


МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ»

На правах рукопису

Сергєєв-Горчинський Олексій Олександрович



УДК 621.391:004.032.2:681.5.015(043.3)

**МЕТОДИ ТА МОДЕЛІ ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ
ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ
МЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ**

05.12.02 – телекомунікаційні системи та мережі

Дисертація на здобуття наукового ступеня кандидата технічних наук

Науковий керівник –
доктор технічних наук, професор
Рогоза Валерій Станіславович

Київ – 2016

ЗМІСТ

ВСТУП.....	6
РОЗДІЛ 1. ТЕХНОЛОГІЇ СТВОРЕННЯ СУЧАСНИХ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ МЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ.....	12
1.1. Аналіз сфери використання та класифікація медичних інформаційно-телекомунікаційних систем	13
1.2. Основні принципи організації інформаційно-телекомунікаційних систем медичного призначення	15
1.3 Сучасні структурно-логічні моделі та класифікація медичних інформаційно-телекомунікаційних систем	20
1.4 Характеристики каналів зв'язку передачі медичної інформації	23
1.5 Аналіз методів оптимальної цифрової фільтрації різнотипних сигналів в інформаційно-телекомунікаційних системах медичного призначення	26
Висновки до 1-го розділу	39
РОЗДІЛ 2. МЕТОД ТА МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОЇ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ	41
2.1 Розробка методу оптимальної цифрової фільтрації	41
2.2 Умови вирішуваної задачі оптимальної фільтрації.....	42
2.3 Складові методу оптимальної фільтрації	46
2.4 Аналіз системи цифрової фільтрації «просте рухоме середнє».....	46
2.4.1 Імпульсна характеристика	46
2.4.2 Частотна характеристика	49
2.4.3 Вибір оптимального положення відфільтрованого значення в рухомому вікні (математичний аналіз)	52
2.4.4 Висновки за результатами математичного аналізу частотних характеристик «простого рухомого середнього».....	57
2.4.5 Вибір оптимального положення відфільтрованого значення в рухомому вікні (візуальний аналіз)	57
2.4.6 Висновки за результатами візуального аналізу частотних характеристик «простого рухомого середнього».....	63

2.5 Аналіз системи цифрової апроксимації «кусково-лінійна регресія»	64
2.6 Комбінування систем цифрової фільтрації та апроксимації	67
2.6.1 Відмінність кількостей усереднених значень	67
2.6.2 Обґрунтування одиничності оптимального параметру цифрової апроксимації для фіксованого параметру цифрової фільтрації	71
2.6.3 Міра відмінності оброблених сигналів	77
2.7 Розрахунок оптимального параметру системи цифрової апроксимації при фіксованому параметрі системи цифрової фільтрації	78
2.8 Розрахунок оптимальних комбінацій параметрів систем цифрової фільтрації та апроксимації по локальних мінімумах міри відмінності	82
2.9. Розробка структурно-аналітичної моделі оптимальної цифрової фільтрації ...	86
2.10 Підсистема цифрової фільтрації «просте рухоме середнє»	89
2.11 Підсистема цифрової апроксимації «кусково-лінійна регресія»	90
2.12 Міра відмінності оброблених сигналів «середня абсолютна помилка»	91
2.13 Підсистема оптимізації (пристрій керування)	92
Висновки до 2-го розділу	92
РОЗДІЛ 3 МЕТОД ТА МОДЕЛЬ АДАПТИВНОЇ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ	94
3.1 Оцінка оптимальності розробленого методу оптимальної цифрової фільтрації	94
3.1.1 Розрахунок оптимального параметру СЦФ ПРС	95
3.1.2 Розрахунок оптимізованого параметру СЦФ ПРС	96
3.1.3 Постановка експерименту по оцінці оптимальності	97
3.1.4 Експеримент, значення m при $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ	98
3.1.5 Експеримент, значення ΔSNR при $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ	99
3.1.6 Експеримент, значення m при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ	101
3.1.7 Експеримент, значення ΔSNR при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ	102
3.1.8 Висновки за результатами експериментів	103
3.2 Метод адаптивної дискретизації при різних характеристиках шуму	103
3.3. Залежність SNR відфільтрованого сигналу від частоти дискретизації спотвореного сигналу	106

3.4.1	Експеримент, фільтрація при $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ.....	108
3.4.2	Експеримент, фільтрація при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.....	109
3.4.3	Експеримент, фільтрація при $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ.....	110
3.4.4	Висновки за результатами експериментів	111
3.5.	Залежність SNR відфільтрованого сигналу від частоти дискретизації при фіксованому $SNR_{\text{спотв}}$	112
3.5.1	Експеримент, ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.....	112
3.5.2	Експеримент, ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ.....	113
3.5.3	Експеримент, ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = -5$ дБ.....	114
3.5.4	Висновки за результатами експериментів	115
	Висновки до 3-го розділу	119
РОЗДІЛ 4. ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ВПРОВАДЖЕННЯ ВДОСКОНАЛЕНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНО- ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ		121
4.1	Програмне забезпечення вдосконаленої технології обробки різнотипних сигналів в інформаційно-телекомунікаційних системах медичного призначення Модулі бібліотеки об'єднані в технологію, яка дозволяє автоматизовано генерувати спеціалізовані СЦФ ПРС для різних характеристик завад.....	121
4.2	Оцінка зменшення адитивного шуму	123
4.2.1	Оцінка оптимальності фільтрації нестационарного сигналу ЕКГ.....	124
4.2.2	Оцінка оптимальності фільтрації нестационарного сигналу ЕЕГ.....	125
4.2.3	Висновки за результатами фільтрації адитивного шуму.....	127
4.3	Оцінка зменшення імпульсної завади	127
4.3.1	Експеримент, ЕКГ, $p = 0.25$, $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ, $f_d = 1$ кГц.....	128
4.3.2	Експеримент, ЕКГ, $p = 0.25$, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $f_d = 1$ кГц.....	129
4.3.3	Експеримент, ЕКГ, $p = 0.5$, $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ, $f_d = 1$ кГц.....	130
4.3.4	Експеримент, ЕКГ, $p = 0.5$, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $f_d = 1$ кГц.....	131
4.3.5	Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.25$, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $f_d = 1$ кГц.....	132
4.3.6	Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.5$, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $f_d = 1$ кГц.....	133
4.3.7	Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.5$, $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ, $f_d = 10$ кГц.....	134

4.3.8 Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.5$, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $f_d = 10$ кГц	135
4.3.9 Висновки за результатами зменшення імпульсних завад	136
4.4 Оцінка результатів фільтрації стаціонарного сигналу.....	136
4.5. Оцінка результатів фільтрації нестаціонарного сигналу.....	140
4.6 Впровадження розроблених методів та моделей.....	142
4.8. Оцінюванню завадостійкості методів модуляції та демодуляції бінарного повідомлення.....	156
4.6. Структурно-аналітична модель вдосконаленої технології обробки інформації	158
Висновки до 4-го розділу	161
ВИСНОВКИ.....	163
СПИСОК ОСНОВНИХ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ	Ошибка!
Закладка не определена.	

ВСТУП

Актуальність теми. Сучасні етапи розвитку інформаційного суспільства розвинених країн світу характеризуються суттєвим впливом на них наукоємних інформаційних технологій, які проникають в усі сфери соціальної, політичної, військової й економічної діяльності держави та особистості.

Сучасну державу та її існування не можливо уявити без інтегрованих інформаційно-телекомунікаційних систем (ІТС), що забезпечують поширення інформаційних потоків різних класів, утворюючи глобальний інформаційний простір в суспільстві. Інформаційні комунікації є базовим чинником розвитку інноваційних процесів у державі, зокрема в машинобудуванні, авіації, транспортній галузі, банківській справі, освіті тощо, та, звичайно, медицині.

Розвиток сучасних ІТС та їх широке застосування в різних сферах людської життєдіяльності, обумовлює різке збільшення обсягів інформаційних потоків й різноманіття типів інформації, які передаються, зберігаються та обробляються в сучасних інформаційних системах. Згідно вітчизняних та міжнародних вимог відносно необхідності забезпечення високої якості обміну інформацією в ІТС медичного призначення існує важлива науково-прикладна задача: підвищення завадостійкості функціонування ІТС в умовах низьких значень відношення сигнал/шум (ВСШ, signal-to-noise ratio, SNR). Розв'язання такої науково-прикладної задачі, можливе на основі розробки і впровадження нових методів та моделей завадостійкої оптимальної цифрової фільтрації.

Питанням розробки ефективних ІТС присвячені дослідження багатьох вітчизняних та світових вчених, серед них: Баран П., Галлагер Р., Скляр Б., Хаффман Д., Шеннон К., Беркман Л.Н., Золотарьов В.В., Ільченко М.Ю., Конахович Г.Ф., Поповський В.В., Поляков П.Ф., Юдін О.К.

Дослідженню шляхів вирішення науково-прикладної задачі завадостійкої обробки дискретних квантованих сигналів присвячені наукові труди таких вчених та дослідників як: Айфічер Э., Оппенхейм А., Хассанпур Х., Ціхоцький А., Григорьев А.І., Дроздов Д.В., Ісаєв А.В., Логінов В.А., Орлов О.І., Сергієнко А.Б. Серед вітчизняних

дослідників – Бих А.І., Білий В.Я., Владзимирський А.В., Глоба Л.С., Колодяжний В.М., Лях Ю.Є., Лазоришинець В.В., Ларіна Р.Р., Тулякова Н.О., Файнзільберг Л.С.

Спотворення первинних дискретних квантованих біомедичних сигналів та цифрових сигналів мережевого обладнання ускладнює процес обміну інформацією за високих рівнів завад та малих потужностей первинного сигналу. Оптимальна цифрова фільтрація є одним з шляхів забезпечення ефективного функціонування ІТС медичного призначення. Оскільки не існує єдиного найбільш ефективного методу оптимальної цифрової фільтрації для різноманітних характеристик первинного сигналу та завад, підвищення завадостійкості функціонування ІТС медичного призначення на базі нових більш ефективних методів і моделей адаптивної дискретизації та оптимальної цифрової фільтрації є актуальною науково-прикладною задачею.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами. Наукові дослідження виконані відповідно до держбюджетної науково-дослідної роботи за темою «Дослідження нової концепції побудови динамічної архітектури проблемно-орієнтованого програмного забезпечення в грид-хмарному середовищі з елементами постбінарних обчислень» (№ державної реєстрації 0114U003449) на кафедрі системного проектування ННК «ІПСА» МОН України та НАН України НТУУ «КПІ», в рамках вирішення задачі автоматизації процесу попередньої обробки технічної інформації.

Мета і задачі дослідження. Метою роботи є підвищення завадостійкості інформаційно-телекомунікаційних систем медичного призначення на базі нових методів і моделей оптимальної цифрової фільтрації за умов відсутності апріорних значень первинного сигналу та високих рівнів завад.

Досягнення поставленої мети передбачає розв'язання таких наукових задач:

1. Проведення аналізу структурно-функціональних моделей та технічних характеристик сучасних ІТС медичного призначення; проведення аналізу методів та моделей оптимальної цифрової фільтрації та визначення основних критеріїв оцінювання точності відновлення первинної інформації за наявності флуктуаційних

(розподіл Гаусса), імпульсних (комбінація розподілів Гаусса та Бернуллі), зосереджених (побутова електрична мережа 50 Гц) завод.

2. Розроблення методу та структурно-аналітичної моделі оптимальної цифрової фільтрації за критерієм середньої абсолютної помилки (САП) для нестационарного сигналу за умови стаціонарного шуму, що базуються на оптимальному комбінуванні методу фільтрації та методу апроксимації дискретних квантованих значень первинного сигналу.

3. Розроблення методу та структурно-аналітичної моделі адаптивної дискретизації за критерієм мінімальності абсолютної різниці значень відношення сигнал/шум відфільтрованого первинного сигналу при двох послідовних значеннях частоти дискретизації, що дозволить визначити оптимальну частоту дискретизації за відсутності зразкового сигналу.

4. Розроблення структурно-аналітичної моделі вдосконаленої технології обробки інформації в ІТС медичного призначення в умовах підвищених рівнів завод на базі розроблених методів адаптивної дискретизації та оптимальної цифрової фільтрації, а також розроблення методики оцінювання заводостійкості ІТС при різних типах первинного сигналу та рівнях шуму. Розроблення програмного забезпечення вдосконаленої технології, проведення оцінювання ефективності розроблених методів і моделей заводостійкої обробки спотворених сигналів (у тому числі за від'ємних SNR) в ІТС медичного призначення.

Об'єкт дослідження – процеси обробки та обміну інформацією в ІТС медичного призначення за умов відсутності апріорних значень первинного сигналу в задачах сліпої фільтрації за високих рівнів завод.

Предмет дослідження – методи та моделі підвищення заводостійкості ІТС медичного призначення на базі методів оптимальної обробки спотворених дискретних квантованих сигналів.

Методи дослідження – імітаційне моделювання адитивних шумових складових (флуктуаційних, імпульсних, зосереджених), імітаційне моделювання стаціонарних та нестационарних тестових сигналів, статистичне оцінювання характеристик сигналу (математичне очікування, дисперсія), оцінювання відмінностей сигналів (середня

абсолютна помилка, відстань Евкліда, відношення сигнал/шум), обробка дискретних квантованих сигналів (фільтрація, апроксимація), спектральний аналіз дискретних квантованих сигналів (розрахунок Фур'є-образу), програмне моделювання технології обробки інформації в ІТС медичного призначення (реєстрація біомедичного сигналу, амплітудна, частотна, фазова цифрова модуляція/демодуляція бінарного повідомлення), розв'язання оптимізаційної задачі пошуку оптимальних параметрів фільтрації та апроксимації спотворених дискретних квантованих сигналів.

Наукова новизна одержаних результатів:

1. Вперше розроблено метод та структурно-аналітичну модель оптимальної цифрової фільтрації нестационарних низькочастотних дискретних квантованих сигналів при стаціонарному шумі, які, на відміну від існуючих методів, базуються на пошуку оптимальної комбінації параметрів систем фільтрації рухомим середнім та апроксимації кусково-лінійною регресією при порівнянні оброблених значень за критерієм мінімальності середньої абсолютної помилки, що дозволило визначити параметр оптимальної цифрової фільтрації за відсутності зразкового сигналу.

2. Вперше розроблено метод та структурно-аналітичну модель адаптивної дискретизації нестационарних низькочастотних аналогових біомедичних сигналів при нестационарному шумі, які, на відміну від існуючих методів, базуються на адаптації частоти дискретизації спотвореного сигналу за критерієм мінімальності абсолютної різниці значень відношення сигнал/шум відфільтрованого первинного сигналу при двох послідовних значеннях частоти дискретизації, що дозволило визначити оптимальну частоту дискретизації за відсутності зразкового сигналу.

3. Вдосконалено технологію та структурно-аналітичну модель обробки інформації в ІТС медичного призначення за умов підвищених рівнів завад та малих потужностей первинного сигналу, яка, на відміну від існуючих моделей, не вимагає наявності зразкового сигналу та характеристик шумової складової, що дозволило збільшити кількість коректно відтворених бітів первинного бінарного повідомлення та підвищити завадостійкість ІТС медичного призначення.

Практичне значення одержаних результатів:

1. Впроваджено метод та структурно-аналітичну модель оптимальної цифрової фільтрації (ОЦФ) нестационарних низькочастотних дискретних квантованих сигналів при стаціонарному шумі, що на базі оптимальної цифрової фільтрації дозволило підвищити завадостійкість функціонування ІТС медичного призначення при передачі нестационарних тестових сигналів електрокардіограми (ЕКГ) та електроенцефалограми (ЕЕГ) при адитивному шумі з розподілом Гаусса. При $SNR = 5$ дБ і частоті дискретизації 1000 Гц, для сигналу ЕКГ розраховано систему ОЦФ «просте рухоме середнє» з $m = 19$ (розмір рухомого «вікна») та $\Delta SNR = 9$ дБ ($\Delta SNR = SNR_{відфільтр} - SNR_{шум}$), а для сигналу ЕЕГ відповідно ОЦФ «просте рухоме середнє» з $m = 5$ та $\Delta SNR = 6$ дБ, що в 1.4 рази підвищило точність фільтрації порівняно з фільтром Баттерворта, на прикладі сигналу ЕКГ.

2. Впроваджено метод та структурно-аналітичну модель адаптивної дискретизації нестационарних аналогових біомедичних сигналів ЕКГ та ЕЕГ при нестационарному шумі, що на базі адаптації частоти дискретизації f_{δ} при різних рівнях шуму дозволило підвищити точність відтворення біомедичного сигналу. Показано, що при збільшенні частоти дискретизації f_{δ} та параметру m ОЦФ ПРС значення ΔSNR можна збільшити в 2 рази для сигналу ЕЕГ; при ймовірності імпульсних шумових відхилень $p = 0.5$ (значення «1» для розподілу Бернуллі) та $SNR_{шум} = 5$ дБ первинний сигнал можна відновити з $\Delta SNR = 6.28$ дБ та $m = 7$ при частоті дискретизації $f_{\delta} = 1000$ Гц, при збільшенні $f_{\delta} = 10000$ Гц відповідно з $\Delta SNR = 13.26$ дБ та $m = 23$.

3. Впроваджено структурно-аналітичну модель вдосконаленої технології обробки інформації в ІТС медичного призначення за умов підвищених рівнів завад та малих потужностей первинного сигналу, яка включає «Модуль генерування сигналу по функції», «Модуль генерування шумової складової», «Модуль обробки сигналу», «Модуль оцінки фільтрації», що при застосуванні адаптивної дискретизації та оптимальної цифрової фільтрації стаціонарного сигналу при $SNR = 0$ дБ порівняно з фільтром Вінера підвищило $SNR_{відфільтр}$ на 43.14 дБ, а з фільтром Савицького-Голея

на базі сингулярної декомпозиції спотвореного сигналу підвищило $SNR_{відфільтр}$ у 1.8 разів (на 6.71 дБ).

4. У навчальний процес кафедри системного проектування ННК «Інститут прикладного системного аналізу» НТУУ «КПІ» впроваджено розроблені завдання для лабораторних практикумів з дисциплін «Комп'ютерні методи інтелектуальної обробки даних» та «Інтелектуальний аналіз даних».

5. Практичне значення отриманих результатів підтверджено їх застосуванням при розрахунку бази оптимальних цифрових фільтрів для тестових інформаційних сигналів при заданих характеристиках завад, що дозволило в 1.7 рази підвищити завадостійкість обробки спотвореного сигналу в ТОВ «Сервіс Телеком Україна» (акт впровадження від 08.12.2015 р.).

Особистий внесок здобувача. Основні положення і результати дисертаційної роботи, що виносяться до захисту, отримані автором самостійно. У роботах, написаних у співавторстві, автору належать: [1] – вибір міри подібності дискретних квантованих сигналів для методу оптимальної цифрової фільтрації; [2] – порівняння стохастичних алгоритмів розрахунку оптимального параметру рухомого середнього; [3] – вибір міри подібності дискретних квантованих сигналів для стохастичного розрахунку оптимальних параметрів системи цифрової фільтрації (СЦФ) «просто рухоме середнє» (ПРС); [4] – порівняння стохастичних алгоритмів для розрахунку параметру фільтру нижніх частот; [5] – розробка методу оптимальної цифрової фільтрації на базі кускової апроксимації для періодичних сигналів; [6] – оцінювання оптимальності фільтрації періодичних сигналів за допомогою оптимізованого на базі апроксимації розрахунку параметру СЦФ; [7] – розширений аналіз фільтрації періодичних сигналів за допомогою оптимізованого на базі апроксимації розрахунку оптимальних СЦФ; [8] – розробка структури програмного забезпечення вдосконаленої технології обробки інформації в ІТС медичного призначення, розробка стійкого до імпульсних завад методу розрахунку оптимальних СЦФ; [9] – оцінювання впливу інтерполяції спотвореного сигналу на зміщення у часі результату фільтрації при застосуванні СЦФ ПРС; [10] – аналіз фільтрації періодичних сигналів за допомогою оптимізованого на базі апроксимації розрахунку параметрів СЦФ; [60] –

синтез набору оптимальних систем цифрової фільтрації для тестового стаціонарного сигналу.

Апробація результатів. Результати досліджень пройшли апробацію та одержали схвалення на 18-й міжнародній науковій конференції «International Conference on Systems Science» (Wroclaw, 2013), на 10-й міжнародній науково-практичній конференції «Intellectual Systems for Decision Making and Problems of Computational Intelligence» (Залізний Порт, 2014), на 23-й міжнародній науковій конференції «International Conference on Systems Engineering» (Las Vegas, 2014), на 9-й та 11-й міжнародних науково-практичних конференціях «Наука в інформаційному просторі» (Дніпропетровськ, 2013, 2015), на 11-й міжнародній науково-практичній конференції «Новейшие научные достижения» (Софія, 2016).

Публікації. Основні результати дисертації опубліковано у 13 наукових працях, у тому числі – 7 статтях у фахових виданнях України (7 з яких входять до міжнародних наукометричних баз даних), 2 статтях у міжнародних фахових виданнях (2 з яких входять до міжнародних наукометричних баз даних) та 4 тезах доповідей на міжнародних конференціях (Україна, Польща, США, Болгарія).

Структура і зміст роботи. Дисертаційна робота складається із вступу, основної частини, що містить 4 розділи, висновків, списку літератури. Загальний обсяг роботи – 174 сторінок. Робота містить 57 рисунків, 9 таблиць. Список літератури включає 62 бібліографічних джерела.

РОЗДІЛ 1. ТЕХНОЛОГІЇ СТВОРЕННЯ СУЧАСНИХ ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМ МЕДИЧНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ

Проведено аналіз та класифікацію сучасних медичних інформаційно-комунікаційних систем (ІТС), показано місце та роль досліджень спрямованих на підвищення ефективності функціонування ІТС загального та спеціалізованого призначення на базі адаптивної фільтрації, проведено аналіз відомих способів оптимальної фільтрації за умов підвищення якості функціонування ІТС при передачі

критичних медичних даних, встановлено напрям подальшого науково-прикладного дослідження, а саме розробка нових методів адаптивної фільтрації різноманітних типів цифрових стаціонарних та нестаціонарних (ЕКГ, ЕЕГ) сигналів.

1.1. Аналіз сфери використання та класифікація медичних інформаційно-телекомунікаційних систем

Сучасні інформаційно-телекомунікаційні системи (ІТС) медичного призначення є результатом поєднання технологій та методів впровадження ІТС різних класів. ІТС медичного призначення різняться в залежності від методів їх інтеграції до ІТС загального або спеціалізованого призначення. Різноманіття класів та структурно-логічних схем їх реалізації обумовлене широким спектром типів застосовуваних медичних даних, особливостями реалізації протоколів передачі даних, параметрами необхідного апаратного забезпечення тощо. Базовою задачею ефективного використання ІТС з початку їх розвитку до теперішнього часу, безумовно є завадостійкість передачі даних.

Зрозуміло, що в умовах кризових ситуацій, спеціальні медичні системи набувають стратегічного значення в боротьбі за життя людини.

Медицина на сучасному етапі розвитку суспільства є найбільш прогресивною та наукоємною галуззю медичної сфери діяльності держави і суспільства. Стратегічне та тактичне завдання медичних ІТС полягає у наданні медичних сервісів на базі ІТС різних класів за умов забезпечення гарантованої якості передачі, обробки, зберігання та аналізу медичних даних [11].

При наявності збройних конфліктів на території країни, важливим є завдання передачі медичної інформації про стан людини на відстань, що передбачає організацію передачі та обробку даних в медичних ІТС з віддаленим доступом. Результатом використання медичних технологій є підвищення якості та швидкості надання медичних послуг, особливо в районах збройних конфліктів зі зруйнованою медичною інфраструктурою.

Можна виділити наступні історично сформовані основні сфери застосування інформаційно-комунікаційних технологій в медицині (див. рис. 1.1) [11-13].

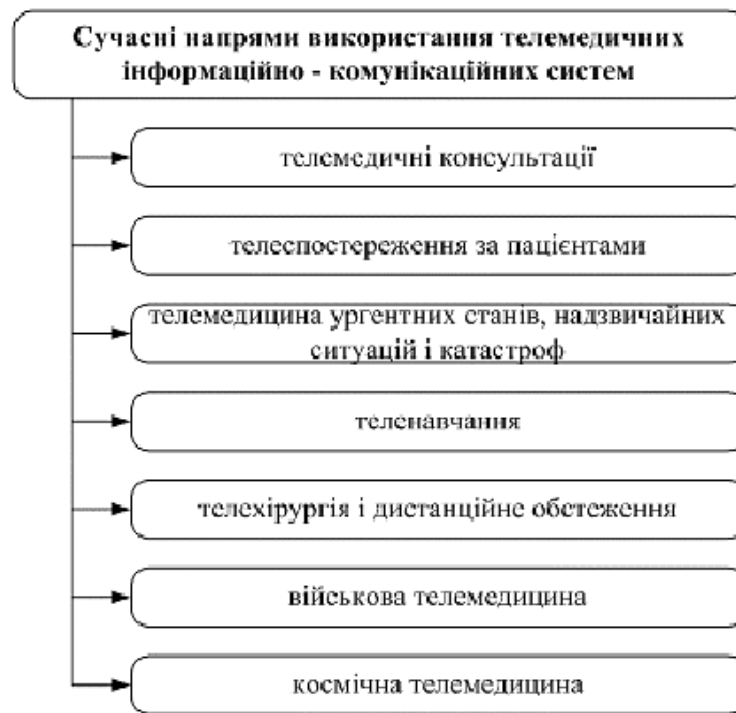


Рисунок 1.1 - Напрямки використання медичних систем

Найбільш поширеним напрямком застосування медичних ІТС є дистанційні консультації. Дистанційні консультації можуть використовувати як статичні (відео, аудіо, текст), так і динамічні (конференцзв'язок) інформаційні ресурси.

Сучасний медичний конференцзв'язок можна розділити на два класи – консультації (режим "точка-точка") та консилиуми («багатоточковий» режим), що передбачають організацію безпосереднього спілкування між пацієнтом, лікарем супроводження та лікарем консультантом в режимі реального часу. Передавання медичних даних в реальному часі вимагає стабільності процесу передачі при великих рівнях завад.

Медичні дані охоплюють широкий спектр критичної інформації необхідної для прийняття кваліфікованого рішення, щодо стану здоров'я пацієнта. Оцінювання стану пацієнта прийнято виконувати на базі запитів до електронної бази історії хвороб, результатів недавніх клінічних аналізів, візуальних матеріалів стану пацієнта (рентгенограми, комп'ютерної томограми, знімків УЗД).

Організація конференцзв'язку (на базі динамічних ресурсів) передбачає встановлення спеціального обладнання (цифрової відео- та аудіоапаратури зйому та

передачі даних) з доступом до широкосмугових каналів зв'язку, використання спеціалізованого програмного забезпечення (ПЗ) та спеціалізованих протоколів обміну даними. На відміну від динамічних, статичні ресурси, які аналізуються у режимі відкладеного часу, не потребують високої швидкості комунікаційного каналу зв'язку та спеціалізованого апаратного забезпечення.

ІТС медичного призначення (для динамічного спостереження), дозволяють реєструвати фізіологічні та біометричні параметри організму пацієнта і передавати їх на базову станцію для подальшого аналізу. Подібні системи вже використовуються для пацієнтів, що потребують безперервного нагляду та частих обстежень. ІТС медичного призначення також застосовують в Збройних силах України при підготовці і проведенні військових операцій в зоні бойових дій та у віддалених районах при кризових ситуаціях.

Для передачі даних сучасні ІТС медичного призначення використовують стандарти 3G, 4G, Wi-Fi, WiMAX, LTE. Для доставки критичних даних з віддалених територій застосовують супутникові системи, серед яких система міжнародного морського супутникового зв'язку.

1.2. Основні принципи організації інформаційно-телекомунікаційних систем медичного призначення

Згідно проведеного аналізу, всі види медичних даних можна поділити на чотири класи: 1. алфавітно-цифрові; 2. візуально-графічні (сірошкальні, кольорові, динамічні); 3. звукові; 4. комбіновані [14].

Основну медичну інформації можна класифікувати наступним чином: 1. документи в електронному вигляді; 2. візуальні знімки; 3. записи електричних сигналів; 4. мультимедійна інформація; 5. інформація в режимі відеоконференції [15].

Правила взаємодії програмно-апаратних складових ІТС та правила обміну інформацією між ними регламентуються стандартами та протоколами передачі даних. На даний момент існує близько сотні різних стандартів, які використовуються для передачі та обробки медичних даних. Формування та використання стандартів

визначається особливостями технічних характеристик ІТС (дротових, бездротових, мішаних).

Назви стандартів включають аббревіатури груп, організацій або установ, що беруть участь в їх розробці. Існує велика кількість різних стандартів для передачі різноманітних видів медичної інформації, наприклад: ASTM, ASC X12, IEEE/MEDIX, NCPDP, HL7, DICOM тощо.

Кожна група по розробці стандартів має деяку спеціалізацію. ASC X12N займається зовнішніми стандартами обміну електронними документами, ASTM E31.11 - стандартами обміну даними лабораторних тестів, IEEE P1157 - стандартами обміну медичними даними (MEDIX), ACR/NEMA DICOM - стандартами обміну відео- та аудіоданими, і т.д. [16].

В результаті дослідження структур сучасних медичних ІТС визначено, що в них використовується різне медичне та комунікаційне апаратне забезпечення, спеціалізовані комунікаційні інтерфейси та протоколи. Визначено, що існує гостра потреба в розробці та впровадженні уніфікованої моделі взаємодії медичного обладнання, яка дозволить адаптуватися під будь-які характеристики фізичного середовища передачі даних, а також надасть можливість узгодити параметри різних рівнів моделі "Взаємодії відкритих систем" (Open Systems Interconnection, OSI).

Забезпечення високої якості функціонування ІТС можливе завдяки використанню найбільш якісних та завадостійких методів і структур організації мережі. Необхідність забезпечення ефективної передачі великих обсягів медичних даних в критичних умовах при низьких співвідношеннях сигнал/шум потребує вдосконалення існуючих та розробки нових методів та моделей передачі та прийому даних.

Нижче зазначимо базові протоколи та найбільш часто використовувані у світі стандарти передачі інформації з урахуванням їх адаптації до медичних ІТС (див. рис. 1.2).

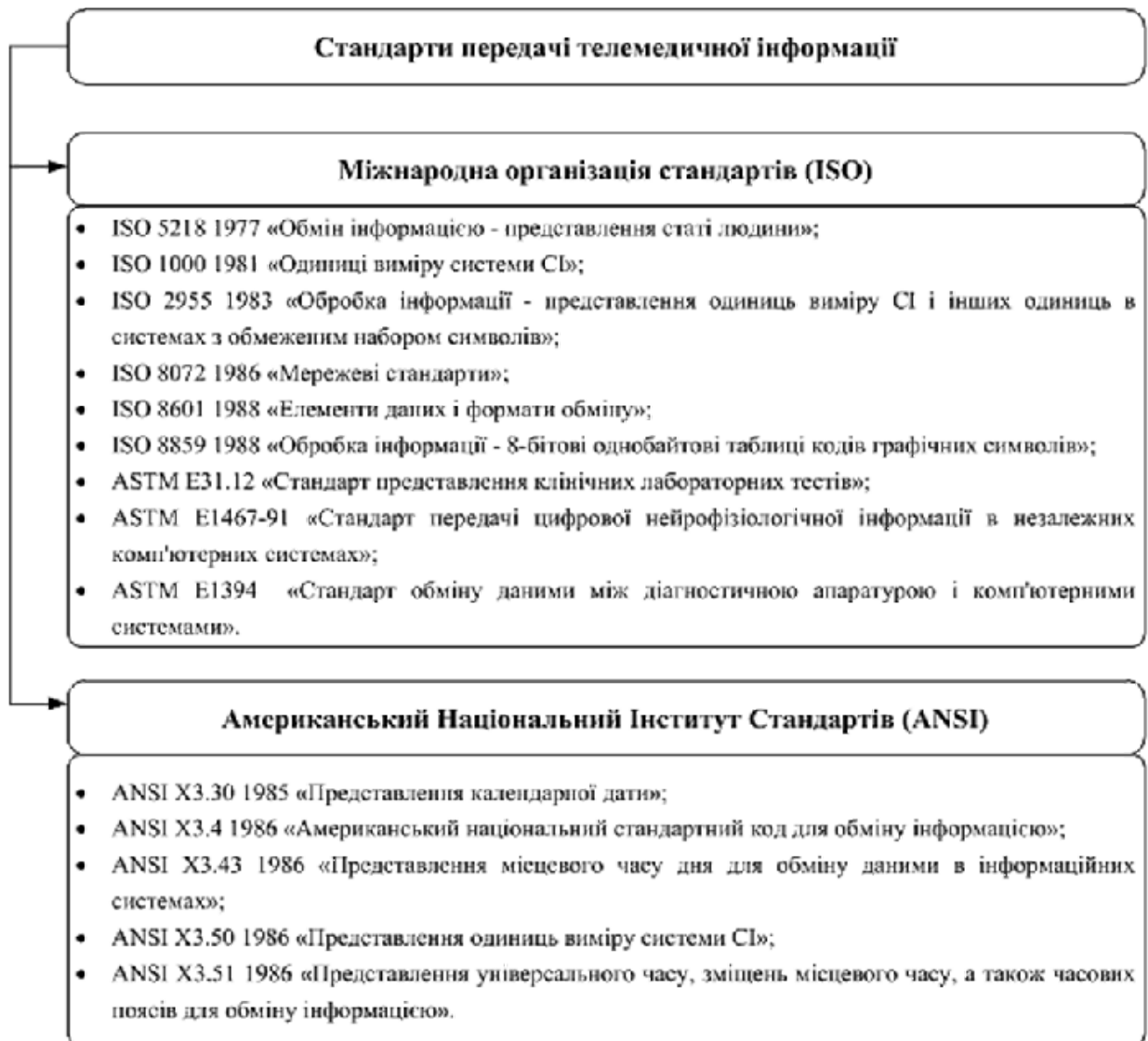


Рисунок 1.2 - Стандарти передачі інформації з урахуванням адаптації до медичних ІТС

Стандарт Health Level 7 (HL7). У США, в 1996 році Американським національним інститутом стандартів (ANSI) був затверджений національний стандарт обміну медичними даними в електронному вигляді - HL7 (Health Level 7) [17].

Цілі стандарту HL7: полегшення взаємодії автоматизованих систем в установах охорони здоров'я; обмін зовнішніми даними; стандартизація обміну даними між медичними ІТС (стандартизація програмних інтерфейсів); підтримка електронного обміну інформацією при використанні широкого спектру комунікаційних середовищ.

Термін "Level 7" відноситься до верхнього рівня моделі OSI. Однак, стандарт не повністю відповідає ідеології сьомого рівня. В більшій мірі, стандарт спирається на

специфікації нижніх рівнів, схвалені ISO. Він включає визначення і структуру передачі даних, синхронізацію обміну медичними даними різних класів та стандартні принципи організації систем зв'язку з урахуванням завадостійкого принципу кодування даних, що включає виявлення і обробку помилок передачі повідомлень, відновлення втрачених бітів тощо.

Стандарт HL7 визначає механізм адресації до інтерфейсів різних медичних систем для обміну медичною інформацією про пацієнтів, а саме: прийом/реєстрацію, направлення до спеціалізованих консультантів, оформлення різних типів запитів, планування ліків та інших медичних ресурсів, фіксування результатів процесу лікування, проведення клінічних спостережень, нагляд за пацієнтом і т. ін. (див. рис. 1.3).

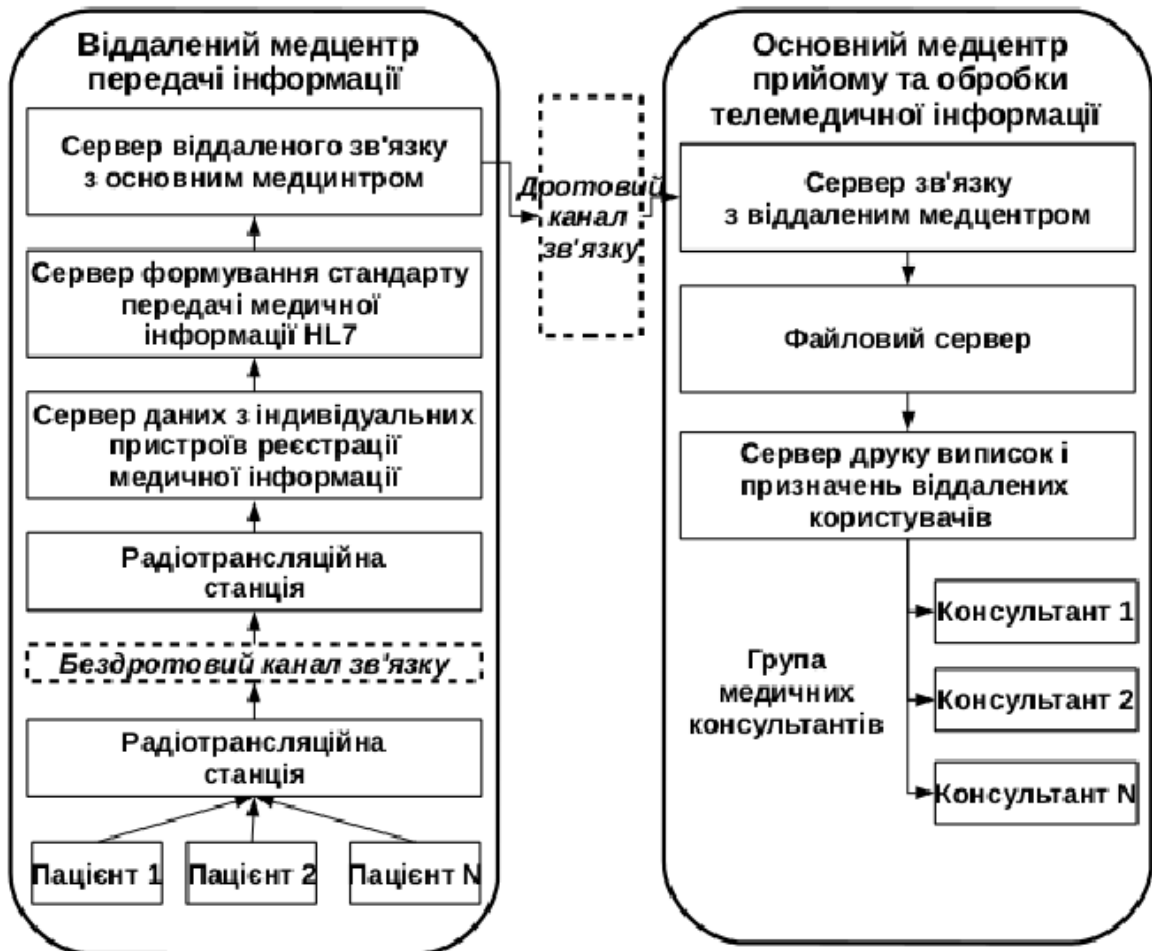


Рисунок 1.3 - Схема взаємодії медичних інформаційно-комунікаційних систем і мереж при використанні стандарту HL7

Стандарт DICOM. Іншим медичним стандартом, що інтенсивно використовується виробниками медичного обладнання і медичного програмного забезпечення є DICOM (Digital Imaging and Communications in Medicine, цифрові зображення і обмін ними в медицині), який розроблено Національною асоціацією виробників електронного обладнання (National Electrical Manufacturers Association). Стандарт DICOM дозволяє створювати, зберігати, передавати і друкувати окремі зображення, послідовності зображень, інформацію про пацієнта, установу, медичний персонал, що проводить обстеження, наявне обладнання і т. ін. (див табл. 1.1).

Таблиця 1.1

Мережеві сервіси протоколу DICOM

№ п/п	Найменування мережевого сервісу	Функція сервісу протоколу DICOM
1	DICOM Store	Оброблення та збереження візуальної та іншої медичної інформації
2	DICOM Query/Retrieve	Обмін списками пацієнтів та історією їх обстежень з DICOM – пристроїв
3	DICOM Media Store	Зберігання даних на носіях інформації для інформаційного обміну
4	DICOM Service Class Provider	Програмне забезпечення (ПЗ) та операційна система (ОС) сервера (клієнт-серверна структура) для організації DICOM – мережі
5	DICOM Service Class User	ПЗ клієнта для взаємодії в DICOM – мережею
6	DICOM Modality Worklist	Формування списків проведених та необхідних досліджень пацієнтів
7	DICOM Print	Організація взаємодії ПЗ та периферійного обладнання для друку медичної інформації на спеціалізованому DICOM - обладнанні на базі DICOM - протоколів обміну та реєстрації даних

ІТС та мережа DICOM зразка, представляють собою клієнт-серверну структуру, що складається з взаємно зв'язаних компонентів та ПЗ (див. рис. 1.4):

- медичного DICOM обладнання, яке відіграє роль DICOM клієнтів;
- сервера для підтримки серверної структури;
- базової робочої станції обстеження та обробки даних (автоматизована діагностична станція DICOM, одна або розгалужена система);
- DICOM – периферійне обладнання.

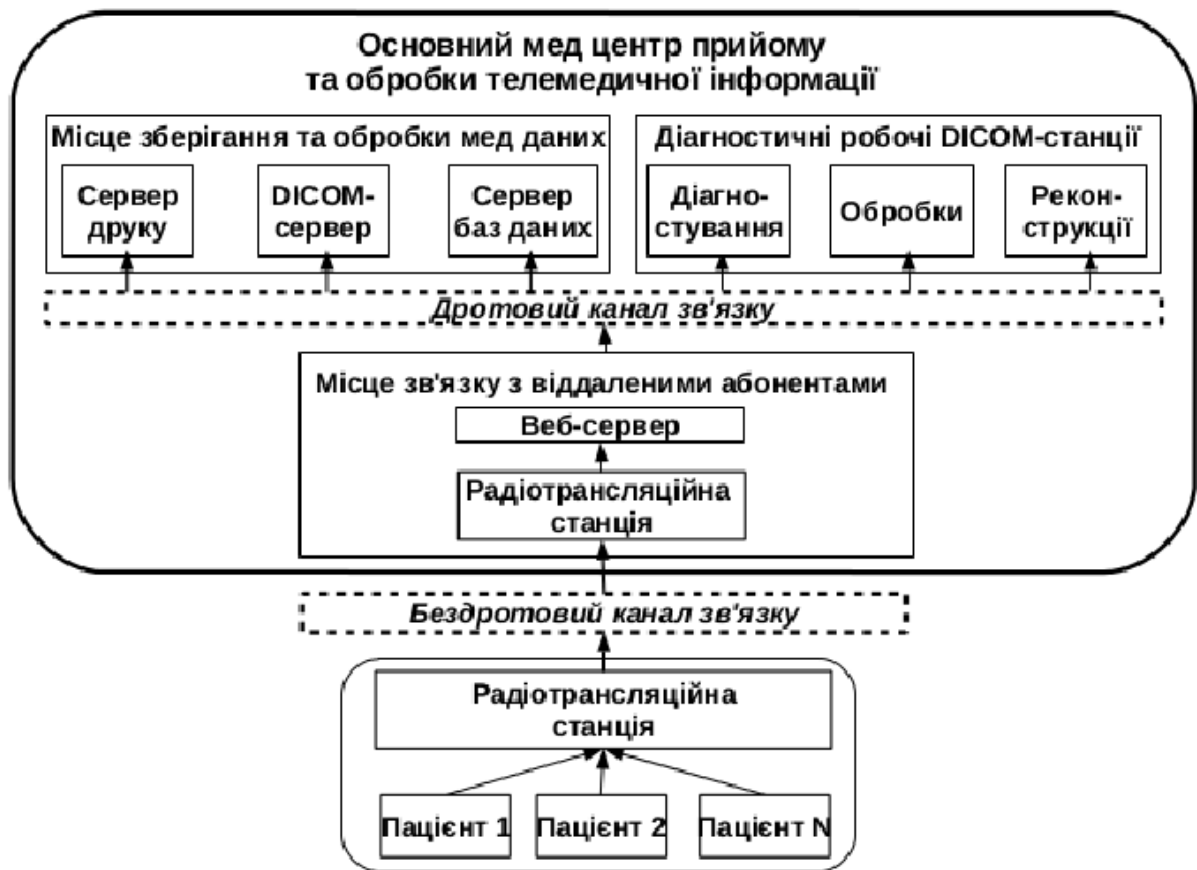


Рисунок 1.4 - Структурно-логічна схема реалізації ІТС медичного призначення на базі протоколу DICOM

Стандарт DICOM забезпечує систему цифрового зв'язку між DICOM серверами та діагностичним обладнанням, яке включає: рентгенологічну апаратуру (RF, CF, DF, RG, MG, CR); ангиографічні комплекси (XA, DSA); комп'ютерні томографи (CT, PET); магнітно-резонансні томографи (MR); ізотопні сканери (NM); ультразвукові сканери (US, EC); мікроскопи (DM), ендоскопи (ES).

Стандарт DICOM дозволяє проводити інтеграцію медичного обладнання різних класів, включаючи DICOM сканери, DICOM сервери, автоматизовані робочі місця і DICOM принтери в єдину медичну інформаційно-комунікаційну мережу.

1.3 Сучасні структурно-логічні моделі та класифікація медичних інформаційно-телекомунікаційних систем

Можна виділити декілька різних класифікацій медичних ІТС: за принципом функціонування або сферою застосування та за рівнем розміщення в системі охорони здоров'я. Існують наступні рівні: 1 - базовий (клінічний) рівень (лікарі різного

спрямування та профілю діяльності), 2 - рівень системи установ країни (шпиталі, поліклініки, військові медичні структури, мобільні підрозділи тощо), 3 - локальний рівень медичної системи (профільні і спеціалізовані медичні служби і регіональні органи управління), 4 - регіональний рівень медичної діяльності країни (установи і органи управління) [18].

На базовому рівні всі системи можна розділити на дві основні групи [19]:

– система віддаленого консультування, діагностування і навчання персоналу (див. рис. 1.5);

– система віддаленого моніторингу пацієнтів та реєстрації їх життєвих функцій (див. рис. 1.6).

