). У даному випадку застосовується властивість деформації частотної осі при заміні всіх елементів затримки системи на фазові ланки. Нерівнополосний банк фільтрів виходить з рівнополосного шляхом деформації частотної осі за допомогою фазового перетворення.



**Рисунок 1.9 - Еквівалентні схеми включення фільтрів-дециматора  
фільтрів-інтерполятора**

Використання банку фільтрів має істотну перевагу в порівнянні з одним фільтром, оскільки дозволяє використовувати властивості, недоступні одному фільтру. Насамперед, це можливість відновлювати вихідний сигнал  $x$  з вихідних сигналів  $H_0 x$  і  $H_1 x$  після їх децимації (проріджування).

## 1.2 Мультиплексування

Будь-який сигнал займає певну смугу частот, існує деякий час, має обмеженою енергією і поширюється в певній області простору. Відповідно до цього виділяють чотири види ресурсу каналу: частотний, часовий, енергетичний і просторовий.

Проблема ефективного використання ресурсу загального каналу особливо загострилася через необхідність організації оперативного обміну даними і забезпечення зв'язку з об'єктами в інформаційних системах різного призначення в умовах нерівномірності і непередбачуваності запитів споживачів в часі.

При вирішенні проблеми розподілу ресурсу загального каналу застосовуються методи мультиплексування.

Мультиплексування – це процес об'єднання окремих потоків або каналів в один логічний потік даних таким чином, щоб вони пізніше могли б бути відновлені в колишньому стані без помилок.

Цифрові пристрої обробки інформації мають таку продуктивність, а канали зв'язку таку пропускну здатність, що можуть одночасно обробляти

сотні і тисячі вихідних сигналів датчиків паралельно. Щоб це здійснити, застосовуються мультиплексори.

Існують два методи мультиплексування:

- мультиплексування з частотним поділом каналів (частотне мультиплексування / ущільнення);
- мультиплексування з тимчасовим поділом каналів (часове мультиплексування / ущільнення).

### **1.3 Завадостійкість передачі зв'язку**

Простим і найбільше часто застосовуваним способом підвищення завадостійкості є підвищення відносини середньої потужності сигналу до середньої потужності перешкоди. Для цього потрібно просто в необхідне число раз підвищити потужність передавача або знизити потужність перешкоди.

Однак з ростом потужності передавача непропорційно ростуть його складність і вартість. Крім того, стає неможливим прийом сусідніх слабких станцій, тому що збільшується дія, що заважає, даної передачі на інші. Таким чином, цей спосіб хоча і є простим, але економічно може виявитися не вигідним.

Смуга частот, займана сигналом, залежить від виду модуляції. Застосовуючи відповідний вид модуляції, можна значно збільшити смугу частот, сигналу в порівнянні зі смугою частот повідомлення. На практиці застосовують так звані широкополосні системи модуляції: частотну й майже всі види імпульсної модуляції.

Виграш у завадостійкості росте пропорційно розширенню смуги частот сигналу. До недоліку цих систем модуляції варто віднести явище порога, що виражається в тім, що ймовірність помилки різко зростає, коли відношення середньої потужності сигналу до середньої потужності перешкоди зменшується до деякого значення, називаного граничним.

Якщо відношення середньої потужності сигналу до середньої потужності перешкоди має величину, меншу, чим граничне значення, то прийом практично виявляється неможливим внаслідок дуже частих помилок. Важливо відзначити, що з ростом смуги частот сигналу поріг наступає при менших значеннях потужності перешкоди й, отже, граничне значення росте з ростом смуги.

Практично для одержання надійного прийому відношення середньої потужності сигналу до середньої потужності перешкоди завжди повинне

бути значно більше одиниці. Нарешті, збільшити завадостійкість зв'язку можна за рахунок збільшення часу передачі. Особливості цього способу підвищення завадостійкості зв'язку ми розглянемо на прикладі прийому слабких сигналів, тобто таких, середня потужність яких може бути значно менше середньої потужності перешкоди.

Відомо, що в цьому випадку прийом сигналів звичайними радіотехнічними засобами неможливий, тому що ймовірність помилки при прийманні неприпустимо велика. Варто помітити, що відношення середньої потужності корисного сигналу до середньої потужності перешкоди є зручною величиною, що характеризує умови прийому. Це відношення іноді називають просто відношення сигналу до шуму.

Однак така характеристика умов прийому не є повної, тому що не враховує всіх статистичних властивостей перешкоди. У цей час відомо кілька спеціальних методів прийому слабких сигналів:

- 1) фільтрація періодичного сигналу;
- 2) кореляційний метод.

Розглянемо більш докладно згадані методи прийому слабких сигналів. В основі методу фільтрації періодичного сигналу лежить використання розходження між корисним сигналом і перешкодою, що складається в тім, що перешкода є випадковим процесом, а сигнал - періодичним. Різне тимчасове протікання цих двох процесів є причиною того, що й спектри



(мова йде про спектри щільності потужності) випадкового шуму й корисного сигналу різний: спектр білого шуму рівномірний до високих частот (порядку 13 Гц), а спектр періодичного сигналу виражається нескінченно вузькою й високою смугою, паралельної осі координат. По осі ординат відкладена потужність, що доводиться на одиницю смуги.

Це розходження в спектрах щільності потужності корисного періодичного сигналу й перешкоди підказує, що треба зробити, щоб виділити сигнал із суміші з перешкодою: треба суміш сигналу й перешкоди подати на вхід вузькополосного фільтра із частотною характеристикою.

Чим вужче смуга пропущення фільтра, тим ефективніше буде «очищатися» сигнал від перешкоди. У дійсних умовах ми ніколи не маємо справи з періодичними (у математичному змісті цього слова) сигналами. Дійсні сигнали тривають кінцевий час.

Тому повного відділення сигналу від перешкоди одержати не можна. Спектр кінцевого відрізка синусоїди виявляється відмінним від наведеного раніше; він більше «розмитий» по шкалі частот, причому він простирається тим ширше, чим менше тривалість сигналу. Оскільки фільтр повинен пропускати більшу частину енергії спектра сигналу, те його смугу в дійсних умовах не можна вибрати нескінченно вузької.

У дійсних умовах неможливо точно визначення функції кореляції, тому що воно вимагає нескінченно великого часу спостереження процесу. Тому виявлення слабкого сигналу супроводжується помилкою, що при постійному значенні тим більше, ніж значніше перевищення перешкоди над сигналом на вході кореляційного приймача.

Таким чином, і в кореляційному методі прийому, щоб виділити слабкий періодичний сигнал з-під шуму, необхідно збільшити час передачі цього сигналу. У цей час процес обчислення функції кореляції механізований.

Існує ряд пристроїв (механічних, електричних, фотоелектричних і ін.), названих корелометрами й службовців для знаходження функцій кореляції.

Корелометри, застосовувані для цілей зв'язки, називають кореляційними приймачами.

Для цієї мети можна використовувати лінію затримки або який-небудь інший пристрій. Первісний сигнал і його копія, зрушена на інтервал часу  $t$ , перемножуються (тобто перебувають добутки миттєвих значень у кожний даний момент часу). Отримані миттєві значення добутків усереднюються в інтервалі часу (рівному тривалості сигналу).

Кореляційний метод можна використовувати для прийому амплітудно-модульованих коливань. Порівняння відношення сигнал/перешкода на виході кореляційного приймача з відношенням сигнал/перешкода на виході звичайного приймача із квадратичним детектором показує, що об'єктивні показники приймача дають приблизно однакові результати. Практична перевага кореляційного приймача полягає в тому, що здійснення його може виявитися простіше, ніж звичайного приймача з вузькополосним фільтром.

Якщо замість зрушеного за часом на інтервал  $t$  вхідної напруги подавати на пристрій, що множить, від місцевого генератора синусоїдальна напруга тієї ж частоти й фази, що й напруга несучого сигналу, то напруга на виході приймача буде пропорційно функції взаємної кореляції двох зазначених напруг. Такий приймач називається взаємокореляційним.

Явно, що для правильної роботи взаємокореляційного приймача необхідно знати частоту й фазу несучої. Іншими словами, на прийомному кінці системи треба мати значно більше відомостей про сигнал до його прийому, чим у випадку автокореляційного прийому.

Якщо на прийомному кінці системи зв'язку мають у своєму розпорядженні ці відомості, то визначення частоти й фази несучої в результаті прийому сигналу не повідомляє одержувача нових відомостей; у цьому змісті прийнятий взаємокореляційним приймачем сигнал має велику надмірність. Це дозволяє сподіватися, що взаємокореляційний метод прийому принципово повинен дати кращі результати відносно

завадостійкості, чим автокореляційний метод (при розумному використанні цієї надмірності).

#### **1.4 Висновок та постановка задачі**

До однієї з найбільш загальних і важливих завдань цифрової обробки сигналів відноситься очищення сигналу від шуму. Так як методи шумоподавлення вельми різноманітні, в даній роботі був розглянутий один із підходів, який не використовує частотну фільтрацію безпосередньо, а базується на вейвлет-перетворенні з точки зору цифрової обробки сигналів.

Мета даної кваліфікаційної роботи полягає в допрацюванні імітаційної моделі банку вейвлет-фільтрів і дослідження якості фільтрації і трансмультиплексування типових сигналів. Для виконання мети необхідно вирішити наступні задачі:

1 Дослідити та вдосконалити банк вейвлет-фільтрів, що забезпечує підвищення завадостійкості трансмультиплексування сигналів.

2 Доопрацювати стандартну моделі банку вейвлет-фільтрів, розробка алгоритмів трансмультиплексування та дослідження завадостійкості передачі сигналів зв'язку.

3 Проаналізувати використання методів вейвлет-фільтрації при трансмультиплексуванні сигналів.

## 2 СПЕЦІАЛЬНА ЧАСТИНА

### 2.1 Трансмультимплексування сигналів

#### 2.1.1 Модель банка вейвлет-фільтрів

Банк-фільтр - цифровий пристрій, в якому вхідний сигнал, представлений послідовністю відліків, за допомогою  $M$  різних цифрових фільтрів розбивається на  $M$  різних канальних сигналів (для обробки деяким способом кожного з них), з яких за допомогою вихідних фільтрів і наступного підсумовування утворюється послідовність відліків вихідного сигналу.

У багаточастотному випадку канальні сигнали піддаються  $N$ -кратній децимації.

Класичне застосування банк-фільтрів - розбиття вхідного сигналу на частотні смуги і їх роздільне кодування. Послідовні фільтрація і зміна частоти дискретизації викликають спотворення трьох видів:

- 1) спотворення, викликані накладенням і відображенням спектральних складових сигналу,
- 2) амплітудні спотворення і
- 3) фазові спотворення.

Вперше була зазначена можливість побудови двоканальної структури, вільної від спотворень першого виду. Структура такого банк-фільтра еквівалентна цифрового фільтру з деякою функцією передачі, амплітудні і фазові спотворення якого в разі потреби можна компенсувати включенням додаткового відповідним чином підбраного фільтра. Були описані також способи побудови банк-фільтрів, що вносять тільки один вид спотворень: амплітудні або фазові.

Пізніше була знайдена процедура розрахунку і побудови вхідних та вихідних фільтрів двоканальної структури, в результаті якої усувалися спотворення всіх трьох видів. Вихідний сигнал є затриманої за часом версією

вхідного сигналу, а банк-фільтр при цьому є системою з повним відновленням.

Дана модель використовує двійковий фільтр аналізу та фільтр синтезу блоків банку, щоб показати, як властивість досконалого перетворення вейвлетів (сплесків) та програм впливає на зниження рівня шуму.

Сильним стрибком вперед з'явилося поліфазне подання сигналів і передавальних характеристик фільтрів. У зв'язку з цим матричний апарат виявився не тільки ефективним засобом узагальнення попередніх результатів. Виявилось, що є можливим усунення не тільки накладень і віддзеркалень, а й побудова систем з повним відновленням для банк-фільтрів з довільною кількістю каналів. У той час, як вищезгадані методи використовували КІХ-фільтри, були також знайдені способи побудови систем з повним відновленням на основі НІХ-фільтрів.

Матричний спосіб опису банк-фільтрів виявився вдалим також для характеристики останніх. Дуже простими за описом і реалізації виявилися структури банк-фільтрів, заснованими на так званих матрицях без втрат. Складність фільтрів синтезу виявляється рівною складності фільтрів аналізу. Поряд з цим такі структури мають ряд додаткових властивостей. Одні з них виявляються важливими для практичного застосування, інші - для розрахунку та оптимізації частотних характеристик фільтрів аналізу.

Виявилось, що існують структури, властивість повного відновлення яких не втрачається при квантуванні коефіцієнтів. Разом з цим вони володіють так звані властивістю ієрархії - послідовного поліпшення характеристик при нарощуванні кількості каскадів.

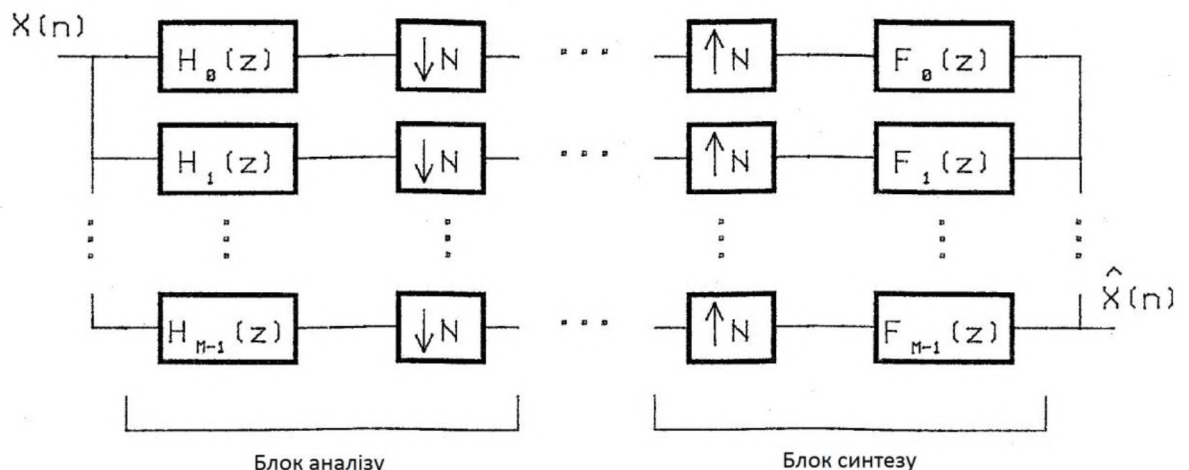
Приділяється увага побудові структур, що мають у своєму складі фільтри аналізу з лінійною фазою.

Останнім часом багато дослідження спрямовані на пошук методів розрахунку та ефективної реалізації двовимірних структур банк-фільтрів.

Поліфазне уявлення показало на тісний зв'язок структур банк-фільтрів і структур блокової фільтрації. Наявність паралелізму є вигідним властивістю для застосування таких структур у розробці та реалізації нових алгоритмів цифрової обробки сигналів. Банк-фільтри використовуються також в якості інструменту для теоретичних досліджень. З їх допомогою вдалося довести досить загальні теореми, пов'язані з дискретизацією сигналів.

Останнім часом встановлено тісний зв'язок між способами породження базисних функцій типу 'wavelet' і структурами банк-фільтрів.

На рисунку 2.1 показана структура  $M$ -канального банк-фільтра. Структура умовно може бути розбита на дві частини: блок аналізу і блок синтезу.



**Рисунок 2.1 – Структура  $M$ -канального банк-фільтра**

Вхідний сигнал  $x(n)$ , який є цифровою версією аналогового сигналу, за допомогою фільтрів аналізу  $H_i(z)$ ,  $i = 0..M-1$ , розбивається по частоті на  $M$  смуг, після чого кожен смуговий сигнал піддається  $N$ -кратній децимації.

У блоці синтезу частота дискретизації каналних сигналів збільшується в  $N$  раз на інтерполятора з подальшою фільтрацією у фільтрах синтезу  $F_i(z)$ ,  $i = 0..M-1$ , після чого каналні сигнали підсумовуються, утворюючи на виході прообраз  $\hat{x}(n)$  вхідного сигналу. Структури, в яких кратність

децимації-інтерполяції дорівнює кількості каналів,  $N = M$ , називаються банк-фільтрами з максимальною децимації. Надалі ми будемо розглядати властивості саме таких структур.

З вищесказаного випливає, що банк-фільтри є багатошвидкісними системами, тобто системами, в яких частота дискретизації різна в різних точках системи. Невід'ємною частиною таких систем є пристрої зміни частоти дискретизації - дециматори і інтерполятори, структурні схеми яких представлені на рисунку 2.2.



**Рисунок 2.2 - Зображення на структурній схемі**

**1 дециматора;**

**2 інтерполятора**

Дециматор характеризується наступним співвідношенням між входом і виходом:

$$y(n) = x(Mn), \quad (2.1)$$

тобто на вихід дециматора проходять тільки відліки з номерами кратними.

У частотній області опис роботи дециматора дещо складніше:

$$Y(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} X(z^{1/M} W^k), \quad (2.2)$$

Член при  $k = 0$  являє собою розтягнутий прообраз спектру вхідного сигналу. Члени з  $k > 0$  називаються членами накладення. Дія дециматора на спектр вхідного сигналу ілюструється рис. 2.3, б.

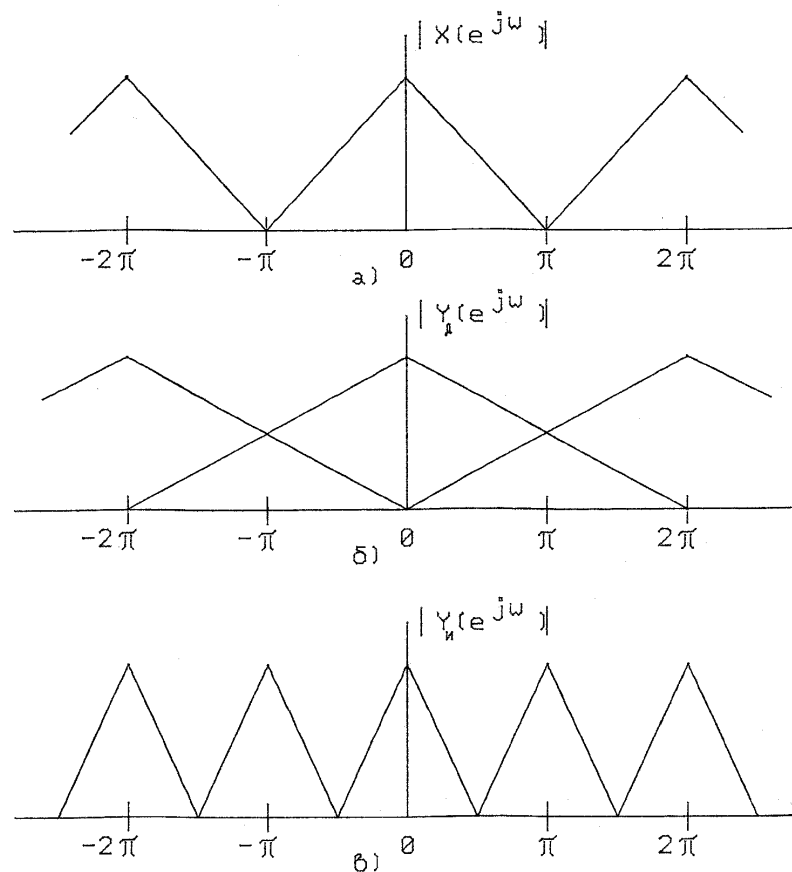
Дія  $M$ -кратного інтерполятора описується виразом

$$y(n) = \begin{cases} x(n/M), M | n \\ 0, \text{інакше} \end{cases}, \quad (2.3)$$

де  $M | n$  означає  $M$  ділить  $n$ . Тобто вихідний сигнал утворюється за допомогою вставки між сусідніми відліками вхідного сигналу  $M-1$  нульових відліків. Вихідний сигнал має перетворення виду

$$Y(x) = X(z^M). \quad (2.4)$$

Вираз (2.4) означає, що спектр сигналу на виході інтерполятора є стислим у  $M$  раз спектром вхідного сигналу. Поява в межах основного періоду  $[-\pi, \pi]$  копій основного спектру називається ефектом відображення.



**Рисунок 2.3 - Ефекти, що виникають при децимації та інтерполяції**

**а) спектр вхідного сигналу;**

**б) ефект накладання при децимації;**

**в) ефект відображення при інтерполяції**



При аналізі багаточастотних цифрових систем, тобто систем, що містять інтерполятор і дециматори, корисними виявляються два правила, відповідно до яких перетворюються послідовні з'єднання лінійного фільтра з дециматором або інтерполятором. Ці два правила перетворення зображені на рисунку 2.4.