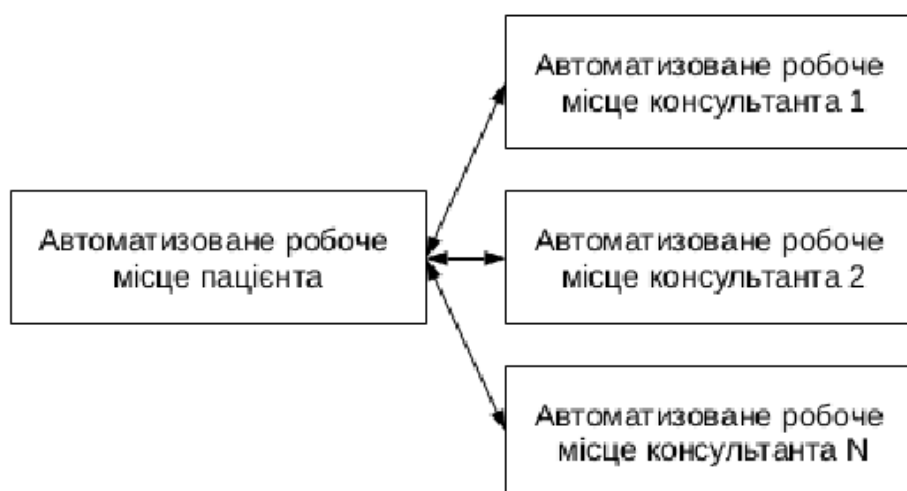


Рисунок 1.5 - Спрощена структура системи віддаленого консультування пацієнтів

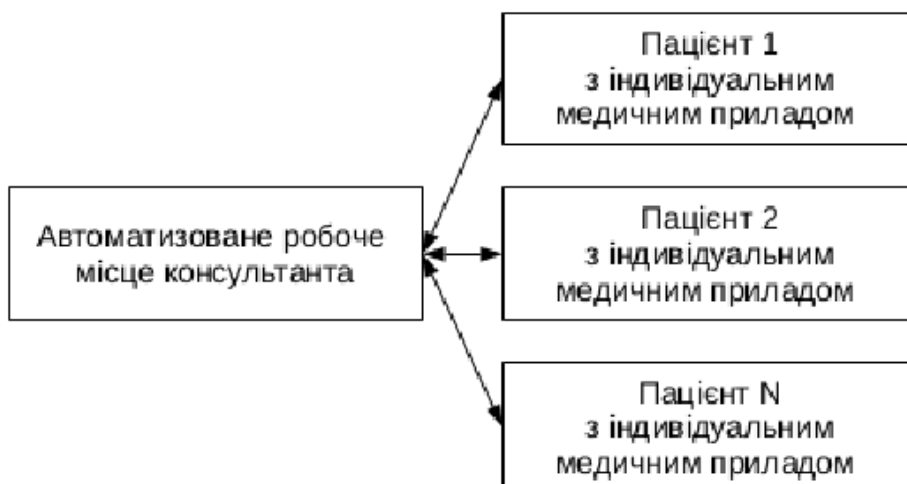


Рисунок 1.6 - Спрощена структура системи віддаленого моніторингу пацієнтів

На практиці, ці базові структури можуть мати досить складну топологію, бути наповнені різноманітною функціональністю, а також з'єднуватися в мережі з вертикальною або горизонтальною ієрархією. Наприклад, канал передачі даних може бути комбінованим (мішаним) і складатися з пристроїв зв'язку, таких як Wi-Fi та мати підключення до комутованих оптоволоконних ліній тощо. Таким чином, базові локальні медичні інформаційні системи можна об'єднати в більш інтегровані ІТС з

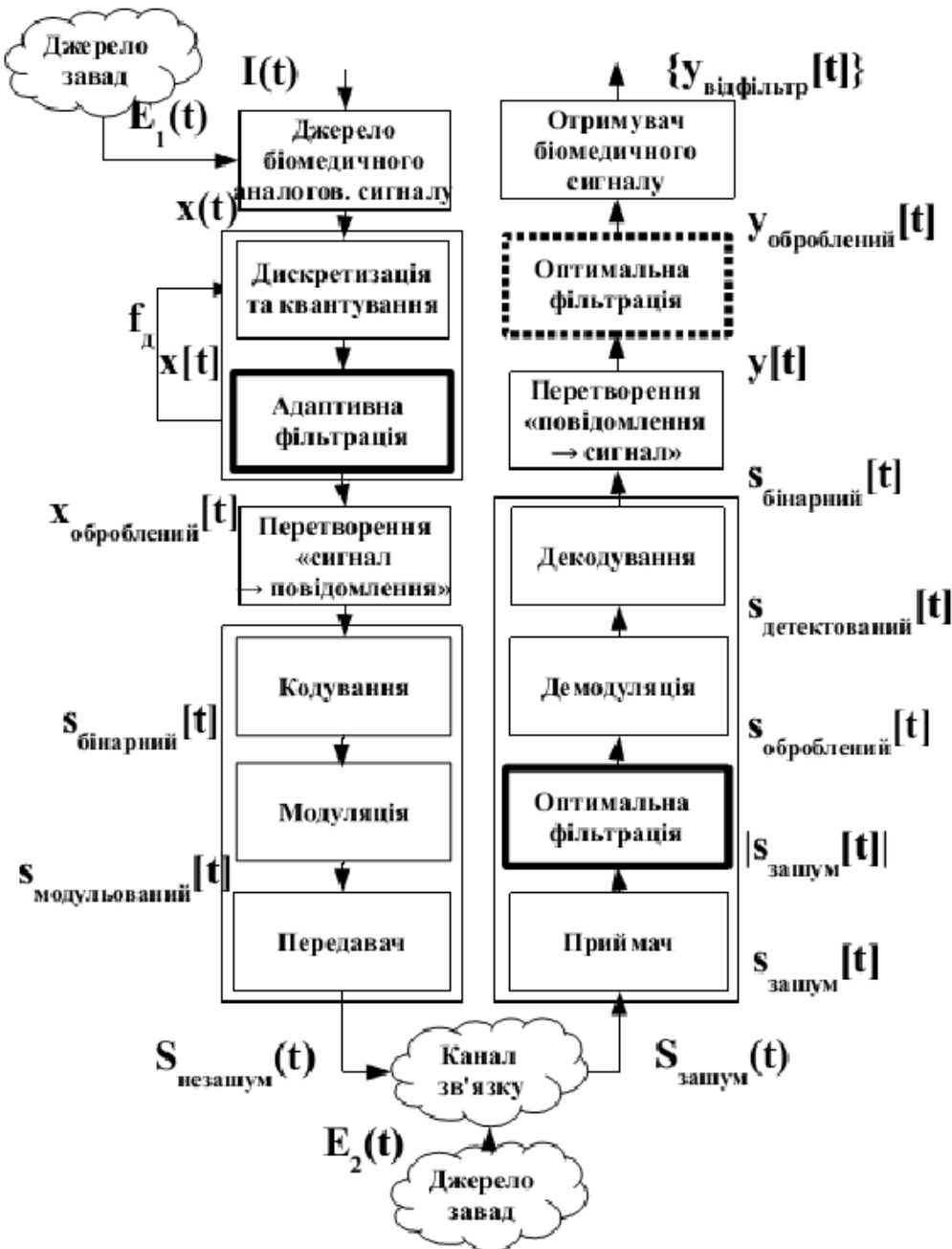


Рисунок 1.7 - Структурно-аналітична модель технології обробки інформації в ІТС медичного призначення

урахуванням організації різних класичних топологічних схем [20].

Проте, незважаючи на усе різноманіття медичних ІТС, для них характерні типові операції, пов'язані з отриманням, обробкою, передачею та аналізом інформації. У загальному вигляді, відповідно до [21] структуру, що здійснює обробку та передачу інформації у стандартній медичній ІТС можна представити таким чином (рис. 1.7).

На вхід медичної ІТС поступає аналоговий відео- або аудіосигнал з довільного інформаційного джерела (апаратура діагностування, сканери). Сигнал дискретизується з урахуванням частотних характеристик обладнання та мережі, квантується, приймає цифровий вигляд та підлягає завадостійкому кодуванню та стисненню, в залежності від вимог до швидкості передачі даних. Далі сигнал у цифровій формі, подається на пристрій обробки повідомлень, що включає оптимальну фільтрацію та аналіз основних характеристик переданого медичного сигналу.

Поширюючись по каналу передачі даних модульований інформаційний сигнал спотворюється завадами штучного або природного походження. Зазначені завади мають, як флуктуаційну, зосереджену, так і імпульсну складову та спотворюють інформаційне повідомлення.

Підвищення ефективності передачі, обробки, зберігання та аналізу медичної інформації за надзвичайних умов, при суттєвому впливі завад та шуму, є важливою науково-практичною задачею. Враховуючи, що сигнал при передачі і обробці деформується, обов'язковим для ІТС є використання в приймальній пристрої блоків завадостійкого декодування та оптимальної фільтрації. Дані процеси характеризують ефективність функціонування медичних ІТС та їх спроможність по наданню якісних медичних сервісів в умовах високих рівнів завад.

1.4 Характеристики каналів зв'язку передачі медичної інформації

З метою надання якісних медичних сервісів на базі медичних ІТС впроваджуються сучасні канали зв'язку на основі стандартних та спеціалізованих комунікаційних протоколів передачі даних. Розрізняють базові типи протоколів транспортного і прикладного рівнів, що використовуються для організації сучасних медичних ІТС з урахуванням передачі даних на великі відстані: TCP/IP, UDP, DHCP, ARP, FTP, Telnet, HTTP, HTTPS, SOAP і XML [20-21].

ІТС медичного призначення використовують для передачі інформації комутовані або некомутовані технології, такі як: Ethernet, Token Ring, ArcNet, FDDI (див. табл. 1.2) [22].

Порівняння технічних характеристик технологій ЛКМ

Характеристики	FDDI	Ethernet	Token Ring	ArcNet
Швидкість передачі	100 Мбіт/с	10 (100) Мбіт/с	16 Мбіт/с	2,5 Мбіт/с
Топологія	кільце	шина	кільце/зірка	шина, зірка
Середовище передачі	оптоволокно, вита пара	коаксіальний кабель, вита пара, оптоволокно	вита пара, оптоволокно	коаксіальний кабель, вита пара, оптоволокно
Метод доступу	маркер	CSMA/CD	Маркер	Маркер
Максимальна протяжність мережі	100 000 м	2500 м	4000 м	6000 м
Максимальна кількість вузлів	500	1024	260	255
Максимальна відстань між вузлами	2000 м	2500 м	100 м	600 м

Найбільш перспективним підходом до побудови систем передачі медичної інформації, безумовно, являється застосування мобільного Інтернету. В регіонах країни поширення набув 3G з'язок, а в регіональних центрах, активно впроваджується бездротовий доступ четвертого покоління 4G, який дає можливість передавати сигнали з частотою дискретизації близько 2 ГГц й точністю до 24 біт (див. табл. 1.3) [23].

Таблиця 1.3

Порівняння технічних характеристик бездротових технологій
передачі медичної інформації

Технологія	Стандарт	Мережа	Пропускна спроможність	Радіус дії	Частоти
Wi-Fi	802.11a	Локальна	до 54 Мбіт/с	300 м	5,0 ГГц
	802.11b		до 11 Мбіт/с	300 м	2,4 ГГц
	802.11g				
	802.11n		до 54 Мбіт/с	300 м	2,4 ГГц
			до 450 Мбіт/с		

WiMAX	802.16d	Регіональна	до 75 Мбіт/с	25-80 км	1,5-11 ГГц
	802.16e		до 40 Мбіт/с	1-5 км	2,3-13,6 ГГц
Bluetooth	802.15.1	Персональна	до 1 Мбіт/с	10 м	2,4 ГГц
	802.15.3		до 2,1 Мбіт/с	100 м	2,4 ГГц
	802.11		від 3 Мбіт/с до 24 Мбіт/с	100 м	2,4 ГГц

З метою вибору технології передачі даних достатньої для застосування в складі медичних ІТС, виконано огляд існуючих комунікаційних технологій і проведено їх порівняння за наступними параметрами:

- гранична швидкість передачі інформації - визначає обсяг даних, що можна передати у режимі реального часу, як портативним так і стаціонарним медичним обладнанням;
- дальність передачі медичних даних – визначає мінімальну відстань між вузлами медичної ІТС в зазначеному регіоні;
- поширеність технології – визначає можливість масового впровадження розроблених технологій, методів та моделей;
- надійність передачі інформації – визначає ефективність використання ІТС на фоні завад;
- вартість впровадження – визначає ринкову ціну обладнання та її економічну привабливість.

Для наочного порівняння представлених технологій і стандартів доступу до глобальних мереж, представлено зведену таблицю 1.4, що відображає в кількісній і якісній мірі параметри та технічні характеристики сучасних технологій передачі інформації в ІТС. У дужках в графі - «швидкість», вказана реальна швидкість передачі даних, доступна користувачам відповідної технології. Відмінність в реальній і теоретичній швидкостях пояснюється існуванням різних стандартів в рамках використання однієї технології. Однак, зрозуміло, що в реальних умовах на швидкість передачі даних впливають такі показники, як: завантаженість мережі, кількість клієнтів сервісу, рівень завад, віддаленість від точки доступу і т. ін.

Базовою задачею ефективного функціонування медичних ІТС та їх складових є підвищення рівня завадостійкості каналів передачі даних та, особливо, критичної інформації в умовах впливу як природних завад, так і створюваних супротивником штучних завад в кризових ситуаціях.

Одна з основних концепцій підвищення рівня завадостійкості, полягає в розробці сучасних методів та моделей оптимальної фільтрації спрямованої на якісне виділення інформаційного сигналу в умовах малих співвідношень сигнал/шум.

Спираючись на обрану проблематику та сучасні концепції підвищення ефективності функціонування ІТС на фоні високого рівня завад, можна зробити висновок, що задача автоматизації синтезу оптимальних систем цифрової фільтрації при апріорно невизначених характеристиках каналів передачі медичних даних є актуальною науково-практичною задачею.

1.5 Аналіз методів оптимальної цифрової фільтрації різнотипних сигналів в інформаційно-телекомунікаційних системах медичного призначення

Задача створення медичних ІТС будь-якої складності супроводжується розв'язанням ряду задач, серед яких реєстрування, збереження, передавання та оброблення медичної та супроводжувальної інформації [24]. Підвищення ефективності функціонування мереж пов'язане з пошуком компромісу між зазначеними задачами, при цьому умови їх виконання багато в чому визначаються широким класом обмежень для задач реєстрування та передачі даних.

Класифікація біомедичних сигналів. Біомедичні сигнали прийнято класифікувати по фізичній природі джерела, їх частотно-часовій характеристиці та предметній області застосування.

По фізичній природі джерела біомедичних сигналів можна розділити на групи [25]:

1. біоелектричні - пов'язані з активністю нервових і м'язових клітин;
2. імпедансні - пов'язані зі зміною імпедансу тканин при пропусканні змінних струмів з частотами до 1 МГц;
3. біоакустичні - генеруються різними фізіологічними процесами людини;

подих, рух і т.д.;

4. біомагнітні - пов'язані з випромінюванням людиною надзвичайно слабких магнітних полів;
5. біомеханічні - генеруються усіма видами механічних рухів людини;
6. біохімічні - є результатом реєстрування хімічних процесів, що відбуваються в тканинах;
7. оптичні - пов'язані з реєструванням електромагнітних випромінювань в оптичній області спектру.

Далі перераховані найбільш часто використовувані в БМС сигнали з їхніми частотно-часовими характеристиками [26]: електрокардіограма (ЕКГ) 0.2-100 Гц (смуга частот), 0.1-5 мВ (амплітудний діапазон); електроенцефалограма (ЕЕГ) 0.5-100 Гц, 0.01-0.2 мВ; електроміограма (ЕМГ) 10-500 Гц, 0.01-5 мВ; електрогастрограма (ЕГГ) 0.05-0.2 Гц, 0.01-5 мВ; електроретинограма (ЕРГ) 0.3-100 Гц, 0.1-1 мВ; електроокулограма (ЕОГ) 0.5-15 Гц, 0.01-3 мВ.

Розробка оптимальних підсистем ЦОС вимагає значних фінансових і часових ресурсів, оптимізація використання яких можлива завдяки створенню адаптивних систем цифрової фільтрації. Наявність у складі сучасних БМС апаратних і програмних процесорних блоків, дозволяє включати до їхнього складу адаптивні СЦФ здатні адаптуватися під різні характеристики інформаційної й шумової складових спотвореного біомедичного сигналу.

З наведеної вище різноманітності характеристик біомедичних сигналів і необхідності їх комбінованого аналізу в БМС, стає очевидною наукова проблема, яка полягає в необхідності розроблення методу у складі технології адаптивної фільтрації, використання якої забезпечить збільшення продуктивності БМС, а також ефективності ІТС різного призначення.

Цифрова фільтрація. Ключове місце в усьому процесі обміну інформацією (при реєструванні, передаванні та обробленні) займає оптимальна фільтрація. Різноманіття біомедичних сигналів по частотам та магнітудам та варіювання їх значень для різноманітних приладів суттєво ускладнює оптимальну фільтрацію сигналів різної

форми в одному медичному приладі, збільшує елементну базу, зменшує якість та швидкість оброблення.

Цифрова фільтрація, у порівнянні з аналоговою, має ряд переваг, серед яких: точність, яка обмежена довжиною слова; завадостійкість, яка визначається кількістю бітів квантування; гнучкість представлення цифрової інформації.

По розв'язуваних задачах системи цифрової фільтрації (СЦФ) можна розділити на кілька груп [27-28]: частотно-вибіркові системи; цифрові погоджені фільтри; амплітудні й фазові коректори.

У вузькому розумінні СЦФ – частотно-вибіркова система, яка забезпечує фільтрацію частини частотного спектра спотвореного сигналу.

Виділяють два класи СЦФ: нерекурсивні, без зворотного зв'язку, з кінцевою імпульсною характеристикою; рекурсивні, зі зворотним зв'язком, з нескінченною імпульсною характеристикою.

Нерекурсивні фільтри завжди стійкі, тому що відфільтрований сигнал є кінцевою сумою обмеженої кількості значень спотвореного сигналу.

Задачу фільтрації інформаційного сигналу можна розділити на два підкласи: за наявності зразкового сигналу та за його відсутності. За відсутності зразкового сигналу вирішується задача сліпої фільтрації інформаційного сигналу, для якої характеристики інформаційної та шумової складових спотвореного сигналу є апріорно невизначеними.

Цілком справедливо можна говорити про методи адаптивної цифрової фільтрації, як про найважливіші компоненти забезпечення ефективного функціонування медичних ІТС в умовах, коли не відома інформація про характеристики шуму й інформаційного сигналу.

Проведено аналіз статей по методам фільтрації, зокрема двох оглядових статей по методам лінійної й нелінійної фільтрації дискретних спотворених стаціонарних (сума чотирьох гармонік) та нестаціонарних (ЕКГ, ЕЕГ) форм.

На рис. 1.8 зображені основні типи систем цифрової фільтрації (СЦФ).



Рисунок 1.8. Системи цифрової фільтрації

Першою була розглянута стаття [29], у якій описується підхід до фільтрації спотворених сигналів за допомогою фільтра Савицького-Голея на базі сингулярної декомпозиції спотвореного сигналу. Спочатку спотворений сигнал представлення у вигляді матриці Ханкеля. Далі до матриці застосовується оператор сингулярної декомпозиції (singular value decomposition, SVD) на сигнальний та шумовий підпростори. Після формування підпросторів спотвореного сигналу, вони обробляються за допомогою адаптивного фільтра Савицького-Голея. Після фільтрації проводиться зворотне заповнення матриці Ханкеля та формування відфільтрованого сигналу. Даний підхід призначений для роботи в часовій області й націлений на максимальне зменшення шумової складової й, як наслідок, підвищення значення відношення сигнал-шум (ВСШ, signal-to-noise ratio, SNR), а також максимального збереження форми та характеристик інформаційного сигналу.

Залежно від області аналізу існуючі методи адаптивної фільтрації можна розділити на три групи: частотні, часові й частотно-часові. Автором статті раніше був запропонований частотно-часовий підхід для зменшення шуму на базі сингулярної декомпозиції [30]. Запропонований метод продемонстрував помітне зменшення шуму як для стаціонарних, так і для нестаціонарних сигналів, однак у нього було кілька

недоліків, серед яких тривалий час аналізу в частотно-часовій області [31]. У частотній області запропоновано ряд підходів [32-34], які засновані на видаленні окремих частотних складових спотвореного сигналу при умові стаціонарності шумової складової.

Серед методів фільтрації сигналів у часовій області автори виділяють оптимальний фільтр Вінера, в якому спотворений сигнал обробляється оптимізованим лінійним фільтром з кінцевою імпульсною характеристикою (КІХ фільтр), значення вагових коефіцієнтів якого розраховуються шляхом мінімізування середньоквадратичної помилки між моделлю інформаційного сигналу та його оцінкою за умови стаціонарності шуму. Автори підкреслюють, що оптимальний фільтр Вінера здатен досить добре зменшувати шумову складову, однак це часто супроводжується викривленням форми інформаційного сигналу. На тестовому прикладі автори показали, що при SNR спотвореного сигналу менших 4 дБ застосування оптимального фільтра Вінера призводить тільки до зміни характеристик шумової складової, але не до зменшення рівня шуму. Слід зазначити, що неоптимальність роботи лінійного оптимального фільтра Вінера відома й долається застосуванням двокрокового адаптивного фільтра Вінера з вейвлет-перетворенням спотвореного сигналу [35].

У підході адаптивного фільтра Савицького-Голея, заснованому на сингулярній декомпозиції, автори формують матрицю Ханкеля зі значень спотвореного часового ряду. Спотворений сигнал у загальному випадку можна представити як суперпозицію інформаційної й шумової складових [36]:

$$x_{\text{спотв}}[k] = x_{\text{неспотв}}[k] + \varepsilon_{\text{завада}}[k], \quad (1.1)$$

де k - номер відліку,

$x_{\text{спотв}}[k]$ - значення спотвореного сигналу,

$x_{\text{неспотв}}[k]$ - значення неспотвореного сигналу,

$\varepsilon_{\text{завада}}[k]$ - значення шуму.

Для поділу спотвореного сигналу на сигнальний та шумовий підпростори, до матриці Ханкеля застосовують оператор сингулярної декомпозиції:

$$H = (U_{\text{сигнал}} U_{\text{шум}}) \begin{bmatrix} M_{\text{сигнал}} & 0 \\ 0 & M_{\text{шум}} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} V_{\text{сигнал}}^T \\ V_{\text{шум}}^T \end{pmatrix}, \quad (1.2)$$

$$X_{\text{сигнал}} = U_{\text{сигнал}} U_{\text{сигнал}}^T H = H V_{\text{сигнал}} V_{\text{сигнал}}^T, \quad (1.3)$$

$$E_{\text{шум}} = U_{\text{шум}} U_{\text{шум}}^T H = H V_{\text{шум}} V_{\text{шум}}^T, \quad (1.4)$$

де $M_{\text{сигнал}}$ - матриця сингулярних значень сигналу (сигнальний підпростір),

$M_{\text{шум}}$ - матриця сингулярних значень шуму (шумовий підпростір),

$U_{\text{сигнал}}$ - лівосторонні сингулярні вектори сигналу,

$U_{\text{шум}}$ - лівосторонні сингулярні вектори шуму,

$V_{\text{сигнал}}$ - правосторонні сингулярні вектори сигналу,

$V_{\text{шум}}$ - правосторонні сингулярні вектори шуму,

$X_{\text{сигнал}}$ - вектор сигналу,

$E_{\text{шум}}$ - вектор шуму.

Для сформованих сингулярних значень застосовується фільтр Савицького-Голея із заданим значенням вікна фільтрації й степенем фільтруючого багаточлена, які оптимізуються за допомогою заданого порогу гладкості результату фільтрації. Для визначення порога шуму в даному підході наближено оцінюються значення сингулярних чисел, отриманих при розкладанні вихідної матриці даних, і розраховується граничне значення шуму. Граничне значення необхідне для поділу сингулярних чисел на дві категорії. Числа з меншими значеннями (відносно граничного значення) прирівнюються до нуля. Граничне значення автори пропонують розраховувати по крутизні кривої сформованої зі нормованих сингулярних значень.

Оскільки після розкладання матриці на сингулярні числа деяка частина шуму залишається в сингулярних векторах, для фільтрації сингулярних значень застосовується фільтр Савицького-Голея, що здійснює згладжування даних у часовій

області. У фільтрі Савицького-Голя кожне значення ряду замінюється новим значенням, які доповнюються з сусідніх значень (для багаточлена $2k+1$). Параметр k рівний або більший, ніж порядок багаточлена. Головна перевага цього фільтра в порівнянні з іншими методами фільтрації за допомогою усереднення сусідніх значень - те, що він зберігає характеристики розподілу значень інформаційного сигналу [37]. У запропонованому підході степінь зменшення шуму залежить від параметрів фільтра Савицького-Голя, тобто розміру вікна й степеня фільтруючого багаточлена, які визначаються заздалегідь. Після проведення серії експериментів автори констатують, що оптимальність фільтрації багато в чому залежить від правильного вибору вікна фільтрації.

Автори виділяють чотири головні параметри запропонованого в [38] підходу фільтрації: кількість рядків у матриці Ханкеля (N), оптимальне граничне значення для зменшення шуму в сингулярних значеннях ($p_{\text{порог}}$), степінь фільтруючого багаточлена d розмір вікна фільтра Савицького-Голя $m_{\text{фільтр}}$.

Для визначення значення перерахованих параметрів автори використовують генетичний алгоритм і цільову функцію, яка заснована на оцінці відмінності значень спотвореного й відфільтрованого сигналів і обліку гладкості відфільтрованого сигналу:

$$J(N, p_{\text{порог}}, d, m_{\text{фільтр}}) = (1 - \alpha) \sum_{k=1}^N |x_{\text{відфільтр}}[k] - x_{\text{спотв}}[k]| + \alpha \sum_{k=1}^N |x_{\text{відфільтр}}[k+1] - x_{\text{відфільтр}}[k]|, \quad (1.5)$$

де k - номер відліку,

$x_{\text{спотв}}$ - значення спотвореного сигналу,

$x_{\text{отфільтр}}[k]$ - значення відфільтрованого сигналу,

α - фактор гладкості задається апріорно в межах від 0 до 1.

Після визначення оптимальних параметрів за допомогою генетичного алгоритму, значенням індексів сингулярної матриці менше встановленого порога прирівнюються нульові значення, при цьому для значень сингулярних векторів виконується згладжування за допомогою фільтра Савицького-Голя.

Виконано порівняння результатів фільтрації спотвореного сигналу стаціонарної форми на прикладі суми чотирьох гармонік за допомогою методів фільтрації: фільтр Баттерворта, оптимальний фільтр Вінера, фільтр Савицького-Голея на базі сингулярної декомпозиції.

Оцінювання ефективності розглянутих методів фільтрації виконано за відстанню Евкліда для значень відфільтрованого та спотвореного сигналів:

$$D(\{x_{\text{неза шум}}[k]\}, \{y_{\text{відфільтр}}[k]\}) = \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}}[k] - y_{\text{відфільтр}}[k])^2}, \quad (1.6)$$

де k – порядковий номер відліку, $x_{\text{неза шум}}[k]$ – значення неспотвореного сигналу, $y_{\text{відфільтр}}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу, N – загальна кількість відліків (дискретних значень).

Результати виконаної серії експериментів по фільтрації стаціонарного сигналу з різними значенням SNR показали: фільтрація за допомогою ФНЧ Баттерворта досить добре зменшує значення шуму, однак супроводжується викривленням амплітуди та фази інформаційного сигналу, при цьому степінь викривлення пропорційна розміру вікна фільтра; лінійний фільтр Вінера досить добре відтворює форму інформаційного сигналу, однак при малих значеннях SNR (тобто високому рівні шуму) фільтрація призводить лише до видозміни характеристик шумовий складової, однак не до її зменшення [39]; підхід адаптивної фільтрації на базі сингулярного розкладання дозволяє зберегти форму інформаційного сигналу та є стійким до значних рівнів шуму (при SNR ~ 0 дБ), однак вимагає значних обчислювальних витрат, застосування оператора сингулярної декомпозиції та пошуку оптимальних багаточленів високих степенів.

Порівняння методів адаптивної фільтрації на прикладі спотвореного нестаціонарного сигналу. Наступною, при огляді існуючих підходів, була розглянута стаття [40], у якій розглянуто підхід до фільтрації спотвореного сигналу електрокардіограми (ЕКГ) на базі локальної адаптивної фільтрації (ЛАФ). У статті

також проведено порівняння результатів фільтрації ФНЧ Баттерворта й адаптивного фільтра Вінера на базі вейвлет-перетворень.

Автор на початку статті підкреслює, що оптимальність фільтрації біомедичних сигналів не завжди є прийнятною і вимагає розробки нових методів для підвищення ефективності фільтрації. Автором зазначається, що для фільтрації спотворених сигналів складної форми краще підходять нелінійні методи, серед яких особливе місце займає адаптивний фільтр Вінера за умови статистичної незалежності інформаційної й шумової складових спотвореного сигналу [41].

Автором зазначається, що ефективність адаптивного фільтра Вінера багато в чому залежить від правильного вибору (оцінки) моделі інформаційного сигналу, а також виконання умови стаціонарності шуму.

Ідея розрахунку оптимального фільтра Вінера полягає в мінімізуванні середньоквадратичної помилки між значеннями моделі інформаційного сигналу й значеннями відфільтрованого сигналу. Оптимальним вважається такий фільтр Вінера (лінійний оператор фільтрації), який відповідає мінімуму середньоквадратичної помилки. Оптимальний лінійний оператор можна представити у наступному вигляді:

$$H_{\text{ФільтрВінера}} = R_{\text{сигнал}}(R_{\text{сигнал}} + \sigma^2 I)^{-1}, \quad (1.8)$$

$$R_s = E(ss^T), \quad (1.9)$$

де R_s - автокореляційна матриця,

$\sigma^2 I$ - діагональна автокореляційна матриця ідеального білого шуму,

I - одинична матриця.

Оскільки в більшості випадків моделі інформаційної й шумової складових є невідомими, необхідним є виконання двоетапного оцінювання спотвореного сигналу.

На першому етапі визначається модель інформаційного сигналу (керуюча оцінка \hat{s}). Для спотвореного сигналу розраховується спектр за допомогою вейвлет-перетворення. До розрахованого спектра застосовується гранична фільтрація, при якій частина спектральних коефіцієнтів не перевищуючих апріорно заданий поріг доводиться до нуля, що відповідно зменшує шумову складову. При розрахунку

керуючої оцінки \hat{S} виконується зворотне вейвлет-перетворення відфільтрованого сигналу. Для розрахованої оцінки \hat{S} виконується друге вейвлет-перетворення W_2 , відмінне від першого W_1 .

На другому етапі розраховується спектр для результату другого вейвлет-перетворення. Далі застосовується оптимальний фільтр Вінера, функція якого розраховується на базі отриманої на першому етапі оцінки спектра інформаційного сигналу. Для формування інформаційного сигналу \hat{S} виконується зворотне вейвлет-перетворення модифікованих спектральних коефіцієнтів на виході оптимального фільтру Вінера.

Автором запропонована група методів локально-адаптивної нелінійної стійкої фільтрації. Фільтрація заснована на базі рухомого вікна в межах якого оцінюється поведінка спотвореного сигналу й рівень шуму (для n -го відліку розраховуються параметри локальної адаптації (ПЛА)), після чого по апріорно заданим граничних значеннях ПЛА виконується вибір оптимального типу й параметрів нелінійного фільтра [42].

Автором було обрано три типи нелінійних фільтрів на базі робастних оцінок (оператора сортування): екстраполюючого КІХ-гібридного медіанного фільтра з лінійними субапертурами (ЕКГМФ), α - урізаного КІХ-гібридного фільтра (АКГФ), КІХ-гібридного фільтра на базі порядкових статистик (КГФОС). В ЕКГМФ інформаційний сигнал екстраполюється по k попереднім і k наступним значенням спотвореного сигналу:

$$y^{\text{ЕКГМФ}}[k] = \text{med}\{\hat{x}_{fw}^1[k], \hat{x}_{fw}^0[k], x[k], \hat{x}_{bw}^0[k], \hat{x}_{bw}^1[k]\}, \quad (1.10)$$

$$\hat{x}_{fw}^0[k] = \sum_{i=1}^n \frac{x[k-i]}{n}, \quad (1.11)$$

$$\hat{x}_{fw}^1[k] = \sum_{i=1}^n h[i]x[k-i], \quad (1.12)$$

$$\hat{x}_{bw}^0[k] = \sum_{i=1}^n \frac{x[k+i]}{n}, \quad (1.13)$$

$$\hat{x}_{bw}^1[k] = \sum_{i=1}^n h[i]x[k+i], \quad (1.14)$$

де k - номер відліку,

$\hat{x}_{fw}^0[k]$ - вихідне значення КІХ-субапертури 0-го порядку для попередніх n відліків,
 $\hat{x}_{fw}^1[k]$ - вихідне значення КІХ-субапертури 1-го порядку для попередніх n відліків,
 $\hat{x}_{bw}^0[k]$ - вихідне значення КІХ-субапертури 0-го порядку для наступних n відліків,
 $\hat{x}_{bw}^1[k]$ - вихідне значення КІХ-субапертури 1-го порядку для попередніх n відліків,
 $N = 2n + 1$ - розмір рухомого вікна,
 $x[k]$ - центральний відлік у рухомому вікні,
 $h[i]$ - коефіцієнт екстраполяції 1-го порядку,
 n - відносна кількість відліків.

Автор зазначає, що ЕКГМФ добре зберігає форму трикутних сигналів і забезпечує високу ефективність зменшення шуму в околиці рухомого вікна [43].

В АКГФ фільтрація здійснюється по апріорно заданому граничному значенню α :

$$y^{\text{АКГФ}}[k] = \frac{\sum_{j=[\alpha N]+1}^{N-[\alpha N]} X^{(j)}}{N-2[\alpha N]}, \quad (1.15)$$

$$X = \{\hat{x}_{fw}^1[k], 2 * \hat{x}_{fw}^0[k], x[k], 2 * \hat{x}_{bw}^0[k], \hat{x}_{bw}^1[k]\}, \quad (1.16)$$

де k - номер відліку,

$X^{(1)} \dots \leq X^{(j)} \leq \dots X^{(N)}$ - упорядковані елементи множини X у вікні розміром N , $[\alpha N]$ - параметр урізання, що визначає кількість відкидаємих порядкових статистик у межах вікна фільтра $\alpha < 0.5$.

АКГФ добре зберігає форму поліноміальних кривих при високому рівні шуму й забезпечує високу ефективність обробки трикутних сигналів (піків, переламів) [44]. У КГФОС фільтрація здійснюється на базі апріорно заданих вагових коефіцієнтів c_m :

$$y^{\text{КГФОС}}[k] = \sum_{m=1}^M c_m X^{(m)}, \quad (1.17)$$

$$X = \{\hat{x}_{fw}^1[k], 2 * \hat{x}_{fw}^0[k], x[k], 2 * \hat{x}_{bw}^0[k], \hat{x}_{bw}^1[k]\}, \quad (1.18)$$

$$\sum_{m=1}^M c_m = 1, \quad (1.19)$$

де k - номер відліку,

M - розмір упорядкованої множини X , що включає центральний елемент вікна й вихідні значення КІХ-субапертур,

c_m - вагові коефіцієнти.

Значення вагових коефіцієнтів розраховуються залежно від параметра нелінійності $p \in [0; 1]$, якщо $p = 0$, то всі вагові коефіцієнти $c_m = 1/M$, що відповідає операції усереднення; якщо $p = 1$, то $c_{(M+1)/2} = 1$, то розраховується медіанна оцінка. Загальну формулу розрахунку значень вагових коефіцієнтів можна представити наступним чином:

$$c_m[p] = c'_m[p] / \sum_{j=1}^M c'_j[p], \quad (1.20)$$

$$c'_m[p] = 2p\{(M+1)/2 - |(M+1)/2 - m|\} + 4p + M(1 - 2p) - 3, \quad (1.21)$$

де p - параметр не лінійності $p \in [0; 1]$,

M - розмір упорядкованої множини X ,

m - номер вагового коефіцієнта.

Параметри локальної адаптації розраховуються наступним чином:

$$Z[k] = \frac{\sum_{n=k-(N-1)/2}^{n=k+(N-1)/2} y_f[n] - x[n]}{\sum_{n=k-(N-1)/2}^{n=k+(N-1)/2} |y_f[n] - x[n]|}, \quad (1.22)$$

де k - номер відліку в центрі вікна,

$x[n]$ - значення сигналу з завадами,

n - номер відліку у вікні,

$y_f[n]$ - значення відфільтрованого сигналу,

N - розмір вікна фільтрації.

Виконано порівняння результатів фільтрації спотвореного нестационарного сигналу електрокардіографії (ЕКГ) за допомогою методів фільтрації: фільтр Баттерворта, адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень, локально-адаптивна фільтрація (ЛАФ).

Оцінювання ефективності розглянутих методів фільтрації виконано за

відношенням сигнал-шум (SNR) для значень відфільтрованого сигналу:

$$\text{SNR}_{\text{відфільтр}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (y_{\text{відфільтр}}[k] - x_{\text{неза шум}}[k])^2} \right), \quad (1.23)$$

де k - порядковий номер відліку, N - загальна кількість часових відліків (дискретних значень), $x_{\text{неза шум}}[k]$ - значення неспотвореного сигналу, $y_{\text{відфільтр}}[k]$ - значення відфільтрованого сигналу.

Результати виконаної серії експериментів по фільтрації сигналу ЕКГ показали, що адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень забезпечує високу ефективність зменшення шуму в ЕКГ при цьому характеризується рядом особливостей: невисока ефективність при непрогнозованих змінах форми інформаційного сигналу, умова стаціонарності шуму, виконання вейвлет-перетворень, виконання аналізу спектра відфільтрованого сигналу; ЛАФ виключно адаптований під фільтрацію окремих частин сигналу ЕКГ і виконує фільтрацію на базі трьох типів фільтрів: екстраполюючого КІХ-гібридного медіанного фільтра з лінійними субапертурами (ЕКГМФ), α -урізаного КІХ-гібридного фільтра (АКГФ), КІХ-гібридного фільтра на базі порядкових статистик (КГФОС).

Порівняння методів адаптивної фільтрації на прикладі спотвореного хаотичного сигналу. В статті [45] розглянута задача фільтрації сигналу, для якого й шумова й інформаційна складові мають схожі спектральні характеристики. Автори підкреслюють, що для багатьох прикладних задач необхідним є поліпшення існуючих підходів боротьби з шумами.

Раніше для фільтрації переважно використовувалися лінійні методи фільтрації, у результаті чого розвиток одержали методи маніпулювання спектром сигналу на тлі завад, призначені для мінімізації пропускнуої смуги частот. При цьому нелінійні підходи протягом довгого часу були дуже важкими для реалізації, наприклад, внаслідок елементної бази.

Конкретні цілі зменшення шуму варіюються для різних прикладних задач, серед яких необхідність оптимізації енергії інформаційного сигналу, поліпшення якості цифрового зв'язку (зменшення частоти появи помилкових бітів), поліпшення якості аудіо передачі або відновлення складної форми інформаційного сигналу.

Оцінювання ефективності розглянутих методів фільтрації виконано за різницею SNR відфільтрованого та спотвореного сигналів:

$$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{відфільтр}} - \text{SNR}_{\text{спотв}}, \quad (1.25)$$

де

$$\text{SNR}_{\text{відфільтр}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (y_{\text{відфільтр}}[k] - x_{\text{неза шум}}[k])^2} \right), \quad (1.26)$$

$$\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{за шум}}[k] - x_{\text{неза шум}}[k])^2} \right), \quad (1.27)$$

та k - порядковий номер відліку,

N - загальна кількість відліків (дискретних значень),

$x_{\text{неспотв}}[k]$ - значення неспотвореного сигналу,

$y_{\text{відфільтр}}[k]$ - значення відфільтрованого сигналу,

$x_{\text{спотв}}[k]$ - значення спотвореного сигналу.

Висновки до 1-го розділу

В першому розділі проведено аналіз структурно-логічних моделей та технічних характеристик побудови сучасних ІТС та інформаційних систем медичного призначення. Проаналізовано сучасні технології та методи синтезу оптимальних систем цифрової фільтрації в медичних ІТС та визначено основні критерії оцінки ефективності процедур адаптивної фільтрації, встановлено необхідність оптимальної фільтрації різноманітних сигналів на фоні завад, проведено аналіз методів адаптивної фільтрації. Результати дослідження дозволяють зробити наступні висновки:

1. Найважливішим показником ефективності функціонування методів та технологій адаптивної фільтрації є оптимальність фільтрації, яка характеризує точність відтворення форми інформаційного сигналу. Для оцінки оптимальності використовують наступні міри: відстань Евкліда, відношення сигнал-шум (SNR) відфільтрованого сигналу, різниця SNR відфільтрованого та спотвореного сигналів.

2. Визначено, що біомедичні сигнали суттєво розрізняються по частотам та магнітудам та варіюються для різних пацієнтів, що формує необхідність адаптивного визначення оптимальних характеристик систем фільтрації.

3. Визначено, що оптимальність фільтрації залежить від багатьох факторів: степені автоматизованості процесу адаптації, особливості адаптації у часовій, частотній чи частотно-часовій областях, кількості оцінюваних спотворених значень на кожній ітерації адаптації, спектральних характеристик інформаційної та шумової складових, взаємного розміщення діапазонів частот, степені збереження спектральних характеристик інформаційного сигналу при фільтрації.

4. Аналіз існуючих методів фільтрації дозволив зробити наступні висновки:

– фільтрація стаціонарного сигналу при високому рівні шуму (< 0 дБ) є оптимальною лише для адаптивного фільтра Савицького-Голея, який оцінює шумову складову при сингулярній декомпозиції спотвореного сигналу; оптимальний фільтр Вінера при високому шумі не усуває шум, а лише трансформує характеристики шумової складової; результат фільтра Баттерворта для тестового сигналу виявився гіршим за результат адаптивної фільтрації в три рази;

– фільтрація нестационарного сигналу є оптимальною лише для адаптивного фільтра Вінера та локальної адаптивної фільтрації (ЛАФ); фільтр Баттерворта забезпечує SNR відфільтрованого сигналу менше за SNR результату адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації у 0.75 разів, що є суттєвим для біомедичних сигналів (наприклад, сигналу ЕКГ).

Результат аналізу деяких сучасних методів адаптивної фільтрації свідчить про те, що вони забезпечують оптимальну фільтрацію лише для окремих характеристик інформаційних та шумових складових спотвореного сигналу, що суттєво зменшує область застосування цих методів в медичних ІТС.

Отже можна сформулювати основне науково-прикладне завдання даної роботи: розроблення та реалізація нових методів та моделей оптимальної та адаптивної фільтрації різноманітних типів цифрових стаціонарних та нестаціонарних (ЕКГ, ЕЕГ) сигналів, за умов відсутності значень зразкового інформаційного сигналу, використання яких забезпечить підвищення якості обробки, зменшення елементної бази СЦФ, забезпечить скорочення часу фільтрації.

РОЗДІЛ 2. МЕТОД ТА МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОЇ ЦИФРОВОЇ ФІЛЬТРАЦІЇ

Розроблено та експериментально обґрунтовано метод оптимальної цифрової фільтрації спотворених різнотипних сигналів, представлених у вигляді суми інформаційної, завадової та шумової частотних складових. На базі методу розроблено структурно-аналітичну модель та програмну реалізацію оптимальної цифрової фільтрації.

2.1 Розробка методу оптимальної цифрової фільтрації

Ідея методу заснована на комбінованій обробці спотвореного сигналу за допомогою системи цифрової фільтрації (СЦФ) «просте рухоме середнє» (ПРС) та системи цифрової апроксимації (СЦА) «кусково-лінійна регресія» (КЛР). СЦФ призначена для низькочастотної фільтрації спотвореного сигналу й специфікується параметром m , який визначає кількість спотворених значень в інтервалі («вікні») рухомої фільтрації. СЦА призначена для низькочастотної апроксимації за допомогою кускової апроксимації та специфікується параметром n , який визначає кількість спотворених значень в інтервалах локальних апроксимацій, що не перекриваються.

Оптимальною вважається така комбінація параметрів m і n , при якій для фіксованого параметра m СЦФ підібрано такий параметр n СЦА, якому відповідає найменше значення заданої міри відмінності оброблених сигналів. Локальні мінімальні значення міри відмінності формують перелік локальних оптимальних систем фільтрації (СЦФ) та апроксимації (СЦА). Глобальною оптимальною вважається комбінація з найменшим значенням міри відмінності серед усіх

оптимальних комбінацій параметрів m СЦФ та n СЦА.

2.2 Умови вирішуваної задачі оптимальної фільтрації

За умовою вирішуваної задачі спотворений сигнал сформовано із суми інформаційної, завадової та шумової частотних складових. Спектр інформаційної складової включає низькочастотні гармоніки. Завадова складова постійна й складається з гармонік, розташованих вище спектра інформаційної складової. Шумова складова займає весь спектр частот ω $[-\pi; +\pi]$, дисперсія постійна, розподіл Гаусса.

При оцінюванні рівня деформації інформаційного сигналу розраховується «відношення сигнал/шум» (ВСШ, signal-to-noise ratio, SNR), яке можна записати у вигляді дроби [48]:

$$ВСШ = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{деформ}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{деформ}[k] - x_{інформ}[k])^2} \right), \quad (2.1)$$

де k – порядковий номер відліку,

N – загальна кількість відліків,

$x_{інформ}[k]$ – значення інформаційного сигналу,

$x_{деформ}[k]$ – значення деформованого сигналу.

В експериментальних цілях імпортовано цифровий нестационарний біомедичний сигнал електрокардіографії (ЕКГ) зареєстрований з частотою дискретизації $f_d = 500$ Гц та згенеровано його деформовану копію з $SNR_{деформ} = 1$ дБ, сформовану з суми частотних складових:

- 1) інформаційної – сигналу ЕКГ, розмах сигналу 0.75 В;
- 2) завадової – сигнал синусоїдальної форми, $f_{завад} = 50$ Гц, $A_{завад} =$ розмах інформаційного сигналу $\times 0.1$ В;
- 3) шумової – білий шум з розподілом Гаусса, $\mu = 0$, $\sigma = A_{п}$.

На рис. 2.1 зображені значення відліків частотних складових деформованого

сигналу у часовій області.

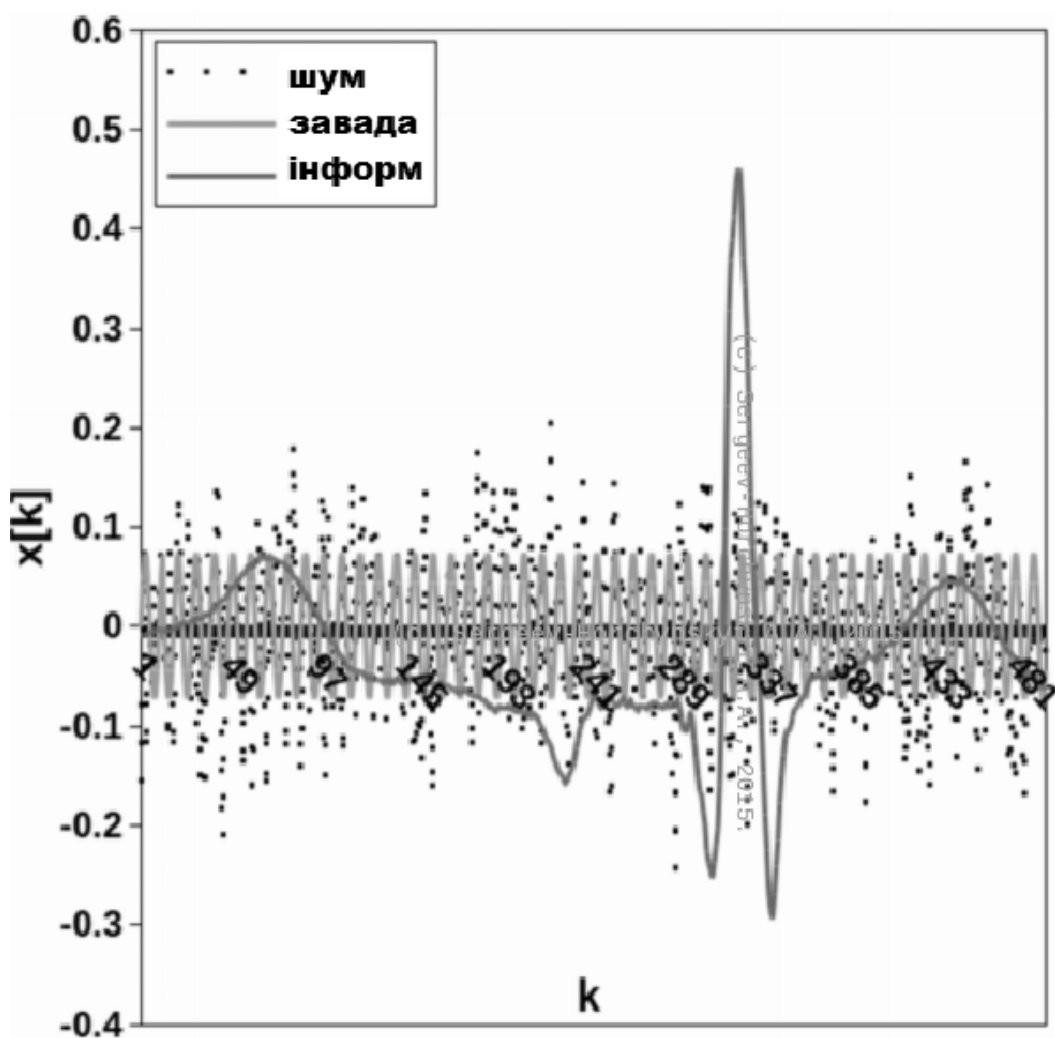


Рисунок 2.1. Значення частотних складових деформованого сигналу

Значення деформованого та інформаційного сигналів зображені на рис. 2.2.

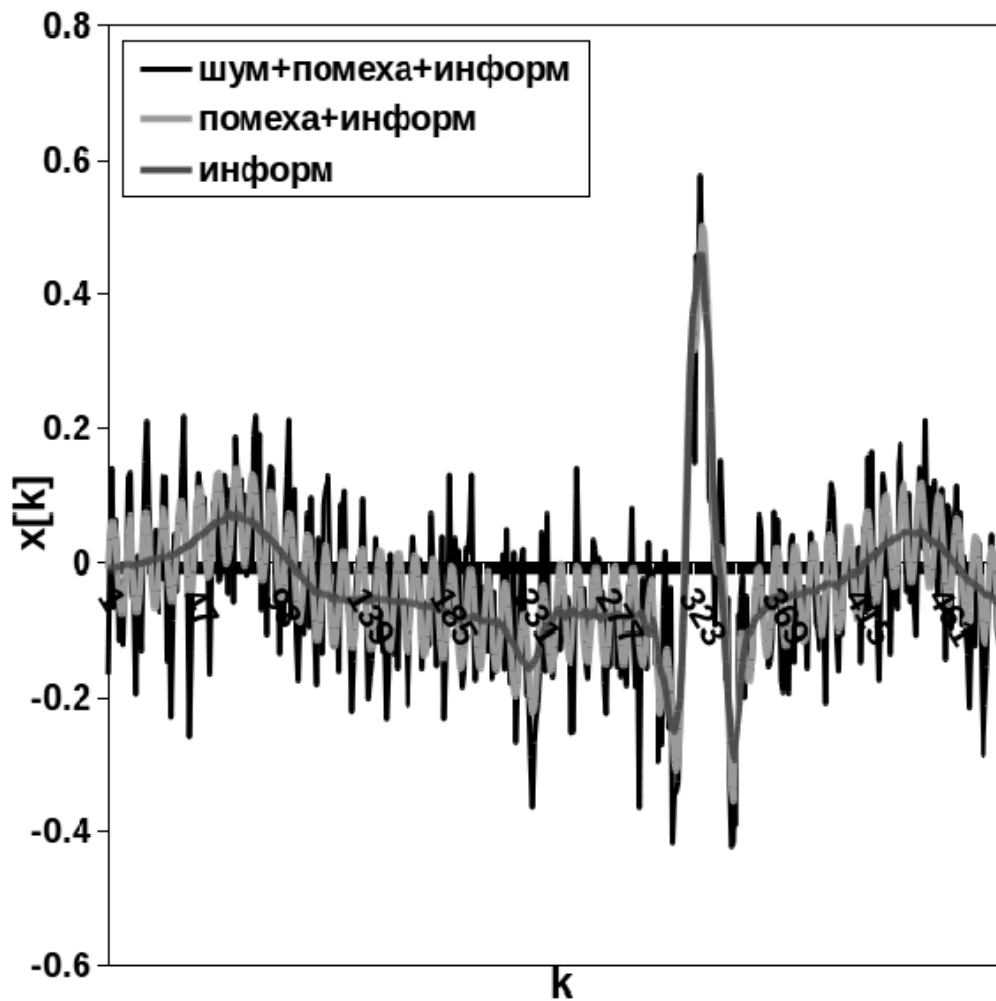


Рисунок 2.2. Деформований та інформаційний сигнали

Для згенерованого деформованого сигналу були розраховані модулі Фур'є-образу частотних складових деформованого сигналу (the magnitude of a Fourier representation, [48, P. 48]), які зображені на рис. 2.3.