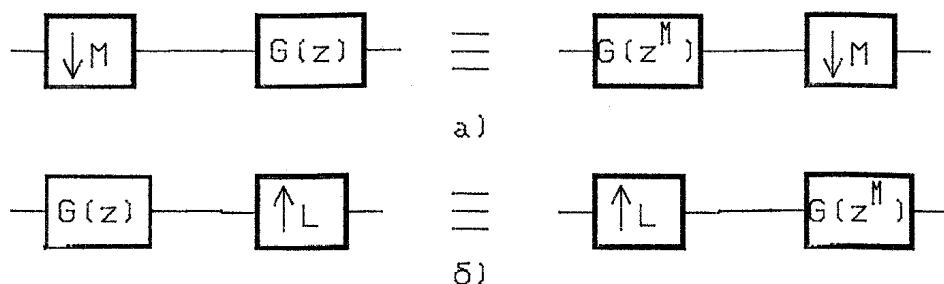
Справедливість цих перетворень доводиться наступним чином. З урахуванням (2) z-перетворення вихідного сигналу правій частині рисунку 2.4, а запишеться:

$$Y(z) = \frac{1}{M} \sum_{k=0}^{M-1} G\left((z^{1/M} W^k)^M\right) X(z^{1/M} W^k) = G(z) \sum_{k=0}^{M-1} X(z^{1/M} W^k). \quad (2.5)$$

Останній вираз еквівалентно структурі, що на рисунку 2.4, а зліва. Аналогічно з урахуванням (2.4) можна помітити, що обидві структури рисунку 2.4, б описуються рівністю

$$Y(z) = G(z^M) X(z^M). \quad (2.6)$$

Дані правила перетворень були названі обернені тотожності.



**Рисунок 2.4 - Обернені тотожності:**

**а) послідовне включення дециматора та цифрового фільтру**

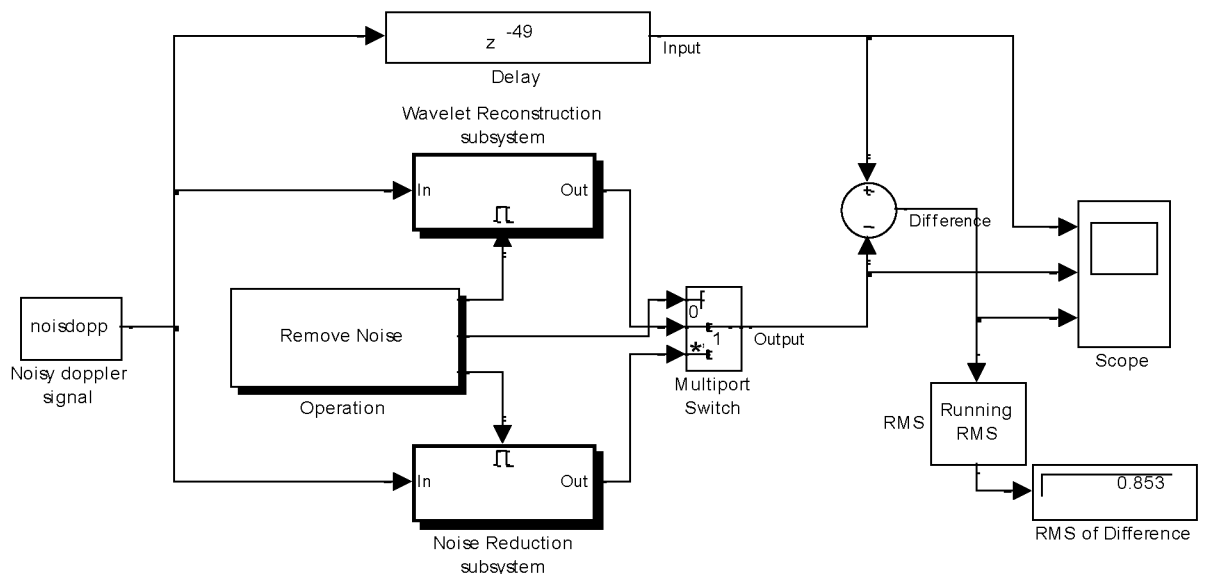
**б) послідовне включення інтерполятора та цифрового фільтру**

Загальний принцип побудови базису вейвлет-перетворення полягає в використанні масштабного перетворення і зсувів. Будь-який з найбільш часто вживаних вейвлетів породжує повну ортонормовану систему функцій з

кінцевим носієм, побудованих з використанням масштабного перетворення і зсувів.

Саме за рахунок зміни масштабів вейвлети здатні виявити відмінність в характеристиках на різних шкалах, а шляхом зсуву проаналізувати властивості сигналу в різних точках на всьому досліджуваному інтервалі.

Вибір конкретного вейвлета, будь то дискретний або безперервний, залежить від даного аналізованого сигналу. Різні функції вдається аналізувати тим чи іншим способом, і критерієм успіху зазвичай є простота одержуваного розкладання.



**Рисунок 2.5 – Модель банку вейвлет-фільтрів**

Вейвлети (сплески) мають важливе застосування сигналів при шумоподвлєнні. Після вейвлет-перетворення, високі частотні піддіпазони містять більшу частину інформації, шуму і трохи інформаційного сигналу. У моделі на рисунку 2.5, м'яке визначення порогу застосовується для різних підзон.

Порогове значення встановлено на більш високий рівень для високих частотних піддіпазонів і більш низькі значення для низьких частотних піддіпазонів.

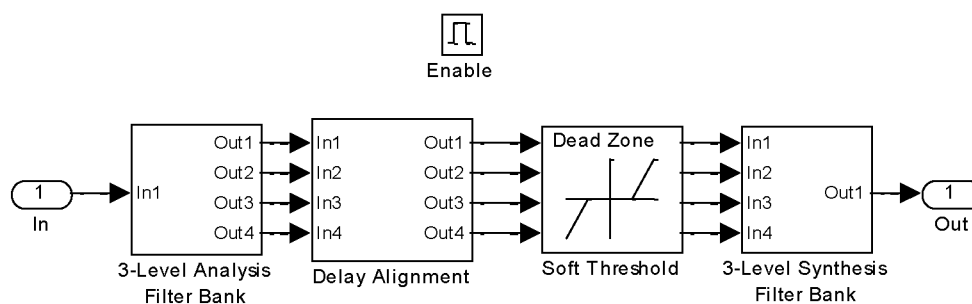
За способом подавлення коефіцієнтів всі алгоритми можна розділити на два класи. Алгоритми, що належать першому класу, при подавленні коефіцієнтів ґрунтуються тільки на значенні порогу, розрахованого окремо для кожної смуги кожного рівня розкладання. Серед них виділяються два базових методи:

1 Різде зменшення по порогу (hard thresholding). Метод полягає в обнуленні всіх вейвлет-коефіцієнтів, менших заданого порогу. Він дуже добре працює при низькому рівні шуму, так як весь шум потрапляє в область нижче порога і забирається повністю, а всі деталі потрапляють в область вище порога і залишаються незмінними.

Однак при високому рівні шуму з'являються артефакти - окремі не прибрані сплески шуму. Із збільшенням порогу вони пропадають, але при цьому під значення порогу починають потрапляти деталі, і зображення виходить нечітким.

2 Плавне зменшення по порогу (soft thresholding). Метод полягає в обнуленні всіх вейвлет-коефіцієнтів, менших заданого порогу, і зменшенні інших вейвлет-коефіцієнтів. У чистому вигляді (при завданні одного і того ж значення порогу для всіх коефіцієнтів всередині смуги) цей метод або сильно розмиває зображення, або залишає багато шуму.

Однак саме він служить основою для багатьох інших методів, в яких сила подавлення визначається окремо для кожного коефіцієнта.



**Рисунок 2.5– Модель вейвлет-підсистеми**

Модель, зображена на рисунку 2.5, дозволяє проводити фільтрацію шумів шляхом роздільного трешолдінга кожного з трьох рівнів розкладання сигналу і його грубої апроксимації. Вектор трешолдінга при повній реконструкції сигналу (без шумоподавлення) дорівнює  $\{0, 0, 0, 0\}$ .

Якість виділення шуму, відповідно степінь збільшення співвідношення сигнал/шум залежить не лише від виду функції трешолдинга, але й від способу її застосування. Найбільш загальним з існуючих способів порогової обробки є глобальний трешолдинг.

Основним завданням є дослідження наскільки вейвлет-перетворення зможе підвищити співвідношення сигнал-шум порівняно з початковим значенням. В завданні фільтрування зашумленого сигналу з використанням вейвлет-перетворення важливими є вибір «материнського» вейвлету, функції трешолдингу, області її застосування та встановлення оптимального порога.

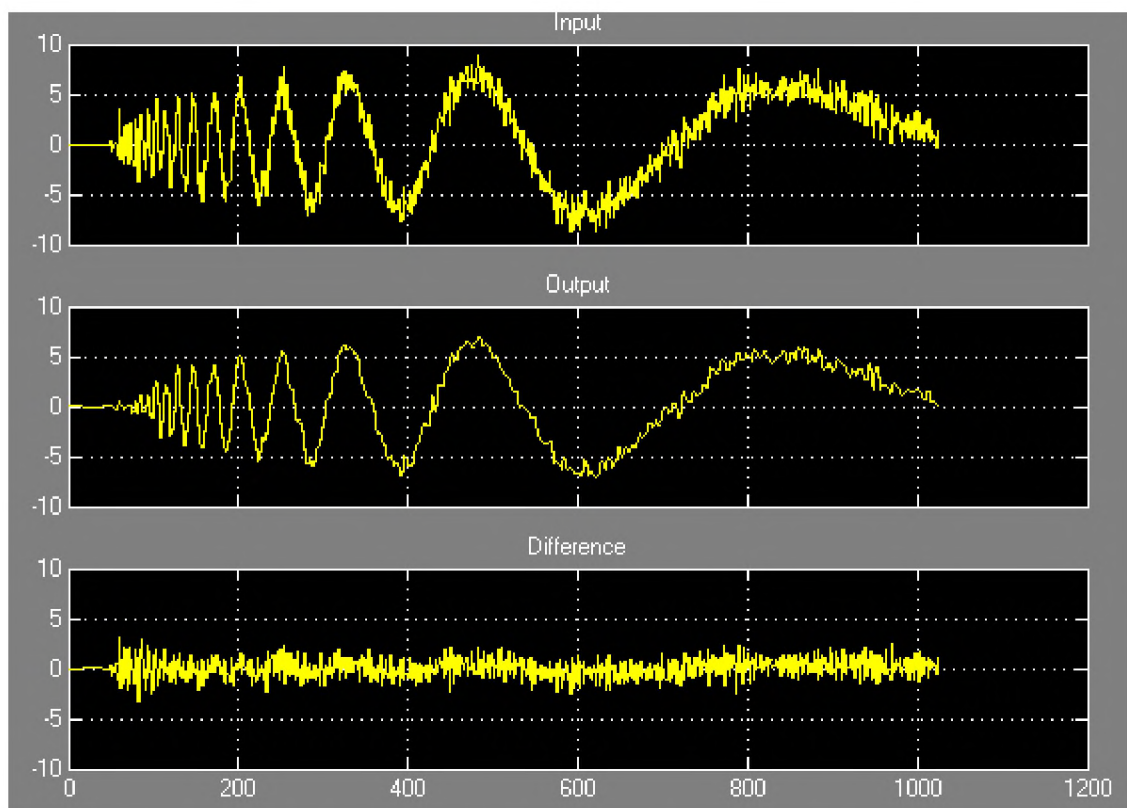
Вейвлет-перетворення використовують як інструмент для виділення вхідного сигналу із суміші сигнал-шум. Усі обчислення здійснюють за допомогою середовища програмування MATLAB 6.5 і пакета Simulink.

При ослабленні смуги частот, високочастотний шум зменшується. Налаштувавши порогові рівні, відображається ефект загасання від шумоподавлення характеристики системи. Перше питання, яке було вирішене, це вибір «материнського» вейвлету – адже невдалий вибір аналізуючого вейвлету може призводити до суттєвого погіршення вихідного результату.

Потрібно також зазначити, що при низькому рівні шуму застосування глибокого рівня розкладу призводить до значного згладжування сигналу і втрати інформативних частин. Тому доводиться залежно від рівня шуму застосовувати певний рівень розкладу вейвлет-перетворення, а поряд із збільшенням глибини розкладу використовувати інший «материнський» вейвлет.

Основна причина погіршення визначення інформаційних параметрів є поява паразитних сплесків при жорсткому трешолдінгу.

Слід зазначити, що для ідеальної моделі, відхилення дорівнює нулю. Однак у зв'язку з чисельним ефектами, є невелике відхилення з'являється, його можна побачити на дисплеї RMS. В нашому випадку воно становить – 0,853. Вектор трешолдінга при цьому дорівнює {5, 3, 2, 1}. Графіки сигналів відображені на рисунку 2.6.



***Рисунок 2.6 - Графіки сигналів на вході і виході, а також відхилення між ними***

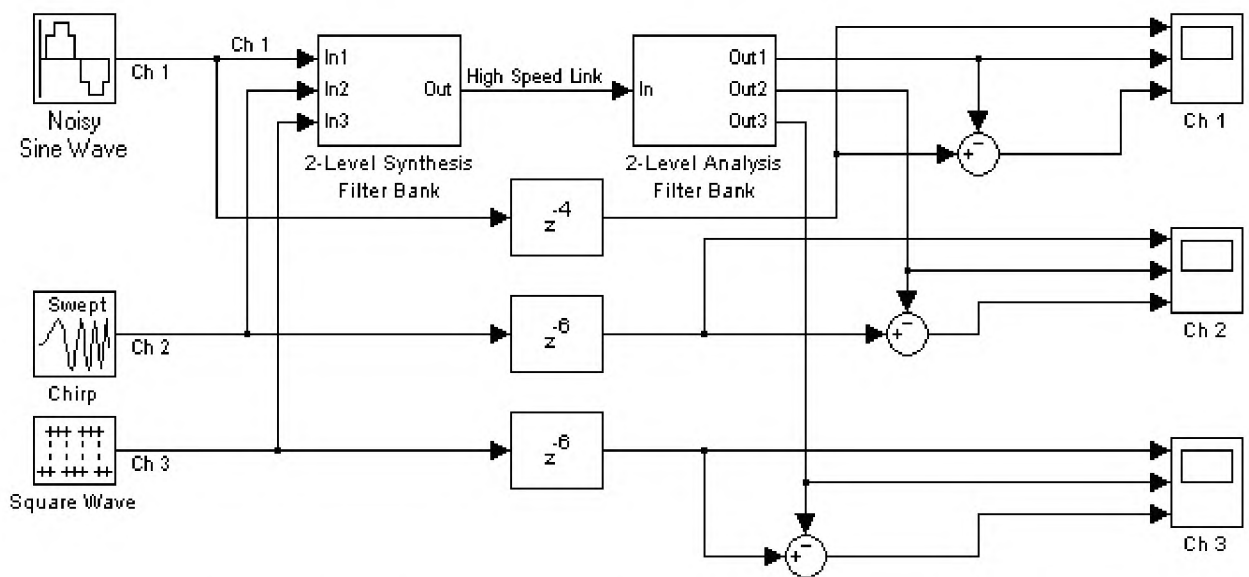
Дослідження свідчить наскільки важливо правильно вибрати «материнський» вейвлет, рівень розкладу і спосіб застосування порогової обробки. Зміна одного з цих параметрів приводить до нового результату, який не завжди є кращим від попереднього.

Найприйнятнішим для вибраної модельної задачі видається м'який спосіб трешолдінгу, тому що при його використанні відсутні різкі сплески у відфільтрованому сигналі.

### 2.1.2 Дослідження трансмультиплексування на основі вейвлет перетворення

Завдання передачі сигналів, що перетинаються у часовій і частотній областях, по одному каналу зв'язку є нетривіальною. Одним із шляхів вирішення цього завдання є використання час-частотного вейвлет перетворення.

Розглянемо вейвлет трансмультиплексування (ВТМ) сигналів за допомогою моделі (рис. 2.7) в середовищі Matlab.



*Рисунок 2.7 - Модель вейвлет трансмультиплексора*

Дана імітаційна модель ілюструє високу ефективність ВТМ з дискретним вейвлет-перетворенням (ВП) до відновлення незалежних комбінованих сигналів, переданих по одній лінії зв'язку.

Цей ВТМ об'єднує (зворотне ВП) три вихідних сигналу для передачі по одній лінії зв'язку, а потім розділяє (пряме ВП) ці сигнали на приймальній стороні за допомогою банків вейвлет-фільтрів синтезу та аналізу.

Ця модель демонструє триканальний трансмультиплексор, але метод може бути розширений до довільної кількості каналів. Слід зазначити, що повна швидкість передачі даних обмежена частотою Найквіста каналу зв'язку.

Дія ВТМ аналогічно в деякому сенсі частотному мультиплексу (FDM). У FDM вхідні сигнали фільтруються за своїми смугами частот і модулюються в сусідні і частотні групи, а потім передаються по одному каналу зв'язку.

На приймальній стороні переданий груповий сигнал фільтрується для виділення сусідніх частотних каналів, сигнали яких потім демодулюються. При цьому фільтри повинні мати більшу крутизну характеристик, щоб зменшити міжканальну інтерференцію.

У ВТМ фільтрація полягає у виконанні синтезу групового сигналу за допомогою вейвлет фільтра та інтерполяції за допомогою зворотного ДВП, що еквівалентно частотної модуляції.

Використання ортогональних базових вейвлет дозволяє значно знизити вимоги до характеристик вейвлет фільтрів у порівнянні з фільтрами в FDM.

Таким чином, перевага ВТМ в порівнянні з частотним поділом каналів полягає, по-перше, в більш ефективному використанні смуги частот (немає необхідності виділяти для кожного сигналу окремий частотний канал з запасом по частоті) і, по-друге, в менших обчислювальних витратах на реалізацію.

На рисунках 2.8-2.10 показано помилки відновлення сигналів на приймальній стороні мають порядок  $10^{-11}$ .

## **2.2 Застосування вейвлет-аналізу до обробки і передачі сигналів зображень**

Цей розділ присвячений опису одного з можливих застосувань вейвлет-аналізу для обробки растрових зображень. Запропоновано спосіб виділення

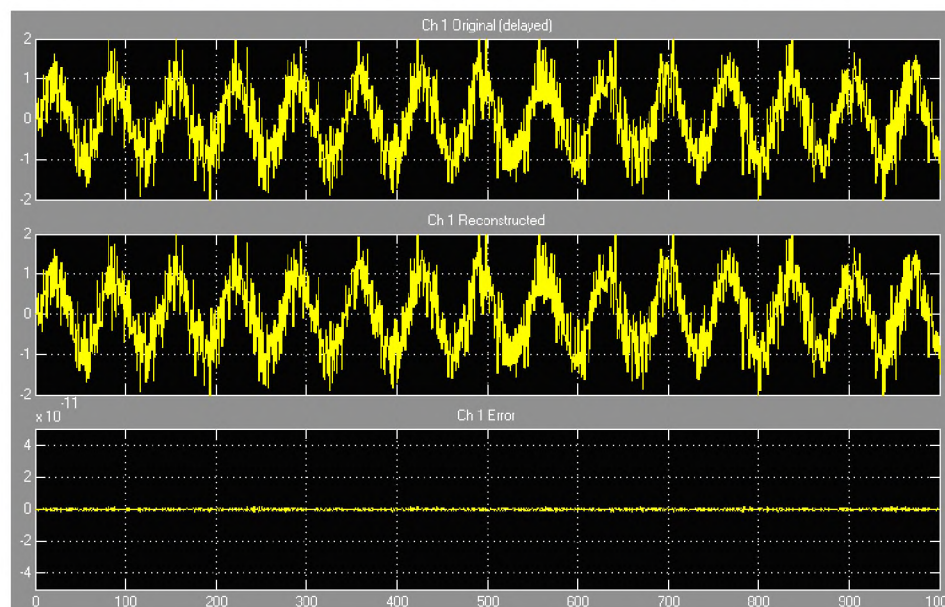
особливостей, що може бути застосоване на етапі попередньої обробки зображень при розпізнаванні образів, наприклад, осіб або букв.

У наступному пункті запропоновано спосіб побудови перетворення напівтонових зображень осіб в набір дуг різної довжини за допомогою так званих бананових вейвлетів, які отримали свою назву через їх форми. Складність аналітичного подання подібних двовимірних вейвлетів вимагає тривалих і об'ємних розрахунків.

Було розроблено метод аналогічного перетворення зображень на основі одновимірних гаусових вейвлетів. В нашому випадку утворюється растрове зображення. Ми обмежуємося лише задачею побудови контурного зображення, не вдаючись у подробиці, пов'язані з розпізнаванням зображень.