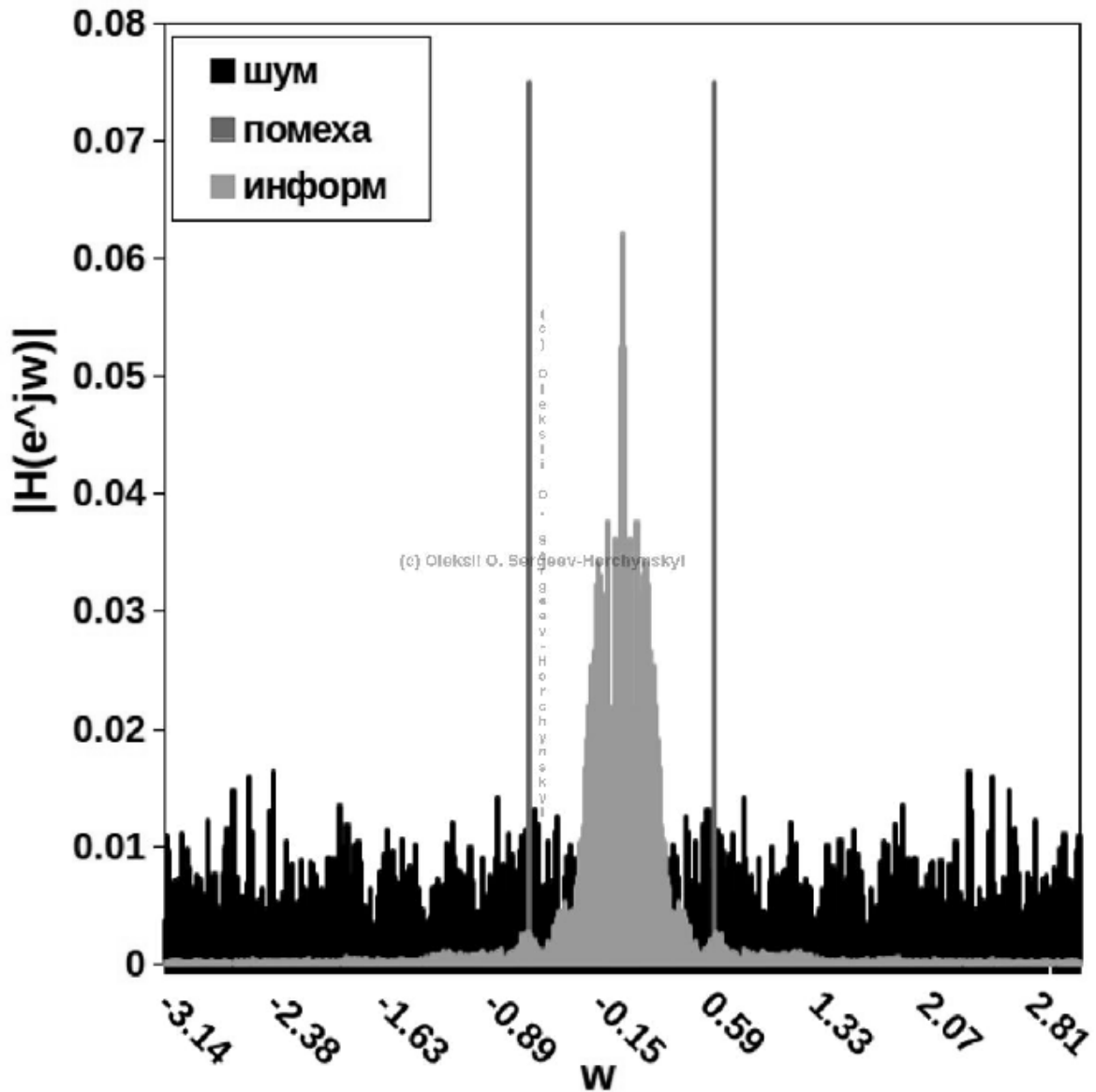


Рисунок 2.3. Модулі Фур'є-образу частотних складових деформованого сигналу

З рис. 2.3 слідує, що частотні складові згенерованого деформованого сигналу відповідають вимогам, перерахованим у підрозділі 2.2 («Умови вирішуваної задачі оптимальної фільтрації»). Для коректної роботи розробленого методу оптимальної фільтрації повинні виконуватися зазначені вище вимоги до взаємного розташування частотних складових деформованого сигналу.

2.3 Складові методу оптимальної фільтрації

У підрозділі «Розробка методу оптимальної фільтрації» відзначено, що ідея розробленого методу основа на комбінуванні системи фільтрації (СЦФ) і системи апроксимації (СЦА), з метою пошуку оптимальних комбінацій параметрів m і n , що забезпечують обробку деформованого сигналу з найменшим значенням обраної міри відмінності оброблених сигналів.

У якості систем обробки були обрані СЦФ «просте рухоме середнє» (ПРС) та СЦА «кусково-лінійна регресія» (КЛР).

У СЦФ ПРС відфільтроване значення можна прирівняти кожному з m відліків у вікні фільтрації, індекс відфільтрованого відліку визначається параметрами m_1 (кількість відліків ліворуч) і m_2 (кількість відліків праворуч) ([48, Р. 18]).

У СЦА КЛР деформований сигнал моделюється набором кусково-лінійних регресійних рівнянь із фіксованою кількістю відліків і різними значеннями коефіцієнтів апроксимації b_0 (точка перетину прямої регресії з віссю ординат) і b_1 (тангенс кута нахилу прямої регресії відносно додатного напрямку осі абсцис) ([49, С. 106]).

2.4 Аналіз системи цифрової фільтрації «просте рухоме середнє»

2.4.1 Імпульсна характеристика

Для зменшення впливу шумів та завад запропоновано використовувати СЦФ ПРС, яка усереднює усі значення в рухомому вікні. При цьому усереднене значення можна прирівняти будь-якому відліку в інтервалі рухомої фільтрації, номер відліку задається параметрами m_1 (кількість відліків у вікні ліворуч) і m_2 (кількістю відліків у вікні праворуч), отже фільтрація здійснюється на інтервалі $[k-m_1; k+m_2]$ і виражається рівнянням ([48, Р. 18]):

$$y[k] = \frac{\sum_{i=-m_1}^{m_2} x[k-i]}{m_1+m_2+1}, \quad (2.2)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

i – розташування деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 $x[k]$ – значення деформованого сигналу,
 $y[k]$ – значення відфільтрованого сигналу,
 m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС.

Рівняння (2.2) призначене для розрахунку k -го відфільтрованого значення як середнього арифметичного для m_1+m_2+1 значень відліків деформованої послідовності.

З (2.2) слідує, що система ПРС перетворює деформовану послідовність $\{x[k]\}$ у відфільтровану $\{y[k]\}$ за допомогою заданого оператора перетворення, який можна записати у вигляді рівняння ([48, Р. 17]):

$$\{y[k]\} = T \{x[k]\}, \quad (2.3)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 T – оператор перетворення деформованого сигналу $\{x[k]\}$ у відфільтрований сигнал $\{y[k]\}$.

Імпульсна характеристика реакції системи обробки на послідовність одиничного відліку $\{\delta[k]\}$:

$$\{h[k]\} = T \{\delta[k]\}, \quad (2.4)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 T – оператор обробки послідовності одиничного імпульсу $\{\delta[k]\}$,
 $\{\delta[k]\}$ – послідовність одиничного імпульсу,
 $\{h[k]\}$ – послідовність реакції СЦФ ПРС.

Якщо на вхід ПРС подати послідовність одиничного відліку $\{\delta[k]\}$, то реакцію СЦФ ПРС (2.2) можна записати у вигляді рівності ([48, Р. 32]):

$$h[k] = \frac{\sum_{i=-m_1}^{m_2} \delta[k-i]}{m_1+m_2+1}, \quad (2.5)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

i – розташування деформованого значення відносно відфільтрованого значення,

$\delta[k]$ – значення послідовності одиничного імпульсу,

$h[k]$ – значення реакції СЦФ ПРС,

m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС.

Імпульсна характеристика СЦФ ПРС не дорівнює нулю при виконанні наступної умови ([48, Р. 32]):

$$h[k] = \frac{1}{m_1+m_2+1}, \text{ при } -m_1 \leq k \leq m_2 \quad (2.6)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

$h[k]$ – значення реакції СЦФ ПРС,

m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС.

Якщо система обробки є лінійною й стаціонарною (лінійна стаціонарна система, ЛСС), то різницеве рівняння, що характеризує систему, можна записати у вигляді рівності ([48, Р. 24]):

$$y[k] = \sum_{i=-\infty}^{\infty} x[i] \cdot h[k-i], \quad (2.7)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

i – розташування деформованого значення відносно відфільтрованого значення,

$x[i]$ – значення деформованого сигналу,

$h[k-i]$ – значення реакції СЦФ ПРС на послідовність одиничного імпульсу,

$y[k]$ – значення відфільтрованого сигналу.

При виконанні умови (2.6) різницеве рівняння (2.7) можна записати для СЦФ ПРС у вигляді дроби (2.2).

2.4.2 Частотна характеристика

Аналіз лінійних стаціонарних систем (ЛСС) у частотній області прийнято проводити по реакції системи на вхідну експонентну послідовність $x[k] = e^{j\omega k}$.

Реакцію ЛСС на вхідну експонентну послідовність можна записати у вигляді рівності ([48, Р. 24]):

$$\begin{aligned} y[k] &= \sum_{i=-\infty}^{\infty} x[k-i] \cdot h[i] \rightarrow \\ &\rightarrow \sum_{i=-\infty}^{\infty} (e^{j\omega(k-i)} \cdot h[i]) \rightarrow \\ &\rightarrow e^{j\omega k} \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} (h[i] \cdot e^{-j\omega i}), \end{aligned} \quad (2.8)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 $x[k-i]$ – значення деформованого сигналу,
 $h[i]$ – значення реакції СЦФ ПРС на послідовність одиничного імпульсу,
 $y[k]$ – значення відфільтрованого сигналу.

Співмножник рівняння $\sum_{i=-\infty}^{\infty} (h[i] \cdot e^{-j\omega i})$ називають комплексною частотною характеристикою (КЧХ) і записують у вигляді рівності ([48, Р. 40]):

$$H(e^{j\omega}) = \sum_{i=-\infty}^{\infty} (h[i] \cdot e^{-j\omega i}), \quad (2.9)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 $h[i]$ – значення реакції СЦФ ПРС на послідовність одиничного імпульсу.

Для СЦФ ПРС імпульсна характеристика визначається раціональним дробом ([48, Р. 32]):

$$h[k] = \frac{1}{m_1 + m_2 + 1}, \text{ при } -m_1 \leq k \leq m_2 \quad (2.10)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

$h[k]$ – значення реакції СЦФ ПРС,

m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС.

Комплексну частотну характеристику (КЧХ) СЦФ ПРС можна записати:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{m_1 + m_2 + 1} \cdot \sum_{i=-\infty}^{\infty} e^{-j\omega i}, \quad (2.11)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,

m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС.

У випадку, якщо ω – дійсне число, рівняння (2.11) можна записати:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{m_1 + m_2 + 1} \cdot \sum_{i=-m_1}^{m_2} (\cos(\omega i) - j \cdot \sin(\omega i)), \quad (2.12)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,

m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС.

Представимо суму дійсних і уявних частин у наступному вигляді: ([50, С. 475]):

$$\sum_{i=0}^{n-1} (a_i + j \cdot b_i) = \sum_{i=0}^{n-1} a_i + j \sum_{i=0}^{n-1} b_i, \quad (2.13)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,

a – дійсна частина комплексного числа,

b – уявна частина комплексного числа,

n – номер частоти комплексної синусоїди.

Відповідно до (2.13) рівняння (2.12) можна записати:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{m_1+m_2+1} \cdot \sum_{i=-m_1}^{m_2} \cos(\omega i) - j \cdot \frac{1}{m_1+m_2+1} \cdot \sum_{i=-m_1}^{m_2} \sin(\omega i), \quad (2.14)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Модуль комплексного числа, амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) ([50, С. 473]):

$$|H(e^{j\omega})| = \sqrt{\left(\frac{1}{m_1+m_2+1}\right)^2 \cdot \left(\left(\sum_{i=-m_1}^{m_2} \cos(\omega i)\right)^2 + \left(\sum_{i=-m_1}^{m_2} \sin(\omega i)\right)^2\right)}, \quad (2.15)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Кут комплексного числа, головне значення фазо-частотної характеристики для ω у діапазоні $[-\pi; +\pi]$ (ФЧХ) ([50, С. 474]):

$$ARG[H(e^{j\omega})] = \arctg\left(\frac{-\sum_{i=-m_1}^{m_2} \sin(\omega i)}{\sum_{i=-m_1}^{m_2} \cos(\omega i)}\right), \quad (2.16)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

2.4.3 Вибір оптимального положення відфільтрованого значення в рухомому вікні (математичний аналіз)

Відповідно до (2.11), КЧХ для СЦФ ПРС можна записати у наступному вигляді:

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{m_1+m_2+1} \cdot \sum_{i=-m_1}^{m_2} e^{-j\omega i}, \quad (2.17)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків ліворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

При фільтрації сигналу в СЦФ ПРС відфільтроване значення можна прирівняти будь-якому відліку у вікні фільтрації. Далі проведено аналіз відмінностей АЧХ і ФЧХ для заданих конфігурацій параметрів СЦФ.

Конфігурація $m_1=0, m_2 \neq 0$:

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \frac{1}{m_2+1} \cdot \sum_{i=0}^{m_2} e^{-j\omega i} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_2+1} \cdot \frac{1-e^{-j\omega(m_2+1)}}{1-e^{-j\omega}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_2+1} \cdot \frac{1-e^{-j\omega(m_2+1)}}{1-e^{-j\omega}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_2+1} \cdot e^{-j\omega \frac{m_2}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(m_2+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_2+1} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(m_2+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \cdot \left[\cos\left(\omega \frac{m_2}{2}\right) - j \cdot \sin\left(\omega \frac{m_2}{2}\right) \right], \end{aligned} \quad (2.18)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення АЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{1}{m_2+1} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(m_2+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}, \quad (2.19)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення ФЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$ARG[H(e^{j\omega})] = \arctg\left(\frac{-\sin\left(\frac{\omega \cdot m_2}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega \cdot m_2}{2}\right)}\right) = \frac{\omega \cdot m_2}{2}, \quad (2.20)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Конфігурація $m_1 \neq 0, m_2 = 0$:

$$\begin{aligned} H(e^{j\omega}) &= \frac{1}{m_2+1} \cdot \sum_{i=-m_1}^0 e^{-j\omega i} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_1+1} \cdot \frac{e^{j\omega m_1} - e^{-j\omega}}{1 - e^{-j\omega}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{e+1} \cdot \frac{e^{j\omega(m_1+1)} - 1}{e^{j\omega} - 1} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_1+1} \cdot \frac{e^{j\omega \frac{(m_1+1)}{2}}}{e^{-j\frac{\omega}{2}}} \cdot \frac{e^{j\omega \frac{(m_1+1)}{2}} - e^{-j\omega \frac{(m_1+1)}{2}}}{e^{-j\frac{\omega}{2}} - e^{j\frac{\omega}{2}}} \rightarrow \\ &\rightarrow \frac{1}{m_1+1} \cdot e^{-j\omega \frac{m_1}{2}} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(m_1+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \rightarrow \end{aligned}$$

$$\rightarrow \frac{1}{m_1+1} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(m_1+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \cdot \left[\cos\left(\omega \frac{m_1}{2}\right) + j \cdot \sin\left(\omega \frac{m_1}{2}\right) \right], \quad (2.21)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення АЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{1}{m_1+1} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(m_1+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}, \quad (2.22)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення ФЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$ARG[H(e^{j\omega})] = \arctg\left(\frac{\sin\left(\frac{\omega \cdot m_1}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega \cdot m_1}{2}\right)}\right) = \frac{\omega \cdot m_1}{2}, \quad (2.23)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Конфігурація $m1=m2=(m-1)/2$, де m – непарне значення :

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2 \cdot m_1 + 1} \cdot \sum_{i=-m_1}^{m_1} e^{-j\omega i} \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{1}{m_1+1} \cdot \frac{e^{j\omega m_1} - e^{-j\omega(m_1+1)}}{1 - e^{-j\omega}} \rightarrow$$

$$\begin{aligned}
&\rightarrow \frac{1}{2 \cdot e+1} \cdot e^{j\omega m_1} \cdot \frac{1-e^{j\omega(-2 \cdot m_1-1)}}{1-e^{-j\omega}} \rightarrow \\
&\rightarrow \frac{1}{2 \cdot m_1+1} \cdot e^{j\omega m_1} \cdot \frac{e^{-j\omega \frac{(2 \cdot m_1+1)}{2}}}{e^{-j\frac{\omega}{2}}} \cdot \frac{e^{j\omega \frac{(2 \cdot m_1+1)}{2}} - e^{-j\omega \frac{(2 \cdot m_1+1)}{2}}}{e^{j\frac{\omega}{2}} - e^{-j\frac{\omega}{2}}} \rightarrow \\
&\rightarrow \frac{1}{2 \cdot m_1+1} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(2m_1+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}, \tag{2.24}
\end{aligned}$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення АЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{1}{2m_1+1} \cdot \frac{\sin\left(\omega \frac{(2m_1+1)}{2}\right)}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}, \tag{2.25}$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_1 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення ФЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$\text{ARG}[H(e^{j\omega})] = 0, \tag{2.26}$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Конфігурація $m_1=m_2+1$, $m_2=(m-1)/2$, де m – парне значення :

$$H(e^{j\omega}) = \frac{1}{2 \cdot m_2+2} \cdot \sum_{i=-m_2-1}^{m_2} e^{-j\omega i} \rightarrow$$

$$\begin{aligned}
&\rightarrow \frac{1}{2m_2+2} \cdot \frac{e^{j\omega(m_2+1)} - e^{-j\omega(m_2+1)}}{1 - e^{-j\omega}} \rightarrow \\
&\rightarrow \frac{1}{2 \cdot e+2} \cdot \frac{1}{e^{-j\frac{\omega}{2}}} \cdot \frac{e^{j\omega(m_2+1)} - e^{-j\omega(m_2+1)}}{e^{j\frac{\omega}{2}} - e^{-j\frac{\omega}{2}}} \rightarrow \\
&\rightarrow \frac{1}{2m_2+2} \cdot \frac{\sin(\omega(m_2+1))}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \cdot e^{j\frac{\omega}{2}} \rightarrow \\
&\rightarrow \frac{1}{2m_2+2} \cdot \frac{\sin(\omega(m_2+1))}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)} \cdot \left[\cos\left(\frac{\omega}{2}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{\omega}{2}\right) \right], \quad (2.27)
\end{aligned}$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення АЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$|H(e^{j\omega})| = \frac{1}{2m_2+2} \cdot \frac{\sin(\omega(m_2+1))}{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}, \quad (2.28)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 m_2 – кількість відліків праворуч відносно відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

Значення ФЧХ для різних частот комплексних синусоїд:

$$\text{ARG}[H(e^{j\omega})] = \text{arctg}\left(\frac{\sin\left(\frac{\omega}{2}\right)}{\cos\left(\frac{\omega}{2}\right)}\right) = \frac{\omega}{2}, \quad (2.29)$$

де i – положення деформованого значення відносно відфільтрованого значення,
 ω – значення частоти комплексної синусоїди.

2.4.4 Висновки за результатами математичного аналізу частотних характеристик «простого рухомого середнього»

Порівнюючи формули АЧХ (2.19), (2.22), (2.25), (2.28) для різних конфігурацій параметрів m_1 і m_2 СЦФ ПРС можна зробити висновок, що потужність обробленого сигналу на виході СЦФ ПРС не залежить від вибору конфігурації параметрів m_1 і m_2 .

Порівнюючи формули ФЧХ (2.20), (2.23), (2.26), (2.29) для різних m_1 і m_2 СЦФ ПРС можна зробити висновок, що зсуви по фазі рівні відповідно (рад):

1. при $m_1=0, m_2 \neq 0$: $\omega \cdot m_2/2$;
2. при $m_1 \neq 0, m_2=0$: $\omega \cdot m_1/2$;
3. $m_1=m_2=(m-1)/2$, де m – непарне значення : 0;
4. $m_1=m_2+1, m_2=(m-1)/2$, де m – парне значення : $\omega/2$.

Оскільки для конфігурацій 3 і 4, значення зсувів по фазі найменші, можна зробити висновок, що оптимальним є прирівнювання відфільтрованого значення центральному (або близько центральному) відліку в рухомому інтервалі («вікні») СЦФ ПРС.

2.4.5 Вибір оптимального положення відфільтрованого значення в рухомому вікні (візуальний аналіз)

При фільтрації сигналу в СЦФ ПРС, відфільтроване значення можна прирівнювати будь-якому відліку у вікні фільтрації. У підрозділі 2.4.4 зроблено висновок відносно ідентичності формул АЧХ для будь-яких конфігурацій параметрів m_1 і m_2 .

На рис. 2.4 і рис. 2.5 побудовані значення АЧХ для різних значень m_1 і m_2 .

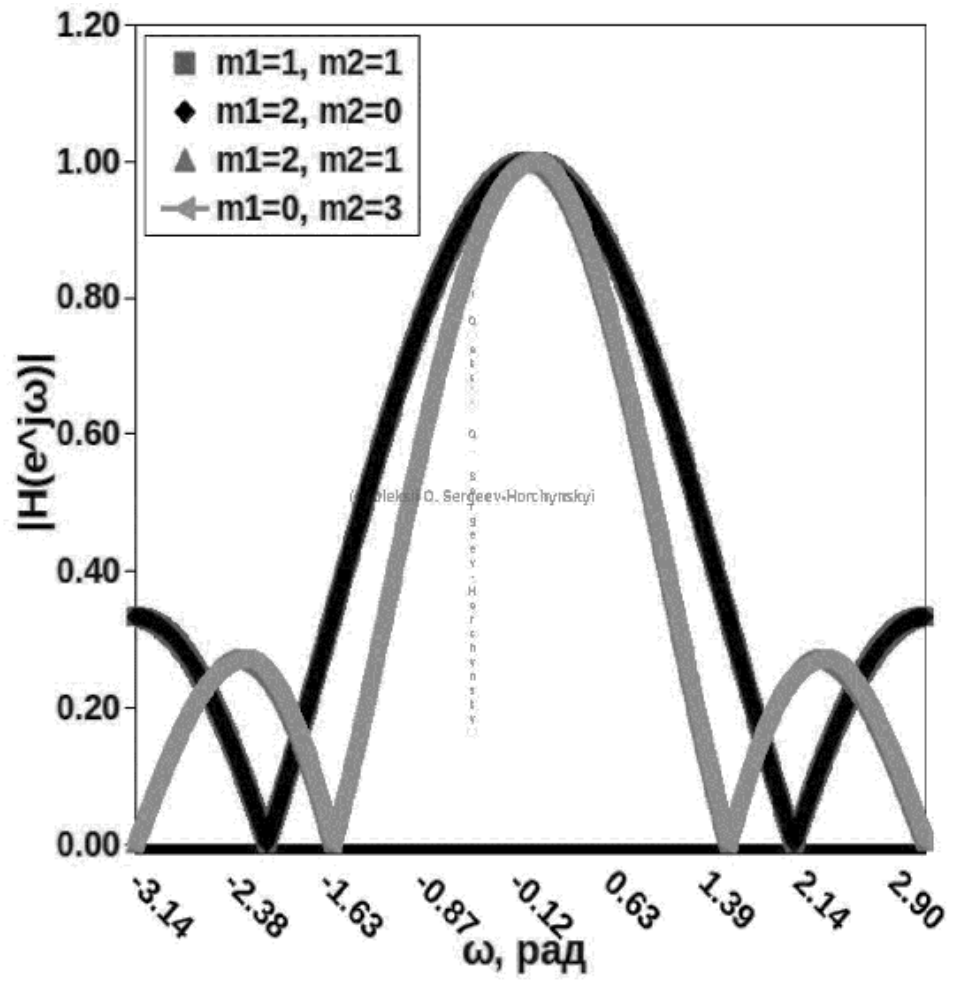


Рисунок 2.4. Значення АЧХ СЦФ ПРС $m=\{3,4\}$

З рис. 2.4 слідує, що АЧХ для ω від $-\pi$ до $+\pi$ залишається постійною для будь-якої конфігурації значень параметрів m_1 і m_2 при однаковій кількості відліків m в інтервалі рухомої фільтрації.

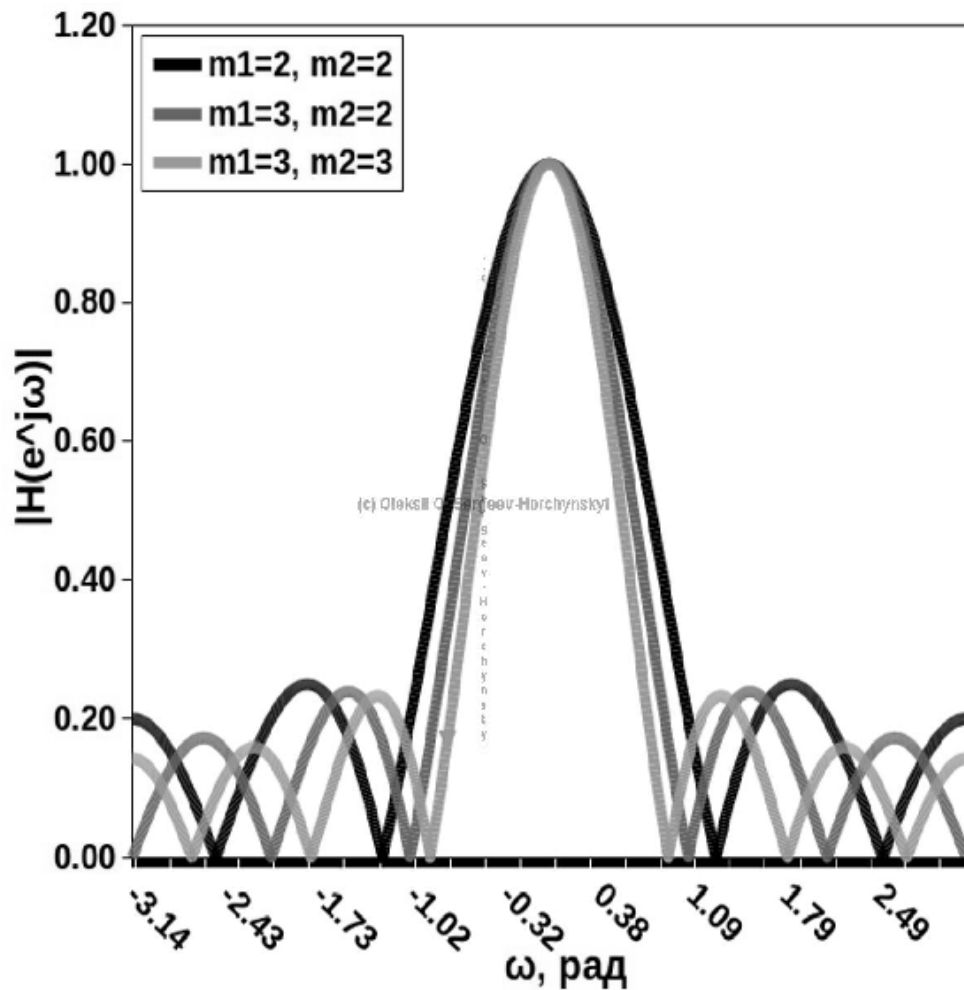


Рисунок 2.5. Значення АЧХ СЦФ ПРС $m=\{5,6,7\}$

При збільшенні вікна фільтра спостерігається звуження спектра обробленого сигналу. З рис. 2.5 слідує, що результат фільтрації деформованого сигналу залежить лише від значення параметра m , яке у свою чергу визначає частоту зрізу СЦФ ПРС. Визначення різних конфігурацій параметрів m_1 і m_2 при фіксованому m не впливає на форму АЧХ відфільтрованого сигналу.

Для першої групи параметрів кількість значень у вікні фільтрації була непарною та рівною $m=3$, частота зрізу була рівною $2\pi/3=2.09$ рад. Для другої групи параметрів кількість значень у вікні фільтрації була парною та рівною $m=4$, частота зрізу була рівною $2\pi/4=1.57$ рад.

Значення ФЧХ для різних конфігурацій параметрів m_1 і m_2 зображені на рис. 2.6.

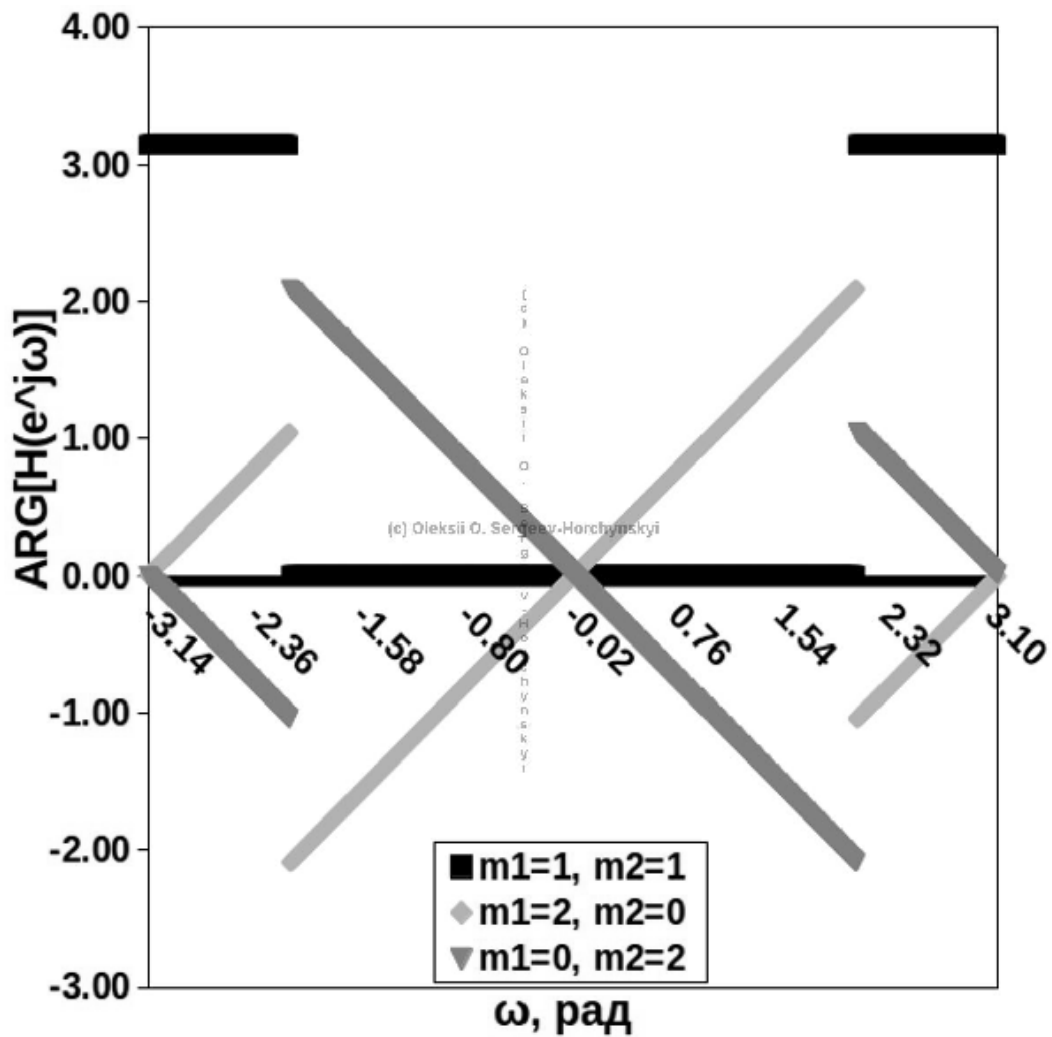


Рисунок 2.6. Головні значення ФЧХ СЦФ ПРС $m=3$

На рис. 2.6 зображені значення ФЧХ для різних конфігурацій параметрів m_1 і m_2 при непарній кількості відліків (значенні m) в інтервалі рухомої фільтрації. На відміну від АЧХ для ФЧХ порядковий номер присвоєння відфільтрованого значення суттєво впливає на зсув по фазі для частотних складових результату фільтрації (у межах головного пелюстка).

З рис. 2.6 слідує, що при непарному m і рівних значеннях m_1 і m_2 , зсув по фазі відсутній (дорівнює нулю, див. 2.4.1), про що свідчить нульове значення ФЧХ для частотних складових у межах головного пелюстка, тобто в діапазоні частот $[-2\pi/3; 2\pi/3]$.

Для несиметричних конфігурацій значень параметрів m_1 і m_2 спостерігається рівномірне прямолінійне збільшення затримки від нижніх частот до верхніх частот.

На рис. 2.7 і рис. 2.8 зображені значення ФЧХ для парних вікон СЦФ ПРС.

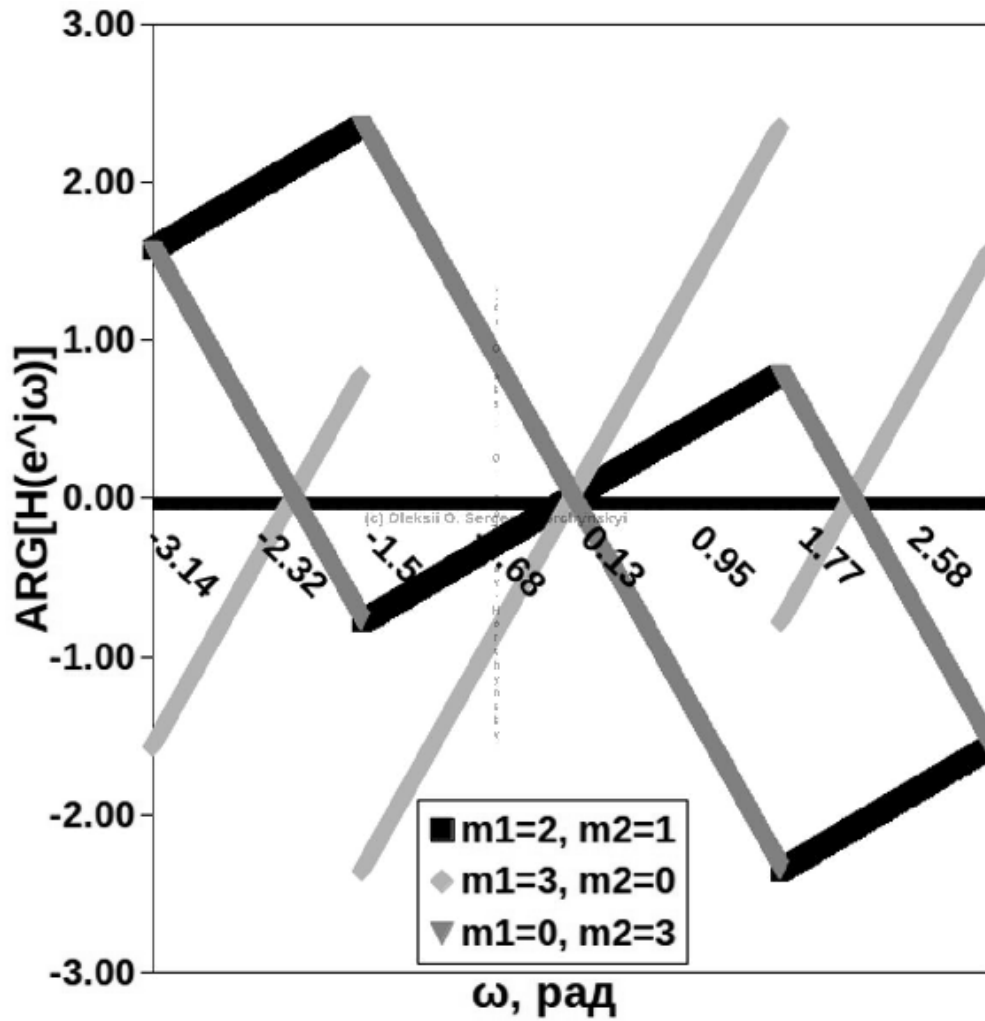


Рисунок 2.7. Головні значення ФЧХ СЦФ ПРС $m=4$

З рис. 2.7 слідує, що симетрична конфігурація m_1 і m_2 з відмінністю значень в один відлік забезпечує істотне зменшення зсуву по фазі, у порівнянні з несиметричними комбінаціями (див. 2.4.4).

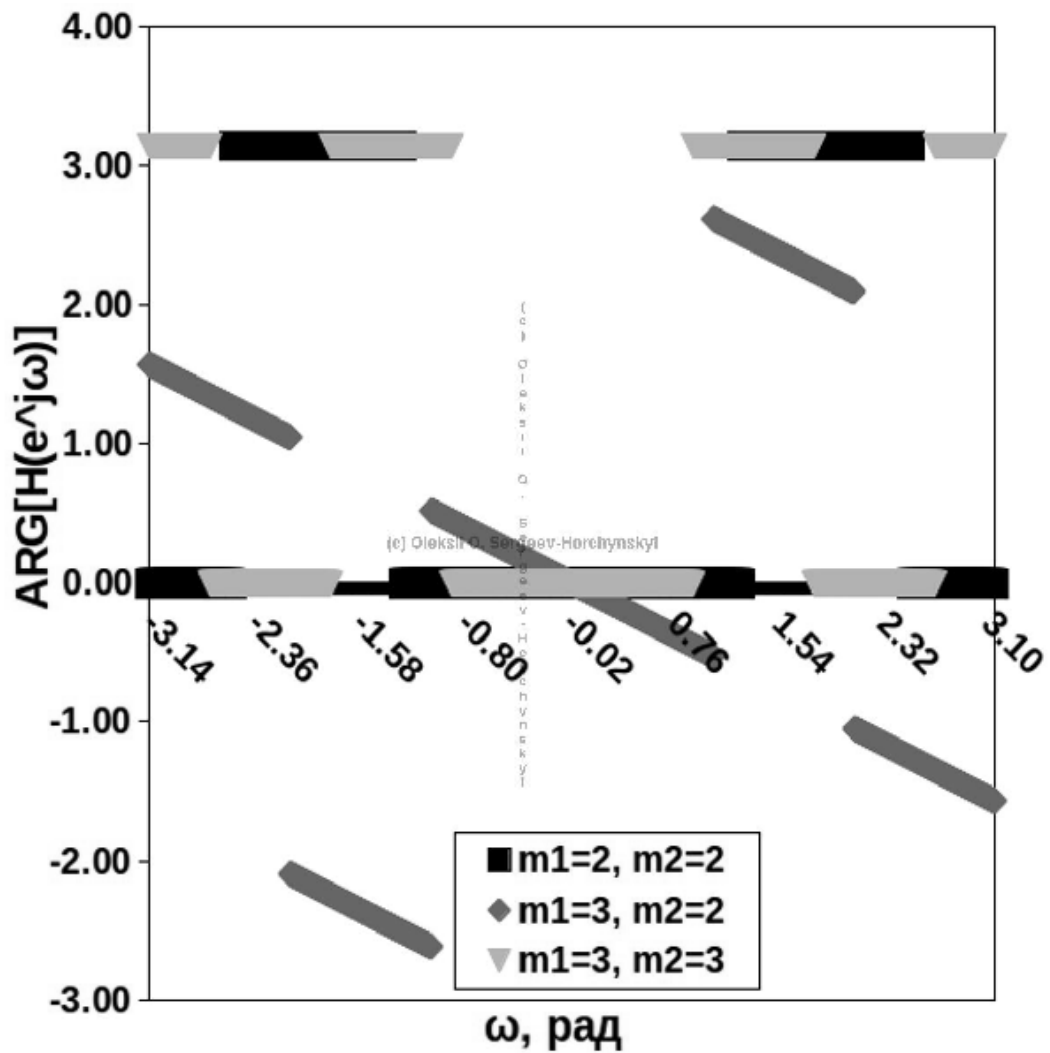


Рисунок 2.8. Головні значення ФЧХ СЦФ ПРС $m=\{5,6,7\}$

З рис. 2.8 слідує, що для парних m (вікон) рухомої фільтрації відсутня можливість встановлення рівних параметрів m_1 і m_2 .

Значення затримки збільшується лінійно при збільшенні частоти гармоніки результату фільтрації. Сумарні значення ФЧХ для гармонік із частотами не перевищуючими частоту зрізу для СЦФ ПРС із $m=3$ і $m=4$ (див. рис. 2.6 і рис. 2.7) зображено в таблиці 2.1.

Таблиця 2.1.

Сумарні значення ФЧХ для гармонік головного пелюстка СЦФ

$m=3$	Сума $ARG[H(e^{j\omega})]$	$m=4$	Сума $ARG[H(e^{j\omega})]$
$m_1=1, m_2=1$	0	$m_1=2, m_2=1$	392.83
$m_1=2, m_2=0$	1049.36	$m_1=3, m_2=0$	1178.42
$m_1=0, m_2=2$	1049.36	$m_1=0, m_2=3$	1178

З результатів зображених у таблиці 2.1 і на рис. 2.7 можна зробити висновок, що затримка для головних значень ФЧХ (для ω у діапазоні $[-\pi; +\pi]$) лінійно збільшується при збільшенні значення ω для відповідної частотної складової. Значення затримки також залежить від конфігурації значень m_1 і m_2 , при рівних значеннях параметрів СЦФ ПРС $m_1 = m_2 = (m-1)/2$ затримка дорівнює нулю (для ω у діапазоні $[-2\pi/m_1; +2\pi/m_1]$).

2.4.6 Висновки за результатами візуального аналізу частотних характеристик «простого рухомого середнього»

Для аналізу КЧХ СЦФ ПРС була проведена серія експериментів з розрахунку й аналізу значень АЧХ і ФЧХ для результатів фільтрації при різних конфігураціях параметрів m_1 і m_2 .

При аналізі встановлено, що:

- викривлення внесені системою по амплітуді залежать від кількості значень у вікні фільтрації, яке визначає частоту зрізу;
- викривлення внесені системою по фазі залежать від конфігурації значень параметрів m_1 і m_2 , найменший зсув по фазі досягається при максимально рівних значеннях m_1 і m_2 .

2.5 Аналіз системи цифрової апроксимації «кусково-лінійна регресія»

Особливість кусково-лінійної апроксимації міститься у поінтервальному розрахунку емпіричного рівняння лінійної регресії, коефіцієнти якого розраховуються за методом найменших квадратів (МНК, Least squares method). Розрахунок апроксимованого значення (умовного математичного очікування) за допомогою МНК можна виразити наступним співвідношенням ([51, Р. 24]):

$$y_{an}[i] = b_0 + b_1 \cdot i, \quad (2.30)$$

$$b_1 = \frac{n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (i \cdot x[i]) - (\sum_{i=0}^{n-1} i) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x[i]}{(n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i^2) - (\sum_{i=0}^{n-1} i)^2}, \quad (2.31)$$

$$b_0 = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} x[i] - b_1 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i}{n}, \quad (2.32)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,

n – інтервал апроксимації (кількість відліків для яких визначено емпіричне рівняння регресії, $n = \{2, 3, 4, \dots, N\}$),

$x[i]$ – значення деформованого сигналу в точці дискретизації i ,

$y_{an}[i]$ – оцінка умовного математичного очікування (апроксимоване значення) у точці дискретизації i .

Лінійний регресійний аналіз у часовій області дозволяє побудувати лінійну залежність дискретних значень часового ряду. Для знаходження лінійного рівняння між значеннями часового ряду приймається гіпотеза про існування лінійної залежності виду $b_0 + b_1 \cdot i$ між номерами відліків та відповідними значеннями деформованого сигналу $x[i]$. У загальному випадку модель першого порядку можна записати у виді лінійного рівняння ([49, С. 99]):

$$y[i] = b_0 + b_1 \cdot i + \varepsilon, \quad (2.33)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,

$y[i]$ – вектор апроксимованих значень,

ε – значення випадкової складової, на яку конкретне значення $x[i]$ може відхилитися від регресійної прямої.

При розрахунку регресійної залежності передбачається, що лінійне рівняння адекватно відображає характер залежності значень часового ряду $x[i]$. Слід підкреслити, що побудована кусково-лінійна модель є фіксованою, тобто коректною тільки для конкретного інтервалу апроксимації.

Оскільки неможливо розрахувати змінну величину ε і точні значення b_0 і b_1 , для побудови моделі зазвичай використовують їхні відносні оцінки, при цьому рівняння регресії називається «емпіричне рівняння регресії», яке можна записати у наступному вигляді ([49, С. 99]):

$$y_{a\ n}[i] = b_0 + b_1 * i, \quad (2.34)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,

$y_{a\ n}[i]$ – оцінка умовного математичного очікування (апроксимоване значення деформованого сигналу) у точці дискретизації i ,

b_0 – точка перетину прямої регресії з віссю ординат,

b_1 – тангенс кута нахилу прямої регресії відносно додатного напрямку осі абсцис,

n – кількість відліків в інтервалі апроксимації.

Значення параметрів емпіричної регресійної моделі можна розрахувати за допомогою методу найменших квадратів (МНК), який дозволяє підібрати оцінки b_0 і b_1 так, щоб при їхній підстановці в рівняння (2.34) значення суми квадратів відхилень S було найменшим з можливих (див. рис. 2.9).

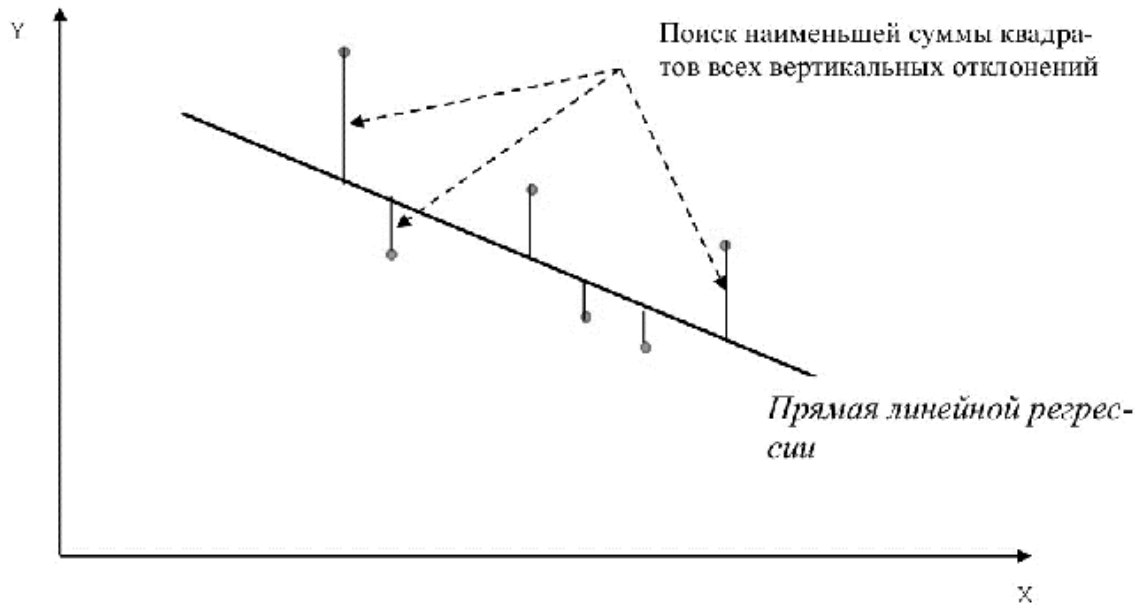


Рисунок 2.9. Вертикальні відхилення, сума квадратів яких мінімізується по МНК

Сума квадратів відхилень від шуканої прямої рівна:

$$S = \sum_{i=0}^{n-1} (y_{an}[i] - b_0 - b_1 \cdot x[i])^2, \quad (2.35)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,
 $x[i]$ – значення спостереження,
 $y[i]$ – апроксимоване значення,
 n – кількість відліків в інтервалі апроксимації.

Для того, щоб підібрати оцінки b_0 і b_1 необхідно виконати диференціювання рівняння (2.35) по b_0 і b_1 :

$$\frac{\delta S}{\delta b_0} = -2 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (x[i] - b_0 - b_1 \cdot i) = 0, \quad (2.36)$$

$$\frac{\delta S}{\delta b_1} = -2 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i \cdot (x[i] - b_0 - b_1 \cdot i) = 0, \quad (2.37)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,
 $x[i]$ – значення спостереження,
 S – сума квадратів відхилень.

Для знаходження значень b_0 і b_1 необхідно розв'язати систему рівнянь (2.36) та (2.37). Розглянувши запис системи рівнянь у геометричному змісті можна вивести рівняння розрахунку кутового коефіцієнта b_1 :

$$b_1 = \frac{n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (i \cdot x[i]) - (\sum_{i=0}^{n-1} i) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x[i]}{(n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i^2) - (\sum_{i=0}^{n-1} i)^2}, \quad (2.38)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,

$x[i]$ – значення спостереження,

n – кількість відліків в інтервалі апроксимації,

b_1 – тангенс кута нахилу прямої регресії.

Після розрахунку b_1 залишається знайти значення b_0 , яке відповідає координаті точки перетину шуканої прямою (2.39) з віссю абсцис та розраховується за наступним рівнянням:

$$b_0 = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} x[i] - b_1 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i}{n}, \quad (2.39)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,

$x[k]$ – значення спостереження,

n – кількість відліків в інтервалі апроксимації,

b_0 – точка перетину прямої регресії з віссю ординат,

b_1 – тангенс кута нахилу прямої регресії.

Після розрахунку коефіцієнтів b_0 і b_1 можна знайти значення функції $y[i]$ емпіричного рівняння лінійної регресії (2.34) для заданого номера відліку i .

2.6 Комбінування систем цифрової фільтрації та апроксимації

2.6.1 Відмінність кількостей усереднених значень

Розраховане по методу МНК лінійне рівняння регресії обов'язково проходить через точку $(\bar{i}, \bar{x}[i])$, яка відповідає середньому арифметичному для деформованих значень із заданого інтервалу апроксимації ([49, С. 103]). Інші значення регресії

визначаються по лінійному рівнянню з розрахованими коефіцієнтами по МНК.

Оскільки середнє значення регресійної прямої дорівнює середньому арифметичному значень із інтервалу апроксимації, можна припустити, що кусково-лінійна апроксимація також виконує роль фільтрації, однак на відміну від рухомої фільтрації для меншої кількості результуючих значень (тільки для центральних значень в інтервалах апроксимації):

$$\text{кількість усереднених значень у СЦА КЛР} = N / n, \quad (2.40)$$

де N – загальна кількість деформованих значень у вибірці,

n – кількість значень в інтервалах кусково-лінійних апроксимацій.

Загальна кількість апроксимованих (змодельованих) значень для всього деформованого сигналу рівна:

$$\text{кількість апроксимованих значень у СЦА КЛР} = N, \quad (2.41)$$

де N – кількість деформованих значень у зареєстрованій вибірці.

При аналізі ФЧХ СЦФ ПРС було встановлено, що для забезпечення найменшого зсуву по фазі, значення параметрів m_1 і m_2 повинні бути розташовані симетрично відносно відфільтрованого значення. Для непарних значень m ПРС параметри рівні $m_1 = m_2 = (m-1)/2$, для парних значень m , відповідно $m_1 = (m-1)/2 + 1$ і $m_2 = (m-1)/2$ (або $m_1 = (m-1)/2$ і $m_2 = (m-1)/2 + 1$). У СЦФ ПРС із параметром m і прирівнюванням відфільтрованого значення центральному відліку у вікні фільтрації, загальна кількість відфільтрованих значень для всього деформованого сигналу рівна:

$$\text{кількість усереднених значень у СЦФ ПРС} = N - m_1 - m_2, \quad (2.42)$$

де N – загальна кількість деформованих значень у вибірці,

m_1 – кількість деформованих значень у лівій половині рухомого вікна,

m_2 – кількість деформованих значень у правій половині рухомого вікна.

З (2.40) і (2.42) слідує, що при обробці деформованих значень із однаковими параметрами $m = n$, кількість усереднених значень при фільтрації рівна $N - m_1 - m_2$, а при апроксимації відповідно N/n . На рис. 2.10 зображені модулі Фур'є-образу відфільтрованого сигналу для параметрів $m = 10$ і $m = 20$ СЦФ ПРС.

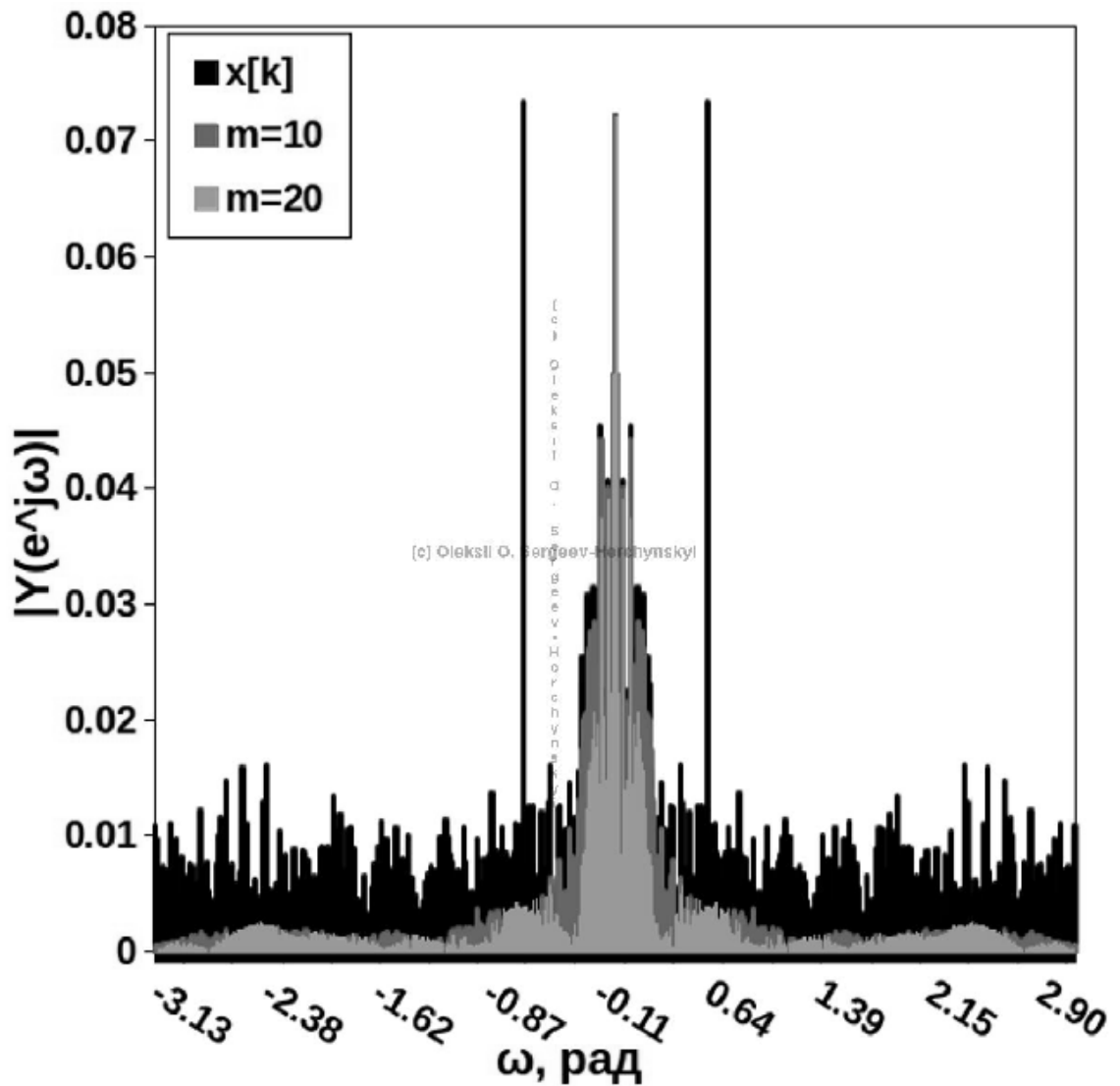


Рисунок 2.10. Модулі Фур'є-образу відфільтрованого сигналу

На рис. 2.11 зображені модулі Фур'є-образу апроксимованого сигналу для параметрів $n = 10$ і $n = 20$ СЦА КЛР.

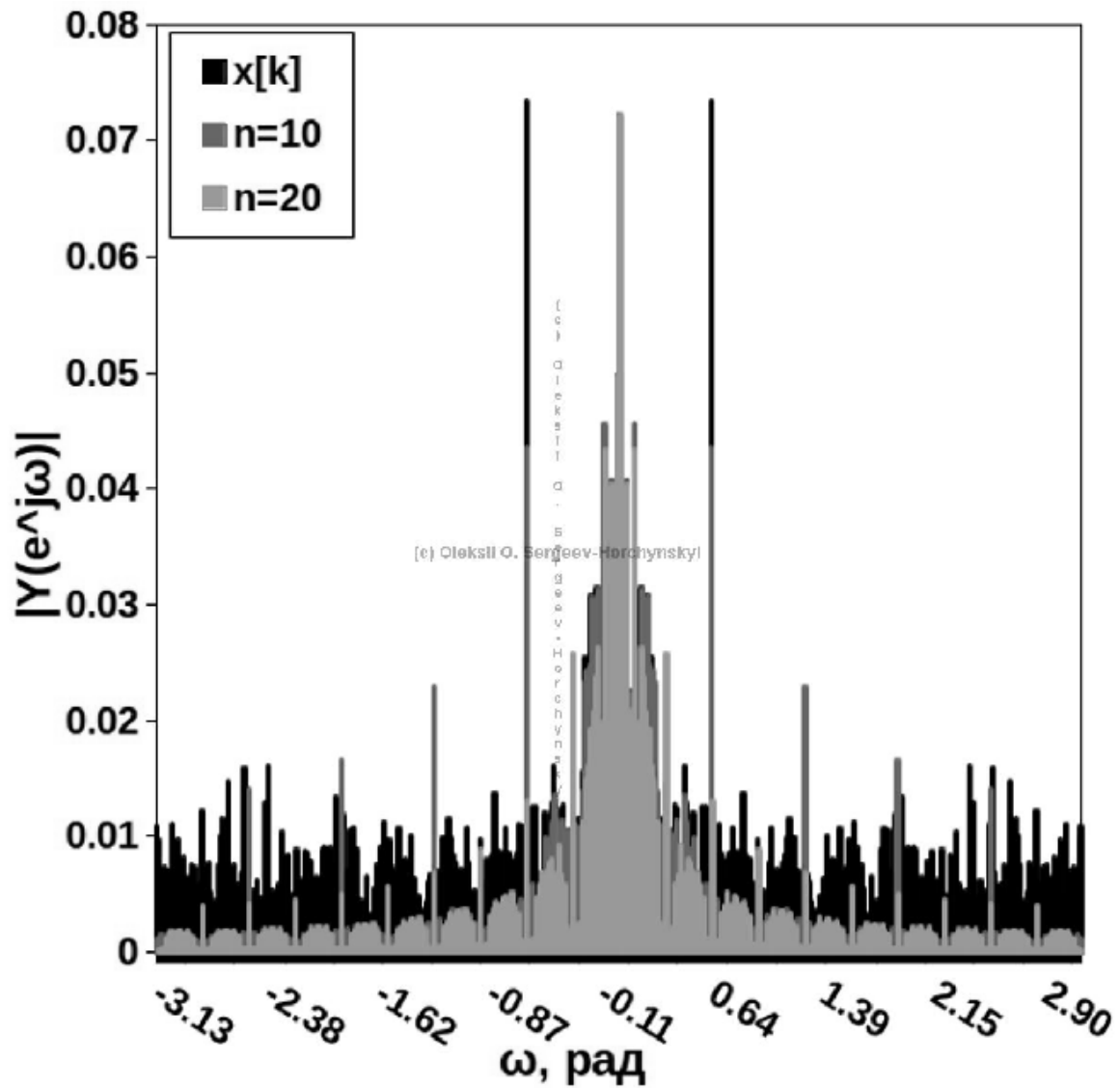


Рисунок 2.11. Модулі Фур'є-образу апроксимованого сигналу

Оскільки при кусково-лінійній регресії по методу МНК центральним відлікам прирівнюються середньоарифметичні значення, розраховані для значень в інтервалах апроксимації, можна зробити висновок, що СЦА КЛР виконує роль низькочастотної апроксимації (моделювання) деформованого сигналу. СЦФ ПРС відповідно виконує роль низькочастотної фільтрації деформованого сигналу.

2.6.2 Обґрунтування одиничності оптимального параметру цифрової апроксимації для фіксованого параметру цифрової фільтрації

Для СЦФ ПРС припустимі значення параметра m знаходяться в інтервалі від $m_{\min} = 2$ до $m_{\max} = N$, для СЦА КЛР припустимі значення параметра n знаходяться в інтервалі від $n_{\min} = 2$ до $n_{\max} = N$.

Теорема Парсівалія встановлює рівність між значенням енергії сигналу (тобто сумою квадратів оброблених значень) у часовій області й значенням суми модулів Фур'є-образу в частотній області ([52, С. 73]):

$$\sum_{i=0}^{N-1} (y[k])^2 = \frac{1}{2\pi} \cdot \sum_{-\pi}^{\pi} |Y(e^{j\omega})|^2, \quad (2.43)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

N – кількість значень у деформованому сигналі,

ω – значення частоти комплексної синусоїди,

$y[k]$ – значення відфільтрованого сигналу,

$|Y(e^{j\omega})|$ – значення АЧХ відфільтрованого сигналу.

Рівняння для розрахунку енергії сигналу ([52, С. 73]):

$$E = \sum_{i=0}^{N-1} (y[k])^2, \quad (2.44)$$

де k – порядковий номер відфільтрованого значення в СЦФ ПРС,

N – кількість значень у деформованому сигналі,

$y[k]$ – значення відфільтрованого сигналу.

Оскільки абсолютне значення (модуль) дорівнює кореню квадратному із числа зведеного у квадрат, рівняння (2.44) можна записати як суму коренів квадратних або як суму абсолютних значень (САЗ):

$$\text{САЗ} = \sum_{i=0}^{N-1} |y[k]|, \quad (2.45)$$

де $\{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку,

$y[k]$ – оброблене значення,

N – загальна кількість деформованих відліків.

Враховуючи рівняння (2.43), значення САЗ корелює з (2.44) та частотним спектром сигналу: чим менше сума модулів Фур'є-образу в сигналі (сума значень магнітуд гармонік), тим менше значення САЗ.

Раніше на основі рис. 2.10 і рис. 2.11 було зроблено висновок, що СЦА КЛР виконує роль низькочастотної апроксимації (моделювання) деформованого сигналу, а СЦФ ПРС відповідно виконує роль низькочастотної фільтрації деформованого сигналу.

Отже можна зробити припущення, що при збільшенні параметра обробки m СЦФ ПРС і n СЦА КЛР значення САЗ обробленого сигналу буде зменшуватися.

Для перевірки припущення про зв'язок значень параметрів m і n і відповідних значень САЗ оброблених сигналів була проведена серія експериментів по фільтрації й апроксимації деформованого сигналу з параметрами $n = m$ в інтервалі від 2 до N , де N – загальна кількість відліків у деформованому сигналі.

На рис. 2.12 зображені значення САЗ для результатів фільтрації й апроксимації з рівними параметрами $n = m$.

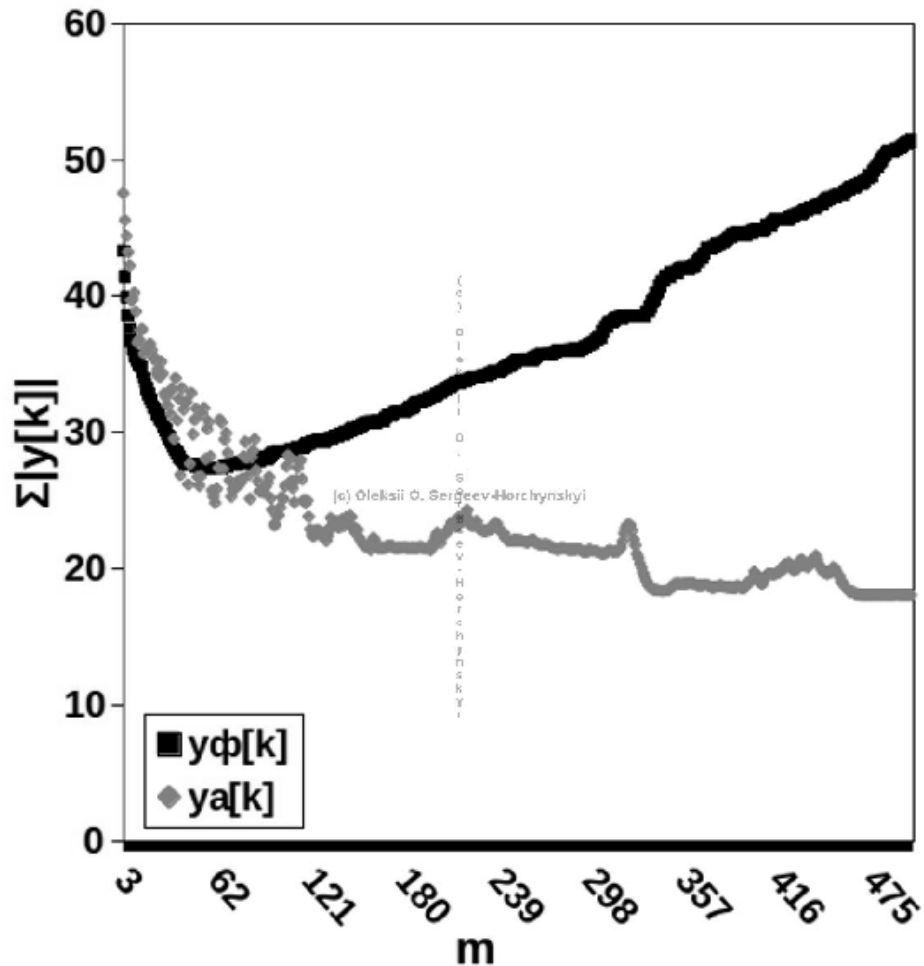


Рисунок 2.12. САЗ результатів фільтрації й апроксимації

З результатів експериментів слідує, що при збільшенні параметра фільтрації від 2 до N значення САЗ відфільтрованого сигналу спочатку зменшується, що відповідає звуженню спектра деформованого сигналу, після чого знову збільшується.

З рис. 2.12 слідує, що для СЦФ ПРС існує деяке граничне $m' = 60$ (САЗ = 27.31), при $m > m'$ значення САЗ починає збільшуватися. На рис. 2.13 зображені модулі Фур'є-образу для результатів фільтрації з параметрами $m = 10$ і $m = N/2 = 250$.

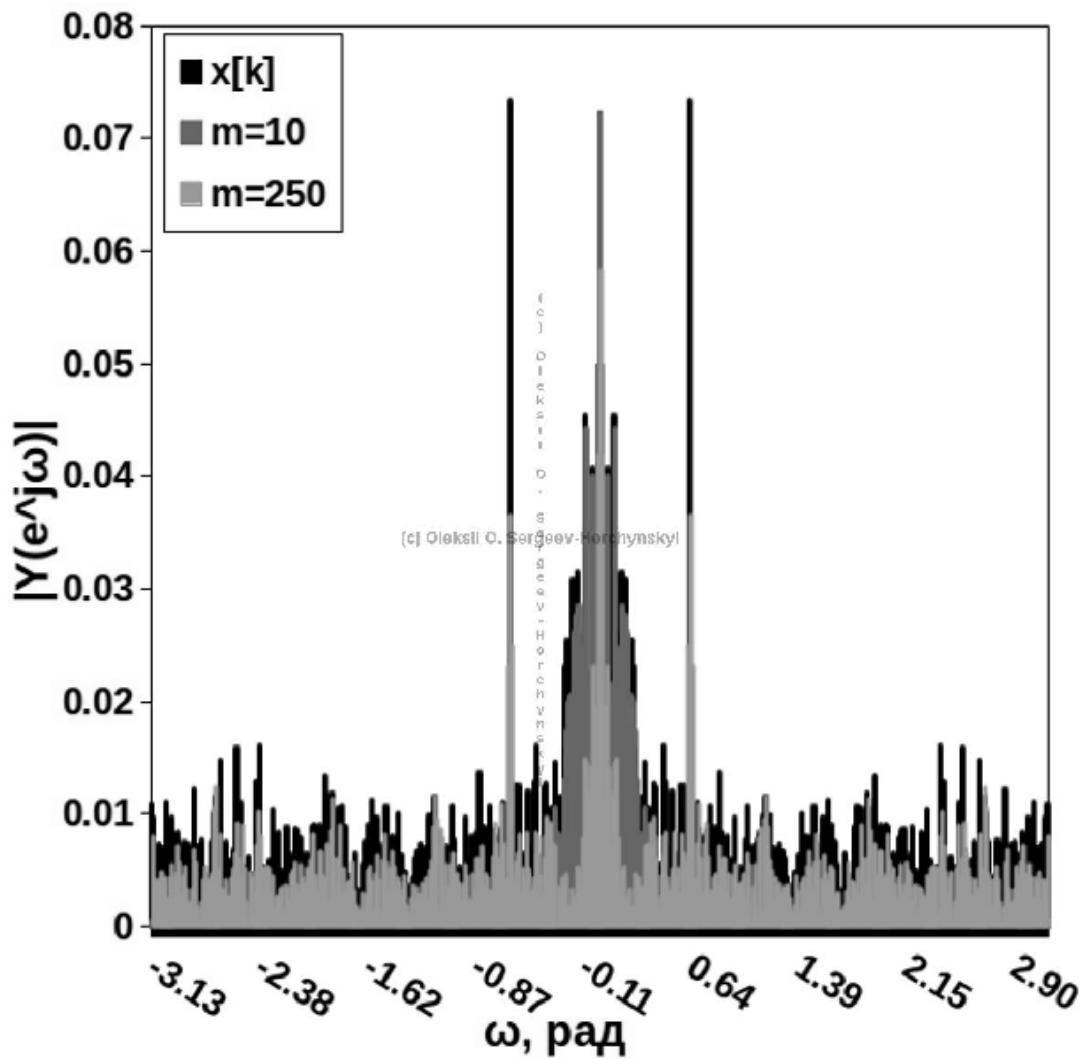


Рисунок 2.13. Модулі Фур'є-образу відфільтрованих сигналів

З рис. 2.13. видно, що для значень m більших $m' = 60$ у спектрі відфільтрованого сигналу присутні частотні складові шуму, які залишаються серед значень відфільтрованого сигналу $y[k]$ при збільшенні кількості необроблених деформованих значень $x[k]$, тобто $N - m1 - m2$.

Можна зробити висновок, що перед початком пошуку оптимальних параметрів фільтрації, необхідно визначити граничне значення m' , тобто знайти m з найменшим відповідним значенням САЗ для результату фільтрації.

На рис. 2.14 зображені модулі Фур'є-образу для результатів апроксимації з параметрами $n = 10$ і $n = N/2 = 250$.

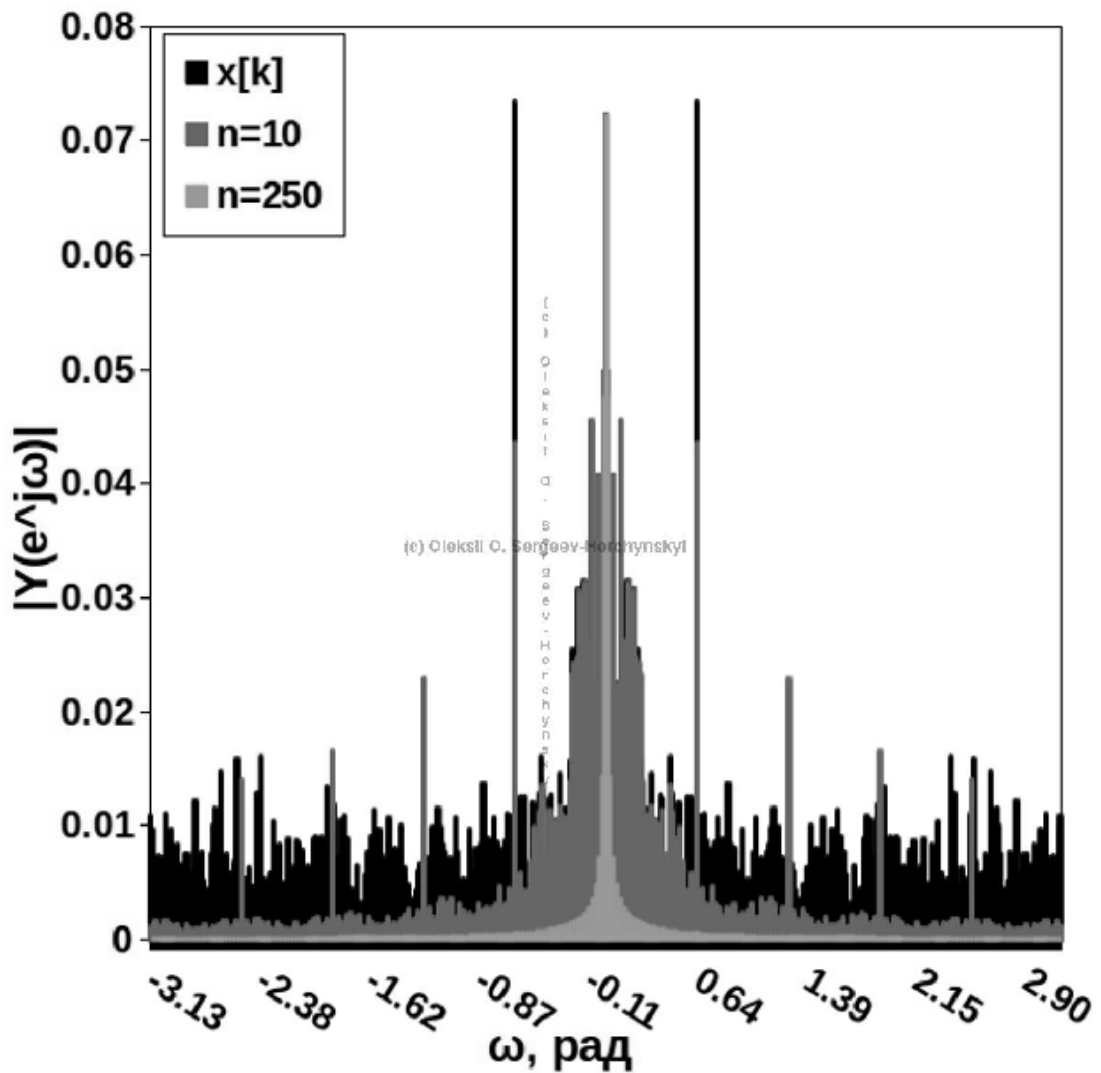


Рисунок 2.14. Модулі Фур'є-образу апроксимованих сигналів

З рис. 2.14 видно, що при збільшенні значення n СЦА КЛР апроксимуються всі значення N , у результаті чого спектр апроксимованого сигналу поступово звужується до нижніх частот.

Результати зображені на рис. 2.10 і рис. 2.11 підтверджують припущення про однозначний зв'язок збільшення значення параметра фільтрації деформованого сигналу (при $t < t'$) і звуження спектра обробленого сигналу, яке можна оцінити за допомогою міри САЗ (див. на рис. 2.12).

При t рівному n значення САЗ відфільтрованого сигналу менше за САЗ апроксимованого сигналу, оскільки на кожний інтервал апроксимації приходить одне усереднене значення (загальна кількість інтервалів апроксимації дорівнює N/n), натомість при фільтрації оператор усереднення застосовується послідовно для $N - m_1$

- m_2 деформованих відліків.

Відмінність у кількості усереднених значень для СЦФ і СЦА призводить до нерівномірного зменшення значення САЗ при збільшенні $m = n$ (див. рис. 2.12). Отже комбінацію параметрів m СЦФ і n СЦА з найменшою сумою значень САЗ можна одержати тільки при $n > m$, де $m < m'$.

З наведених вище міркувань можна вивести дві умови, для пошуку оптимальних комбінацій параметрів m і n , які зображені в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2.

Обмеження для пошуку оптимальних комбінацій параметрів m і n .

Обмеження	Умова
1	перед пошуком, необхідно визначити граничне значення m' , після якого САЗ результату фільтрації починає збільшуватися;
2	при пошуку оптимальних комбінацій параметрів m і n , повинна виконуватися умова $n > m$, де $m < m'$.

При $m < m'$ для заданого параметра фільтрації m можна знайти параметр апроксимації n , при якому сума САЗ відфільтрованого й апроксимованого сигналів буде найменшою.

Менше значення САЗ еквівалентне меншій кількості відфільтрованих низькочастотних складових деформованого сигналу.

При збільшенні m СЦФ ПРС, загальна кількість оброблених значень зменшується до $N - m = N - m_1 - m_2$. При збільшенні n СЦА КЛР кількість інтервалів апроксимації зменшується, однак кількість оброблених значень залишається постійною N .

СЦА КЛР дозволяє виділити більш низькі частоти, ніж СЦФ ПРС, обмеженням якого є збільшення кількості необроблених деформованих значень при збільшенні m . При збільшенні n від 2 до N значення САЗ апроксимованого сигналу зменшується до граничного значення при $n = N$, при збільшенні $m = m_1 + m_2 + 1$ від 2 до N значення САЗ відфільтрованого сигналу спочатку зменшується, після чого збільшується за рахунок збільшення кількості необроблених деформованих значень.

Наступний підрозділ присвячений вибору міри відмінності результатів

фільтрації й апроксимації.

2.6.3 Міра відмінності оброблених сигналів

У попередньому підрозділі результат обробки деформованого сигналу оцінювався по мірі САЗ, яка зв'язана зі значенням енергії відфільтрованого сигналу.

Було зроблене твердження про те, що при виконанні умови з таблиці 2.2 для заданого параметра фільтрації $m < m'$ завжди можна підібрати параметр n , для якого різниця значень САЗ оброблених сигналів буде найменшою.

Енергію різниці відфільтрованого й апроксимованого сигналів можна виразити через «середню квадратичну помилку» (СКП), яку можна записати у вигляді рівності ([53, С. 27]):

$$E = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} (y_{\phi}[k] - y_a[k])^2, \quad (2.46)$$

де k – номер обробленого значення,

N – кількість значень у деформованому сигналі,

$y[k]$ – значення обробленого сигналу.

Абсолютну різницю двох сигналів можна виразити через «середню абсолютну помилку» (САП):

$$\text{САП}(\{y_{\phi}[k]\}, \{y_a[k]\}) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |y_{\phi}[k] - y_a[k]|, \quad (2.47)$$

де k – порядковий номер обробленого значення,

N – кількість значень у деформованому сигналі,

$y[k]$ – значення обробленого сигналу.

На відміну від СКП, для САП необхідні лише арифметичні операції розрахунку суми та добутку деформованих значень.

З рис. 2.10 і рис. 2.11 слідує, що комбінації параметрів ($m=10, n=10$) і ($m=20, n=20$) є неоптимальними, оскільки в спектрах результатів апроксимації присутні

«паразитні» частоти, які виникають в результаті відмінності крайніх апроксимованих значень в інтервалах кусково-лінійних апроксимацій.

2.7 Розрахунок оптимального параметру системи цифрової апроксимації при фіксованому параметрі системи цифрової фільтрації

У підрозділі 2.6 було встановлено, що при рухомій фільтрації кількість усереднень $N-m_1-m_2$ перевищує кількість усереднень при апроксимуванні N/n , у результаті чого САЗ СЦФ ПРС при $m < m'$ менше за значенням, ніж САЗ СЦА КЛР при $n = m$, отже при $n > m$ можна знайти таке значення n , при якому САЗ для відфільтрованого й апроксимованого сигналів будуть максимально близькими за їхніми значеннями. Результати фільтрації з тестовими параметрами $m=10$ і $m=20$ ($m < m'$, $m' = 60$) зображені на рис. 2.15.

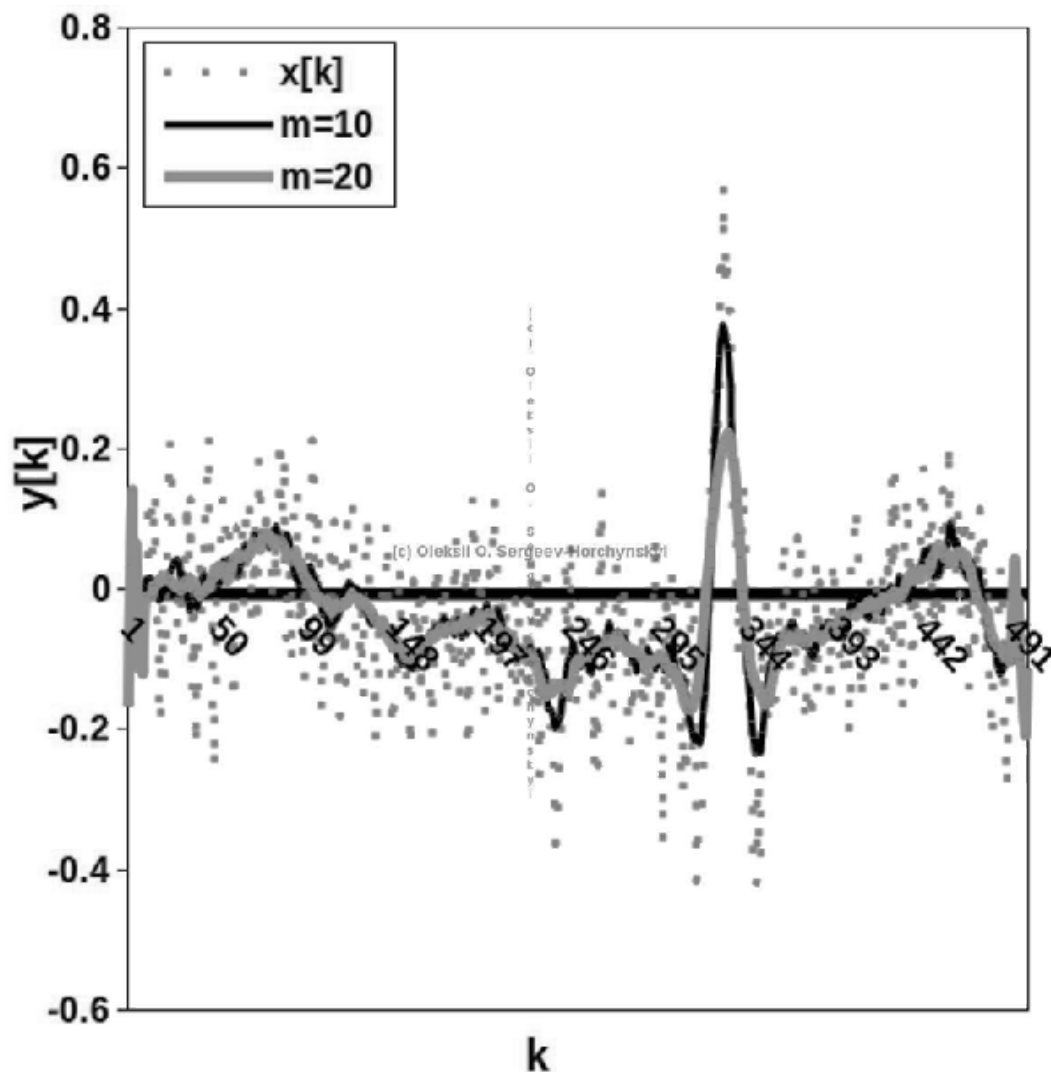


Рисунок 2.15. Результат фільтрації із заданим m

На рис. 2.16 зображені значення цільової функції САП для постійних значень $m = 10$ і $m = 20$ і змінного значення n .

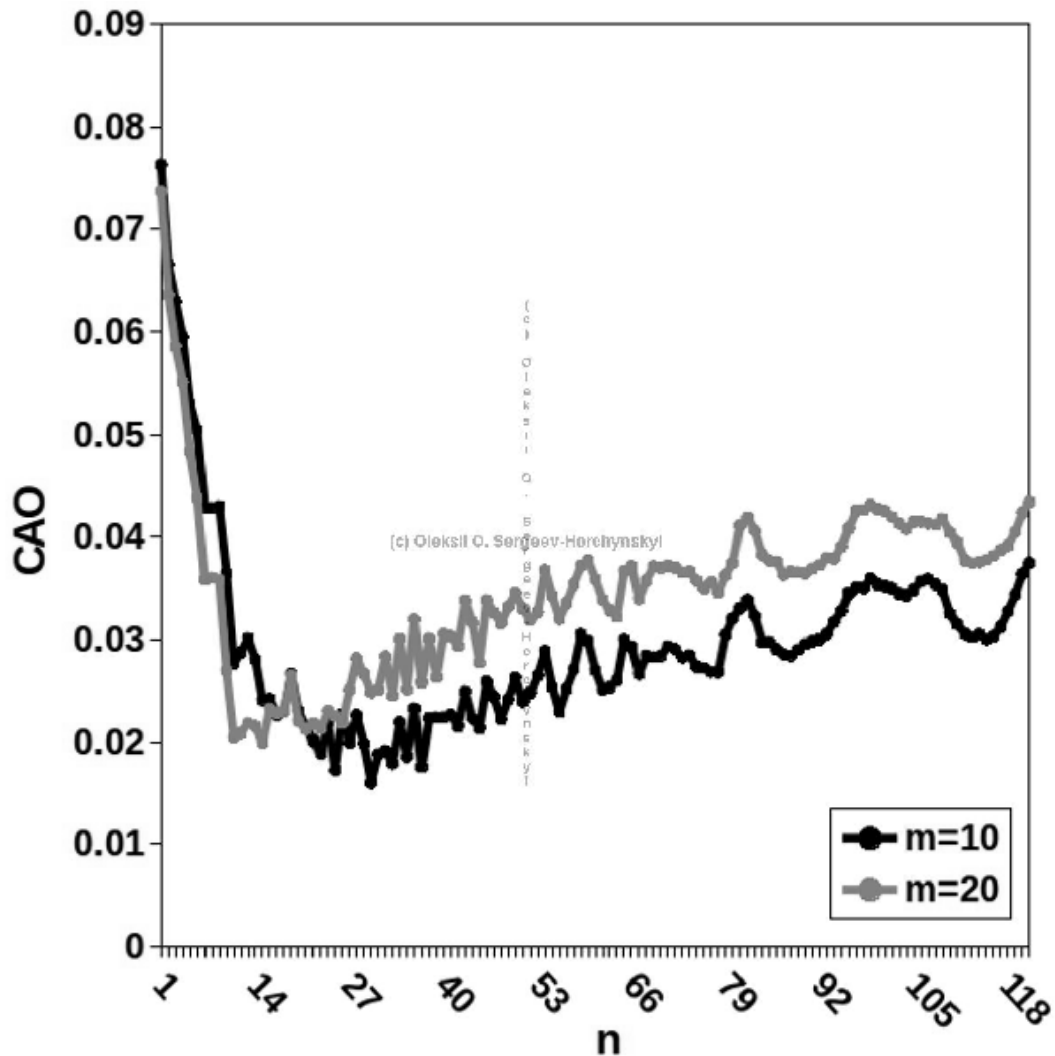


Рисунок 2.17. Значення цільової функції САП для заданого m

Оптимальними за значенням САП (за критерієм мінімальності цільової функції) для зображених на рис. 2.17 цільових функцій є комбінація ($m=10, n=16$) з САП=9.93 та комбінація ($m=20, n=31$) з САП=8.01.

При виконанні умов з табл. 2.2 ($n > m$ і $m < m'$), задача пошуку оптимальних комбінацій параметрів фільтрації й апроксимації зводиться до одномірної мінімізації цільової функції САП, яка має один глобальний мінімум.

На рис. 2.18 зображені значення результатів апроксимації зі знайденими

оптимальними параметрами n .

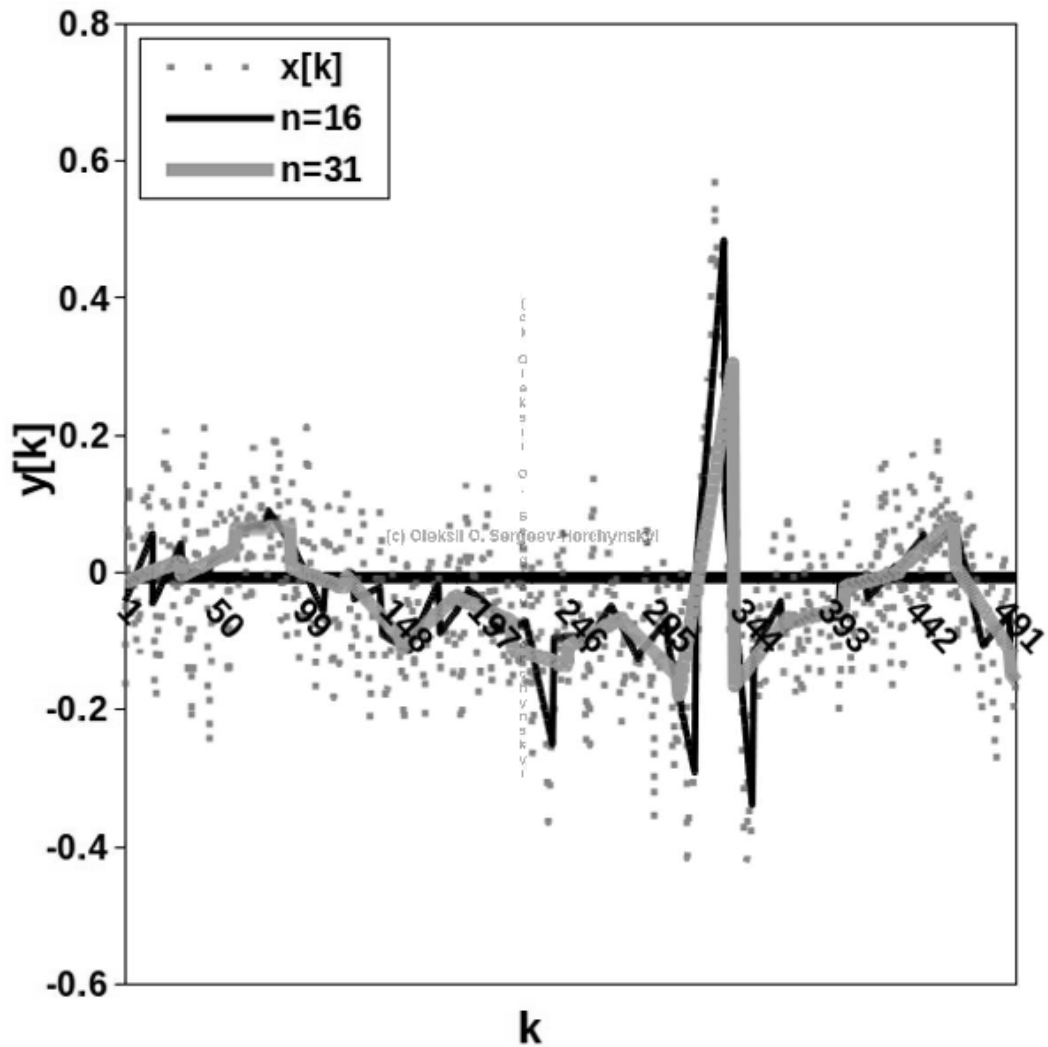


Рисунок 2.18. Результат оптимальної апроксимації

На рис. 2.19 зображені значення модулів Фур'є-образів для апроксимованих сигналів з оптимальними параметрами n .

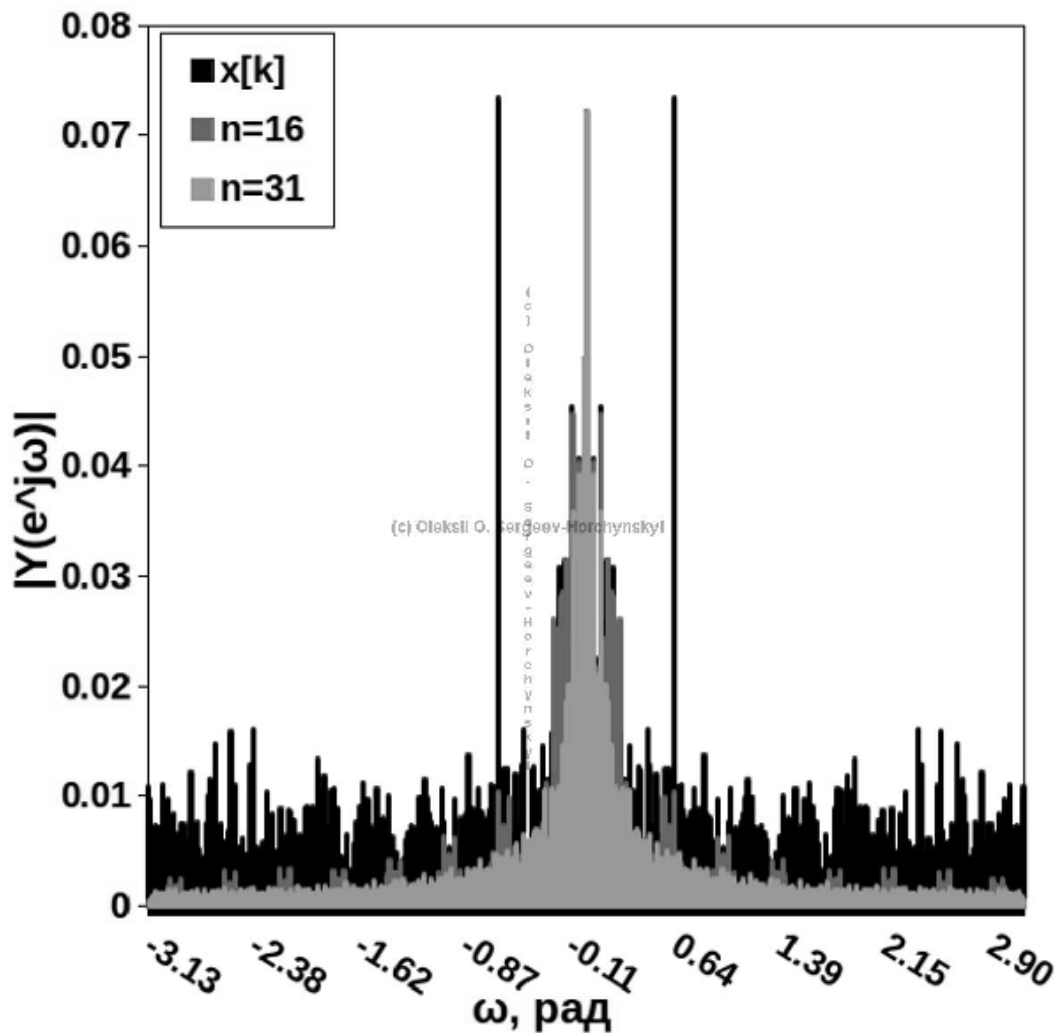


Рисунок 2.19. Модулі Фур'є-образів результатів оптимальних апроксимацій

З рис. 2.19 слідує, що, при апроксимуванні з оптимальним n , значення магнітуд «паразитних» частотних складових менші, ніж результати апроксимації з $m = n$ (див. рис. 2.12), що свідчить про розміщення кускових апроксимацій за формою апроксимованої частотної складової деформованого сигналу, а також найменшій відмінності крайніх апроксимованих значень в інтервалах кусково-лінійних апроксимацій.

У випадку, коли шумова складова займає весь спектр частот, застосування методів рухомої фільтрації й кускової апроксимації дозволяє зменшити рівень шуму внаслідок зменшення кількості високочастотних складових деформованого сигналу (звуження спектра деформованого сигналу).

З результату апроксимації при $n = 31$ (див. рис. 2.19) слідує дві важливі

властивості апроксимації:

- максимальне зменшення рівня випадкової складової (шуму);
- послідовне звуження частотного спектра при збільшенні значення параметра фільтрації при $m < m'$.

На відміну від апроксимації звуження частотного спектра при фільтрації можливо лише для обмеженого діапазону значень m від 2 до m' . При фільтрації деформований сигнал не моделюється окремими математичними функціями, а формується зі значень деформованого сигналу, трансформованих на базі імпульсної характеристики відповідного віконного фільтра з параметром фільтрації m .

2.8 Розрахунок оптимальних комбінацій параметрів систем цифрової фільтрації та апроксимації по локальних мінімумах міри відмінності

У підрозділі 2.6.1 було показано, що для m за умови $m < m'$ і $n > m$ існує єдине оптимальне значення n з найменшим значенням САП. Отже для заданого параметра фільтрації $m < m'$ можна розрахувати оптимальний параметр апроксимації n .

Оскільки СЦФ ПРС не є смуговим фільтром, при неоптимальному встановленні m , окремі шумові або заводові гармоніки можуть залишатися у складі відфільтрованого сигналу. Застосування апроксимації дозволяє виключити шумові (випадкові) гармоніки зі спектра апроксимованого сигналу. Отже в спектрі відфільтрованого сигналу крім інформаційної складової можуть залишатися гармоніки шуму й завади. У спектрі апроксимованого сигналу присутні гармоніки змодельованої інформаційної складової, частина гармонік завади, частина «паразитних» гармонік, які виникають при кусково-лінійній апроксимації.

На рис. 2.20 зображені оптимальні значення n для відповідних значень m .