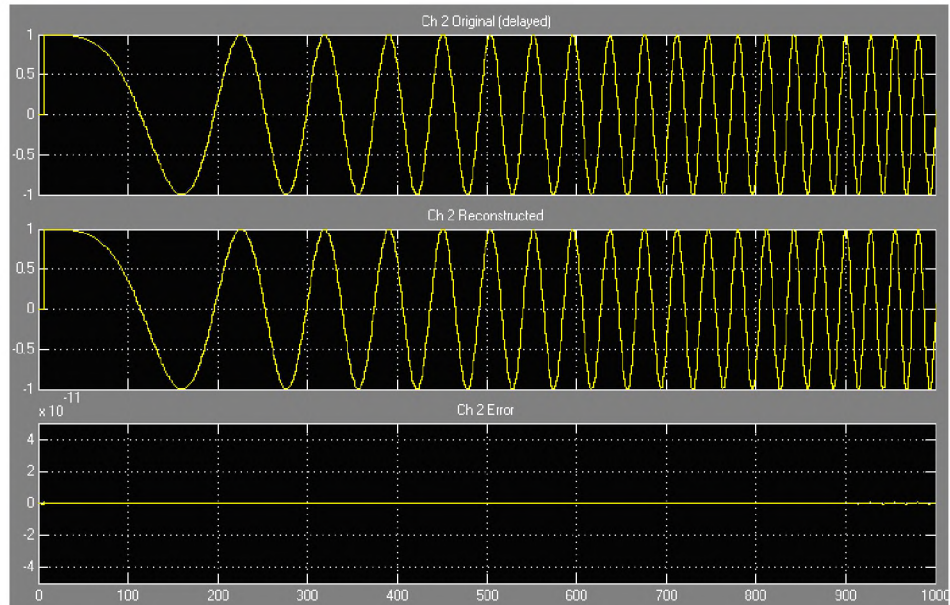
Розроблена програма приймає на вході півтонування людського обличчя. Розміри всіх зразків у нашому випадку однакові і складають  $92 \times 112$  точок.

Кожен піксель має інтенсивність, що знаходиться в межах від 0 до 255.



**Рисунок 2.8– Графік сигналу розгортки з кінцевою частотою  $target=0,00625$**



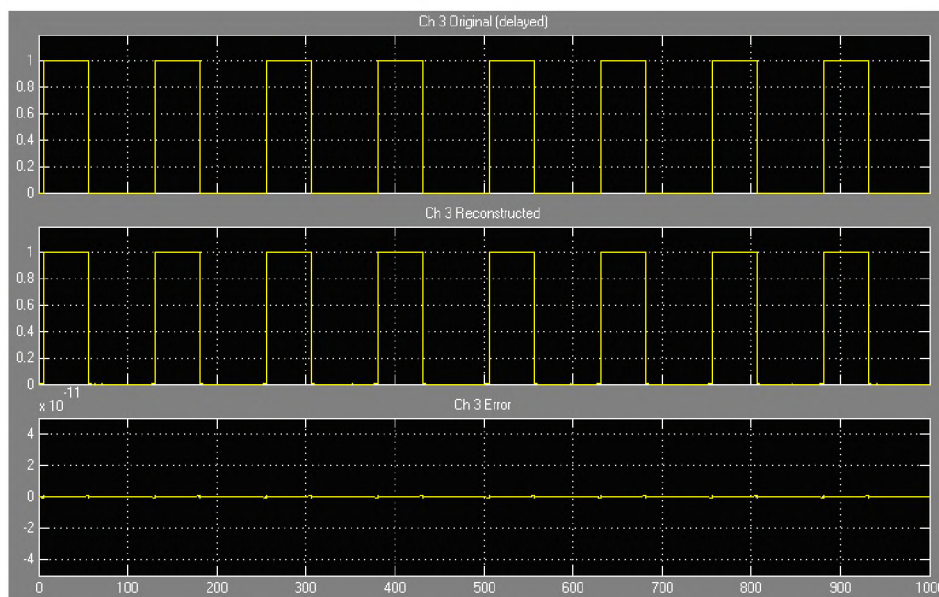


**Рисунок 2.9 – Графік сигналу синусоїди з частотою 0,012 Гц і рівнем шуму 1,7**

База зображень, що включає 40 наборів з 10 зображень, на яких особи показані в різних ракурсах, отримані з сайту лабораторії AT&T в Кембриджі (Великобританія).

Зображення розглядається як матриця, розміри якої визначені його висотою і шириною. Елементи матриці приймають цілі значення в діапазоні  $[0, 255]$ .

Використання 256-рівневих зображень спростило програмну реалізацію алгоритму і дозволило легко оперувати окремими елементами матриці, не вдаючись до додаткових перетворень.



**Рисунок 2.10 – Графік сигналу прямокутного імпульсу з періодом 160 і тривалістю імпульсу 100сек**

Незважаючи на те, що зображення мають двовимірну структуру, ми як і раніше застосовуємо одномірне вейвлет-перетворення, що дає значний вигреш у швидкості обчислень у порівнянні з двовимірними вейвлетами. Крім того, ми застосували алгоритм швидкого обчислення вейвлет-коефіцієнтів.

Обчислення вейвлет-спектра сигналу, представленого дискретним набором відліків (зокрема, гістограмою  $\{h_k\}$  з числом груп  $N$ ), пов'язане з обчисленням в кожній точці спектру  $N$  інтегралів від вейвлет-функцій  $g_n$  для кожної пари індексів  $i$  та  $j$ :

$$W_{g_n}(a_i, b_j) = \frac{1}{\sqrt{C_{g_n}|a_i|}} \sum_{k=1}^N h_k \int_{x_{k-1}}^{x_k} h_k \left( \frac{x-b_j}{a_i} \right) dx. \quad (2.6)$$

Користуючись відомим властивістю інтегрування гаусових вейвлетів, вираз (2-6) можна перетворити, представивши значення інтеграла у вигляді різниці вейвлетів на одиницю меншого порядку.

$$W_{g_n}(a_i, b_j) = \frac{1}{\sqrt{C_{g_n}|a_i|}} \sum_{k=1}^N h_k \left[ g_{n-1} \left( \frac{x_{k-1} - b_j}{a_i} \right) - g_{n-1} \left( \frac{x - b_j}{a_i} \right) \right]. \quad (2.7)$$

Однак, хоча останній вираз і не вимагає обчислення інтегралів, реальні розрахунки доцільніше проводити, перетворивши суму (2-7) таким чином, щоб обчислення значень вейвлетів для кожного значення зміщення  $b$  виконати тільки один раз:

$$W_{g_n}(a_i, b_j) = \frac{a_i}{\sqrt{C_{g_n} |a_i|}} \left[ h_1 g_{n-1} \left( \frac{x_0 - b_j}{a_i} \right) + \sum_{k=1}^{N-1} (h_{k+1} - h_k) g_{n-1} \left( \frac{x_{k-1} - b_j}{a_i} \right) - h_n g_{n-1} \left( \frac{x_N - b_j}{a_i} \right) \right]. \quad (2.8)$$

Подібне уявлення найбільш ефективно при обчисленні невеликого числа коефіцієнтів і дозволяє вибирати будь-яке зміщення вейвлета.

У разі побудови матриці спектру розміром  $M_a \times M_b$  ( $M_a$  та  $M_b$  відповідно число точок по осях масштабу і зсуву) процес можливо істотно прискорити, якщо ввести обмеження на вибір кроку зміни зміщення, задавши його у вигляді

$$\Delta b = m \Delta x, \Delta x = m \Delta b, m \in N. \quad (2.9)$$

У цьому випадку параметри  $x_k$  та  $b_j$  приймуть наступний вигляд:

$$x_k = x_0 + k \Delta x, b_j = b_0 + j \Delta b. \quad (2.10)$$

Незважаючи на введені обмеження, залишається достатня свобода у виборі початкового зсуву  $b_0$ . Отже, для обчислення рядка вейвлет спектру (тобто набору коефіцієнтів при постійному значенні масштабного коефіцієнта) необхідно отримати величини при всіх можливих поєднаннях індексів  $i, j, k$ .

$$g_{n-1} \left( \frac{x_k - b_j}{a_i} \right). \quad (2.11)$$

Замінивши аргументи на (2-11) їх поданням (2-10) через початкові значення і крок, отримаємо, що при всіх можливих поєднаннях індексів  $k$  та  $j$  залишається лише  $M$  різних значень аргументу вейвлета.

Це число залежить від вибору кроку зміщення. У першому випадку  $M = N + mM_b$ , а в другому  $M = mN + M_b$ .

Аргумент вейвлета в цих випадках однозначно визначається цілочисловим індексом  $k - jm$  або  $km - j$ .

При роботі з масивом значень (2-11) зручніше відраховувати індекси від нуля, збільшивши їх на мінімальне значення індексу:

$$k - jm - mM_b, km - j + M_b. \quad (2.12)$$

У результаті отримаємо вектор

$$g^* = \left\{ \left( \frac{x_0 - b_0}{a_i} + \frac{\Delta x}{a_i} (k - jm) \right) \right\}, \quad (2.13)$$

$$g^* = \left\{ g_{n-1} \left( \frac{x_0 - b_0}{a_i} + \frac{\Delta b}{a_i} (km - j) \right) \right\}.$$

Значення груп гістограми сигналу також зручно представити у вигляді вектора

$$h^* = \{h_1, h_2 - h_3, h_3 - h_2, h_4 - h_3, \dots, h_N - h_{n-1}, -h_n\}. \quad (2.14)$$

При такому підході величину вейвлет-коефіцієнта можна записати як скалярний добуток векторів  $h^*$  і  $w^*$ , отриманого з вектора  $g^*$  відбором коефіцієнтів з індексами відповідно до виражень (2-13):

$$W_{g_n}(a, b)h = \sum_i h_i^* w_i^*. \quad (2.15)$$

Індекс  $j$  неважко визначити за величиною зміщення:

$$j = \frac{b_j - b_0}{\Delta b} \quad (2.16)$$

Перший етап вилучення особливостей зображення утворюють два процеси, які подібні за своєю структурою і розрізняються лише тим, що в одному випадку проводиться обробка рядків матриці зображення, а в іншому

- стовпців.

Зауважимо, що ці два процеси повністю незалежні, загальними вхідними даними для них є тільки елементи вихідного зображення, тому для підвищення ефективності доцільно вести обчислення паралельно. Більше того, при розпаралелюванні процесів кожен з них може використовувати одну і ту ж область пам'яті, в якій у міру обчислення буде, накопичуючись, будуватися результуюче зображення.

Таким чином, існують потенційні можливості як збільшення швидкості, так і зменшення витрат пам'яті.

Розглянемо частину алгоритму, яка обробляє рядки зображення. Інша частина, перетворююча стовпці, повністю аналогічна, а всі необхідні зміни очевидні.

В результаті об'єднання результатів роботи обох гілок алгоритму виходить монохромне контурне зображення, на якому лінії відповідають характерними особливостями вихідного образу. Вихідну матрицю ми представляємо у вигляді набору рядків, іншими словами, набору векторів; кожен елемент цього набору має довжину, збігається із шириною зображення, а елементи векторів приймають цілочисельні значення в діапазоні від 0 до 255.

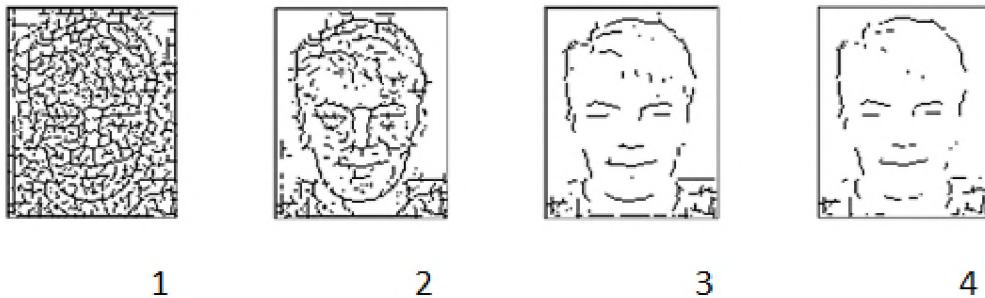
Зображення, побудоване за максимумів вейвлет-образів рядків і стовпців, містить інформацію одночасно як про корисний сигналі, так і про присутніх у вихідних даних перешкодах і шумах. Тому перед побудовою скелета доцільно провести відсікання слабких вейвлет-коефіцієнтів, що аналогічно етапу придушення шуму при вейвлет-фільтрації.

Порогове значення неважко підібрати експериментально, порівнюючи результати при різній його величині.

Наприклад, на рисунку 2-11 показані результати перетворення зображення при чотирьох різних порогових рівнях.

Видно, що зображення на рисунку 4-11 - «3» можна вважати

оптимальним, оскільки на ньому практично пригнічений шум і, в той же час, збережені риси обличчя.



**Рисунок 2.11 - Вплив порогового рівня на якість зображення:**

- 1** граничне значення 0%;
- 2** 5%;
- 3** 15%;
- 4** 20%.

Додаткова обробка дозволяє виключити окремі шумові точки, що мають амплітуду, достатню для того, щоб подолати пороговий бар'єр під час шумозаглушення. Підвищення порогу в цьому випадку недоцільно, оскільки одночасно з шумами можуть зникнути також і шукані елементи образу. Ми скануємо зображення з вікном розміром, наприклад,  $3 \times 3$  пікселі і видаляємо елементи, які заповнюють вікно менше ніж на 20..30%.

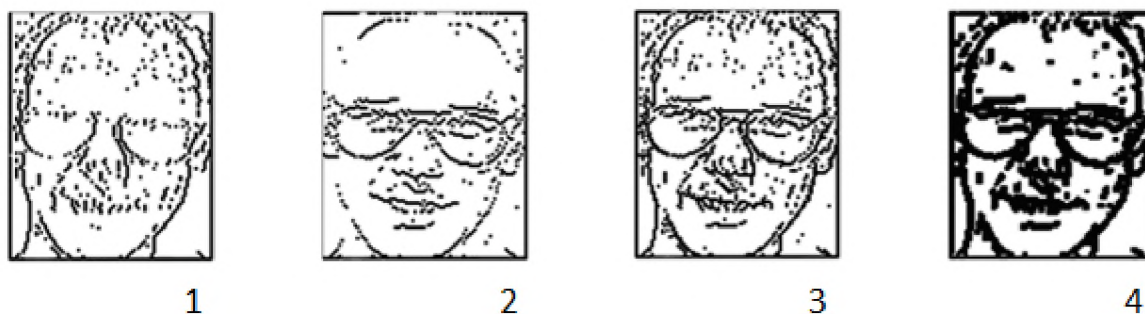
Ширина вікна і величина порогу визначені експериментально щодо найбільш якісного результату.

Приклад остаточного зображення представлений на рисунку 2.12. Для прикладу на рисунку 2.13 наведено фрагмент, що містить відсканований текст.

Слід зазначити, що перетворення дозволило отримати лінії однакової товщини, незважаючи на те, що у вихідному зображенні товщина окремих елементів букв була різною.

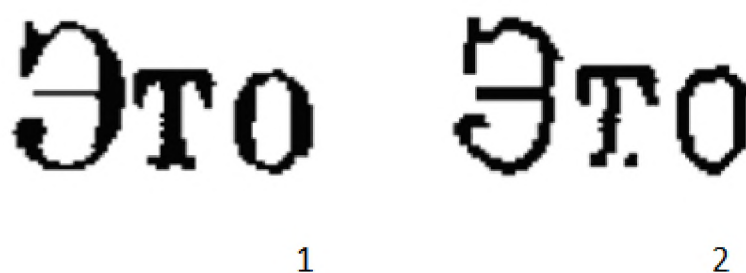
Можливо, така обробка зображення з текстом може принести користь

для систем автоматичного розпізнавання. Наприклад, в на основі зовсім інших підходів запропоновано методи, які виконують аналогічні перетворення на першому етапі роботи системи розпізнавання.



*Рисунок 2.12 - Процес побудови «кістяка» зображення*

- 1 результат вейвлет-перетворення рядків;*
- 2 вейвлет-образ стовпців;*
- 3 образ, отриманий після суміщення результатів роботи двох гілок алгоритму;*
- 4 зображення після додаткової фільтрації.*



*Рисунок 2.13 - Приклад обробки тексту*

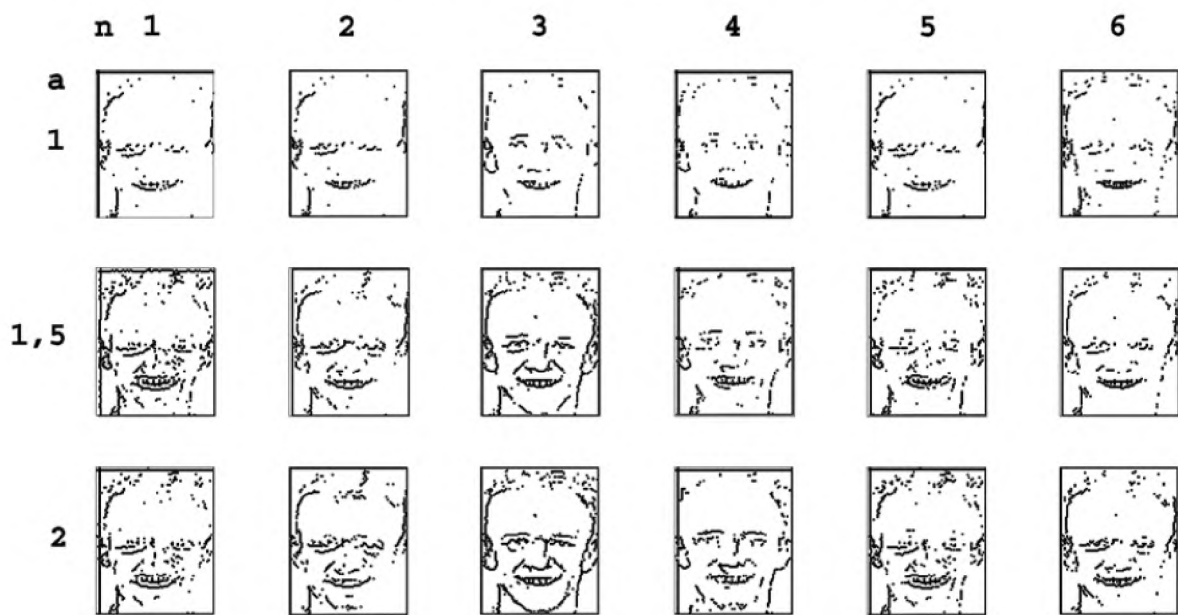
- 1 вихідне зображення;*
- 2 образ після вейвлет-перетворення.*

Можливо, така обробка зображення з текстом може принести користь для систем автоматичного розпізнавання. Наприклад, в на основі зовсім інших підходів запропоновано методи, які виконують аналогічні

перетворення на першому етапі роботи системи розпізнавання.

При обробці зображення необхідно вибрати порядок вейвлета і масштаб, на якому буде побудований вейвлет-образ.

На рисунку 2.14 показані зображення, які були отримані з використанням вейвлетів перших шести порядків на трьох масштабах: 1, 1,5 і 2. У всіх випадках поріг шумозаглушення становить 20%.



*Рисунок 2.14 - Порівняння результатів, отриманих з вейвлетами різних порядків при різних масштабах*

Експерименти з першими шістьма вейвлетами сімейства VMWF при різних масштабах показали, що найбільш оптимальним є вибір третього вейвлета з масштабом 1,5. (Природно, такий масштаб придатний тільки при обробці зображень, розмір яких близький до розміру наших тестових образів, тобто близько  $100 \times 100$  пікселів.) Вейвлети першого і другого порядків не дозволяють виділити на зображенні деякі деталі, а вейвлети вище третього порядку утворюють на зображенні подвійні контури.

### 2.3 Висновок

1 Проаналізовано методи використання методів вейвлет-фільтрації при трансмультиплексуванні сигналів.



2 Досліджено та вдосконалено банк вейвлет-фільтрів, що забезпечує підвищення завадостійкості трансмультиплексування сигналів.

3 Розроблено алгоритм трансмультиплексування та досліджено завадостійкість передачі сигналів зв'язку.

### 3 ЕКОНОМІЧНИЙ РОЗДІЛ

При розробці нового програмного продукту важливо визначити, наскільки економічно ефективним він виявиться. Адже для того, щоб вижити в сучасних ринкових умовах, продукт повинен бути конкурентоспроможним, тобто бути здатним протистояти на ринку виробам, виконуючим аналогічні функції. Конкурентоспроможність продукту визначається багатьма факторами, зокрема його якістю та ефективністю процесу налагодження і супроводу.

Якість програмного продукту визначається:

1. З точки зору користувача даного ПЗ;
2. З позиції використання ресурсів та їх оцінки;
3. З позиції виконання умов на програмний продукт.

Оцінка якості програмного продукту з точки зору користувача визначається необхідним на стадії функціонування кількістю оперативної пам'яті ЕОМ, витратами машинного часу, пропускною здатністю каналів передачі даних. Оцінка використання ресурсів на стадії створення програмного продукту включає визначення трудомісткості, часу налагодження та вартості створення програми.

#### 3.1 Визначення трудомісткості розробки програмного продукту

Нормування праці в процесі створення програмного забезпечення ускладнюється в силу творчого характеру праці програмістів. Тому трудомісткість розробки програмного забезпечення може бути розрахована на основі системи моделей з різною точністю оцінки.