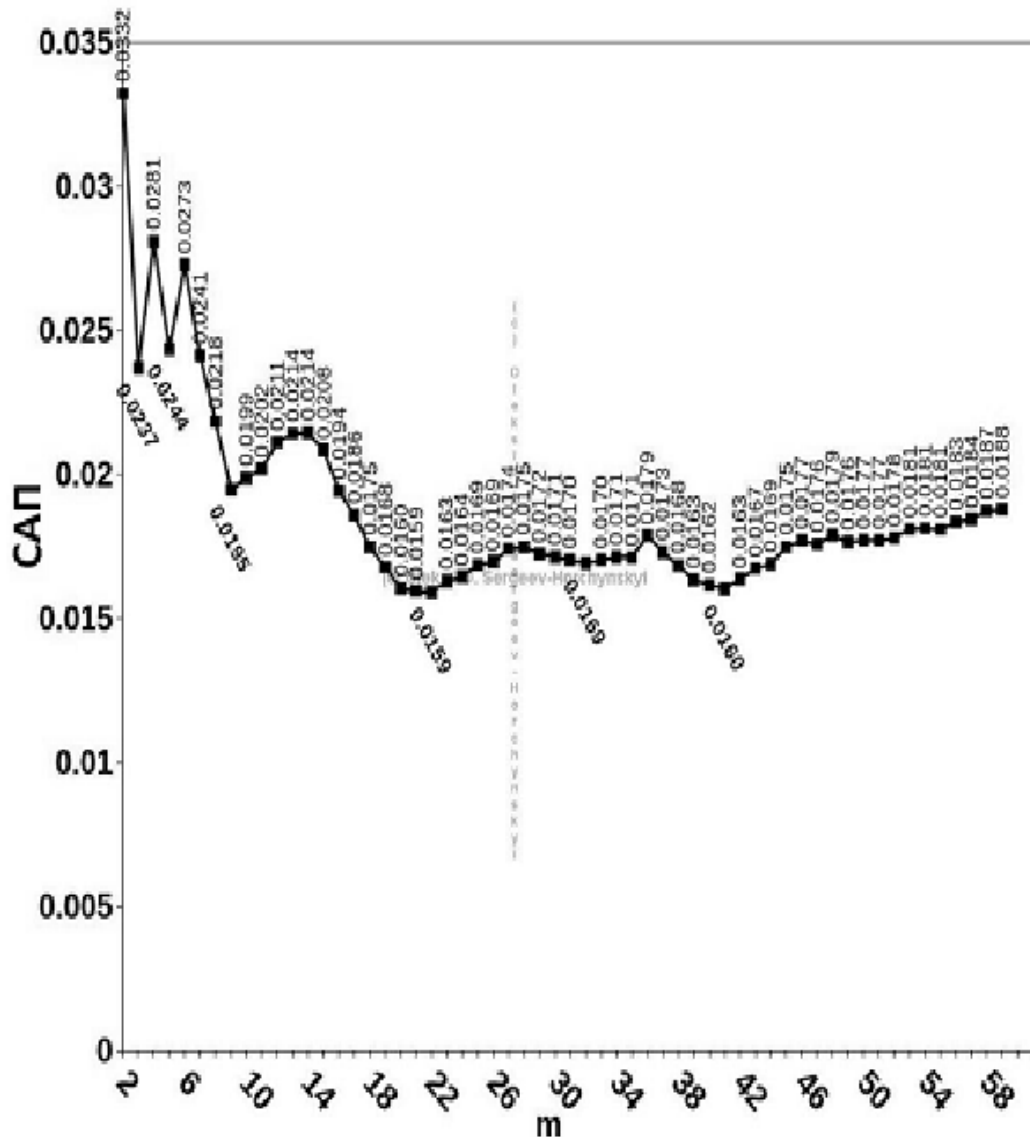


Рисунок 2.21. Значення цільової функції САП для оптимальних комбінацій параметрів методу оптимальної фільтрації

У випадку, коли значення параметра фільтрації m задане не оптимально, частина гармонік шуму й завади може пропускатися СЦФ ПРС при фільтрації, що частково деформує результат фільтрації.

З рис. 2.21 видно, що перші п'ять оптимальних параметрів фільтрації наступні:

- $m = 3$, САП = 11.85;
- $m = 5$, САП = 12.18;
- $m = 9$, САП = 9.73;
- $m = 22$, САП = 7.95;

– $m = 32$, САП = 8.45.

З результатів серії експериментів слідує, що при оцінюванні локальних мінімумів САП для всіх комбінацій параметрів фільтрації m і апроксимації n можна знайти оптимальні комбінації, які фільтрують та апроксимують окремі частотні складові деформованого сигналу.

У процесі пошуку для деформованого сигналу було розраховано набір комбінацій оптимальних параметрів m і n . З рис. 2.22 слідує, що максимальне зменшення шумової й заводої складових у деформованому сигналі ЕКГ можна досягнути із САП = 7.95 при фільтрації деформованого сигналу з $m = 22$ і апроксимації з $n = 31$, див. рис. 2.22.

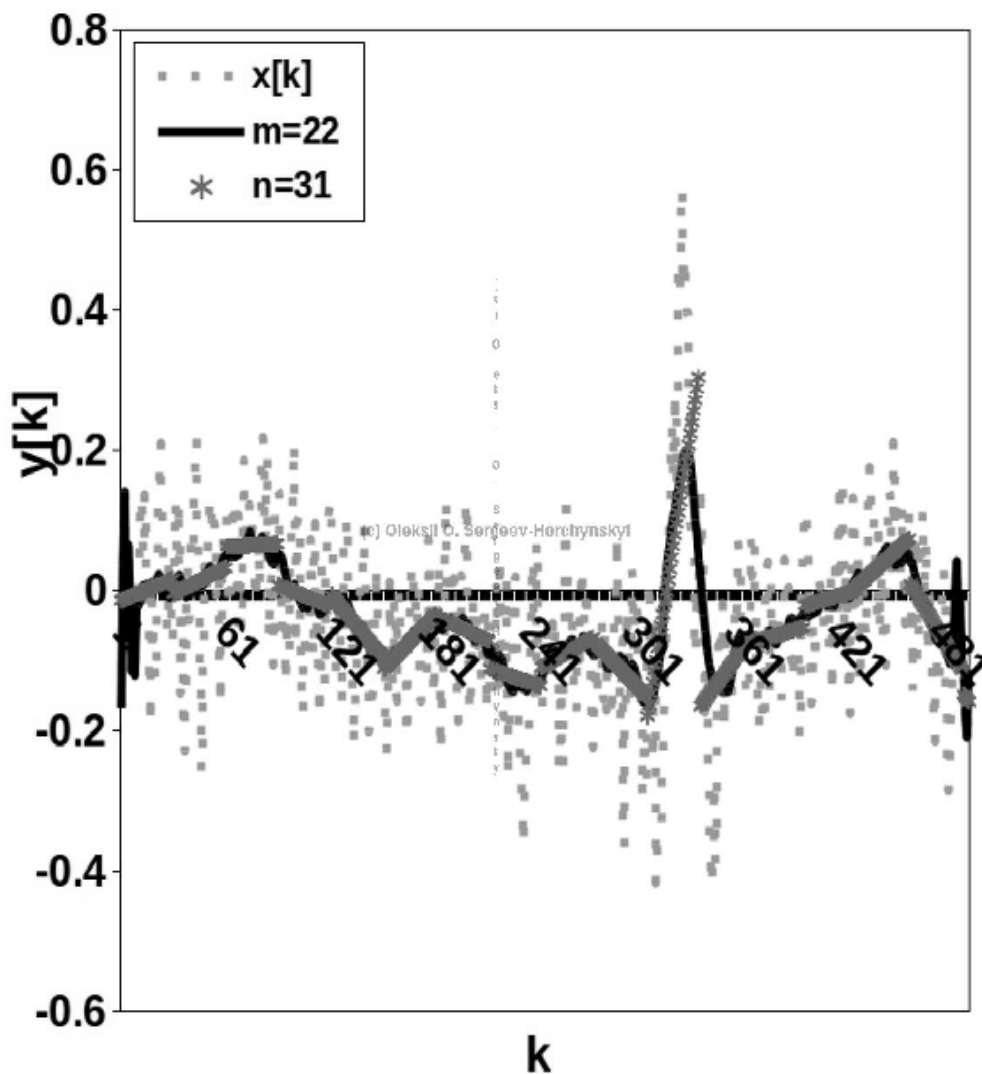


Рисунок 2.22. Результати оптимальної обробки деформованого сигналу

Розроблений метод пошуку оптимальних комбінацій параметрів m СЦФ ПРС і n СЦА КЛР дозволяє автоматично сформувавши перелік оптимальних параметрів СЦФ ПРС і СЦА КЛР для деформованого сигналу.

2.9. Розробка структурно-аналітичної моделі оптимальної цифрової фільтрації

На базі методу оптимальної фільтрації розроблено модель визначення оптимальних параметрів системи фільтрації (СЦФ) «просте рухоме середнє» (ПРС) і системи апроксимації (СЦА) «кусково-лінійна регресія» (КЛР) за критерієм мінімальності міри відмінності відфільтрованого й апроксимованого сигналів.

СЦФ ПРС має ряд важливих особливостей:

- перевищує усі типи цифрових фільтрів при обробці інформації, представленої у часовій області [54, С. 316];
- має широке застосування завдяки простоті реалізації [54, С. 316];
- є оптимальною для усунення білого шуму [54, С. 317];
- характеризується найкращим зменшенням шуму серед усіх лінійних фільтрів [54, С. 318-319].

Оскільки й фільтрація рухомим середнім, і кусково-лінійна регресійна апроксимація призначені для зменшення випадкової складової деформованого сигналу, було запропоновано об'єднати методи фільтрації й апроксимації в єдину модель «оптимальна система фільтрації» (ОСФ).

На рис. 2.23 зображена аналітична модель оптимальної фільтрації.

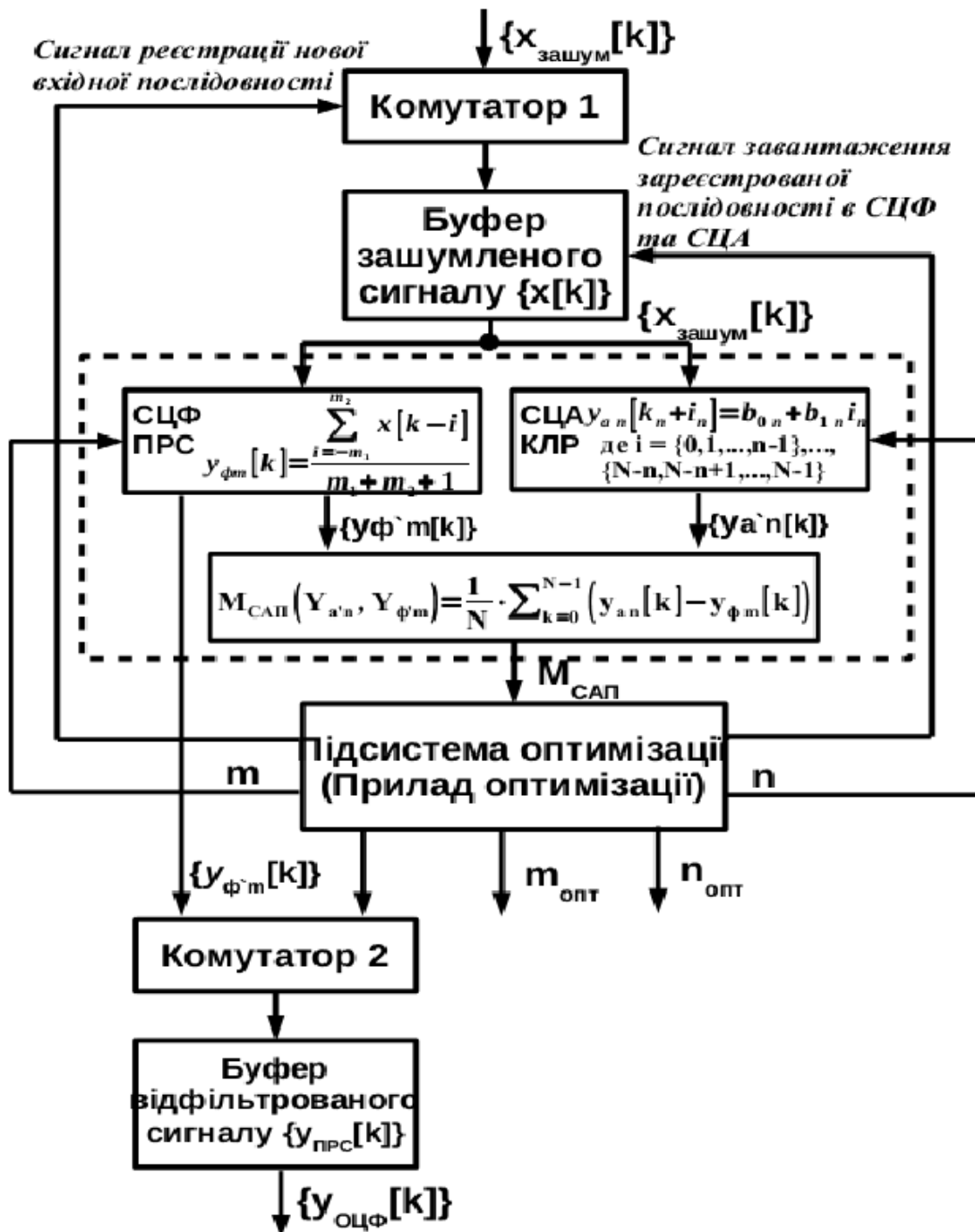


Рисунок 2.23 - Структурно-аналітична модель оптимальної фільтрації

На рис. 2.23 позначені відповідно:

1. СЦА – система апроксимації;
2. СЦФ – система фільтрації;
3. ПРС – просте рухоме середнє;
4. КЛР – кусково-лінійна регресія;
5. САП – середня абсолютна помилка;

6. Підсистема оптимізації – ініціює завантаження даних у СЦФ ПРС та СЦА КЛР, встановлює параметри m та n , мінімізує САП;
7. $\{x[k]\}$ – деформований цифровий сигнал;
8. m – кількість відліків у рухомому вікні ПРС;
9. n – кількість відліків в окремих інтервалах апроксимації КЛР;
10. $\{y_f[k]\}$ – результат рухомої фільтрації (ПРС);
11. $\{y_a[k]\}$ – результат кускової апроксимації (КЛР);
12. $M_{САП}$ – міра відмінності результатів фільтрації та апроксимації
13. $m_{опт}$ та $n_{опт}$ – оптимальні параметри при найменшому $M_{САП}$;
14. $\{y_{осф}[k]\}$ – результат оптимальної фільтрації.

В ОСФ деформований цифровий сигнал представлений послідовністю відліків $\{x[k]\}$ реєстрації, що зберігається в буфері деформованого сигналу. Реєстрація нового деформованого сигналу здійснюється при подачі сигналу комутації на Комутатор 1.

Зареєстрований цифровий сигнал надходить на вхід підсистеми фільтрації «просто рухоме середнє» (ПРС) і на вхід підсистеми апроксимації «кусково-лінійна регресійна апроксимація» (ПРА).

Після обробки зареєстрованого сигналу проводиться порівняння значень відфільтрованого $\{y_{ПРС}[k]\}$ і апроксимованого $\{y_{ПРА}[k]\}$ сигналів для розрахунку значення міри їх відмінності.

Після здійснення процесу оптимізації (знаходження найменшої локальної відмінності між результатами обробки в СЦФ ПРС та СЦА ПРА) зареєстрований (деформований) сигнал повторно обробляється підсистемою СЦФ ПРС із оптимальним параметром m і пропускається через Комутатор 2 (при подачі відповідного сигналу на комутатор з підсистеми оптимізації) у буфер відфільтрованого сигналу.

Процедура роботи підсистеми оптимізації припускає пошук комбінацій параметрів фільтрації m і апроксимації n з локальним найменшим значенням «середньої абсолютної помилки» (САП) для оброблених сигналів.

2.10 Підсистема цифрової фільтрації «просте рухоме середнє»

Одним з варіантів покрокової фільтрації є усереднююча рухома (ітеративна) фільтрації, при якій центральному відліку в інтервалі фільтрації прирівнюється середнє арифметичне відповідних деформованих значень у вікні СЦФ ПРС. У СЦФ ПРС усереднене значення прирівнюється тільки одному відліку у вікні фільтрації, що дозволяє при переміщенні вікна зберігати безперервність відфільтрованої послідовності.

Розрахунок відфільтрованого значення за допомогою СЦФ ПРС можна виразити наступним співвідношенням ([48, Р. 17]):

$$y = \frac{\sum_{i=-m_1}^{m_2} x[k-i]}{m_1+m_2+1}, \quad (2.49)$$

у підсистемі пошуку №1 для непарних значень m :

$$m_1 = m_2 = \frac{(m-1)}{2}, \quad (2.50)$$

у підсистемі пошуку №2 для парних значень m :

$$m_1 = \frac{(m-1)}{2} + 1 \text{ та } m_2 = \frac{(m-1)}{2}, \quad (2.51)$$

у підсистемі пошуку №3 для парних значень m :

$$m_1 = \frac{(m-1)}{2} \text{ та } m_2 = \frac{(m-1)}{2} + 1, \quad (2.52)$$

де k – номер поточної часової точки дискретизації ($k = \{m_1, m_1+1, \dots, N-1-m_2\}$),

$x[k+i]$ – значення деформованого сигналу в точці дискретизації $k+i$,

m – параметр СЦФ ПРС ($m = \{2, 3, \dots, N\}$),

$y_{\text{ф } m}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу в точці дискретизації k .

Формула (3.1) потрібна для розрахунку n -го значення відфільтрованої послідовності, рівного середньому арифметичному для m_1+m_2+1 деформованих відліків, розташованих по обидві сторони від n -го відліку (при $m_1=m_2=(m-1)/2$).

2.11 Підсистема цифрової апроксимації «кусково-лінійна регресія»

Особливість кусково-лінійної регресійної апроксимації полягає в необхідності поінтервального розрахунку емпіричних рівнянь лінійної регресії.

Для апроксимації використовується емпіричне рівняння лінійної регресії, коефіцієнти якого розраховуються за методом найменших квадратів (МНК, Least squares method). Розрахунок апроксимованого значення (умовного математичного очікування) за допомогою МНК можна виразити наступним співвідношенням ([51, Р. 24]):

$$y_{an}[k_i] = b_0 + b_1 \cdot k_i, \quad (2.53)$$

$$b_1 = \frac{n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} (i \cdot x[i]) - (\sum_{i=0}^{n-1} i) \cdot \sum_{i=0}^{n-1} x[i]}{(n \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i^2) - (\sum_{i=0}^{n-1} i)^2}, \quad (2.54)$$

$$b_0 = \frac{\sum_{i=0}^{n-1} x[i] - b_1 \cdot \sum_{i=0}^{n-1} i}{n}, \quad (2.55)$$

де $i = \{0, 1, 2, \dots, n-1\}$ – номер відліку в межах інтервалу апроксимації,

k_i – номер апроксимованого значення,

n – інтервал апроксимації (кількість відліків для яких визначається емпіричне рівняння регресії, $n = \{2, 3, 4, \dots, N\}$),

$x[i]$ – значення деформованого сигналу в точці дискретизації i ,

$y_{a_n}[i]$ – апроксимоване значення деформованого сигналу (оцінка умовного математичного очікування) в точці дискретизації i .

Лінійний регресійний аналіз у часовій області дозволяє розрахувати лінійне рівняння для значень у межах заданого інтервалу. Для розрахунку коефіцієнтів лінійного регресійного рівняння ухвалюється гіпотеза про існування лінійного зв'язку (виду $b_0 + b_1 \cdot x[i]$) між номерами відліків (моментами часу) i відповідними значеннями деформованого сигналу.

2.12 Міра відмінності оброблених сигналів «середня абсолютна помилка»

Використовуючи два методи фільтрації й апроксимації можна підібрати таку комбінацію параметрів, результати обробки за якими будуть максимально близькими до форми недеформованого сигналу.

Комбінацію параметрів ПРС і ПРА можна вважати оптимально підбраною, якщо міра відмінності між значеннями двох оброблених сигналів має локальне найменше значення. У якості міри відмінності було обрано «середню абсолютну помилку» (САП).

Значення САП розраховується в такий спосіб:

- вибір значення m для СЦФ ПРС і розрахунок відфільтрованих значень для часових відліків дискретизації $(m-1)/2, (m-1)/2+1, (m-1)/2+2, \dots, N - (m - 1)/2$, відповідно до (3.1);
- вибір значення n для СЦА ПРА й розрахунок апроксимованих значень для інтервалів часових відліків $0, 1, 2, \dots, n - 1, n, n + 1, n + 2, \dots, 2 \cdot n - 1, \dots, N$ відповідно до (3.5);
- значення САП для апроксимованого $\{y_{a_n}[k]\}$ і відфільтрованого $\{y_{\phi_m}[k]\}$ сигналів, визначається наступним співвідношенням [55]:

$$M_{\text{САП}}(\{y_{a_n}[k]\}, \{y_{\phi_m}[k]\}) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |y_{a_n}[k] - y_{\phi_m}[k]|, \quad (2.56)$$

де k – часова точка дискретизації,

$y_{a_n}[k]$ – значення апроксимованого сигналу в точці дискретизації k ,

$y_{\phi_m}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу в точці дискретизації k ,

$\{y_{\phi_m}[k]\}$ – відфільтрований сигнал,

$\{y_{a_n}[k]\}$ – апроксимований сигнал,

N – загальна кількість часових відліків дискретизації деформованого сигналу.

2.13 Підсистема оптимізації (пристрій керування)

Підсистема оптимізації в ОСФ програмно регулює процес пошуку оптимальної комбінації параметрів систем обробки деформованого сигналу. Процес фільтрації деформованого сигналу в ОСФ характеризується набором параметрів: параметр фільтрації m СЦФ ПРС і параметр апроксимації n СЦА ПРА, при певній комбінації яких можна досягнути оптимальної фільтрації деформованого сигналу. Параметри m і n формуються підсистемою оптимізації.

Підсистема оптимізації ОСФ ітеративно перебирає значення m і n для досягнення найменших локальних значень САП. Оптимальні значення параметрів m і n розраховуються при мінімізації значення САП (цільової функції).

Висновки до 2-го розділу

У даному розділі вирішені наступні наукові завдання:

- Визначені вимоги до взаємного положення частотних складових деформованого сигналу.
- Обґрунтована доцільність спільного застосування кусково-лінійної регресійної апроксимації по методу МНК і рухомої усереднюючої фільтрації, які відповідно виконують задачі низькочастотного моделювання й низькочастотної фільтрації деформованого сигналу.
- Доведено одиничність оптимального значення n СЦА КЛР для фіксованого значення m СЦФ ПРС.
- Встановлено особливість кусково-лінійної апроксимації, згідно з якою в апроксимованому сигналі присутні додаткові частотні складові, сума магнітуд яких є найменшою для оптимального параметра n системи апроксимації (СЦА).
- Визначено особливість СЦФ ПРС, згідно з якою значення результату трансформування магнітуди (дБ) є однаковим при будь-яких конфігураціях значень параметрів m_1 і m_2 СЦФ ПРС.
- Визначено особливість СЦФ ПРС, згідно з якою значення зсуву по фазі (рад) відрізняється при різних конфігураціях значень параметрів m_1 і m_2 СЦФ ПРС:
 1. при $m_1=0, m_2 \neq 0$: зсув по фазі = $\omega \cdot m_2/2$;

2. при $m_1 \neq 0, m_2 = 0$: зсув по фазі = $\omega \cdot m_1 / 2$;
3. $m_1 = m_2 = (m-1)/2$, де m – непарне значення : зсув по фазі = 0;
4. $m_1 = m_2 + 1, m_2 = (m-1)/2$, де m – парне значення : зсув по фазі = $\omega / 2$.

– Обґрунтовано оптимальність прирівнювання відфільтрованого значення центральному (або близько центральному) відліку в рухомому інтервалі («вікні») СЦФ ПРС згідно критерію мінімальності зсуву по фазі.

– Визначено зв'язок викривлення магнітуди в СЦФ ПРС від кількості значень у вікні фільтрації, яке визначає частоту зрізу СЦФ і відповідно діапазон частот, що пропускаються СЦФ із найменшим викривленням.

– Сформовані обмеження для пошуку оптимальної комбінації параметрів m СЦФ ПРС і n СЦА КЛР згідно з якими: перед пошуком, необхідно визначити граничне значення m' СЦФ, після якого сумарне абсолютне значення результату фільтрації починає збільшуватися; при пошуку оптимальних комбінацій параметрів m СЦФ і n СЦА, повинна виконуватися умова $n > m$, де $m < m'$.

– Визначено дві властивості методу кусково-лінійної апроксимації: максимальне зменшення рівня випадкової складової (шуму); послідовне звуження частотного спектра при збільшенні значення параметра фільтрації при $m < m'$.

– Встановлено особливість оптимальної фільтрації, згідно з якою розроблена технологія дозволяє автоматично сформувати перелік оптимальних параметрів СЦФ ПРС і СЦА КЛР для різних низькочастотних складових деформованого сигналу.

Розроблено метод визначення комбінації оптимальних параметрів фільтрації й апроксимації за значеннями деформованого сигналу. Доведена збіжність пошуку й однозначність оптимальних комбінацій параметрів фільтрації й апроксимації. Розроблено метод оптимальної фільтрації й експериментально показана можливість точної фільтрації нестационарних сигналів при різних характеристиках шуму.

Розроблена технологія пошуку оптимальних комбінацій параметрів m СЦФ ПРС і n СЦА КЛР, яка дозволяє автоматично сформувати перелік оптимальних параметрів СЦФ ПРС і СЦА КЛР для різних низькочастотних складових деформованого сигналу й тим самим значно скоротити час пошуку оптимальних СЦФ.

Отже в другому розділі розроблено і обґрунтовано метод оптимальної фільтрації,

також розроблено структурно-аналітичну модель та програмну реалізацію технології оптимальної фільтрації.

РОЗДІЛ 3 МЕТОД ТА МОДЕЛЬ АДАПТИВНОЇ ДИСКРЕТИЗАЦІЇ

Розроблено та експериментально обґрунтовано метод адаптивної дискретизації цифрових спотворених нестационарних сигналів, представлених у вигляді суми інформаційної, завадової та шумової частотних складових. На базі методу розроблено структурно-аналітична модель та програмну реалізацію адаптивної дискретизації.

3.1 Оцінка оптимальності розробленого методу оптимальної цифрової фільтрації

Для оцінки оптимальності фільтрації спотвореного сигналу в «оптимальній системі фільтрації» (ОСФ) було проведено порівняння результатів фільтрації біомедицинського сигналу складної форми за допомогою оптимального (відносно значень інформаційного неспотвореного сигналу) й оптимального (відносно значень кусково-лінійної апроксимації) параметрів СЦФ «просте рухоме середнє» (ПРС).

Виконано експеримент у якому зареєстровано інформаційний сигнал електроенцефалографії (ЕЕГ) протягом 1 секунди з частотою дискретизації $f_d = 1000$ Гц (див. рис. 3.1).

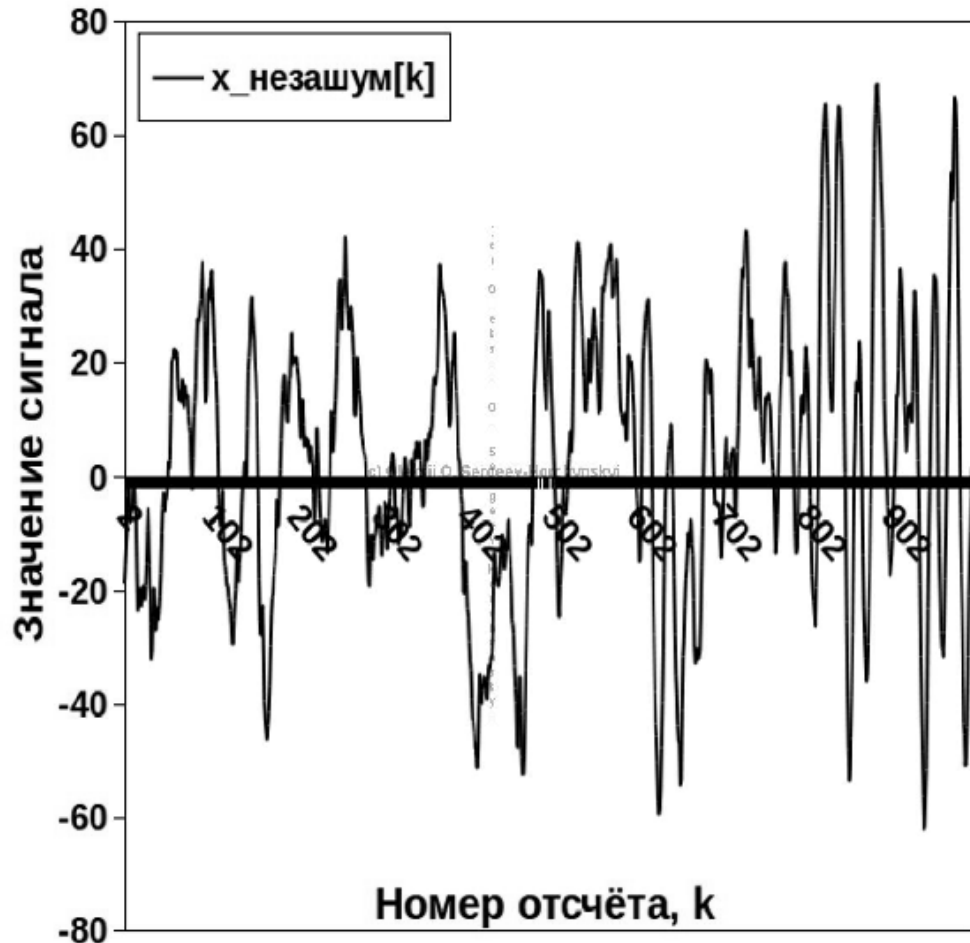


Рисунок 3.1. Сигнал ЕЕГ, $f_d = 1000$ Гц

Для оцінки оптимальності результату обробки в ОСФ (тобто максимальної близькості значень на виході ОСФ до результату оптимальної фільтрації при відомому зразковому сигналі) була проведена серія експериментів по спотворенню інформаційного (заміряного в лабораторних умовах) інформаційного сигналу ЕЕГ з різними SNR 5 дБ і 10 дБ і наступної фільтрації спотворених сигналів. При фільтрації для всіх спотворених сигналів були розраховані оптимальні параметри $m_{\text{оптимал}}$ і $m_{\text{оптиміз}}$ СЦФ ПРС за критерієм мінімальності «середня абсолютна помилка» (САП).

3.1.1 Розрахунок оптимального параметру СЦФ ПРС

Вся вибірка була розділена на інтервали по n відліків. Значення n розраховується в підсистемі оптимізації ОСФ. На відрізках по n відліків проводиться кусково-лінійна регресійна апроксимація. Коефіцієнти локальних лінійних регресійних рівнянь були

розраховані по методу найменших квадратів (МНК, Least squares method).

Якщо значення зразкового (неспотвореного, інформаційного) сигналу відомі, можна розрахувати оптимальне значення m СЦФ ПРС із найменшим САП для значень відфільтрованого й зразкового сигналів:

$$M_{\text{САП}}(Y_{\text{неспотв}}, Y_{\text{ф'м'оптимал}}) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |y_{\text{неспотв}}(k) - y_{\text{ф'м}}(k)|, \quad (3.1)$$

де k – номер відліку,

$y_{\text{неспотв}}$ – значення неспотвореного сигналу в точці дискретизації k ,

$y_{\text{ф'м'оптимал}}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу в точці дискретизації k ,

m – параметр СЦФ ПРС $((m-1)/2, (m-1)/2+1, (m-1)/2+2, \dots, N - (m-1)/2)$,

N – загальна кількість відліків.

3.1.2 Розрахунок оптимізованого параметру СЦФ ПРС

Розрахунок оптимізованого на базі апроксимації параметра m СЦФ ПРС припускає виконання наступних кроків:

1. вибір значення m для СЦФ ПРС і розрахунок відфільтрованих значень для часових точок дискретизації $(m-1)/2, (m-1)/2+1, (m-1)/2+2, \dots, N - (m-1)/2$ відповідно до (3.1);

2. вибір значення n для СЦА ПРА й розрахунок апроксимованих значень для інтервалів часових точок $0, 1, 2, \dots, n-1, n, n+1, n+2, \dots, 2 \cdot n - 1, \dots, N$ відповідно до (3.5);

3. розрахунок САП для значень відфільтрованого $y_{\text{ф'м}}$ і апроксимованого $y_{\text{а'н}}$ сигналів, розраховується наступним співвідношенням:

$$M_{\text{САП}}(Y_{\text{а'н'оптиміз}}, Y_{\text{ф'м'оптиміз}}) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |y_{\text{а'н}}(k) - y_{\text{ф'м}}(k)|, \quad (3.2)$$

де k – номер відліку,

$y_{a'n}[k]$ – значення апроксимованого сигналу в точці дискретизації k ,

$y_{\phi'm}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу в точці дискретизації k ,

$Y_{a'n'оптиміз}$ – апроксимований сигнал,

$Y_{\phi'm'оптиміз}$ – відфільтрований сигнал,

N – загальна кількість часових точок дискретизації спотвореного сигналу;

4. розрахунок оптимального n при мінімізації значення САП для апроксимованого й відфільтрованого (с фіксованим значенням m СЦФ ПРС (див. 1.7)) сигналів;

5. збереження локальних мінімумів САП для відповідних оптимальних комбінацій параметрів m і n з п. 4 (див. 1.8);

6. розрахунок значень SNR для значень $x_{\text{неспотв}}$ і $u_{\text{відфільтр}}$ (з оптимальними m з п. 5);

7. збереження оптимального значення $m_{\text{оптиміз}}$ СЦФ ПРС, якому відповідає найбільше значення SNR, тобто найкраще відновлення форми неспотвореного сигналу.

3.1.3 Постановка експерименту по оцінці оптимальності

Виконано оцінку оптимальності технології ОСФ на базі серії експериментів з різними рівнями шуму. В експериментальних цілях було згенеровано білий шум з нормальним розподілом і результируючим SNR рівним 10 дБ і 5 дБ.

Для кожного SNR (спотвореного сигналу) були розраховані оптимальний і оптимальний параметри СЦФ ПРС. Для оцінки точності відновлення (фільтрації) інформаційного сигналу для оптимального й оптимального параметрів m EEG були розраховані значення ΔSNR відфільтрованих сигналів.

3.1.4 Експеримент, значення m при $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ

Значення параметрів m СЦФ ПРС для сигналу ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ.

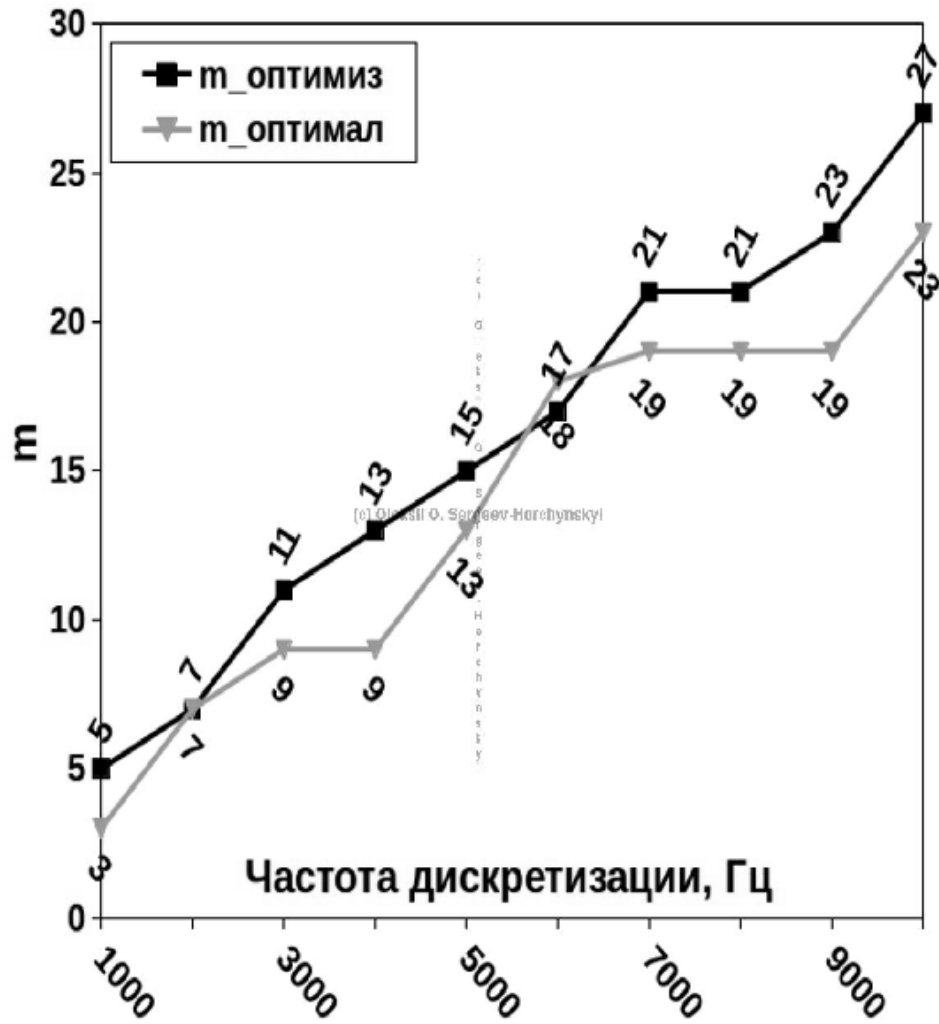


Рисунок 3.2. Значення параметрів ПРС, сигнал ЕЕГ, $SNR = 10$ дБ

3.1.5 Експеримент, значення ΔSNR при $SNR_{спотв} = 10$ дБ

На рис. 3.3 зображені значення ΔSNR розраховані за наступною формулою:

$$\Delta SNR = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неспотв}}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{спотв}}[k] - x_{\text{неспотв}}[k])^2} \right) - 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неспотв}}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (y_{\text{ф'м'оптимал}}[k] - x_{\text{неспотв}}[k])^2} \right), \quad (3.3)$$

де $y_{\text{ф'м'оптимиз}}[k]$ – результат оптимальної фільтрації за відсутності зразкового сигналу;

$y_{\text{ф'м'оптимал}}[k]$ – результат оптимальної фільтрації при наявності зразкового сигналу.

Розрахунок оптимального параметру $m_{\text{оптимал}}$ виконано наступним чином:

$$M_{\text{САП}} \left(\{x_{\text{неза шум}}[k]\}, \{y_{\text{ф}_m_{\text{оптимал}}}[k]\} \right) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |x_{\text{неза шум}}[k] - y_{\text{ф}_m_{\text{оптимал}}}[k]|, \quad (3.4)$$

де k – номер відліку,

$x_{\text{неспотв}}[k]$ – значення неспотвореного сигналу,

$y_{\text{ф'м'оптимал}}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу,

N – загальна кількість відліків.

Розрахунок оптимального $m_{\text{оптимиз}}$ наступним чином:

$$M_{\text{САП}} \left(\{y_{a_n_{\text{оптимиз}}}[k]\}, \{y_{\text{ф}_m_{\text{оптимиз}}}[k]\} \right) = \frac{1}{N} \cdot \sum_{k=0}^{N-1} |y_{a_n_{\text{оптимиз}}}[k] - y_{\text{ф}_m_{\text{оптимиз}}}[k]|, \quad (3.5)$$

де k – номер відліку,

$y_{a_n_{\text{оптимиз}}}[k]$ – значення апроксимованого сигналу,

$y_{\text{ф}_m_{\text{оптимиз}}}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу,

N – загальна кількість відліків спотвореного сигналу.

Значення ΔSNR для сигналу ЕЕГ при $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10$ дБ зображені на рис. 3.3.

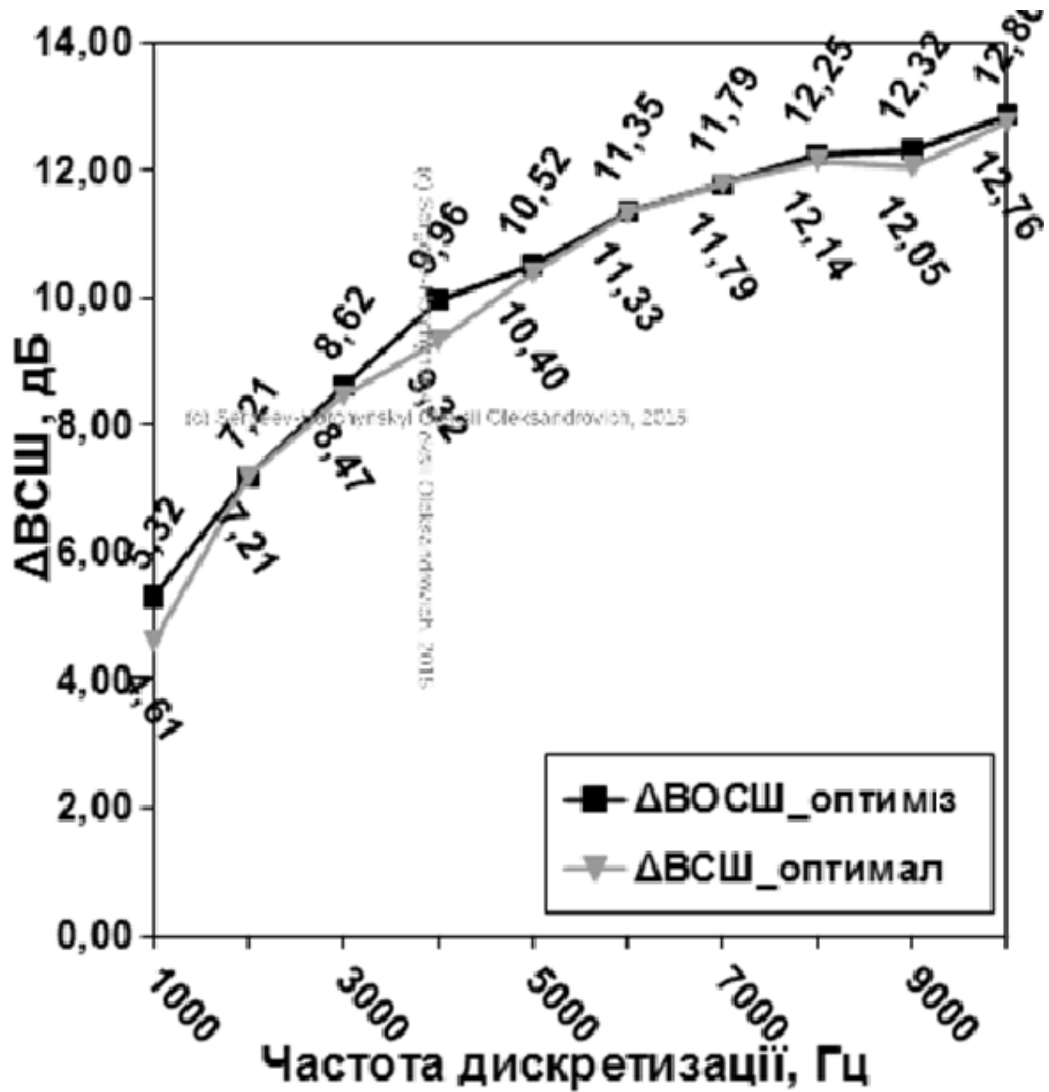


Рисунок 3.3. Значення ΔSNR , сигнал ЕЕГ, $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10$ дБ

3.1.6 Експеримент, значення m при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ

Значення параметрів m СЦФ ПРС для сигналу ЕЕГ при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

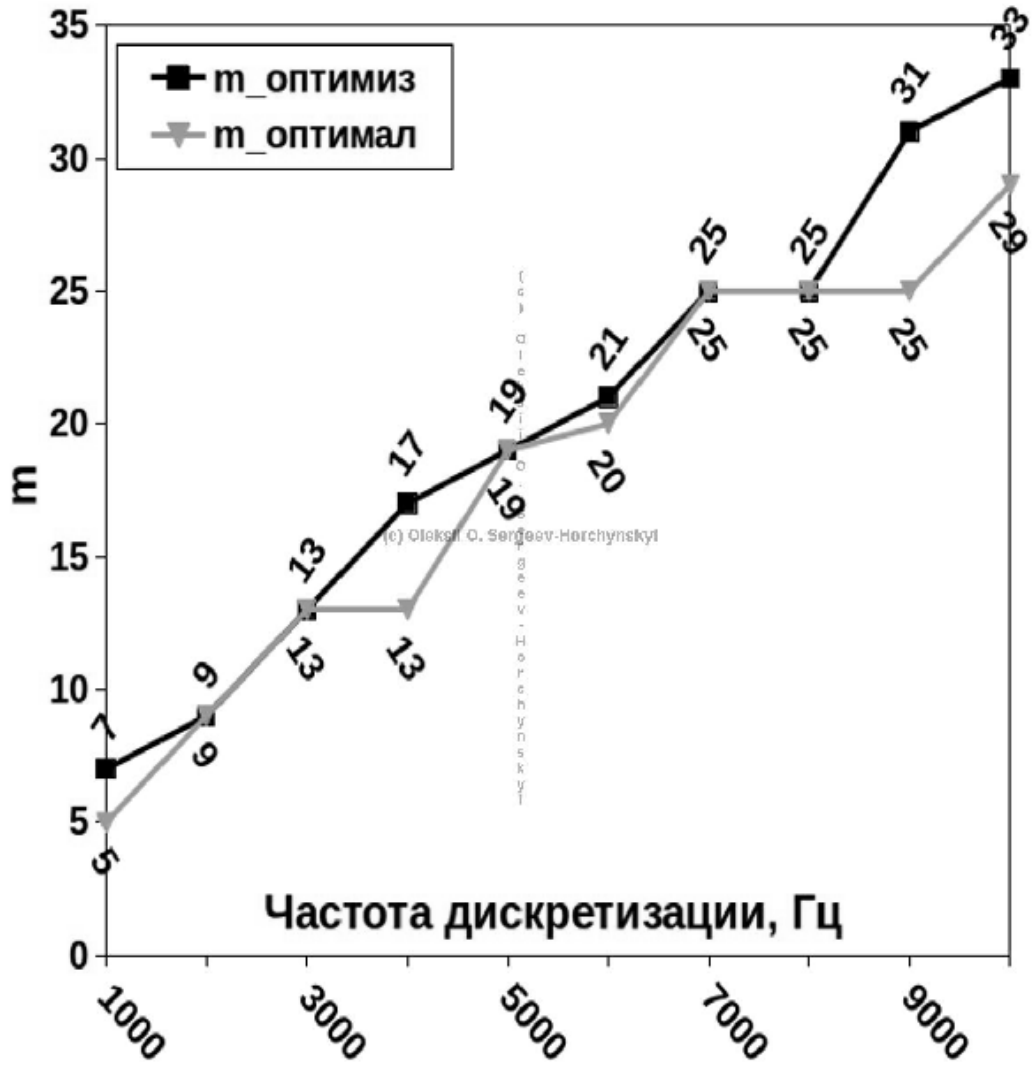


Рисунок 3.4. Значення параметрів ПРС, сигнал ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ

3.1.7 Експеримент, значення ΔSNR при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ

Значення ΔSNR для сигналу ЕЕГ при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

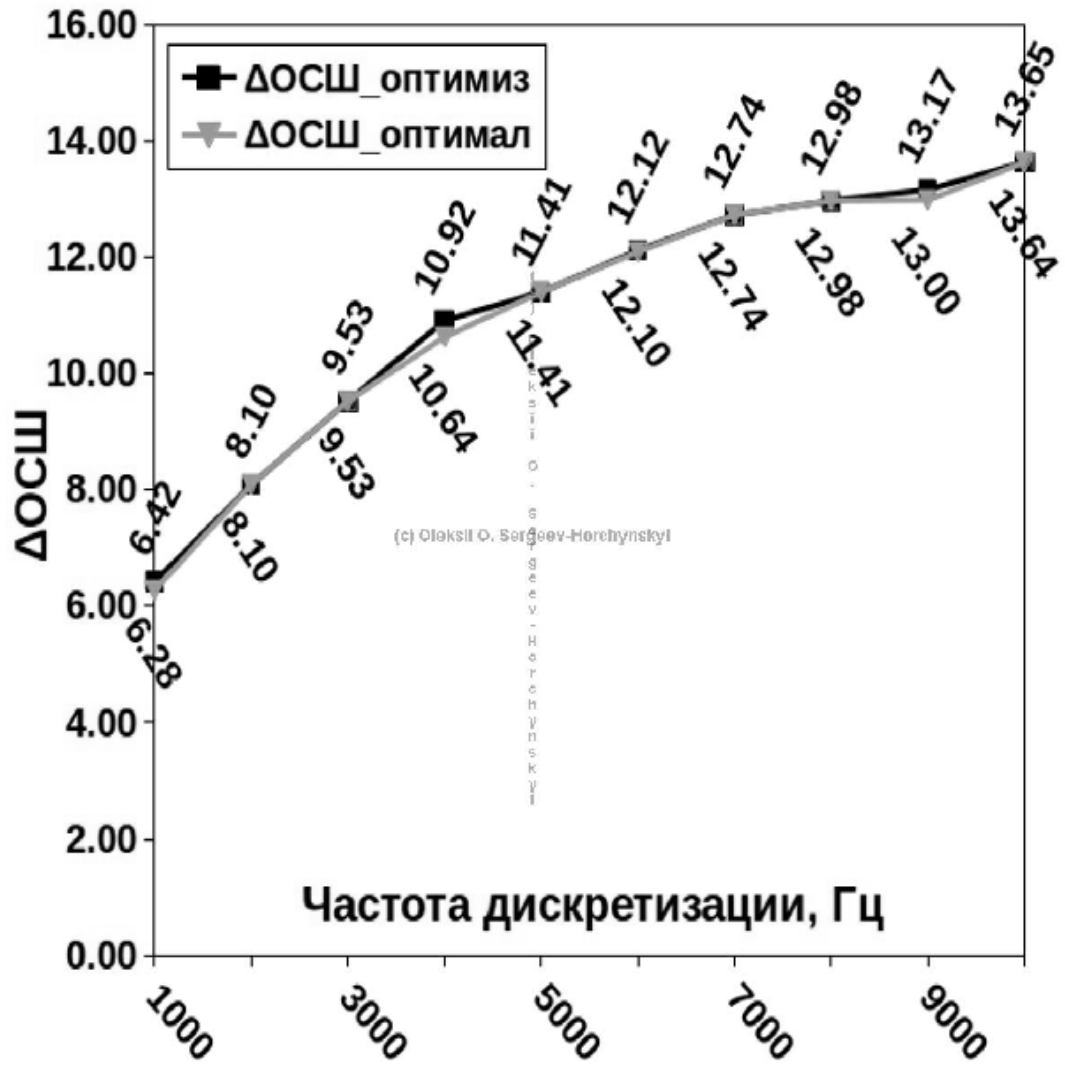


Рисунок 3.5. Значення ΔSNR , сигнал ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ

3.1.8 Висновки за результатами експериментів

З результатів експериментів 3.1.1-3.1.7 можна зробити висновки:

- при збільшенні частоти дискретизації f_d збільшується значення оптимального параметра СЦФ ПРС m (див. рис. 3.4);
- при збільшенні частоти дискретизації f_d збільшується значення SNR відфільтрованого сигналу (див. рис. 3.5);
- при збільшенні частоти дискретизації f_d абсолютний приріст ΔSNR зменшується.

3.2 Метод адаптивної дискретизації при різних характеристиках шуму

У розробленій технології в якості базової структури адаптації обрано нерекурсивну систему «просте рухоме середнє» (ПРС) [56, Р. 317], для якої КЧХ розраховується кількістю каскадів усереднення в рухомому вікні. У підрозділах 3.1.1-3.1.7 за результатами серії експериментів зроблено висновок про необхідність збільшення частоти дискретизації спотвореного сигналу при збільшенні $SNR_{\text{спотв}}$.

Оптимальна комбінація частоти дискретизації й параметра m СЦФ ПРС для заданого $SNR_{\text{спотв}}$ можна представити у вигляді спеціалізованої СЦФ ПРС, аналітична модель якої зображена на рис. 3.6.



Рисунок 3.6. Аналітична модель спеціалізованої СЦФ ПРС.

Метод адаптивної дискретизації базується на оцінці абсолютного приросту SNR для результату фільтрації ОСФ при різних частотах дискретизації:

$$|\Delta SNR| = |SNR_{\text{ОЦФ}}(f_{d2}) - SNR_{\text{ОЦФ}}(f_{d1})|, \quad (3.6)$$

де

$$SNR_{OC\Phi}(f_d) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (y_{OC\Phi}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{спотв}}[k] - y_{OC\Phi}[k])^2} \right), \quad (3.7)$$

та f_d – поточна частота дискретизації;

$|\Delta SNR|$ – абсолютна різниця SNR відфільтрованих сигналів при різних частотах дискретизації;

$y_{OC\Phi}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу в ОСФ при f_d ;

$x_{\text{спотв}}[k]$ – значення спотвореного сигналу при f_d ;

$SNR_{OC\Phi}(f_{d1})(f_{d1})'$ – відношення сигнал/шум для відфільтрованого сигналу при попередній частоті дискретизації.

Структурно-аналітична модель технології адаптивної дискретизації зображена на рис. 3.7.

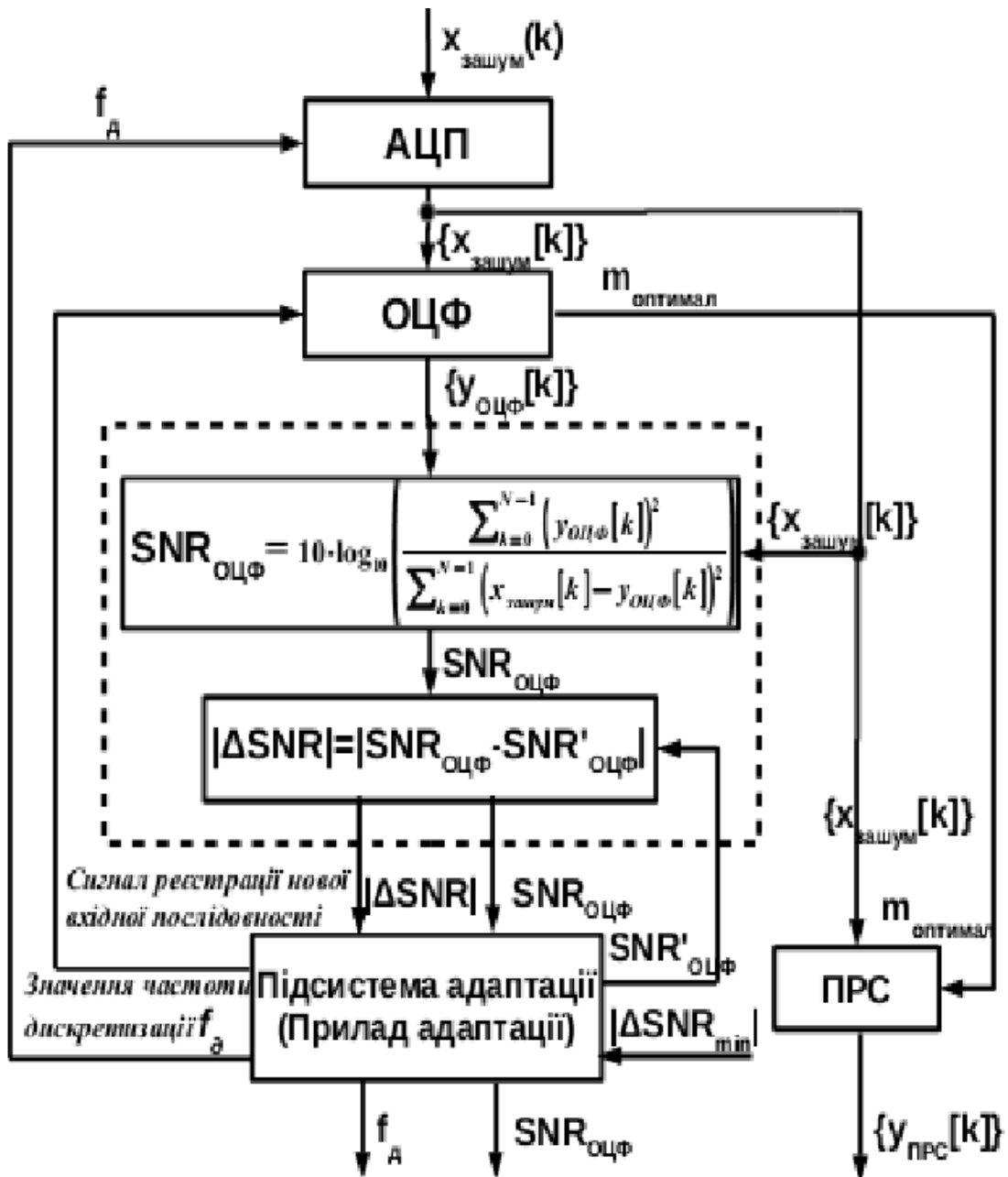


Рисунок 3.7. Структурно-аналітична модель адаптивної дискретизації

На рис. 3.7 позначені відповідно:

1. АЦП – аналого-цифровий перетворювач;
2. ОЦФ – оптимальна система фільтрації;
3. SNR – відношення сигнал/шум;
4. $SNR_{оцф}(f_{\partial 1})$ – відношення сигнал/шум для оптимальної фільтрації при попередній частоті дискретизації;
5. ПРС – просте рухоме середнє;
6. Підсистема адаптації – встановлює нову частоту дискретизації, ініціює

реєстрацію нових даних в ОСФ, зберігає SNR для попередньої частота дискретизації, мінімізує ΔSNR ;

7. $\{x_{\text{спотв}}[k]\}$ – спотворений сигнал;
8. $\{y_{\text{ОСФ}}[k]\}$ – відфільтрований сигнал в ОСФ;
9. $\{y_{\text{ПРС}}[k]\}$ – відфільтрований сигнал з оптимальним m та адаптивною f_d ;
10. f_d – частота дискретизації АЦП;
11. $m_{\text{оптиміз}}$ – оптимальний параметр m СЦФ ПРС;
12. $|\Delta\text{SNR}|$ – абсолютна різниця відношень сигнал/шум для відфільтрованих сигналів при різних частотах дискретизації.

При розрахунках спеціалізованих СЦФ ПРС за розробленою технологією виконуються наступні кроки:

1. реєструється аналоговий сигнал будь-якої характерної форми (у тому числі неперіодичної) і дискретизується з певною частотою дискретизації;
2. виконується пошук оптимального СЦФ ПРС в ОСФ і наступна фільтрація;
3. розраховується відфільтрований сигнал, оптимальне значення m СЦФ ПРС, значення $\text{SNR}_{\text{ОСФ}}$;
4. регулюється частота дискретизування й повторюються кроки 1-3, розраховується значення $|\Delta\text{SNR}|$;
5. при досягненні $|\Delta\text{SNR}|$ деякого граничного значення, автоматично вибирається спеціалізована СЦФ ПРС, зберігаються оптимальне значення m СЦФ ПРС і оптимальна частоту дискретизації f_d ;
6. розраховуються спотворений і відфільтрований сигнали, розраховується $\text{SNR}_{\text{ОСФ}}$ для відфільтрованого сигналу.
7. При зменшенні $\text{SNR}_{\text{ОСФ}}$ кроки 1-6 повторюються.

Усі перераховані кроки реалізовані у вигляді програмного забезпечення (ПЗ) розробленої структурно-аналітичної моделі адаптивної дискретизації.

3.3. Залежність SNR відфільтрованого сигналу від частоти дискретизації спотвореного сигналу

У загальному випадку процес розрахунку спеціалізованих СЦФ ПРС, що

забезпечують фільтрацію інформаційного сигналу з фіксованим SNR відфільтрованого сигналу включає: реєстрування спотвореного сигналу, визначення оптимального SNR для відфільтрованого сигналу, зміна частоти дискретизації зразкового цифрового сигналу, обробка в ОСФ спотвореного сигналу та визначення SNR відфільтрованого сигналу з новою частотою дискретизації, розрахунок приросту SNR, формування на виході технології візуального відображення значень спотвореного й відфільтрованого сигналів, оптимального значення m СЦФ ПРС, значення SNR для оптимально відфільтрованого сигналу, значення частоти дискретизації f_d .

У якості зразкового сигналу обрано сигнал ЕЕГ, що має складну нестационарну форму. Сигнал зареєстровано у лабораторних умовах з найменшим рівнем шуму, значення якого зображені на рис. 3.8.

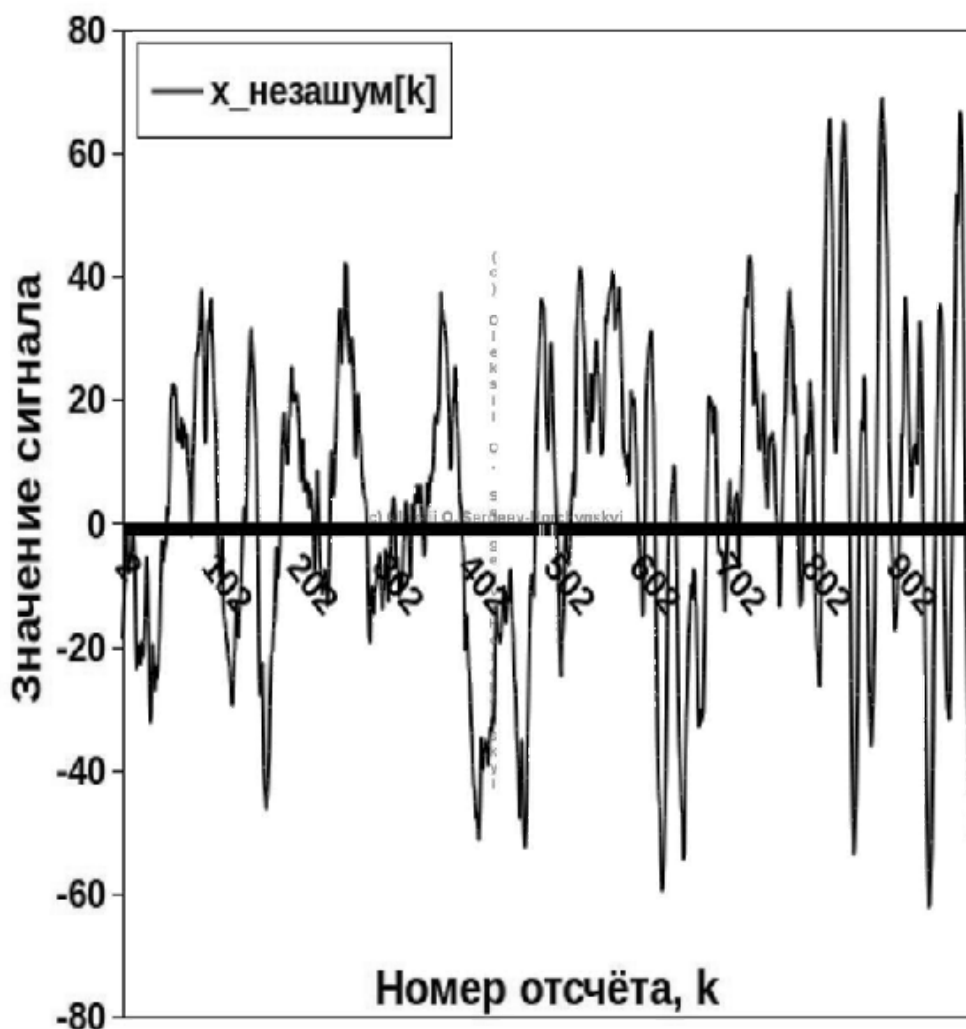


Рисунок 3.8. Інформаційний сигнал ЕЕГ, $f_d = 1000$ Гц

В експериментах 3.4.1-3.4.3 виконано оптимальну та адаптивну фільтрацію спотворених значень сигналу ЕЕГ при $SNR_{\text{спотв}}$ рівних 10 дБ, 5 дБ і 0 дБ. На рис. 3.9 – рис. 3.13 зображені результати оптимальної фільтрації спотвореного зразкового сигналу в ОСФ. Спотворення та фільтрація значень зразкового сигналу необхідні для визначення мінімального $SNR_{\text{відфільтр}}$ відфільтрованого сигналу, при якому зберігається форма інформаційного сигналу.

3.4.1 Експеримент, фільтрація при $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ

Оцінка ступеня відновлення інформаційного сигналу по $SNR_{\text{відфільтр}}$ відфільтрованого сигналу ЕЕГ, при частоті дискретизації 1000 Гц і доданому білому шумі з нормальним розподілом і $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ.

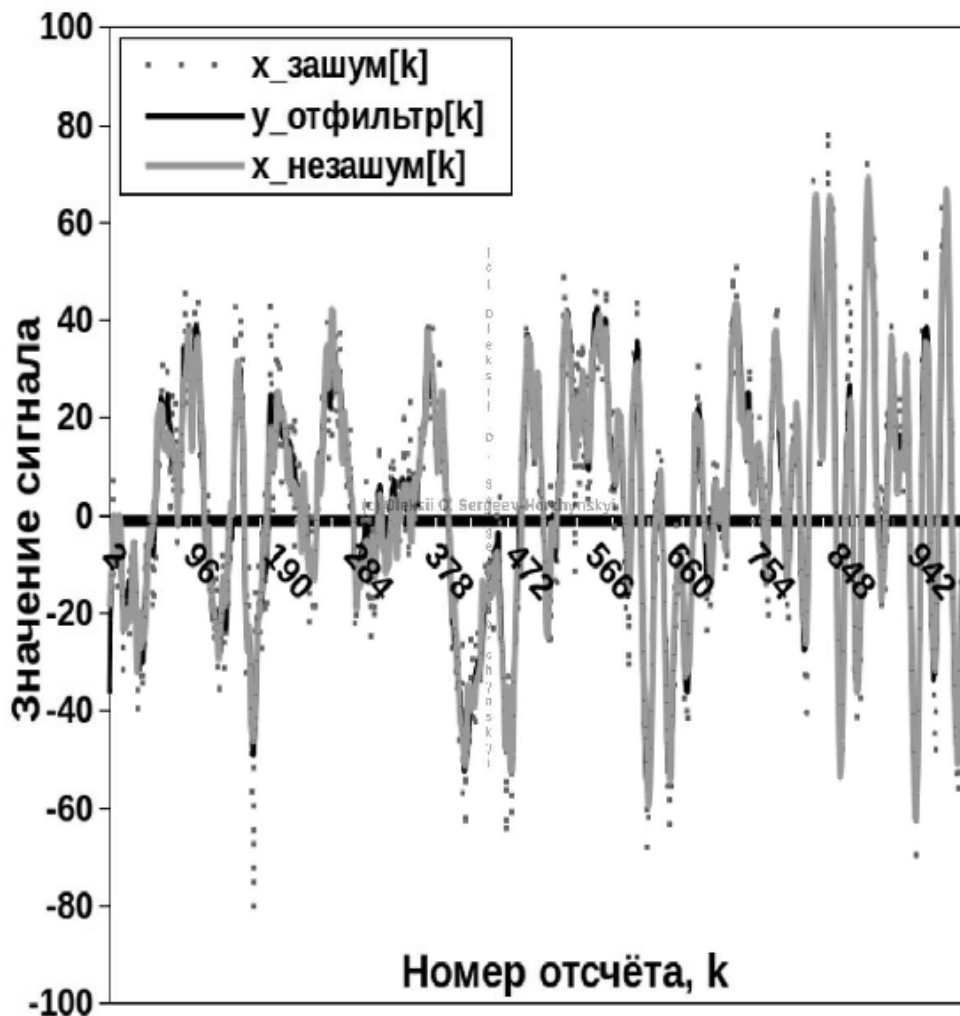


Рисунок 3.9. Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації = 1000 Гц,
 $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ, $m = 5$, $SNR_{\text{відфільтр}} = 14.77$ дБ.

3.4.2 Експеримент, фільтрація при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ

Оцінка ступеня відновлення інформаційного сигналу по $SNR_{\text{відфільтр}}$ відфільтрованого сигналу ЕЕГ, при частоті дискретизації 1000 Гц і доданому білому шумі з нормальним розподілом і $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

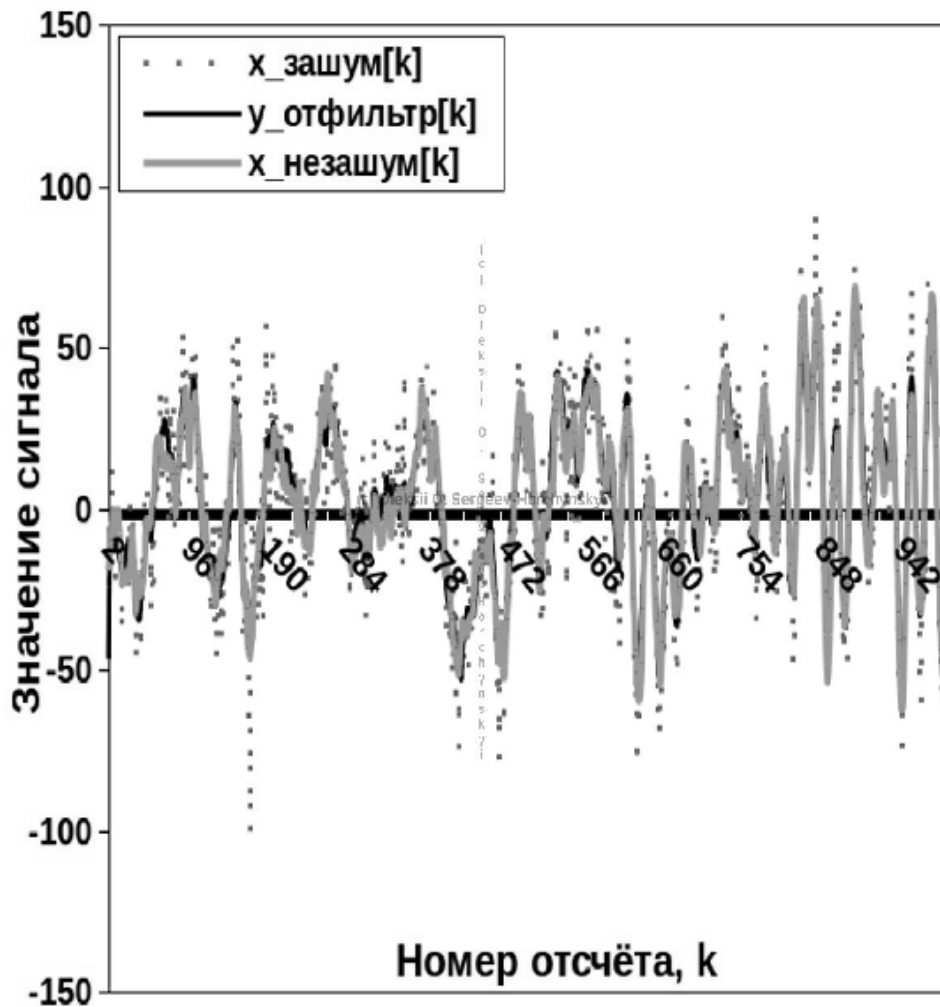


Рисунок 3.10. Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації = 1000 Гц,
 $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $m = 7$, $SNR_{\text{відфільтр}} = 12.08$ дБ .

3.4.3 Експеримент, фільтрація при $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ

Оцінка ступеня відновлення інформаційного сигналу по $SNR_{\text{відфільтр}}$ відфільтрованого сигналу ЕЕГ, при частоті дискретизації 1000 Гц і доданому білому шумі з нормальним розподілом і $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ.

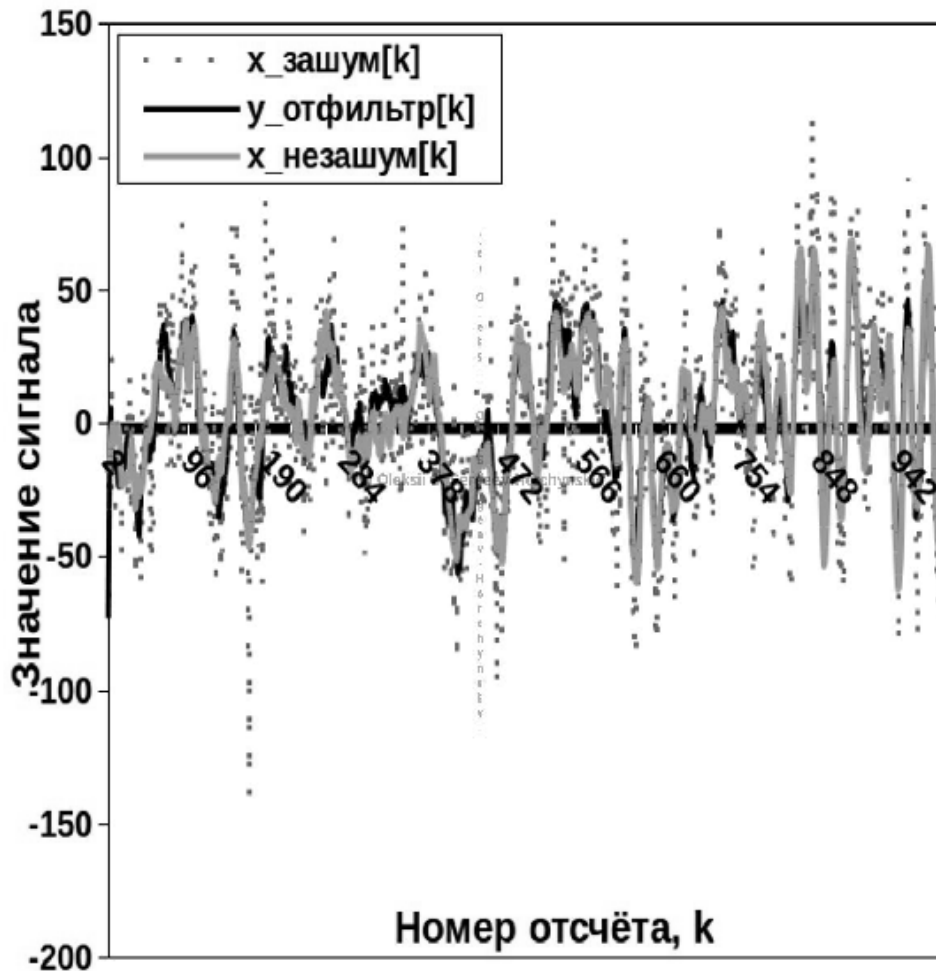


Рисунок 3.11. Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації = 1000 Гц, $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ, шум з нормальним розподілом, $SNR_{\text{відфільтр}} = 8.99$ дБ .

3.4.4 Висновки за результатами експериментів

З експериментів 3.4.1-3.4.3 слідує, що прийнятнoго відновлення інформаційного сигналу можна досягнути при $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ (експеримент 3.4.2). Задача забезпечення фіксованого $SNR_{\text{відфільтр}}$ при розрахунках ОСФ можна розв'язати двома підходами:

– коли частота дискретизації фіксована ($f_d = 1000$ Гц), у цьому випадку треба визначити мінімальне $SNR_{\text{спотв}}$, при якому $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ;

– коли припустима будь-яка частота дискретизації, у цьому випадку треба адаптивно визначити оптимальну частоту дискретизації для відповідного $SNR_{\text{спотв}}$ (експеримент 3.4.2).

Далі представлена серія експериментів за розрахунками залежності $SNR_{\text{відфільтр}}$ від частоти дискретизації при фіксованому $SNR_{\text{спотв}}$ рівному 5 дБ, 0 дБ і -5 дБ. За результатами експериментів побудовані графіки, з яких можна вибрати мінімальне припустиме $SNR_{\text{спотв}}$ і частоту дискретизації f_d при яких $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ .

3.5. Залежність SNR відфільтрованого сигналу від частоти дискретизації при фіксованому $SNR_{\text{спотв}}$

3.5.1 Експеримент, EEG, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ

Інформаційний сигнал – сигнал EEG, $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

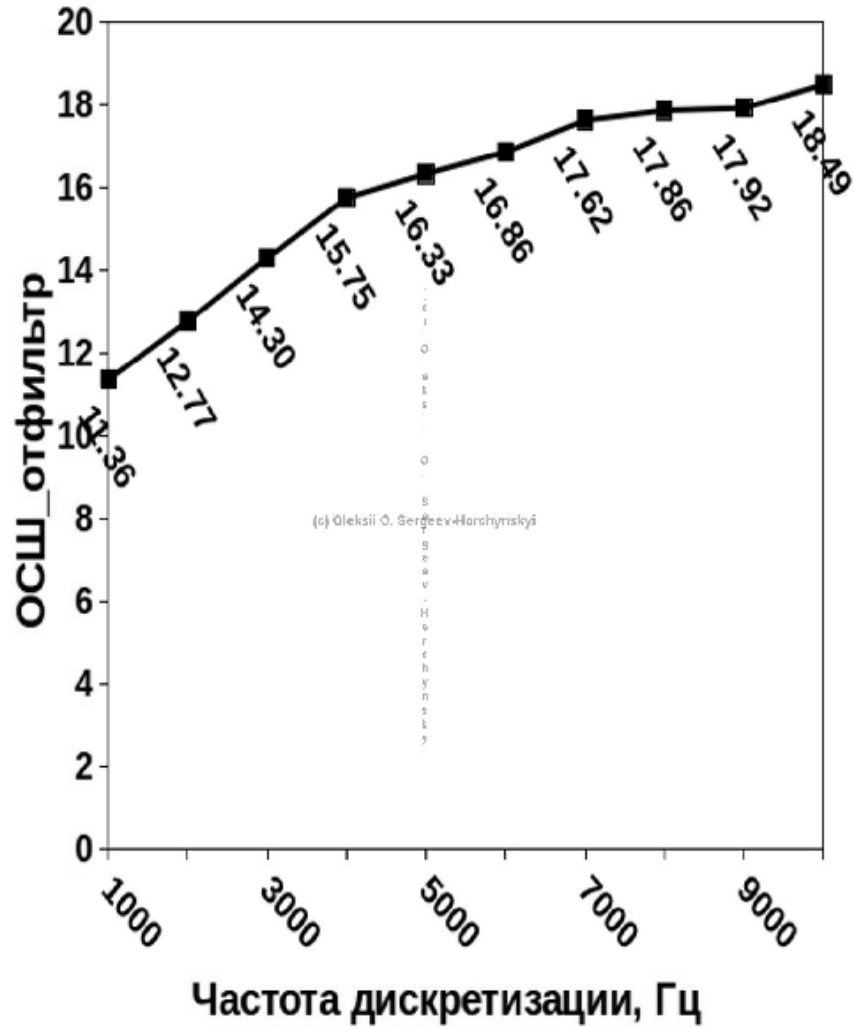


Рисунок 3.12. Сигнал EEG, значення $SNR_{\text{відфільтр}}$ при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

3.5.2 Експеримент, ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ

Інформаційний сигнал – сигнал ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ.

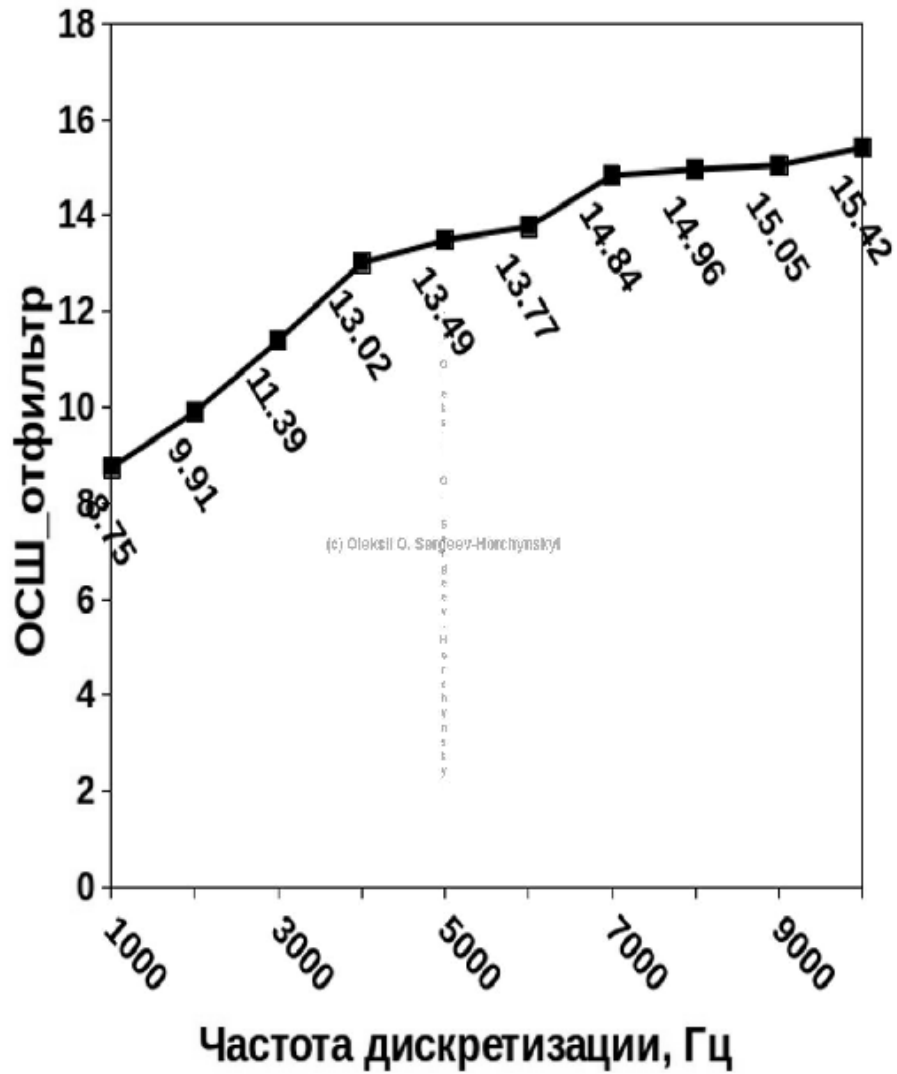


Рисунок 3.13. Сигнал ЕЕГ, значення $SNR_{\text{відфільтр}}$ при $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ.

3.5.3 Експеримент, ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = -5$ дБ

Інформаційний сигнал – сигнал ЕЕГ, $SNR_{\text{спотв}} = -5$ дБ.

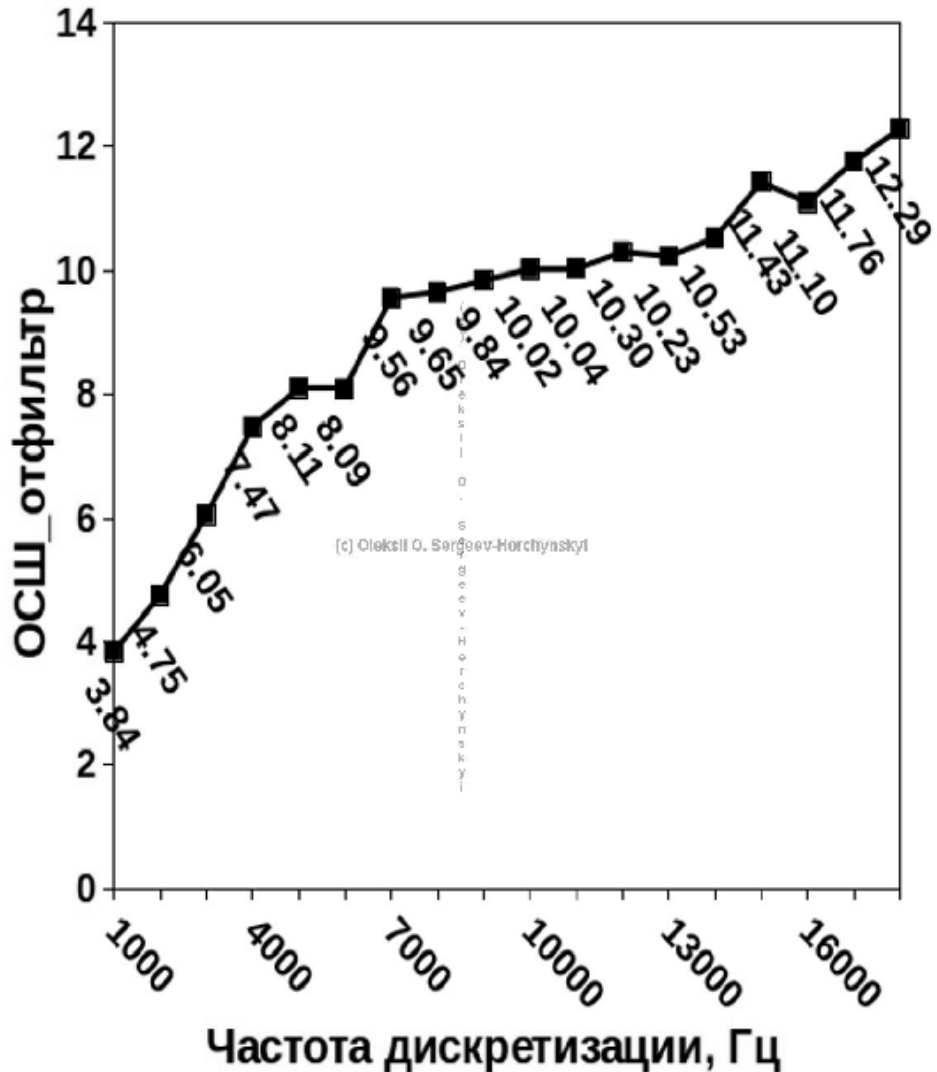


Рисунок 3.14. Сигнал ЕЕГ, значення $SNR_{\text{відфільтр}}$ при $SNR_{\text{спотв}} = -5$ дБ.

Порівнявши результати експериментів 3.6.1 і 3.6.3 можна помітити, що при зменшенні $SNR_{\text{спотв}}$ спотвореного сигналу, значення $SNR_{\text{відфільтр}}$ відфільтрованого сигналу також зменшується. Якщо в експерименті 3.6.1 при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ для відновлення сигналу з $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ достатньо частоти дискретизації рівної 2000 Гц, то при $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ в експерименті 3.6.2, для $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ потрібна частота дискретизації 4000 Гц. При $SNR_{\text{спотв}} = -5$ дБ (експеримент 3.6.3) відновлення інформаційного сигналу з $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ можна досягнути при частоті

дискретизації 18000 Гц.

На рис. 3.15 зображені значення $|\Delta\text{SNR}|$ при різних частотах дискретизації сигналу ЕКГ і фіксованому $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 0$ дБ.

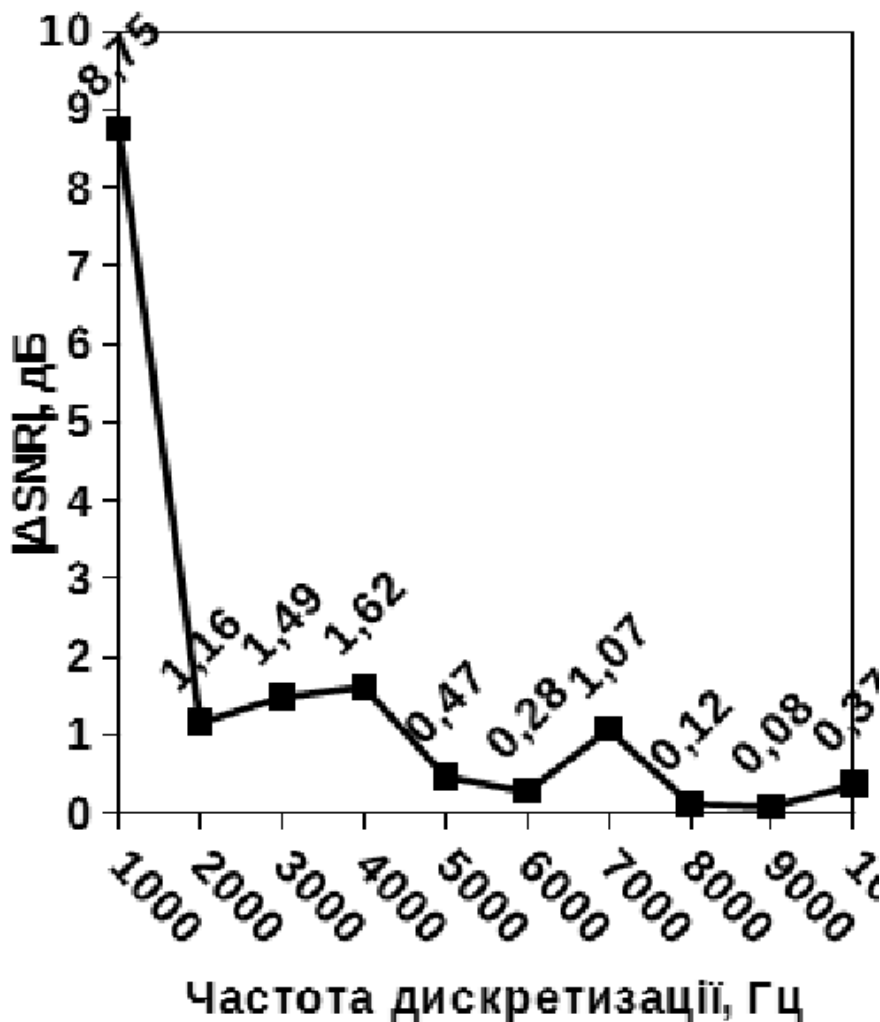


Рисунок 3.15. Значення $|\Delta\text{SNR}|$ результатів адаптивної дискретизації при різних частотах дискретизації, сигнал ЕЕГ, $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 0$ дБ.

З усіх виконаних експериментів слідує, що для відновлення того самого інформаційного сигналу з рівним $\text{SNR}_{\text{відфільтр}}$ і при різних $\text{SNR}_{\text{спотв}}$ потрібна різна частота дискретизації спотвореного сигналу.

3.5.4 Висновки за результатами експериментів

Далі представлені рекомендації з вибору частоти дискретизації спотвореного сигналу. Провівши аналіз графіків залежності $\text{SNR}_{\text{відфільтр}}$ від частоти дискретизації, була сформована таблиця (див. таблицю 3.1) відповідності значень $\text{SNR}_{\text{спотв}}$ і

адаптивних частот дискретизації f_d .

Таблиця 3.1

Відповідність $SNR_{\text{спотв}}$ і частоти дискретизації f_d

$SNR_{\text{спотв}}$, дБ	$SNR_{\text{відфільтр}}$, дБ	Частота дискретизації, f_d , Гц
5	10	< 1000
5	11	1000
5	12	2000
0	10	2000
0	11	3000
0	12	4000
-5	10	10000
-5	11	15000
-5	12	18000

У таблиці 3.1 відображені результати адаптації частоти дискретизації для різних характеристик спотворення сигналу ЕЕГ. Застосувавши розроблену технологію при різних $SNR_{\text{спотв}}$ побудовані графіки адаптивних значень f_d і m СЦФ ПРС залежно від $SNR_{\text{спотв}}$ при фіксованому $SNR_{\text{відфільтр}}$.

На рис. 3.16 зображено графік залежності адаптивної частоти дискретизації f_d від $SNR_{\text{спотв}}$.

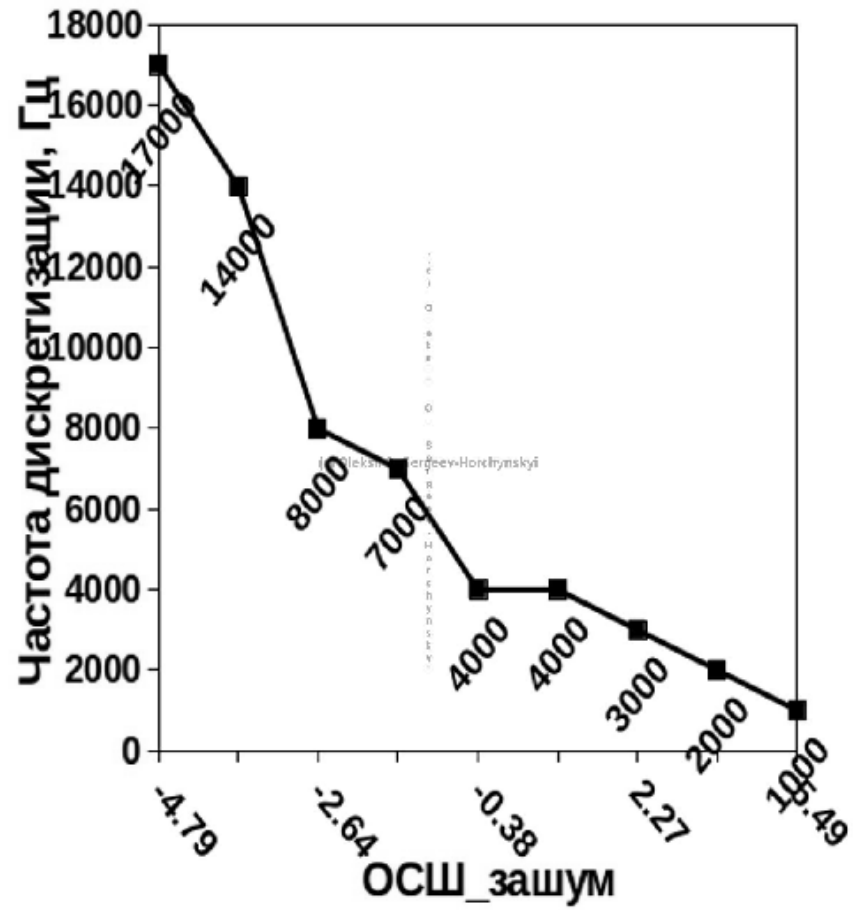


Рисунок 3.16. Адаптація частоти дискретизації фд при різних $SNR_{\text{спотв}}$

На рис. 3.17 зображено графік залежності оптимального параметра m СЦФ ПРС від $SNR_{\text{спотв}}$.

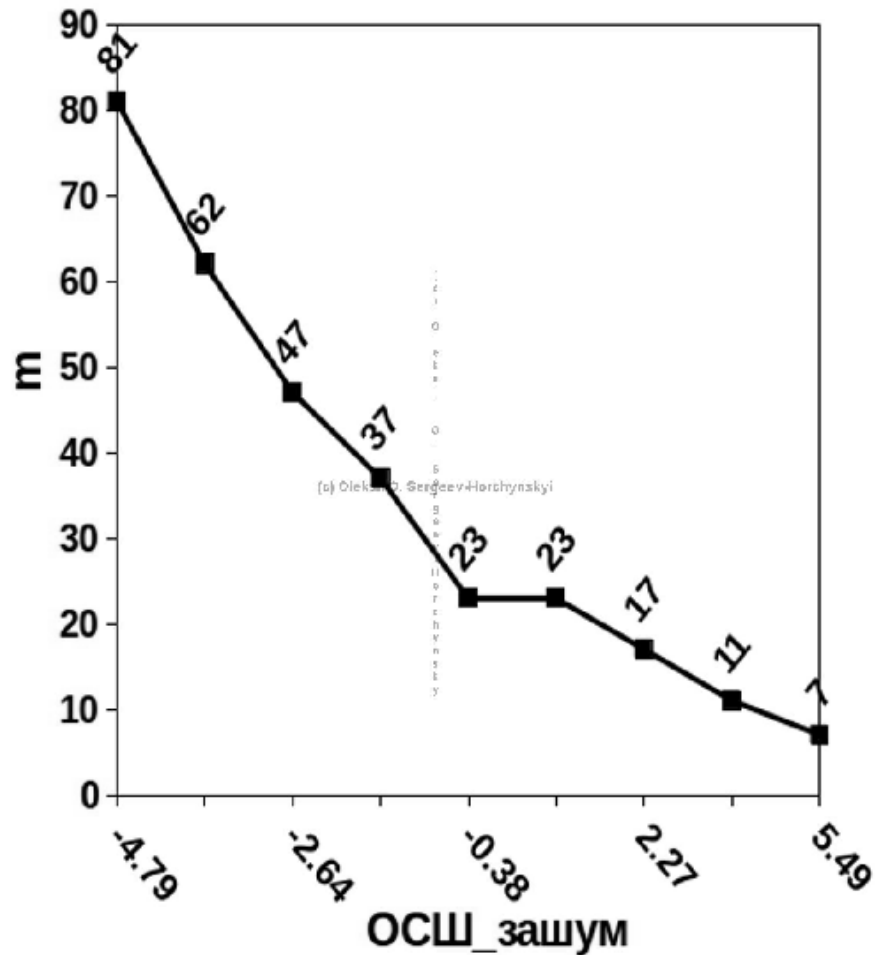


Рисунок 3.17. Адаптація параметра m СЦФ ПРС при різних $SNR_{\text{спотв}}$

На підставі побудованого графіка автоматично вибирається підходяща частота дискретизації для відновлення сигналу з $SNR_{\text{відфільтр}}$ при заданому $SNR_{\text{спотв}}$ у процесі експлуатації ОСФ.

На рис. 3.18 зображено результат фільтрації спотвореного сигналу ЕЕГ при $SNR_{\text{спотв}} = 0.2$ дБ і адаптивній частоті дискретизації $f_d = 4000$ Гц.