Трудомісткість створення програмного продукту можливо розрахувати за формулою:

$$t = t_o + t_H + t_A + t_{II} + t_{OIII} + t_D, \text{ людина} - \text{годин}, \quad (3.2)$$

де  $t_o$  - витрати праці на підготовку і опис поставленого завдання;

$t_{II}$  - витрати праці на дослідження алгоритму розв'язання задачі;

$t_A$  - витрати праці на розробку блок-схеми алгоритму;

$t_{II}$  - витрати праці на програмування за розробленою блок-схемою;

$t_{опл}$  - витрати праці на налагодження програми на ЕОМ;

$t_D$  - витрати праці на підготовку документації по завданню.

Складові частини витрат праці визначаються на підставі умовної кількості операторів у програмному продукті. Причому до цього числа входять ті оператори, які програмісту необхідно написати в процесі роботи над завданням з урахуванням можливих уточнень в постановці завдання і удосконалення алгоритму.

Умовна кількість операторів у програмі:

$$Q = q \cdot c \cdot (1 + p), \quad (3.2)$$

де  $q$  - передбачувана кількість операторів,

$c$  - коефіцієнт складності програми,

$p$  - коефіцієнт корекції програми в ході її розробки.

Коефіцієнт складності програми  $c$  визначає відносну складність програм завдання по відношенню до типової задачі, складність якої прийнята рівною одиниці. Діапазон його зміни 1,25 ... 2,0.

Коефіцієнт коригування програми  $p$  визначає збільшення обсягу робіт за рахунок внесення змін в алгоритм або програму в результаті уточнення постановки завдання. Величина  $p$  знаходиться в межах 0,05 ... 0,1, що відповідає внесенню 3 ... 5 корекцій, що тягнуть за собою переробку 5-10% готової програми.

Зробимо розрахунок умовної кількості операторів у розробляемому програмному продукті:

$$Q = q \cdot c \cdot (1 + p) = 50 \cdot 1,5 \cdot (1 + 0,1) = 82,5 \text{пер.} \quad (3.3)$$

Оцінка витрат праці на підготовку і опис завдання залежить від конкретних умов і визначається на основі експертних оцінок. Зважаючи на той факт, що дослідження, пов'язані з прогнозуванням складних сигналів в телекомунікаційних системах, охоплюють великий пласт інформації, приймаємо  $t_o = 40$  *людино – годин*.

Витрати праці на вивчення опису завдання визначаються з урахуванням уточнення опису та кваліфікації програміста за формулою:

$$t_{II} = \frac{Q \cdot B}{(75 \dots 85) \cdot K}, \text{людино – годин,} \quad (3.4)$$

де  $B$  - коефіцієнт збільшення витрат праці внаслідок недостатнього опису завдання,  $B = 1,2 \dots 1,5$ , - коефіцієнт кваліфікації програміста, що визначається залежно від стажу роботи з даної спеціальності.

Він становить при стажі роботи, років:

- 1 До 2 - 0,8;
- 2 Від 3 до 5 - 1,1... 1,2;
- 3 Від 5 до 7 - 1,3... 1,4;
- 4 Понад 7 - 1,5... 1,6.

$$t_{II} = \frac{82,5 \cdot 1,5}{80 \cdot 0,8} = \frac{123,75}{64} \approx 1,9, \text{людино – годин.}$$

Витрати праці на розробку алгоритму вирішення поставленого завдання:

$$t_A = \frac{Q}{(20 \dots 25) \cdot K}, \text{людино – годин,} \quad (3.5)$$

$$t_A = \frac{82,5}{25 \cdot 0,8} = \frac{82,5}{20} \approx 4,125, \text{людино – годин.}$$

Витрати праці на складання програми по готовій блок-схемі:

$$t_{\Pi} = \frac{Q}{(20 \dots 25) \cdot K}, \text{людино - годин} \quad (3.6)$$

$$t_{\Pi} = \frac{82,5}{25 \cdot 0,8} = \frac{82,5}{20} \approx 4,125, \text{людино - годин.}$$

Витрати на налагодження програми на ЕОМ розраховуються за такими формулами:

1 За умови автономної налагодження одного завдання:

$$t_{\text{отл}} = \frac{Q}{(4 \dots 5) \cdot K}, \text{людино - годин} \quad (3.7)$$

2 За умови комплексного відкладання завдання:

$$t_{\text{отл}}^K = 1,5 \cdot t_{\text{отл}}, \text{людино - годин} \quad (3.8)$$

Так як підбір параметрів розроблюваного банка фільтра є комплексним завданням, розрахунок витрат на налагодження програми зробимо за формулою

$$t_{\text{отл}} = \frac{Q}{(4 \dots 5) \cdot K} = \frac{82,5}{5 \cdot 0,8} = \frac{82,5}{4} \approx 20,625, \text{людино - годин.}$$

$$t_{\text{отл}}^k = 1,5 \cdot t_{\text{отл}} = 1,5 \cdot 20,625 = 30,94, \text{людино - годин}$$

Витрати праці на підготовку документації по завданню визначаються за формулою:

$$t_{\text{д}} = t_{\text{др}} + t_{\text{до}}, \text{людино - годин} \quad (3.9)$$

де  $t_{\text{др}}$  - трудомісткість підготовки матеріалів до рукопису,

$$t_{ДР} = \frac{Q}{(15...20) \cdot K} \quad (3.10)$$

$t_{ДО}$  - трудомісткість редагування, друку та оформлення документації.

$$t_{ДО} = 0,75 \cdot t_{ДР}, \quad (3.11)$$

$$t_{Д} = t_{ДР} + t_{ДО} = \frac{82,5}{20 \cdot 0,8} + 0,75 \cdot \frac{82,5}{20 \cdot 0,8} = 9,02, \text{ людино-годин.}$$

Таким чином, визначивши трудомісткість окремих показників, розрахуємо сумарну трудомісткість розробки програмного продукту за формулою

$$t = 40 + 1,9 + 4,125 + 4,125 + 30,94 + 9,02 = 90,14 \text{ людини-години.}$$

### 3.2 Розрахунок витрат на створення програмного продукту

Витрати на створення програмного виробу включають витрати на заробітну плату виконавців програми і вартість машинного часу, необхідного для налагодження програми на ЕОМ:

$$K_{ИЗ} = Z_{ЗП} + Z_{МИ}, \text{ грн.} \quad (3.12)$$

Заробітна плата виконавців визначається за формулою:

$$Z_{ЗП} = t \cdot C_{ПР}, \text{ грн,} \quad (3.13)$$

де  $t$  - загальна трудомісткість розробки програмного продукту, визначається за формулою (3.1), людино-годин,

$C_{ПР}$  - середня годинна заробітна плата програміста (основна і додаткова) з урахуванням відрахувань на соціальні потреби, грн / ч.

Для визначення мінімальної середньої годинної оплати програміста необхідно спочатку визначити його річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби.

Це можна зробити, знаючи середньомісячний оклад програміста. Станом на 01.10.2020 він складає 16200 грн.

Отже, заробітна плата програміста з урахуванням премій (20%) і можливих надбавок (10%) складає 21060 грн.

Таким чином, річний фонд заробітної плати – 252720 грн. На цю суму беруться відрахування в соціальні фонди (36%), тобто 90979,2 грн.

Разом, річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби склав 343699,2 грн.

Тепер необхідно визначити річний фонд робочого часу, при цьому прийнявши середню тривалість робочого дня рівною 8 годинам:

$$F_H = (T_K - T_{\text{ПР}} - T_{\text{ВЫХ}} - T_{\text{ОТП}}) \cdot 8, \text{ год}, \quad (3.14)$$

де  $T_K$  - кількість календарних днів у році,  $T_K = 365 \text{ днів}$ ,

$T_{\text{ПР}}$  - кількість святкових днів у році,  $T_{\text{ПР}} = 10 \text{ днів}$ ,

$T_{\text{ВЫХ}}$  - кількість вихідних днів у році,  $T_{\text{ВЫХ}} = 104 \text{ днів}$ ,

$T_{\text{ОТП}}$  - календарна тривалість відпустки,  $T_{\text{ОТП}} = 24 \text{ днів}$ .

Отже, річний фонд часу дорівнює:

$$F_H = (365 - 10 - 104 - 24) \cdot 8 = 1816 \text{ год}$$

Середня годинна заробітна плата програміста визначається співвідношенням:

$$C_{\text{ПР}} = \frac{\Phi ЗП_{\text{СН}}}{F_H}, \text{ грн/год} \quad (3.15)$$

де  $\Phi ЗП_{\text{СН}}$  - річний фонд заробітної плати з урахуванням відрахувань на соціальні потреби;

$F_H$  - річний фонд робочого часу.

$$C_{\text{ПР}} = \frac{343699,2}{1816} = 189,26$$

Таким чином, витрати на оплату праці розробника складають з урахуванням формули

$$Z_{\text{ПР}} = 189,26 \times 90,14 = 17059,9$$

Розрахунок вартість машинного часу, необхідного для налагодження програми на ЕОМ здійснюється за формулою:

$$Z_{\text{МВ}} = (t_{\text{отл}} + t_{\text{д}}) \cdot C_{\text{мч}}, \text{ грн}, \quad (3.16)$$

де  $t_{\text{отл}}$  - трудомісткість налагодження програми на ЕОМ, яка визначається за формулами (3.7) і (3.8), людино-годин,  $t_{\text{д}}$  - витрати праці на підготовку документації по завданню, які визначається за формулою (3.9),  $C_{\text{мч}}$  - вартість машино-години ЕОМ, грн / ч.

Для розрахунку вартості машино-години необхідно знати вартість ЕОМ на момент її придбання і введення в експлуатацію, і вартість споживаної електроенергії. Відповідні дані представлені в таблицях 3.1 - 3.2.

**Таблиця 3.1 - Конфігурація ЕОМ на момент її придбання (01.10.2020г.)**

Найменування виробу	Маркування виробу	Вартість (грн.)
Ноутбук	Asus VivoBook 17 X712FB-AU306	17500
Миша	LogitechWirelessMouse	375
	Разом:	17875

**Таблиця 3.2 - Вартість необхідного програмного забезпечення**

Найменування ПЗ	Вартість на 01.10.2020
MS Windows Vista Ultimate 32-Bit	725



Matlab10 (Simulink)	7272,3
Разом:	7997,3

Разом, загальна вартість ЕОМ і необхідного ПЗ на момент придбання становить 18672,3 грн.