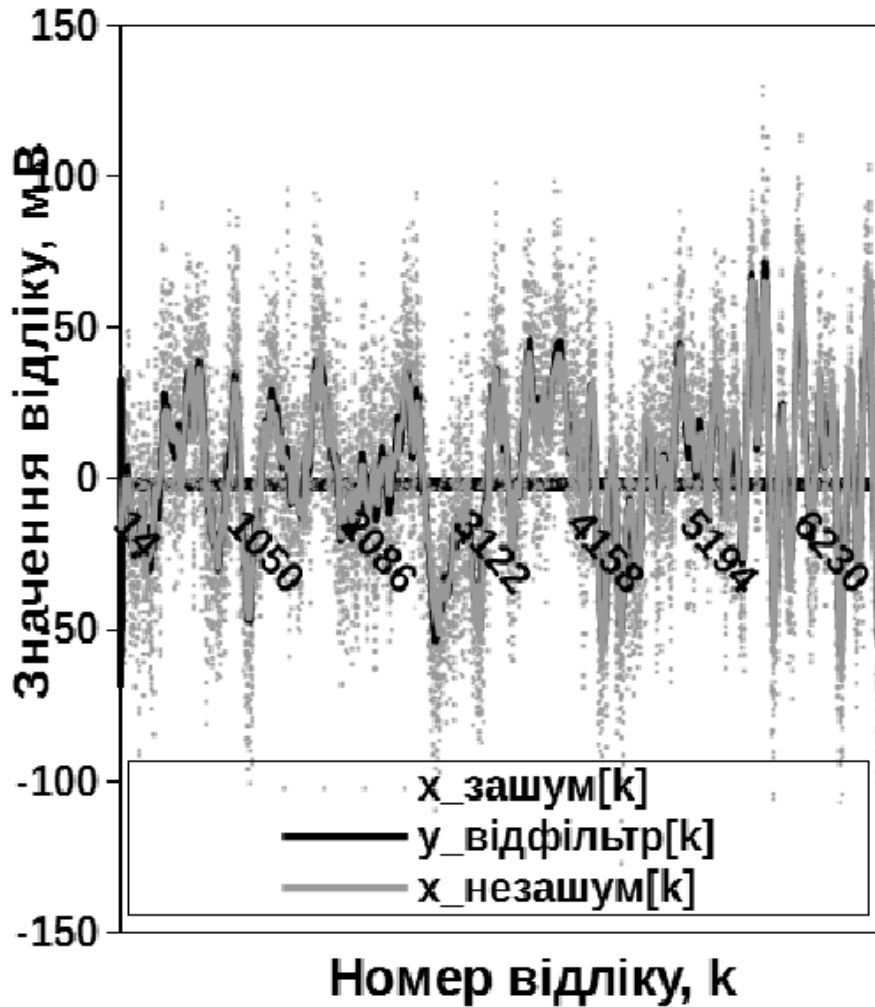


Рисунок 3.18. Результат адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації сигналу ЕЕГ, частота дискретизації = 4000 Гц, $SNR_{\text{спотв}} = 0.4$ дБ, шум з нормальним розподілом, $m = 23$, $SNR_{\text{відфільтр}} = 12.33$ дБ.

З експериментів слідує, що розрахунок оптимальної частоти дискретизації є необхідним для декількох задач:

- регулювання точності ($SNR_{\text{відфільтр}}$) відновлення інформаційного сигналу при заданому $SNR_{\text{спотв}}$ спотвореного сигналу;
- регулювання кількості ланок у спеціалізованих СЦФ ПРС.

Інформація з рис. 3.16 і рис. 3.17 відображає окремі кроки адаптації ОСФ при різних $SNR_{\text{спотв}}$ спотвореного сигналу й фіксованому $SNR_{\text{відфільтр}}$ відфільтрованого сигналу.

Висновки до 3-го розділу

У даній главі вирішені наступні наукові завдання:

– Визначено зв'язок оптимальної фільтрації інформаційного сигналу й оптимальної частоти дискретизації спотвореного сигналу:

1. при збільшенні частоти дискретизації f_d збільшується значення оптимального параметра СЦФ ПРС m (див. рис. 3.4);

2. при збільшенні частоти дискретизації f_d збільшується значення ΔSNR відфільтрованого сигналу (див. рис. 3.5);

3. при збільшенні частоти дискретизації f_d абсолютний приріст ΔSNR зменшується.

– Обґрунтовано необхідність адаптації частоти дискретизації спотвореного сигналу при різних рівнях шуму.

– Обґрунтовано два підходи забезпечення фіксованого SNR відфільтрованого сигналу за допомогою ОСФ:

– коли частота дискретизації фіксована ($f_d = 1000$ Гц), у цьому випадку треба визначити мінімальне $SNR_{\text{спотв}}$, при якому $SNR_{\text{відфільтр}}$ буде відповідати припустимому відновленню інформаційного сигналу $SNR_{\text{відфільтр}} \geq 12$ дБ;

– коли припустима будь-яка частота дискретизації, у цьому випадку процес фільтрації адаптується до конкретного $SNR_{\text{спотв}}$ (експеримент 3.5.2).

– Доведена необхідність адаптації частоти дискретизації спотвореного сигналу для відновлення того самого інформаційного сигналу з рівним $SNR_{\text{відфільтр}}$ і при різних $SNR_{\text{спотв}}$.

– Визначені основні задачі адаптивної дискретизації:

1. регулювання точності ($SNR_{\text{відфільтр}}$) відновлення інформаційного сигналу при заданому $SNR_{\text{спотв}}$ спотвореного сигналу;

2. регулювання кількості ланок у спеціалізованих СЦФ ПРС.

– Розроблено програмне забезпечення методу адаптивної дискретизації, яке дозволяє автоматизовано генерувати спеціалізовані СЦФ ПРС для різних характеристик завад.

В ході експериментів по фільтрації спотвореного сигналу ЕЕГ з різним SNR, встановлено, що точність фільтрації інформаційного сигналу пов'язана з частотою дискретизації спотвореного сигналу, чим вище частота, тим з більшим ΔSNR можна

відновити інформаційний сигнал. Збільшення частоти дискретизації забезпечує стійкість фільтрації при високих SNR.

Розроблено метод адаптивної дискретизації, що дозволяє адаптивно визначати оптимальні СЦФ ПРС для різних характеристик шуму.

Отже в другому та третьому розділах дисертації розроблено методи адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації, комбінування яких дозволяє для конкретного $SNR_{\text{спотв}}$ спотвореного сигналу автоматизовано розрахувати оптимальну частоту дискретизації та оптимальний параметр m СЦФ ПРС.

РОЗДІЛ 4. ОЦІНКА ЕФЕКТИВНОСТІ ВПРОВАДЖЕННЯ ВДОСКОНАЛЕНОЇ ТЕХНОЛОГІЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНО-ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ СИСТЕМАХ

Проведено оцінювання результатів зменшення рівнів адитивної флуктуаційної та імпульсної завад в біомедичних сигналах за допомогою розробленого методу адаптивної фільтрації. Проведено порівняння розробленого методу оптимальної фільтрації з існуючими методами лінійної та нелінійної адаптивної фільтрації розглянутими у двох оглядових статтях. Для оцінки оптимальності були використані наступні міри: відстань Евкліда, відношення сигнал/шум (SNR) відфільтрованого сигналу, різниця SNR відфільтрованого та спотвореного сигналів. Порівняння результатів фільтрації виконано для сигналів стаціонарно (сума чотирьох гармонік) та нестаціонарної (сигнал електрокардіографії, ЕКГ, сигнал електроенцефалографії, ЕЕГ) форм.

4.1 Програмне забезпечення вдосконаленої технології обробки різнотипних сигналів в інформаційно-телекомунікаційних системах медичного призначення

Програмне забезпечення технології адаптивної дискретизації включає сукупність програм, процедур і правил призначених для безпосереднього використання в розробленій технології.

Для програмної реалізації технології була обрана мова програмування C++, перевага використання якої пояснюється високою швидкістю виконання програмного

коду. Після компіляції окремі компоненти технології були об'єднані компоновщиком (Linker) у єдину програму призначену для роботи на комп'ютері з певною архітектурою.

Структура ПЗ тестового середовища розробленої структурно-аналітичної моделі адаптивної дискретизації зображена на рис. 4.1.



Рисунок 4.1 - Структура розробленого ПЗ тестового середовища цифрової обробки сигналів

«Модуль генерування сигналу» призначений для генерування періодичних сигналів і включає генерування корисного низькочастотного сигналу й шумової складової.

«Модуль генерування сигналу по функції» реалізує програмне генерування сигналів наступних форм: синусоїдального, трикутного, прямокутного, пилоподібного. Програмна реалізація (програмний метод) надає можливість налаштування амплітуди, частоти й фази сигналу, а також імпорту сторонніх сигналів (наприклад, біомедицинських сигналів).

«Модуль генерування шумової складової» додано для генерування шуму з різним імовірнісним розподілом. У модулі реалізовані методи генерування флуктуаційної (розподіл Гаусса), зосередженої та імпульсної (комбінація розподілів Гаусса та Бернуллі) завад.

Для мінімізації шуму створено «Модуль обробки сигналу». У модулі реалізовані наступні методи: фільтрації простим рухомим середнім (ПРС); лінійної апроксимації (ПРА); оптимального розрахунку порядку ПРС $m_{\text{оптиміз}}$, який мінімізує значення САП для відфільтрованого (ПРС) і апроксимованого (ПРА) сигналів; оптимального розрахунку порядку ПРС $m_{\text{оптимал}}$, який мінімізує значення САП для відфільтрованого (ПРС) і неспотвореного сигналів.

«Модуль оцінки фільтрації» реалізує програмні методи оцінювання результату фільтрації: розрахунок «середньої квадратичної помилки» СКП (міри відмінності сигналів); розрахунок САП «середньої абсолютної помилки» (міри відмінності сигналів); розрахунок математичного очікування; розрахунок коефіцієнта кореляції; розрахунок середнього квадратичного відхилення.

Модулі бібліотеки об'єднані в технологію, яка дозволяє автоматизовано генерувати спеціалізовані СЦФ ПРС для різних характеристик завод.

4.2 Оцінка зменшення адитивного шуму

До напрямів застосування методів адаптивної фільтрації можна віднести фільтрацію біомедичних сигналів. У завданнях обробки біомедичних сигналів можна виділити три типи відхилень: шуми різної фізичної природи; інформативні сигнали сторонніх джерел; завади, викликані різними небажаними сторонніми явищами ([57]).

Для оцінки оптимальності розробленого методу адаптивної фільтрації була виконана серія експериментів по фільтруванню сигналів складної нестационарної форми з різними характеристиками шумової складової.

Перша серія експериментів по оптимальній фільтрації була виконана для спотворених сигналів, сформованих при додаванні до інформаційних біомедичних сигналів ЕКГ й ЕЕГ білого шуму з нормальним розподілом і $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

Оцінку збільшення SNR при оптимальній фільтрації було виконано за різницею SNR відфільтрованого та спотвореного сигналів:

$$\Delta \text{SNR} = \text{SNR}_{\text{відфільтр}} - \text{SNR}_{\text{спотв}}, \quad (4.1)$$

де

$$\text{SNR}_{\text{відфільтр}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}} [k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (y_{\text{відфільтр}} [k] - x_{\text{неза шум}} [k])^2} \right), \quad (4.2)$$

$$\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неспотв}} [k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{за шум}} [k] - x_{\text{спотв}} [k])^2} \right), \quad (4.3)$$

та k – порядковий номер відліку,

N – загальна кількість відліків (дискретних значень),

$x_{\text{неспотв}}[k]$ – значення неспотвореного сигналу,

$y_{\text{відфільтр}}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу,

$x_{\text{спотв}}[k]$ – значення спотвореного сигналу.

В наступних розділах виконано оцінювання значень ΔSNR для результатів фільтрації біомедичних сигналів ЕКГ та ЕЕГ.

4.2.1 Оцінка оптимальності фільтрації нестационарного сигналу ЕКГ

В ході експерименту був зареєстрований сигнал ЕКГ (в умовах з найменшим впливом шуму) при частоті дискретизації 1000 Гц протягом одногокардіоциклу (див. рис. 4.1). До інформаційного сигналу був доданий білий шум з нормальним розподілом і $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

Далі спотворений сигнал був оброблений за допомогою методу ОСФ і відповідного значення m . На рисунку 4.2 зображено результат фільтрації спотвореного сигналу ЕКГ.

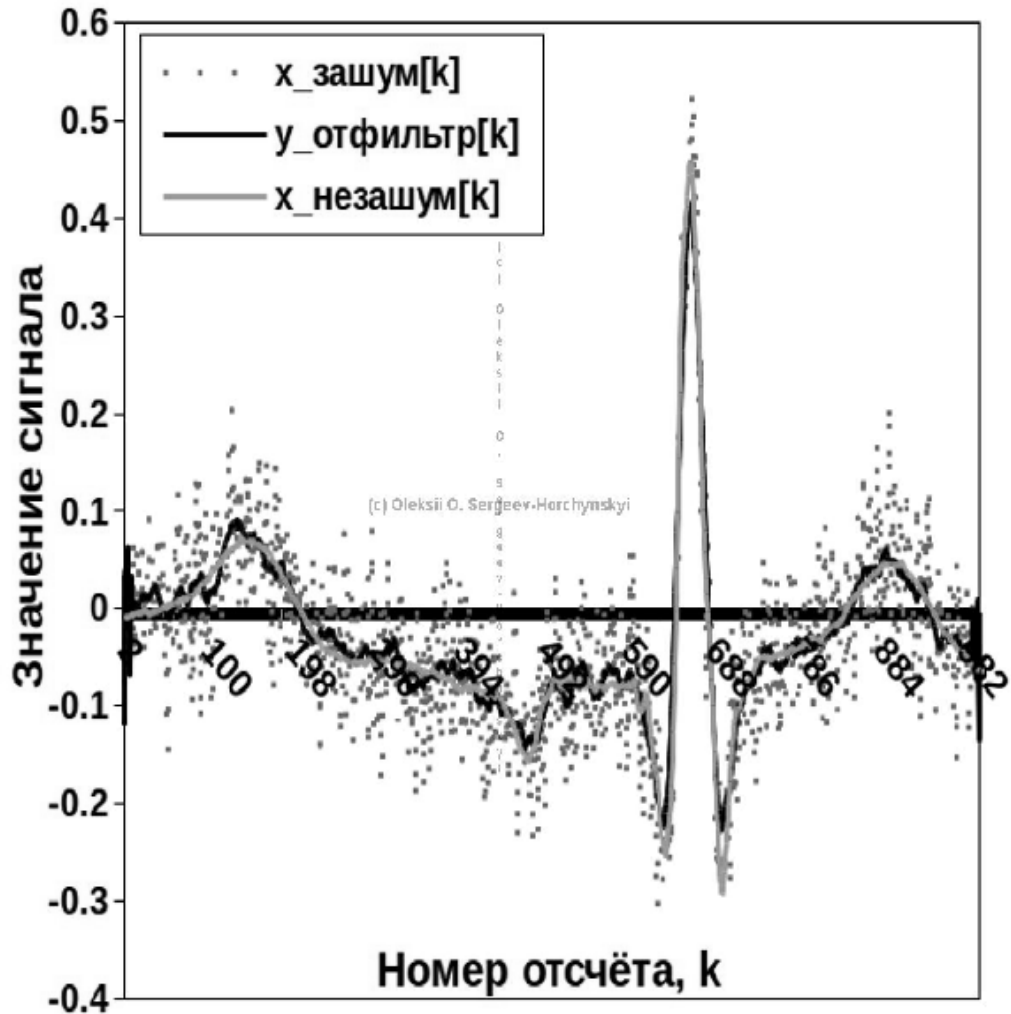


Рисунок 4.2. Значення сигналу ЕКГ, частота дискретизації 1000 Гц,
 $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $\Delta SNR = 9$ дБ, $m = 19$

Для відфільтрованого та спотвореного сигналів, зображених на рис. 4.2, було розраховано значення ΔSNR рівне 9 дБ при початковому $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ. Візуальна оцінка рис. 4.2 показала, що за допомогою ОСФ можна відфільтрувати інформаційний сигнал з мінімальним відхиленням.

4.2.2 Оцінка оптимальності фільтрації нестационарного сигналу ЕЕГ

В ході експерименту був зареєстрований інформаційний сигнал ЕЕГ (в умовах з найменшим впливом шуму) при частоті дискретизації 1000 Гц (див. рис. 4.3). До інформаційного сигналу був доданий білий шум з нормальним розподілом та $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ.

Далі спотворений сигнал був оброблений за допомогою методу ОСФ і знайдене оптимальне значення m . На рисунку 4.3 зображені результати фільтрації спотвореного сигналу ЕЕГ.

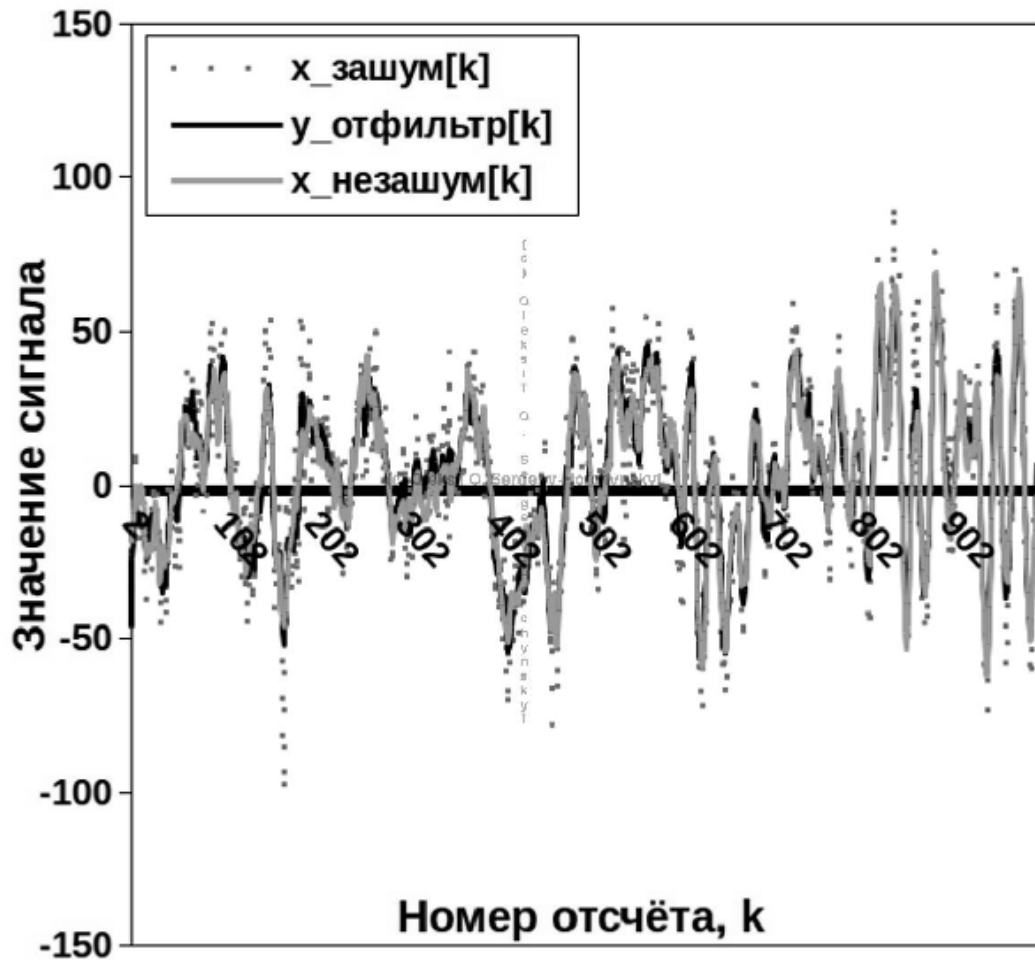


Рисунок 4.3. Значення сигналу ЕЕГ, частота дискретизації 1000 Гц, $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ, $\Delta\text{SNR} = 6$ дБ, $m = 5$

Для відфільтрованого та спотвореного сигналів, наведених на рис. 4.3, були розраховані оптимальний параметр СФПРС $m = 5$ з локальним найменшим значенням ΔSNR рівним 6 дБ при початковому $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ. Візуальна оцінка рис. 4.3 показала, що за допомогою ОСФ можна відфільтрувати нестационарний сигнал зі збереженням основних реперних значень інформаційного сигналу ЕЕГ.

4.2.3 Висновки за результатами фільтрації адитивного шуму

При обробленні біомедичних сигналів при однаковому $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ та частоті дискретизації 1000 Гц було показано, що від складності форми сигналу залежить значення параметру СФПРС m (чим складніше форма інформаційного сигналу, тем менше за значенням оптимальне m) та якість відновлення інформаційного сигналу (для ЕКГ при $m = 19$, $\Delta SNR = 9$ дБ ; для ЕЕГ при $m = 5$, $\Delta SNR = 6$ дБ). В результаті фільтрації ОСФ з мінімальними відхиленнями були збережені глобальні характерні значення складних сигналів та їх форма.

4.3 Оцінка зменшення імпульсної завади

У виконаних раніше експериментах була проаналізована можливість фільтрації спотворених сигналів при флуктуаційній заваді, що має нормальний розподіл (Гаусса) при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ. Результат фільтрації показав, що ОСФ дозволяє зменшити шумову складову й зберегти форму інформаційного сигналу.

У попередніх розділах 4.2.1 (сигнал ЕКГ) і 4.2.2 (сигнал ЕЕГ) для спотворення був застосований білий шум з розподілом Гаусса. Тепер проаналізуємо результат ОСФ при обробці спотвореного сигналу із шумом представленим у вигляді випадкових відхилень із заданою ймовірністю їх появи.

В експериментах 4.3.1-4.3.8 аналізується стійкість ОСФ до випадкових імпульсних завад представлений у вигляді добутку розподілу Гаусса та розподілу Бернуллі.

4.3.1 Експеримент, ЕКГ, $p = 0.25$, $SNR_{снотв} = 10$ дБ, $f_d = 1$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕКГ, $SNR = 10$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.25$.

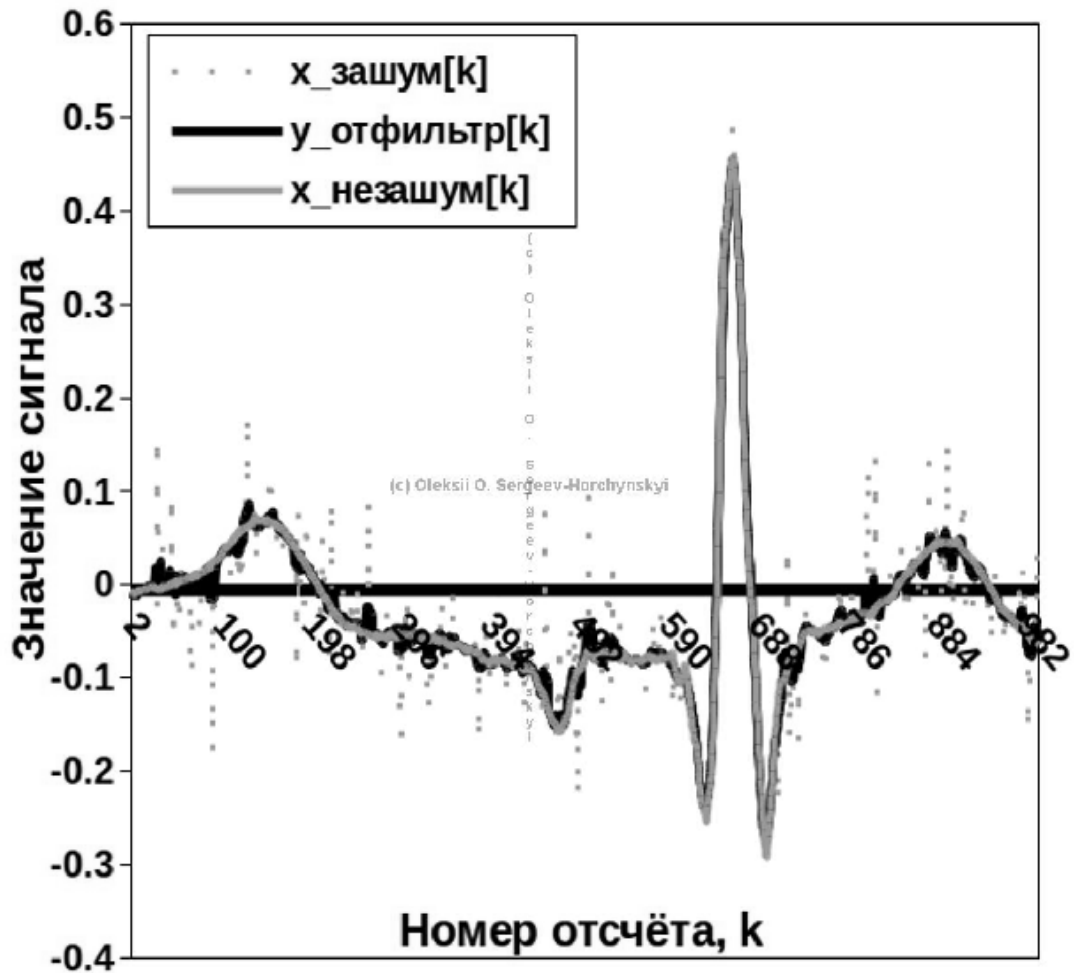


Рисунок 4.4. Сигнал ЕКГ, $SNR = 10$ дБ, ймовірність $p = 0.25$, $\Delta SNR = 8.01$ дБ, $m = 7$ (локальний мінімум).

4.3.2 Експеримент, ЕКГ, $p = 0.25$, $SNR_{снотв} = 5$ дБ, $f_{\delta} = 1$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕКГ, $SNR = 5$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.25$.

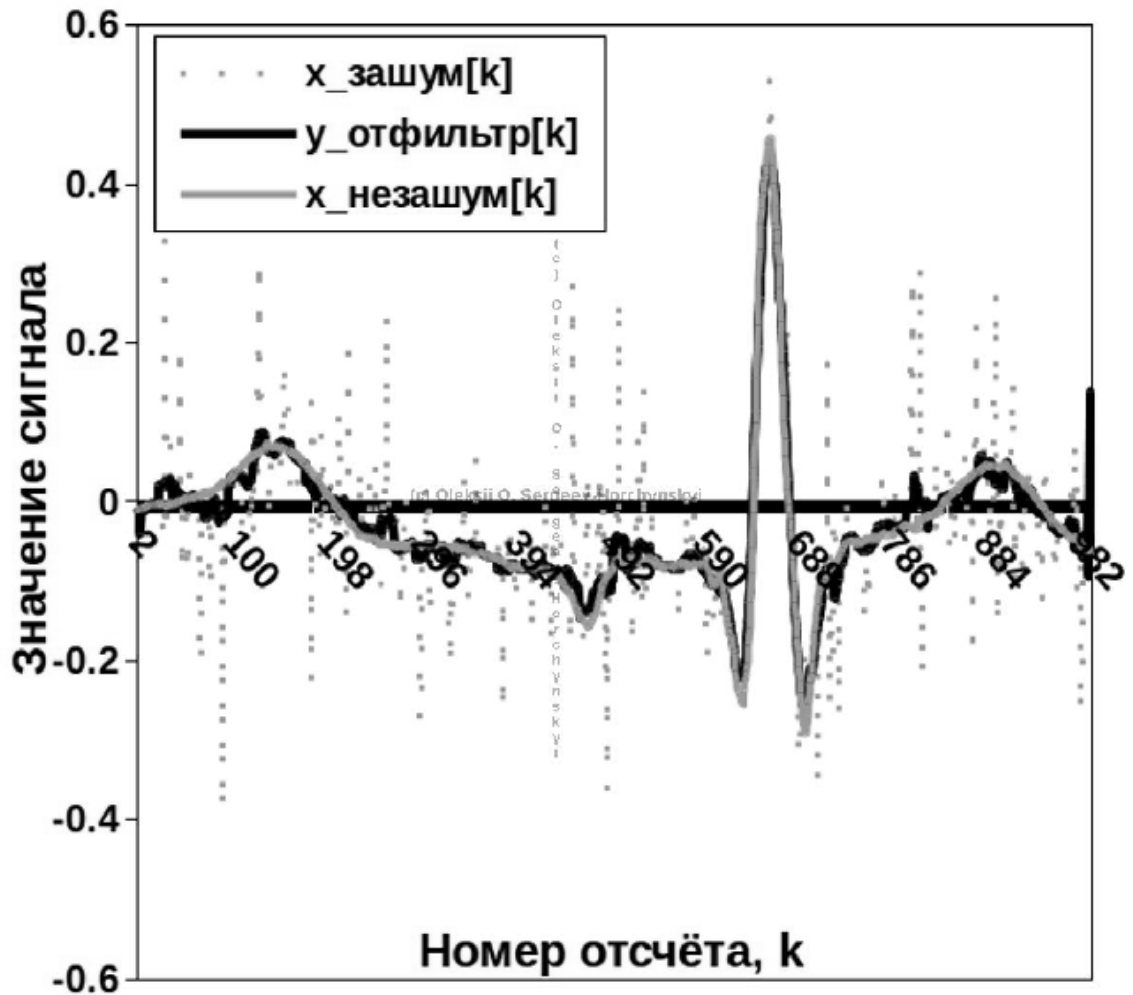


Рисунок 4.5. Сигнал ЕКГ, $SNR = 5$ дБ, ймовірність $p = 0.25$,
 $\Delta SNR = 9.46$ дБ, $m = 13$ (локальний мінімум).

4.3.3 Експеримент, ЕКГ, $p = 0.5$, $SNR_{снотв} = 10$ дБ, $f_{\delta} = 1$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕКГ, $SNR = 10$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.5$.

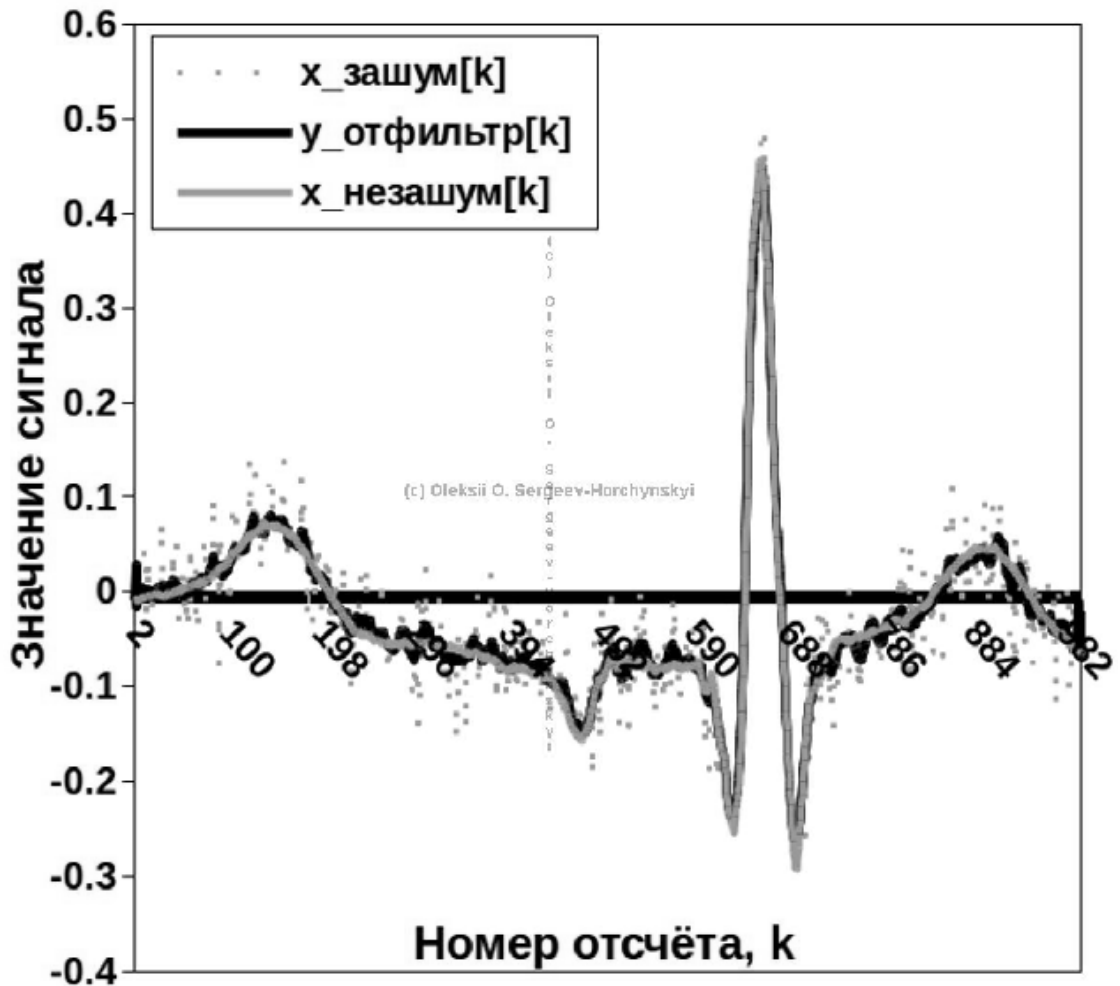


Рисунок 4.6. Сигнал ЕКГ, $SNR = 10$ дБ, ймовірність $p = 0.5$, $\Delta SNR = 8.28$ дБ, $m = 9$ (локальний мінімум).

4.3.4 Експеримент, ЕКГ, $p = 0.5$, $SNR_{снотв} = 5$ дБ, $f_d = 1$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕКГ, $SNR = 5$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.5$.

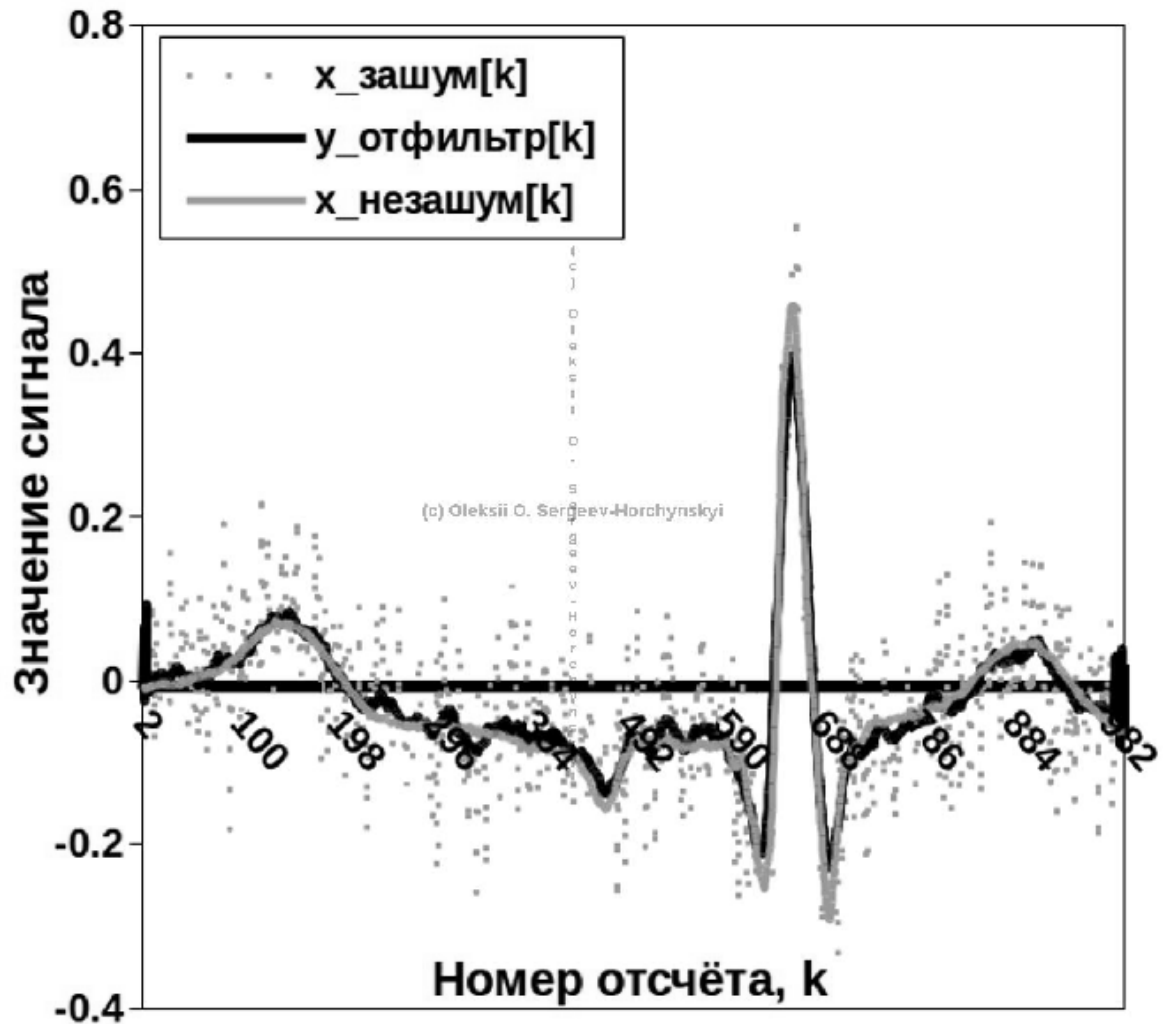


Рисунок 4.7 Сигнал ЕКГ, $SNR = 5$ дБ, ймовірність $p = 0.5$,

$\Delta SNR = 8.49$ дБ, $m = 21$ (локальний мінімум)

4.3.5 Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.25$, $SNR_{снотв} = 5$ дБ, $f_0 = 1$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 1000 Гц, $SNR = 10$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.5$.

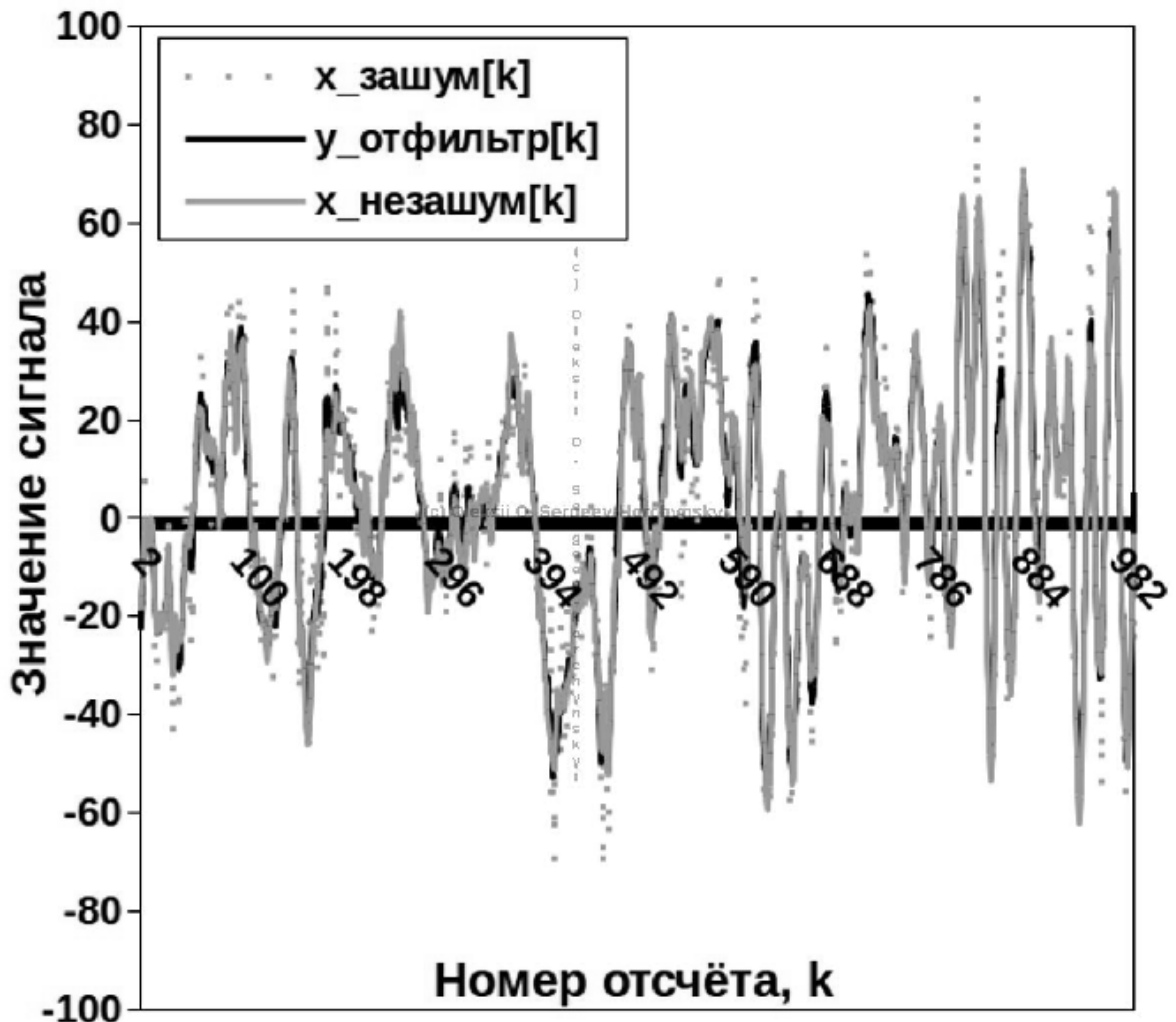


Рисунок 4.8 Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 1000 Гц, $SNR = 10$ дБ, ймовірність $p = 0.5$, $\Delta SNR = 4.86$ дБ, $m = 5$ (локальний мінімум)

4.3.6 Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.5$, $SNR_{снотв} = 5$ дБ, $f_d = 1$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 1000 Гц, $SNR = 5$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.5$.

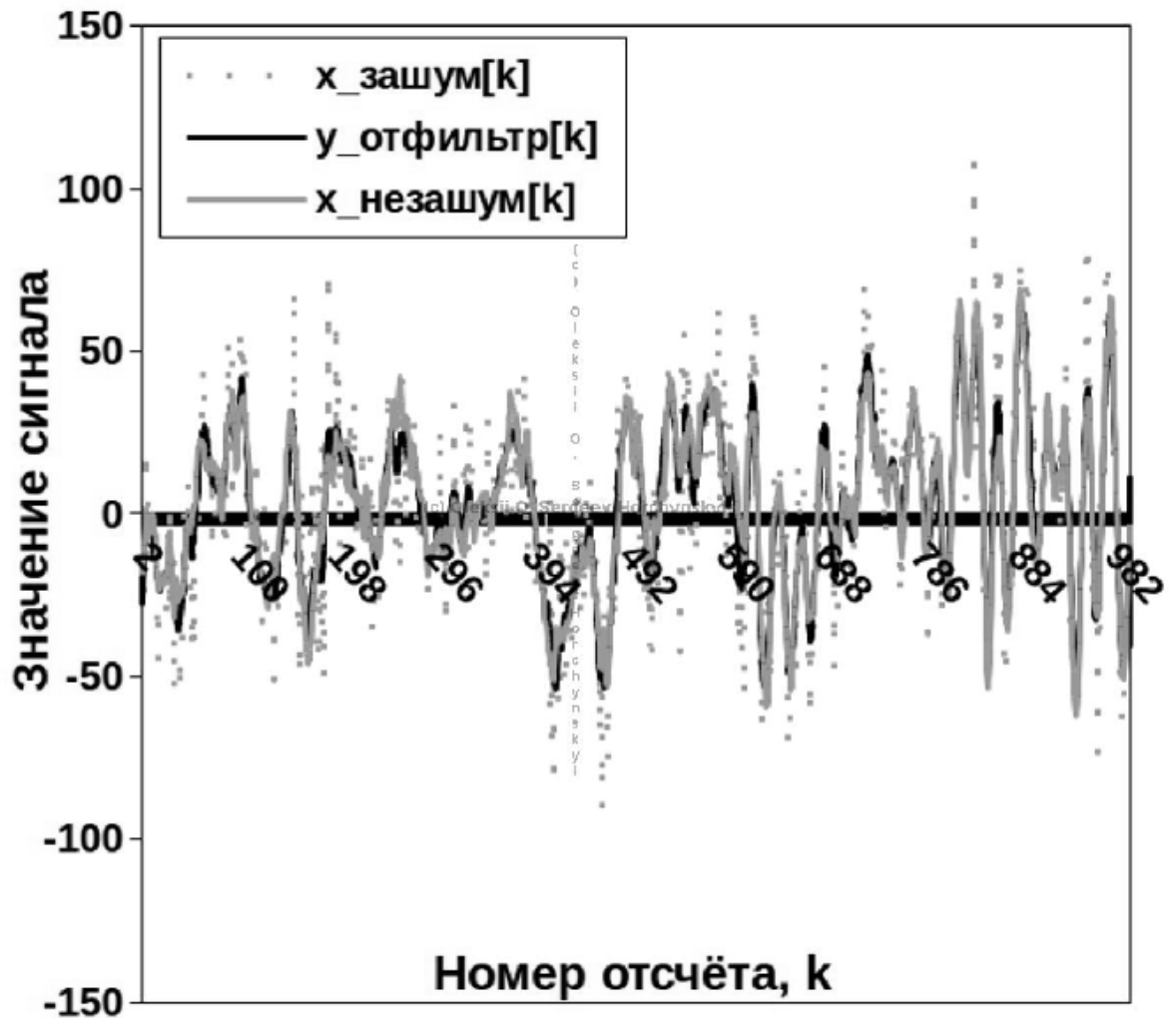


Рисунок 4.9 Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 1000 Гц, $SNR = 5$ дБ, ймовірність $p = 0.5$, $\Delta SNR = 6.28$ дБ, $m = 7$ (локальний мінімум)

4.3.7 Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.5$, $SNR_{снотв} = 10$ дБ, $f_{\delta} = 10$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 10000 Гц, $SNR = 10$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.5$.

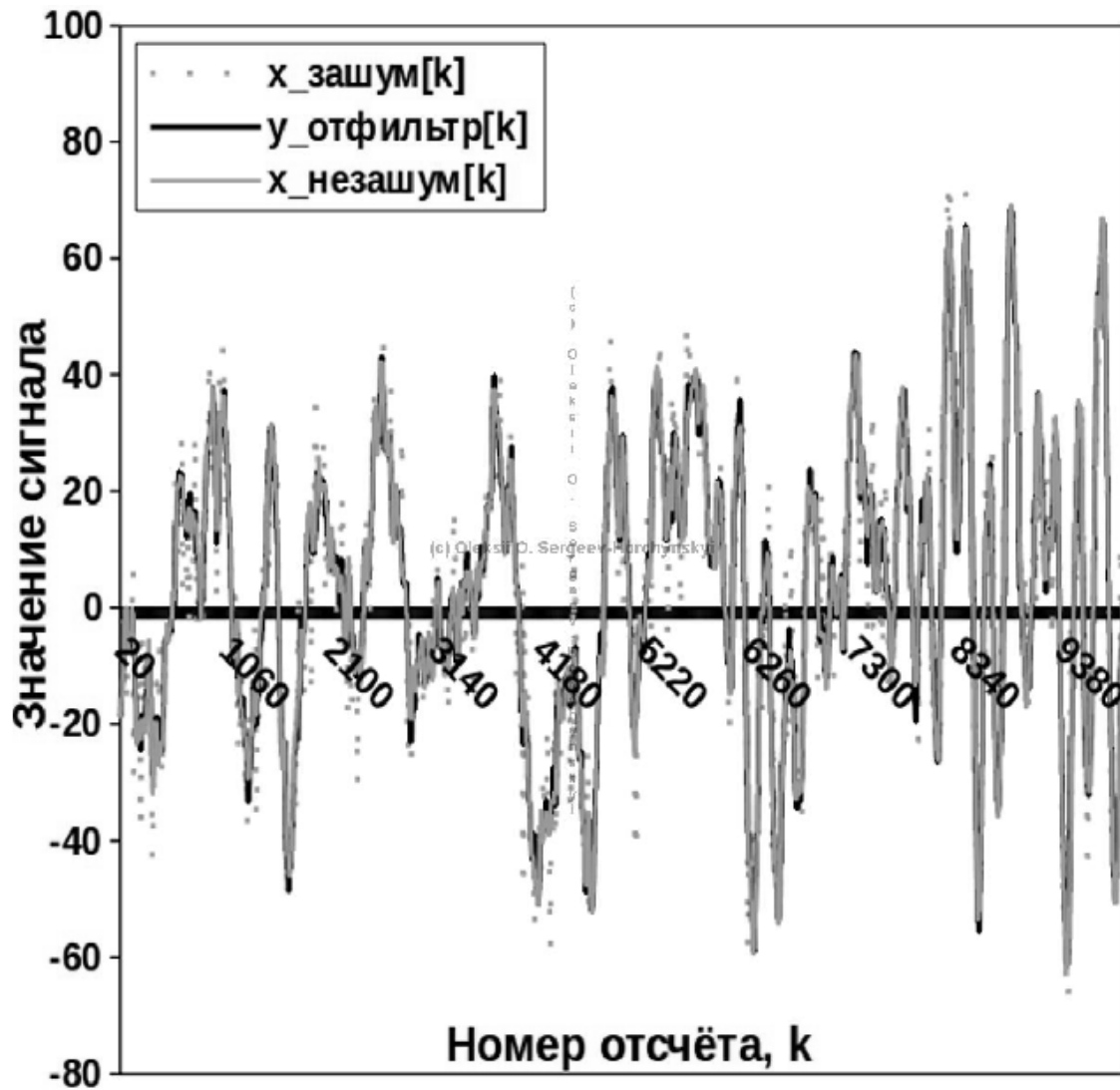


Рисунок 4.10 Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 10000 Гц, $SNR = 10$ дБ, ймовірність $p = 0.5$, $\Delta SNR = 11.14$ дБ, $m = 13$ (локальний мінімум)

4.3.8 Експеримент, ЕЕГ, $p = 0.5$, $SNR_{снотв} = 5$ дБ, $f_d = 10$ кГц

Інформаційний сигнал – сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 10000 Гц, $SNR = 5$ дБ, ймовірність відхилення $p = 0.5$.