Сума річних амортизаційних відрахувань визначається за формулою:

$$САМ = СПЕР \cdot H_A, \text{ грн} \quad , \quad (3.17)$$

де  $СПЕР$  - первісна вартість ЕОМ і необхідного програмного забезпечення,

$H_A$  - норма амортизації,

Таким чином, амортизаційні відрахування склали:

$$АМ = 18672,3 \times 0,2 = 3734,46, \text{ грн}$$

Отже, залишкова вартість ЕОМ і необхідного програмного забезпечення склала

$$\Phi_{\text{зал}} = 18672,3 - 3734,46 = 14937,84 \text{ грн} \quad (3.18)$$

Розрахунок вартості машино-години ЕОМ зробимо за формулою:

$$C_{\text{м.ч}} = \frac{\Phi_{\text{ост}}}{\Phi_{\text{год.раб.ч.}}} + W \cdot Ц_{\text{э}}, \quad (3.19)$$

де  $\Phi_{\text{год.раб.ч.}}$  - річний фонд корисного часу роботи ЕОМ;

$W$  - установча потужність ЕОМ,  $W = 0,4 \text{ кВт}$ ;

$Ц_{\text{э}}$  - вартість  $1 \text{ кВт} \cdot \text{год}$  електроенергії, 1,87

Річний фонд корисного часу роботи ЕОМ дорівнює річному фонду робочого часу програміста і становить 1816 год. Таким чином, вартість машино-години ЕОМ дорівнює:

$$C_{мч} = \frac{14937,84}{1816} + 0,4 \times 1,87 = 11,37 \text{ грн/год}$$

Зробимо розрахунок вартості машинного часу, необхідного для налагодження програми на ЕОМ за формулою:

$$Z_{ми} = (t_{отл} + t_{д})C_{мч} = (30,94 + 9,02)11,37 = 454,35 \text{ грн} \quad (3.20)$$

Отже, витрати на створення програмного продукту складають виходячи з формули (3.12):

$$K_{из} = 17059,9 + 454,35 = 17514,25 \text{ грн}$$

### 3.3 Розрахунок собівартості розробленого програмного продукту

У собівартість програмного продукту входять наступні елементи:

1 Основна заробітна плата виконавця робіт зі створення програмного продукту;

2 Додаткова заробітна плата виконавця робіт зі створення програмного продукту;

3 Нарахування на заробітну плату (єдиний соціальний податок);

4 Витрати на утримання та експлуатацію ПЕОМ, що відносяться до даного програмного продукту;

5 Інші накладні витрати.

Перші 4 елементи нам уже відомі, а інші накладні витрати складають 10% від суми перших 4-х елементів:

$$P_{р.р.} = K_{из} \cdot 10\% , \quad (3.21)$$

$$P_{рр} = 17514,25 \times 10\% = 1751,42 \text{ грн.}$$

Отже, собівартість розроблювального продукту становитиме:

$$C = 17514,25 + 1751,42 = 19256,67 \text{ грн}$$

### **3.4 Висновок**

В даному розділі був проведений порівняльний аналіз собівартості розроблюваного фільтру з існуючими на даний момент аналогів на ринку телекомунікацій. Отже, собівартість розроблювального фільтра становить 19256,67 грн.

## ВИСНОВКИ

У класифікаційній роботі було проаналізовано методи використання вейвлет-фільтрації при трансмультиплексуванні сигналів. Доопрацьовано стандартну модель банку вейвлет-фільтрів у середовищі Matlab в частині кореляції 3-х рівневих вейвлет-фільтрів аналізу та синтезу.

Досліджено якість одночасного трансмультиплексування по одному каналу 3-х типових сигналів з шумом. Визначено, що для 3-х рівневого трансмультиплексора середньоквадратична помилка відновлення становить менше 0,02 при відношенні сигнал / шум у 20 дБ.

Для підвищення завадостійкості трансмультиплексування сигналів було досліджено та вдосконалено банк вейвлет-фільтрів.

Однією з головних характеристик, які впливають на підвищення завадостійкості в каналах зв'язку, є частотний діапазон в якому працює фільтр.

Виходячи з даних отриманих при розрахунку у економічному розділі, проведений порівняльний аналіз собівартості розроблюваного фільтру з існуючими на даний момент аналогів на ринку телекомунікацій. Отже, собівартість розроблювального фільтра становить 19256,67 грн.

## ПЕРЕЛІК ПОСИЛАНЬ

- 1 Разработка численных методов и программ, связанных с применением вейвлет-анализа для моделирования и обработки экспериментальных данных/ Шитов Андрей Борисович, Иваново-2001.
- 2 Дремин И.М., Иванов О.В., Нечитайло В.А. Вейвлеты и их использование// Успехи физических наук. – М.: Физический институт РАН, 2001. – Т. 1. - № 5. – С. 465-501.
- 3 Крот А.М., Кудрявцев В.О. Теория анализа и синтеза банков фильтров и их применение. М.: Физматлит, 2005. – 23 с.
- 4 М.А. Иванов, Применение вейвлет-преобразований в кодировании изображений.
- 5 А.И. Солонина, Основы обработки цифровых сигналов, 2-е издание, 2005.
- 6 Использование вейвлет-преобразования для цифровой обработки сигналов, О.Б. Никитина, 2012.
- 7 Н.К. Смоленцев, Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в Matlab, Пресс, 2005. – 304 с.
- 8 Мультиплексирование (Електр. ресурс)/ Спосіб доступу: URL: <http://www.osp.ru/lan/1997/06/132850/>. - Загол. з екрана.
- 9 Теорія зв'язку. Підвищення завадостійкості (Електр. ресурс:)/ Спосіб доступу: URL:[http://volonter.kiev.ua/povisheni\\_pomekhoustoichivost.html](http://volonter.kiev.ua/povisheni_pomekhoustoichivost.html) - Загол. з екрана.
- 10 Новиков Л.В. Основы вейвлет-анализа сигналов. Учебное пособие. М.: Физматлит, 2003. – 158 с.
- 11 MathWorks Release 14. MATLAB 7 (Електр. ресурс)/ Спосіб доступу: URL:–<http://www.mathworks.com/products/transition.html>. – Загол. з екрана.

- 12 Малоземов, А. Певный, А. Третьяков. Быстрое вейвлет преобразование дискретных и периодических сигналов и изображений. /Проблемы передачи информации, 1998.
- 13 Закон України «Про телекомунікації» від 18.11.2003 №1280-IV (зі змінами та доповненнями).
- 14 Г. Ососков, А. Шитов., Сравнительные характеристики возможностей вейвлетов первого и второго поколения. — Proceedings of 2-nd international conference МТСР-2000. Dubna, 2000, p. 20.
- 15 Ясин А.С., Цифровая вейвлет-фильтрация зашумленных данных: влияние порогового уровня и выбора вейвлета / А. С. Ясин, А. Н. Павлов, А. Е. Храмов // Радиотехника и электроника. – 2016. – Т. 61, № 2. – С. 149–155
- 16 К. Anant, F. Dowla, G. Rodrigue. Vector Quantization of ECG Wavelet Coefficients. IEEE Signal Proceedings Letters, 1999.
- 17 М. Altaisky, V. Kovalenko, O. Kochetov. Fitting Distributions with Wavelets. — Engineering Simulation, 1996.
- 18 Методичні вказівки до виконання економічної частини дипломного проекту // Упорядн.: І.В. Шереметьєва, Д.П. Пілова, Н.М. Романюк. – Дніпропетровськ: ДВНЗ «Національний гірничий університет», 2011.
- 19 Методичні рекомендації до виконання дипломних робіт (проектів) бакалаврів та магістрів спеціальностей 125 Кібербезпека, 172 Телекомунікації та радіотехніка / Упоряд.: О.Ю. Гусев, О.В. Герасіна, О.М. Алексєєв, О.В. Кручинін. – Дніпро: НГУ, 2018. – 50 с.

### ДОДАТОК А. Відомість матеріалів кваліфікаційної роботи

№	Формат	Найменування	Кількість аркушів	Примітки
<i>Документація</i>				
1	A4	Реферат	3	
2	A4	Список умовних скорочень	1	
3	A4	Зміст	2	
4	A4	Вступ	2	
5	A4	Стан питання. Постановка задачі	25	
6	A4	Спеціальна частина	21	
7	A4	Економічний розділ	10	
8	A4	Висновки	1	
9	A4	Перелік посилань	2	
10	A4	Додаток А	1	
11	A4	Додаток Б	1	
12	A4	Додаток В	1	
13	A4	Додаток Г	1	

**ДОДАТОК Б. Перелік документів на оптичному носії**

- 1 Презентація Ковальської О.О. ppt
- 2 Пояснювальна записка Ковальської О.О. doc



**ДОДАТОК В. Відгук керівника Економічного розділу**

Керівник економічного розділу  
к.е.н., доц.

\_\_\_\_\_ Н.М. Романюк  
(підпис)

## ДОДАТОК Г. Відгук керівника кваліфікаційної роботи

### В І Д Г У К

на кваліфікаційну роботу студентки групи 172м-19з-1

Ковальської Олени Олександрівни

на тему: «Багатоканальне вейвлет трансмультиплексування сигналів в системах зв'язку»

Пояснювальна записка складається з титульного аркуша, завдання, реферату, списку умовних скорочень, змісту, вступу, трьох розділів, висновків, переліку посилань та додатків, розташованих на 74 сторінках та містить 24 рисунка, 3 таблиці, 19 джерел та 4 додатка.

Мета роботи є актуальною, оскільки полягає в підвищенні завадостійкості трансмультиплексування типових сигналів зв'язку шляхом вдосконалення банку вейвлет-фільтрів.

У ході виконання роботи були вирішені наступні завдання: проаналізовано методи використання методів вейвлет-фільтрації при трансмультиплексуванні сигналів; досліджено та вдосконалено банк вейвлет-фільтрів, що забезпечує підвищення завадостійкості трансмультиплексування сигналів; розроблено алгоритм трансмультиплексування та досліджено завадостійкість передачі сигналів зв'язку.

В економічному розділі проведений порівняльний аналіз собівартості розроблюваного фільтру з існуючими на даний момент аналогів на ринку телекомунікацій.

Студентка виявила достатній рівень володіння теоретичними знаннями з обраної теми та практичними навичками.

Практична цінність роботи полягає у розробці алгоритмів одночасного трансмультиплексування сигналів із шумом, що також перетинаються за частотою.

Рівень запозичень у кваліфікаційній роботі відповідає вимогам «Положення про систему виявлення та запобігання плагіату».

В цілому робота задовольняє усім вимогам, і може бути допущена до захисту, а її авторка, Ковальська Олена Олександрівна, заслуговує на оцінку «\_\_\_\_\_» та присвоєння кваліфікації «Магістр з телекомунікацій та радіотехніки» за спеціальністю 172 Телекомунікації та радіотехніка.

**Керівник роботи**  
д.т.н., професор

**В.І. Корнієнко**