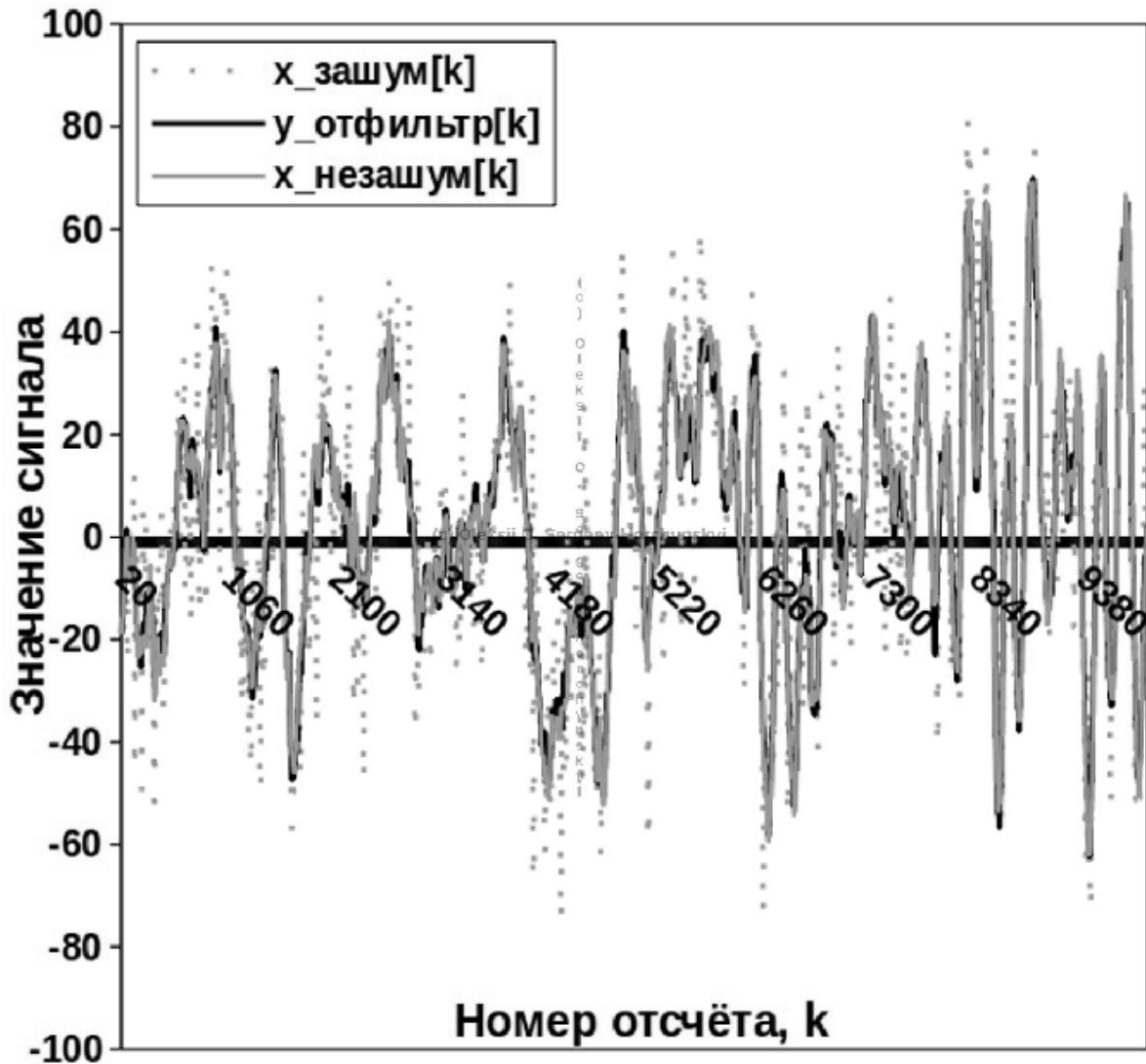


Рисунок 4.11 Сигнал ЕЕГ, частота дискретизації 10000 Гц, $SNR = 5$ дБ, ймовірність $p = 0.5$, $\Delta SNR = 13.26$ дБ, $m = 23$ (локальний мінімум)

4.3.9 Висновки за результатами зменшення імпульсних завад

З результатів експериментів по обробці спотвореного сигналу ЕКГ із шумом представленим у вигляді імпульсних завад, можна зробити висновок, що ОСФ є стійким до відхилень з $p = 0.25$ та частотою дискретизації 1000 Гц, при $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10$ дБ можна відновити інформаційний сигнал з $\Delta\text{SNR} = 8.01$ дБ, а при $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ із $\Delta\text{SNR} = 9.46$ дБ. При відхиленнях з $p = 0.5$, частотою дискретизації 1000 Гц та $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10$ дБ можна відновити інформаційний сигнал з $\Delta\text{SNR} = 8.28$ дБ, а при $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ з $\Delta\text{SNR} = 8.49$ дБ.

Результат ОСФ досить точно відтворює форму інформаційного сигналу ЕКГ (при $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ) і його можна використовувати в якості інформаційного при генеруванні спеціалізованих СЦФ ПРС для різних характеристик шуму.

З результатів експериментів по обробці спотвореного нестационарного сигналу ЕЕГ, можна зробити висновок, що при зменшенні $\text{SNR}_{\text{спотв}}$ система ОСФ адаптується під рівень шуму, в результаті ΔSNR збільшується. При частоті дискретизації 1000 Гц для відхилень з $p = 0.5$ і $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10$ дБ інформаційний сигнал можна відновити з $\Delta\text{SNR} = 4.86$ дБ, а при $p = 0.5$ і $\text{SNR} = 5$ дБ з $\Delta\text{SNR} = 6.28$ дБ. При збільшенні частоти дискретизації до 10000 Гц, ймовірність відхилень $p = 0.5$ та $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 10$ дБ інформаційний сигнал можна відновити з $\Delta\text{SNR} = 11.14$ дБ, а при $p = 0.5$ і $\text{SNR}_{\text{спотв}} = 5$ дБ з $\Delta\text{SNR} = 13.26$ дБ.

4.4 Оцінка результатів фільтрації стаціонарного сигналу

Виконано порівняння результатів фільтрації спотвореного сигналу стаціонарної форми на прикладі суми чотирьох гармонік за допомогою наступних методів: адаптивна оптимізована система фільтрації (АОСФ), фільтр Баттерворта, оптимальний фільтр Вінера, адаптивний фільтр Савицького-Голея на базі сингулярної декомпозиції.

Оцінювання ефективності методів адаптивної фільтрації виконано за відстанню Евкліда для значень відфільтрованого та спотвореного сигналів:

$$D(\{x_{\text{неза шум}}[k]\}, \{y_{\text{відфільтр}}[k]\}) = \sqrt{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}}[k] - y_{\text{відфільтр}}[k])^2}, \quad (4.4)$$

де k – порядковий номер відліку,

$x_{\text{неза шум}}[k]$ – значення неспотвореного сигналу,

$y_{\text{відфільтр}}[k]$ – значення відфільтрованого сигналу,

N – загальна кількість відліків (дискретних значень).

У серії експериментів (див. таблицю 4.1), з метою порівняння й оцінки існуючих методів адаптивної фільтрації, було згенеровано тестовий сигнал стаціонарної форми за наступною функцією:

$$x[k] = 0.2 \sin(2\pi(f)k) + \sin(2\pi(3f)k) + 0.5 \cos(2\pi(5f)k) + 1.5 \cos(2\pi(7f)k) + \varepsilon[k], \quad (4.5)$$

де k – номер відліку,

f – частота сигналу (25 Гц),

$x[k]$ – значення спотвореного сигналу,

ε - значення шумової складової.

Данні вказані у табл. 4.1, рис. 4.1 та рис. 4.2 відтворюють результати експериментів зазначені у [29] та доповнені результатами експериментів проведених у дисертаційній роботі.

Порівняння результатів фільтрації стаціонарного сигналу

$SNR_{спотв},$ дБ	Метод	Частота дискретизації	$SNR_{відфільтр},$ дБ	Початкова відстань Евкліда	Кінцева відстань Евкліда
5	Вінера	2 кГц	12.04	245	128
	ФНЧ Баттерворта	2 кГц	7.22	245	231
	Заснований на SVD метод	2 кГц	18.56	245	76
	АОСФ	40 кГц	19.81	245	49.5
0	Вінера	2 кГц	-28.3	465	5628
	ФНЧ Баттерворта	2 кГц	2.08	465	325
	Заснований на SVD метод	2 кГц	8.13	465	156
	АОСФ	40 кГц	14.84	465	87.52

Результати виконаної серії експериментів по фільтруванню стаціонарного сигналу з різними значеннями $SNR_{спотв}$ показали: фільтрація за допомогою ФНЧ Баттерворта досить добре зменшує значення шуму, однак супроводжується відхиленням амплітуди та фази інформаційного сигналу, при цьому степінь відхилень пропорційна розміру вікна фільтра; лінійний фільтр Вінера досить добре відтворює форму інформаційного сигналу, однак при малих значеннях SNR , тобто високому рівні шуму, фільтрація призводить лише до видозміни характеристик шумовий складової, однак не до зменшення її рівня [39]; підхід адаптивної фільтрації на базі сингулярної декомпозиції дозволяє зберегти форму інформаційного сигналу та є стійким при $SNR_{спотв} \sim 0$ дБ, однак вимагає значних обчислювальних витрат, застосування оператора сингулярної декомпозиції та пошуку оптимальних багаточленів високих степенів.

На рис. 4.12 представлені результати фільтрації спотвореного сигналу при $SNR_{спотв} = 5$ дБ та $SNR_{спотв} = 0$ дБ.

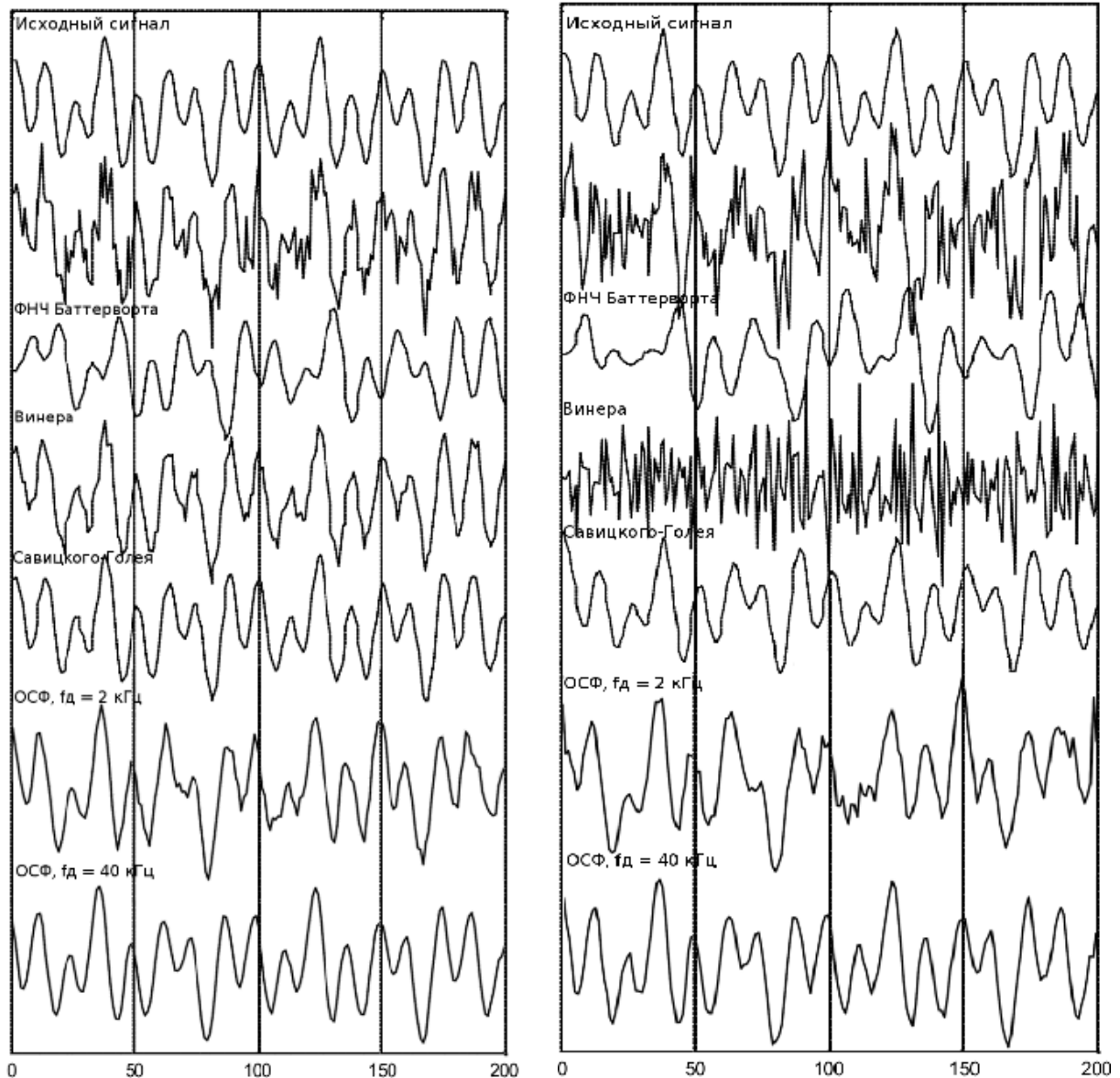


Рисунок 4.12 Результати фільтрації тестового сигналу

при $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ та $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ

З результатів фільтрації, представлених у таблиці 4.1, слідує, що підхід сингулярного розкладання спотвореного сигналу та адаптивної фільтрації продемонстрував кращий результат у порівнянні з оптимальним фільтром Вінера та фільтром Баттерворта. Розроблена в дисертаційній роботі адаптивна оптимізована системи фільтрації (АОСФ) продемонструвала кращий результат фільтрації, ніж оптимізована система фільтрації (ОСФ), внаслідок адаптивного визначення оптимальної частоти дискретизації спотвореного сигналу.

При $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ та базовій частоті дискретизації $f_d = 2$ кГц розроблений метод АОСФ продемонстрував кращий результат фільтрації $\text{девл} = 49.5$ при адаптованій частоті дискретизації 40 кГц у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $\text{девл} = 231$, оптимального фільтра Вінера $\text{девл} = 128$, адаптивного фільтра Савицького-Голя $\text{девл} = 76$.

При $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ та базовій частоті дискретизації $f_d = 2$ кГц, розроблений метод АОСФ продемонстрував кращий результат фільтрації $\text{девл} = 87$ при адаптованій частоті дискретизації 40 кГц у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $\text{девл} = 325$, оптимального фільтра Вінера $\text{девл} = 5628$, адаптивного фільтра Савицького-Голя $\text{девл} = 156$.

4.5. Оцінка результатів фільтрації нестационарного сигналу

Виконано порівняння результатів фільтрації спотвореного нестационарного сигналу електрокардіографії (ЕКГ) за допомогою методів фільтрації: адаптивна оптимізована система фільтрації (АОСФ), фільтр Баттерворта, адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень, метод локально-адаптивної фільтрації (ЛАФ).

Оцінювання ефективності розглянутих методів фільтрації виконано за відношенням сигнал-шум (SNR) для значень відфільтрованого сигналу:

$$SNR_{\text{відфільтр}} = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{\sum_{k=0}^{N-1} (x_{\text{неза шум}}[k])^2}{\sum_{k=0}^{N-1} (y_{\text{відфільтр}}[k] - x_{\text{неза шум}}[k])^2} \right), \quad (4.6)$$

де k - порядковий номер відліку,

N - загальна кількість часових відліків (дискретних значень),

$x_{\text{неза шум}}[k]$ - значення неспотвореного сигналу,

$y_{\text{відфільтр}}[k]$ - значення відфільтрованого сигналу.

З метою порівняння методів адаптивної фільтрації було згенеровано спотворений біомедичний сигнал ЕКГ (див. рис. 4.13).

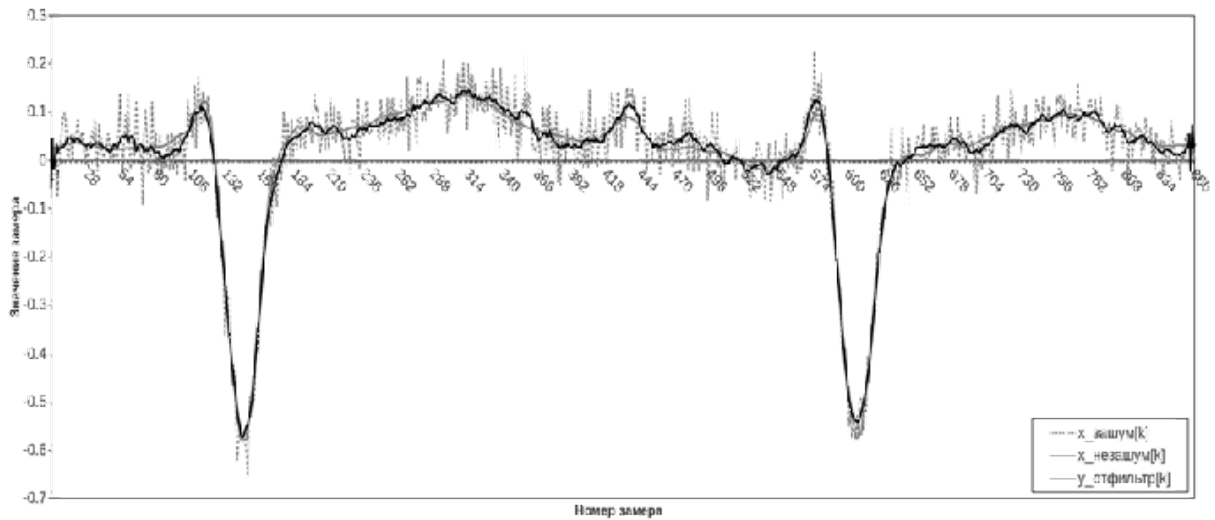


Рисунок 4.13 Тестовий інформаційний, спотворений та відфільтрований сигнали ЕКГ, білий шум з розподілом Гаусса, $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ, $f_d = 400$ Гц

Результати експериментів представлені у таблиці 4.2 відтворюють інформацію з [40] та доповнені результатами експериментів, виконаних у даній дисертаційній роботі (див. рис. 4.13).

Таблиця 4.2

Порівняння результатів фільтрації нестационарного сигналу ЕКГ

Тип фільтра	$SNR_{\text{відфільтр}}$, дБ
Фільтрація ЕКГ при частоті дискретизації 400 Гц	
$SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ	
Фільтр Баттерворта	14.8
Адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень	18.9
Локально-адаптивний фільтр	19.5
АОСФ ($f_d = 1000$ Гц)	20.3

Результати виконаної серії експериментів по фільтруванню сигналу ЕКГ показали, що при $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ і базовій частоті дискретизації $f_d = 400$ Гц,

розроблений метод АОСФ забезпечує кращий результат фільтрації $SNR_{\text{відфільтр}} = 20.3$ дБ при адаптованій частоті дискретизації 1000 Гц у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $SNR_{\text{відфільтр}} = 14.8$ дБ, адаптивного фільтра Вінера $SNR_{\text{відфільтр}} = 18.9$ дБ, ЛАФ $SNR_{\text{відфільтр}} = 19.5$ дБ. Адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень забезпечує високу ефективність зменшення шуму в ЕКГ при цьому характеризується деякими особливостями: невисока ефективність при непрогнозованих змінах форми інформаційного сигналу, умова стаціонарності шуму, виконання вейвлет-перетворень, виконання аналізу спектру відфільтрованого сигналу. ЛАФ виключно адаптований під фільтрацію окремих частин сигналу ЕКГ й виконує фільтрацію на базі трьох типів фільтрів: екстраполюючого КІХ-гібридного медіанного фільтра з лінійними субапертурами (ЕКГМФ), α -урізаного КІХ-гібридного фільтра (АКГФ), КІХ-гібридного фільтра на базі порядкових статистик (КГФОС). Розроблений метод АОСФ показав кращий результат при менших обчислювальних витратах, відсутності застосування трьох типів фільтрів, необхідності виконання вейвлет-перетворень та аналізу відфільтрованого сигналу у частотній області.

4.6 Впровадження розроблених методів та моделей

Стрімкий розвиток сучасних інформаційно-комунікаційних систем (ІТС), у тому числі медичного призначення, та їх широке застосування в різних сферах людської життєдіяльності обумовлене різким збільшенням обсягів інформаційних потоків спеціалізованого та загального призначення, що потребує впровадження наукоємних технологій та застосування нових апаратних засобів з використанням сучасних методів і систем оброблення інформації.

Завдання створення медичних ІТС будь-якої складності супроводжується розв'язанням широкого спектру науково-прикладних задач, серед яких реєстрація, передавання та оброблення інформації. Ключове місце в задачах підвищення ефективності використання ІТС в процесах обробки та обміну інформацією займає завадостійка оптимальна фільтрація. Різноманіття біомедичних сигналів по частотам та магнітудам, присутність штучних або природних завад, а також варіювання їх значень для різноманітного устаткування ІТС, суттєво ускладнює процедуру

оптимальної фільтрації сигналів різної форми в одному медичному приладі, впливає на збільшення елементної бази, зменшує якість та швидкість оброблення даних.

Цілком справедливо можна говорити про методи адаптивної фільтрації, як про один з найважливіших компонентів забезпечення ефективного функціонування ІТС медичного призначення. Тому важливою та актуальною є задача розроблення технологій, методів адаптивної фільтрації інформаційних медичних сигналів на фоні високого рівня завад в ІТС.

Специфіка застосування приладів передачі медичної інформації, як для стаціонарних процесів лікування та надання консультацій, так і для мобільного застосування в умовах кризових ситуацій вимагає від устаткування різноманіття форм передачі критичної інформації про пацієнта з заданою якістю. Робота лікарів в умовах географічного віддалення та при наявності дестабілізуючих факторів передбачає організацію медичних ІТС з урахуванням можливості передачі максимально точних даних в діагностичні центри.

Дану можливість може забезпечити розроблена технологія, методи і моделі побудови ІТС медичного призначення на базі адаптивної оптимальної фільтрації. Важливо зауважити, що перспективи застосування розроблених методів, зумовлені швидким розвитком технічних можливостей різнорідних мереж загального призначення: Wi-Fi, WiMAX, LTE, супутниковий канал поєднаний із стандартами LAN, IEEE - 1394, IEEE - 802.11, USB, COM, Bluetooth, S - video, RCA і т.д.

Останніми роками все більше впроваджуються високошвидкісні види мобільного доступу, такі як 3G і 4G, що дозволяє передавати і обробляти медичні дані з кількісними показниками швидкості, які наближаються до характеристик комутованих каналів зв'язку. На даний момент, реальна пропускна спроможність бездротових каналів передачі даних різнорідних мереж, складає близько 100-200 Мбіт/с. Дана загальна швидкість, теоретично дозволяє організувати передачу інформаційного потоку даних від пацієнта і його лікаря до лікаря консультанта або шпиталю із швидкістю, що задовольняє обмін та обробку даних у реальному часі. Сучасне технічне устаткування надає можливість передачі потокової медичної

інформації між трьома і більше базовими точками для здійснення консультацій у режимі реального часу.

Впровадження нових технологій зв'язку в медичних ІТС обумовлене специфікою галузі та технічними можливостями мереж передачі даних. Зазначимо, що пропонується використання найбільш поширених з технічної та економічної точки зору стандартів, а саме - GPRS, EDGE, 3G, 4G, а також медичних стандартів обміну даними: ASTM, ASC X12, IEEE/MEDIX, NCPDP, HL7, DICOM (мультимедійні системи - SIP (Session Initiation Protocol серії H.320 - H.32xx)). Данні стандарти підтримуються практично усіма операторами мобільного зв'язку, а площа покриття мережі сприяє її застосуванню для широкого спектру територіально рознесених інформаційних об'єктів.

Стандарт DICOM дозволяє організувати цифровий зв'язок між різним діагностичним і терапевтичним медичним устаткуванням різних виробників: комп'ютерними (КТ) і магнітно-резонансними томографами (МРТ), електронними мікроскопами, УЗІ-сканерами. На основі DICOM за допомогою стандартного протоколу, наприклад TCP/IP, медичне устаткування може інтегруватися в єдину медичну ІТС з віддаленим доступом.

Стандарт DICOM дозволяє проводити різні медичні дослідження в територіально-розподілених діагностичних центрах з можливістю збору і обробки інформації в умовах кризових ситуацій. Стандартом DICOM визначено два інформаційні рівні:

– файловий рівень - об'єктний файл з теговою (на базі міток) організацією для представлення статичного зображення (чи серії зображень) і супроводжуючої/інформації у вигляді DICOM тегів;

– мережевий рівень - для передачі DICOM файлів і DICOM команд по мережах з підтримкою TCP/IP протоколів (рис. 4.14).

Файловий рівень стандарту DICOM є об'єктно-орієнтованим файлом з теговою організацією. Інформаційна модель стандарту DICOM для DICOM файлу чотириступінчаста: пацієнт → дослідження → серія → зображення.

Файловий рівень стандарту DICOM 3.x описує: особисті дані пацієнта; вид обстеження і його результати, дату/час його проведення; умови і параметри проведення дослідження пацієнта; унікальні ключі ідентифікації даних Unique Identifier (UID); зображення, серію або набір серій відеоданих, отриманих при обстеженні пацієнта.

Мережевий рівень стандарту DICOM використовує TCP/IP формат для передачі інформації від медичного устаткування в медичну інформаційну систему PACS (Picture Archiving and Communication System), а також використовується для організації системи зв'язку між іншими (базовими або мобільними) PACS -системами. Протокол стандарту DICOM включає три рівні: нижній рівень TCP – DUL (DICOM Upper Layer); середній – фіксовані протоколи сервісів: DIMSE (DICOM Message protocol) і ACSE (Association Control protocol); верхній рівень – DICOM Application Interface.

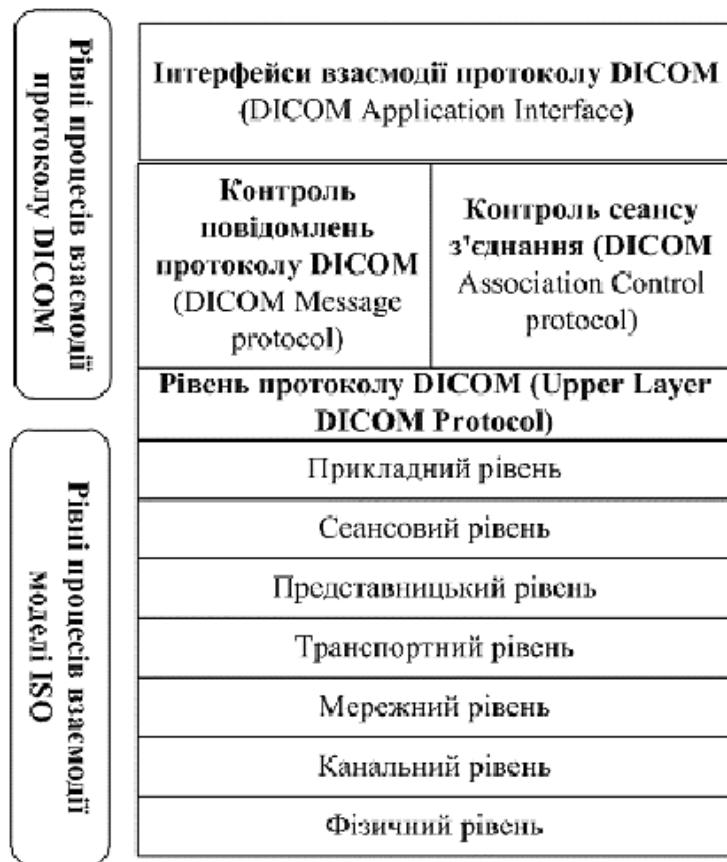


Рисунок 4.14 - Рівні процесів взаємодії моделі ISO та протоколу DICOM

Стандарт DICOM дозволяє проводити інтеграцію медичного устаткування різних виробників, включаючи DICOM-сканери, DICOM-сервери, автоматизовані робочі місця і DICOM принтери в єдину клінічну інформаційну систему (англ. Hospital information system).

Інформаційно-комунікаційні системи медичного призначення застосовують у надзвичайних ситуаціях або в зонах бойових дій чи катастроф та використовують спеціалізовані мобільні медичні комплекси або станції. Зазначені комплекси можуть бути, як індивідуальними, переносним, так і розміщуватися на базі пересувних засобів або госпіталів [9].

Технічне впровадження сучасного мобільного медичного комплексу, повинно включати до свого складу, по перше: базовий потужний сервер, різноманітне медичне устаткування, в тому числі засоби для проведення відеоконференцзв'язку, системи віддаленого бездротового зв'язку, систем адаптивної передачі та прийому даних з використання антенно-фідерних пристроїв, системи адаптивної фільтрації медичних сигналів різних класів на фоні завад.

Такими комплексами доцільно оснащувати бригади підрозділів мобільної медицини, медичні формування збройних сил країни, що задіяні в зонах катастроф, кризових ситуацій та антитерористичних операцій.

4.7. Застосування розроблених методів адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації в натільному мобільному медичному обладнанні

У сучасній натільній мобільній медичній апаратурі поширена активація вбудованого модуля бездротовому зв'язку за допомогою магнітного поля, що є вразливим з боку зовнішнього магнітного впливу, який можна застосовувати для періодичної активації медичного обладнання й розрядження його акумулятора [64]. Існує акустичний спосіб обміну інформацією, однак він також є вразливим для радіоперехоплення й передбачає наявність динаміка в медичному обладнанні [65].

В [63] запропоновано вібраційний спосіб передачі інформації, основними складовими якого є вібраційний мотор у діагностуючому обладнанні й акселерометр у медичному обладнанні. В [63] відзначається, що тривалість роботи сучасної

мобільної медичної апаратури становить близько 90 місяців при ємності батареї близько 2 А. Низьке енергоспоживання акселерометрів (~ 1 нА в активному стані) та компактність їх фізичної реалізації (кілька кубічних міліметрів) є основними плюсами при застосуванні в мобільному натільному медичному обладнанні.

Оскільки вібраційні коливання мають більш високу частоту, їх можна відфільтрувати від низькочастотних рухів (переміщення тіла пацієнта) за допомогою оптимальної високочастотної фільтрації.

У мікроелектромеханічних (МЕМС) акселерометрах розрізняють три основні джерела завад [66]:

- 1) механічні вібрації полікремнієвої пружини, яка включає вигнуту балку закріплену на підложці;
- 2) елементи схеми перетворення сигналу (АЦП, операційні підсилювачі);
- 3) дефекти вимірювальної схеми.

Джерелом механічних вібрацій в акселерометрах є рухливі мікробалки, за допомогою яких вимірюють прискорення в одному або двох ортогональних напрямках. Шуми, що виникають від дефектів вимірювальної схеми, звичайно розраховують на етапі виробництва. Шуми від елементів схеми перетворення сигналу можна заміряти й усунути в процесі реєстрації прискорення.

У всіх акселерометрах присутній імпульсний шум, який генерується елементами схеми перетворення сигналу (наприклад, операційним підсилювачем). В [63] автори продемонстрували передачу бінарного повідомлення за допомогою вібраційних коливань і низькочастотного аналізу значень прискорення акселерометра щодо фіксованих «граничних» значень на заданих інтервалах значень логічної "1" або логічного "0".

Розроблена авторами схема формування захищеного каналу зв'язки між діагностуючою й медичною апаратурою припускає первинну активацію модуля бездротовому зв'язку, який виконується за допомогою акселерометра та вібраційного мотора. Згідно з ідеєю авторів акселерометр спочатку перебуває в резервному режимі й після появи вібраційних коливань перемикається в режим високочастотного

детектування, далі до зареєстрованих вібраційних коливань застосовується високочастотна ковзна фільтрація та амплітудне детектування.

Хоча вібраційний канал зв'язку є максимально захищеним, оскільки бінарне повідомлення передається в безпосередньому контакті з медичним обладнанням, він орієнтований на максимально точну (за значеннями параметрів) конфігурацію характеристик обладнань, задіяних у формуванні зашифрованого каналу зв'язки.

Перелічимо основні апаратні складові, які беруть участь в обміні бінарними повідомленнями (криптографічними ключами) за схемою, запропонованою в [63]:

1. Вібраційний мотор у діагностуючому обладнанні.
2. Акселерометр у медичному обладнанні.
3. Фільтр верхніх частот з фіксованою пропускну частотою.
4. Схема оцінки значень градієнтів.
5. Схема оцінки значень середньоарифметичного.
6. Схема порівняння градієнта з фіксованими граничними значеннями.
7. Схема порівняння середнього арифметичного з фіксованими граничними значеннями.
8. Схема класифікації біта за значеннями градієнта й середнього арифметичного.
9. Модулі бездротового зв'язку вважаються стандартизованими.

При фіксованих характеристиках усі 9 складових можна ефективно застосувати для обміну бінарними повідомленнями (криптографічними ключами), однак фіксовані характеристики суттєво звужують перелік обладнань, які можна задіяти для реалізації запропонованого в [63] протоколу обміну бінарними повідомленнями.

Перелічимо характеристики з фіксованими значеннями, які в реальних умовах різняться:

- 1) частота дискретизації акселерометра;
- 2) частота вібраційного мотора;
- 3) рівень власних шумів акселерометра;
- 4) оптимальні граничні значення градієнта й арифметичного середнього;
- 5) інтервали коливань відповідно до бінарних значень первинного повідомлення;
- 6) довжина переданого бінарного повідомлення (ключа шифрування);

- 7) відстань між діагностуючим і медичним обладнаннями;
- 8) розташування акселерометра в просторі.

Усі перераховані характеристики апаратного забезпечення, що брало участь у протоколі обміну ключами, вимагає виконання додаткового кроку ідентифікації характеристик апаратури, адаптації параметрів протоколу й наступного обміну криптографічними ключами.

У статті [63] класифікація бінарних значень складається із трьох кроків, що включають високочастотну фільтрацію, виділення, що обгинає, класифікацію на основі значення градієнта й значення середнього арифметичного.

Недоліком запропонованого в [63] методу є ряд обмежень, які можуть бути реалізовані тільки в лабораторних умовах і суттєво звужують область застосування запропонованого методу:

- 1) фіксовані граничні значення градієнта й середнього арифметичного, які варіюються залежно від потужності вібраційного мотора в діагностуючому обладнанні, чутливості акселерометра в медичному обладнанні, відстані між обладнаннями ([63], "amplitudes below the low and high amplitude thresholds are interpreted as a bit 0 and a bit 1");

- 2) відсутність (або мінімальний рівень) "сенсорного" і "механічного" шумів;

- 3) фіксована частота дискретизації акселерометра ;

- 4) фіксована частота генерування вібраційних коливань ([63], "bit rate set to 20 bps");

- 5) фіксована кількість вібраційних імпульсів на один біт бінарного повідомлення (криптографічного ключа) ([63], "intervals equal to the bit period");

- 6) фіксована кількість значень лінійного прискорення, що відповідають одному біту бінарного повідомлення (криптографічного ключа);

- 7) фіксована потужність вібраційного імпульсу й фіксована відстань між вузлами каналу зв'язки ([63], "distance to the ED");

- 8) фіксоване розташування акселерометра в просторі.

Для передачі бітових повідомлень запропоновано модулювати низькочастотні бінарні значення за допомогою високочастотних вібраційних коливань генерованих вібраційним мотором (установленим у діагностуючому приладі) і реєстрованих за допомогою акселерометра (установленого в медичному обладнанні) (див. рис. 4.15).

Кожний біт бінарного повідомлення модулюється заданою кількістю вібраційних імпульсів, які виникають при одиничній активізації вібраційного мотора.

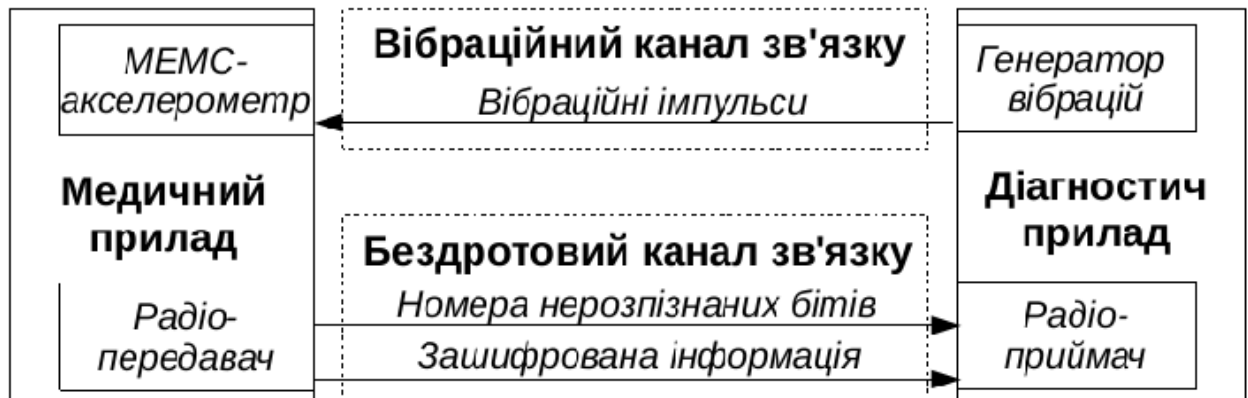


Рисунок 4.15 - Схема вібраційного каналу зв'язку

Змінними каналу зв'язку є наступні характеристики:

- 1) відстань між діагностуючим та медичним обладнанням;
- 2) потужність вібраційного імпульсу;
- 3) кількість імпульсів, що кодують один біт інформації;
- 4) частота дискретизації акселерометра;
- 5) рівень апаратних шумів;
- 6) розташування акселерометра в просторі.

На рис. 4.16 зображена подвоєна сума абсолютних значень проєкцій лінійного прискорення зареєстрованого в акселерометрі по трьом ортогональним осям X , Y , Z . Множення на два необхідне для збереження вихідного діапазону значень прискорення, яке зменшується при низькочастотній фільтрації її абсолютних значень [62].

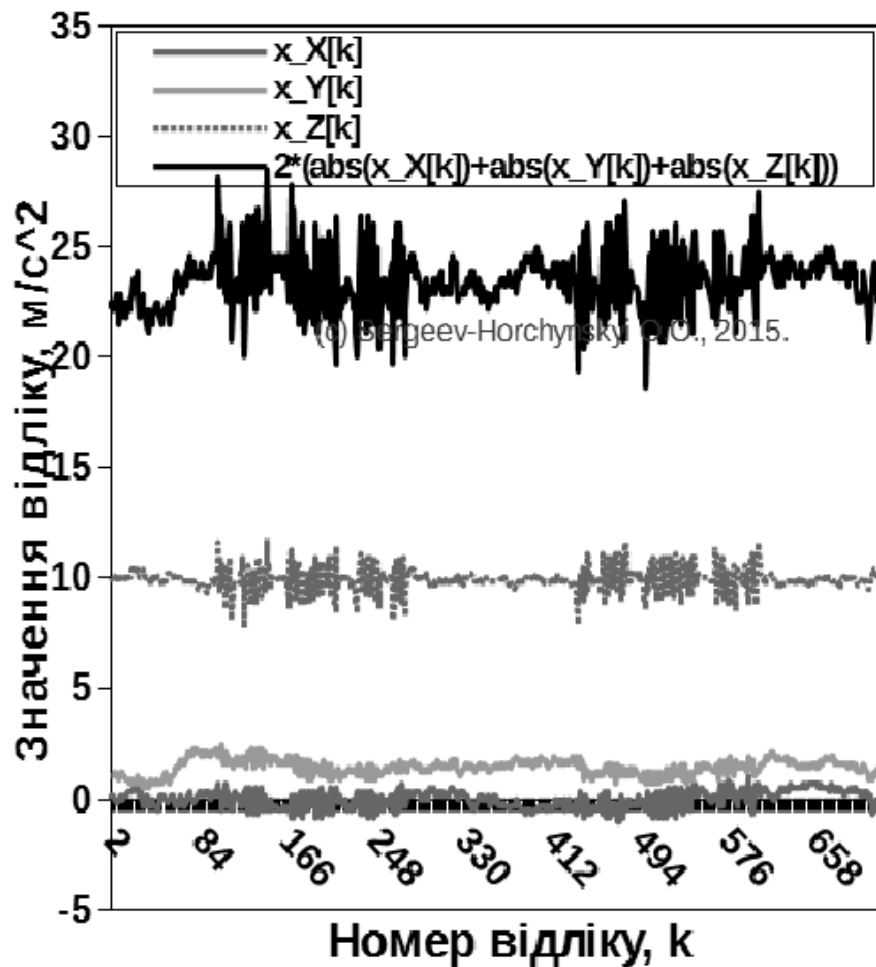


Рисунок 4.16 - Подвоєна сума абсолютних значень проєкцій лінійного прискорення

Частотний спектр спотвореного сигналу, який реєструється акселерометром можна розділити на наступні частотні складові:

- 1) нижні частоти, яка відповідає низькочастотному переміщенню акселерометра в просторі;
- 2) верхніх частот, яка відповідає вібраційним коливанням;
- 3) верхніх частот, яка відповідає власному шуму акселерометра.

Отже в смузі верхніх частот перебувають вібраційні коливання й власний шум акселерометра. Високочастотні складові можна відфільтрувати віднявши із спотвореного сигналу результат оптимальної низькочастотної фільтрації ПРС₁ (див. рис. 4.17) [63].

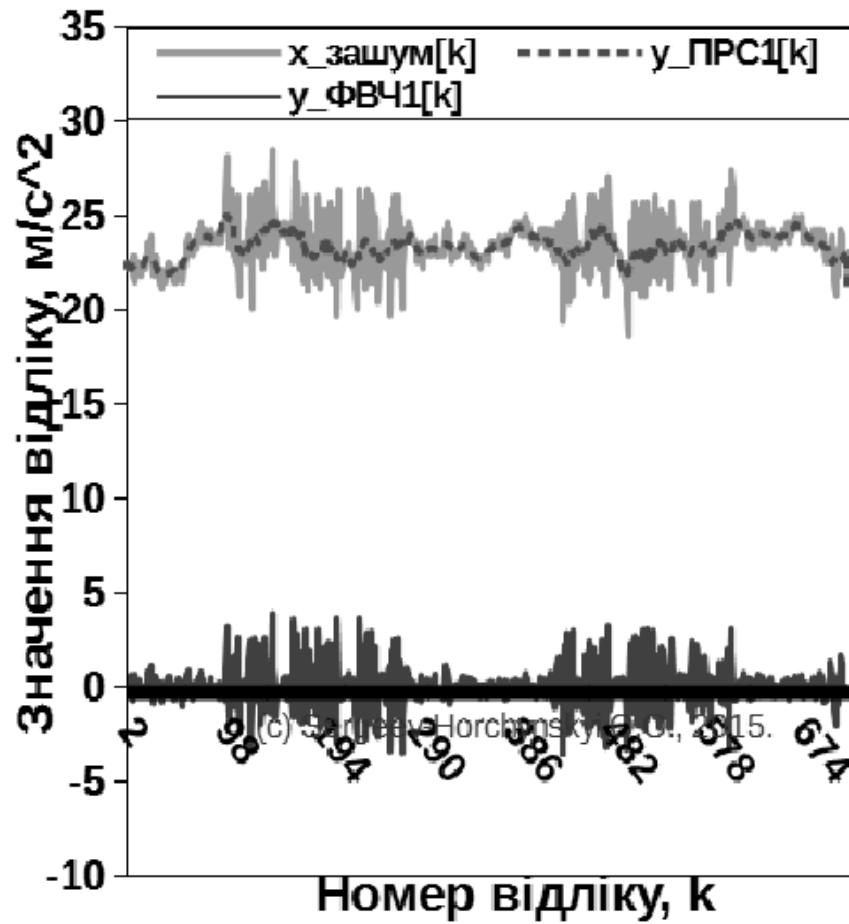


Рисунок 4.17 - Результат інвертованої оптимальної низькочастотної фільтрації

На рис. 4.18 зображені значення модулів Фур'є-образу результату ФВЧ₁ (див. рис. 4.17).

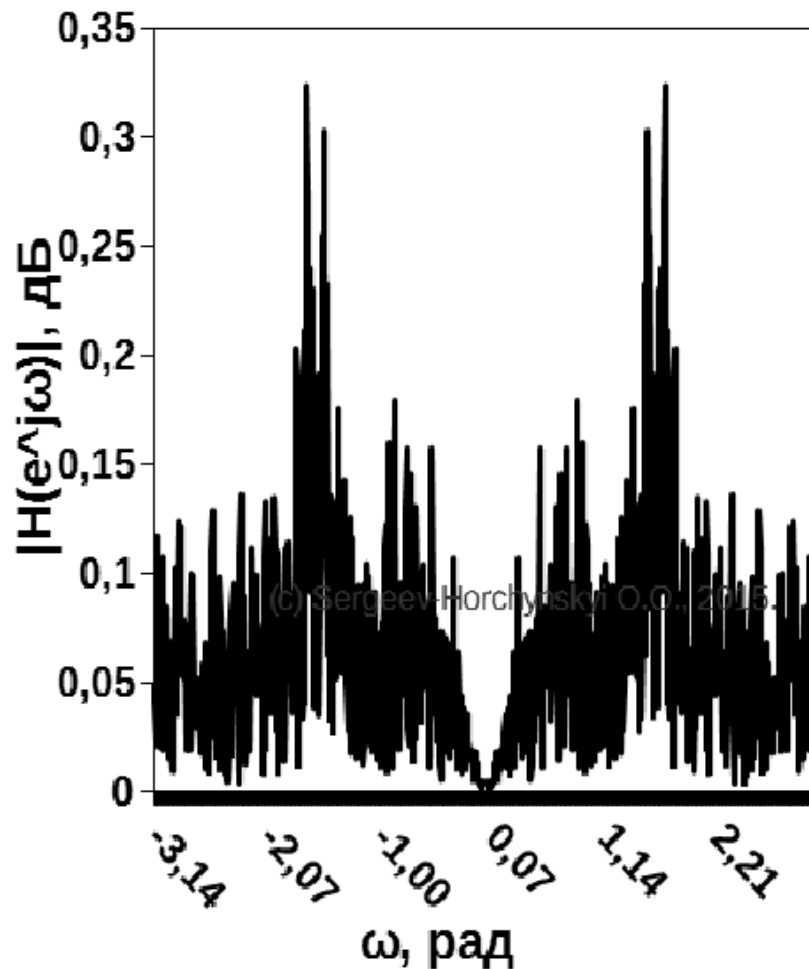


Рисунок 4.18 - Модулі Фур'є-образу відфільтрованої високочастотної складової ФВЧ1

Відфільтрована високочастотна складова містить вібраційну й шумову частотні складові. Вібраційні коливання необхідні для модулювання окремих бітів бінарного повідомлення. Отже в абсолютних значеннях відфільтрованої раніше високочастотної складової (див. рис. 4.20) присутня низькочастотна складова, яку можна відфільтрувати за допомогою оптимального цифрового фільтра ПРС₂ (див. рис. 4.19) [63].

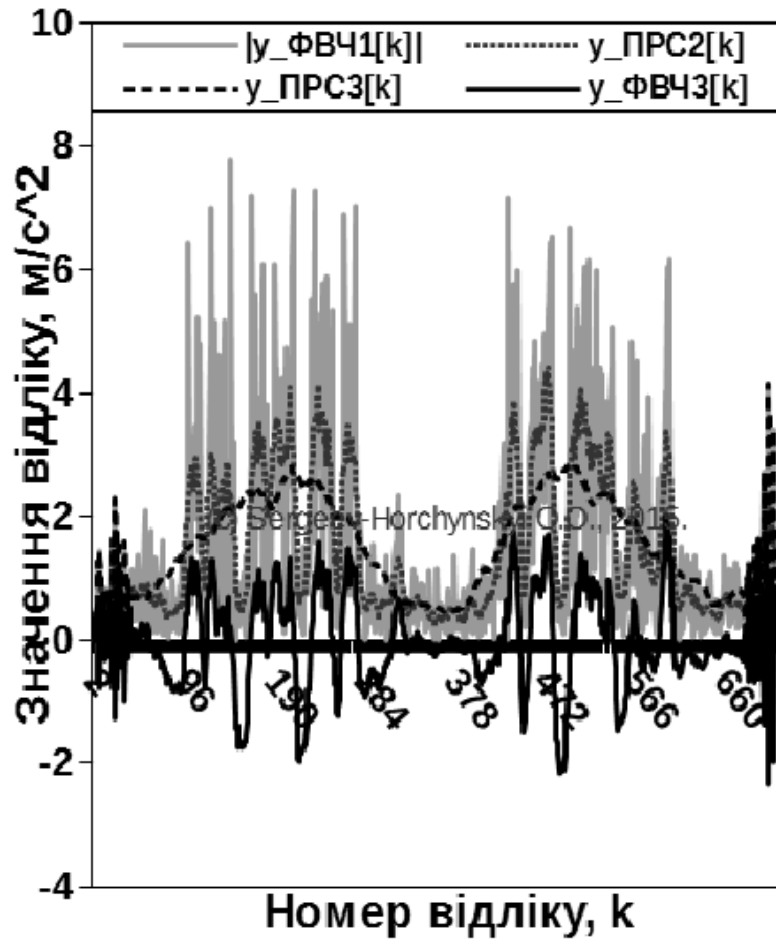


Рисунок 4.19 - Низькочастотна фільтрація абсолютних значень ФВЧ₁

На рис. 4.19 зображені значень відфільтрованої низькочастотної складової ($\text{SNR}_{\text{спотв}} \sim 0$ дБ). Розрахувавши для результату низькочастотної фільтрації (див. рис. 4.19) додатковий оптимальний низькочастотний фільтр ПРС₃ і значення високочастотної складової ФВЧ₃, за відфільтрованими значенням ФВЧ₃ можна досить точно класифікувати окремі біти бінарного повідомлення.

На рис. 4.20 зображені модулі Фур'є-образу результатів фільтрації ПРС₂ і ПРС₃.

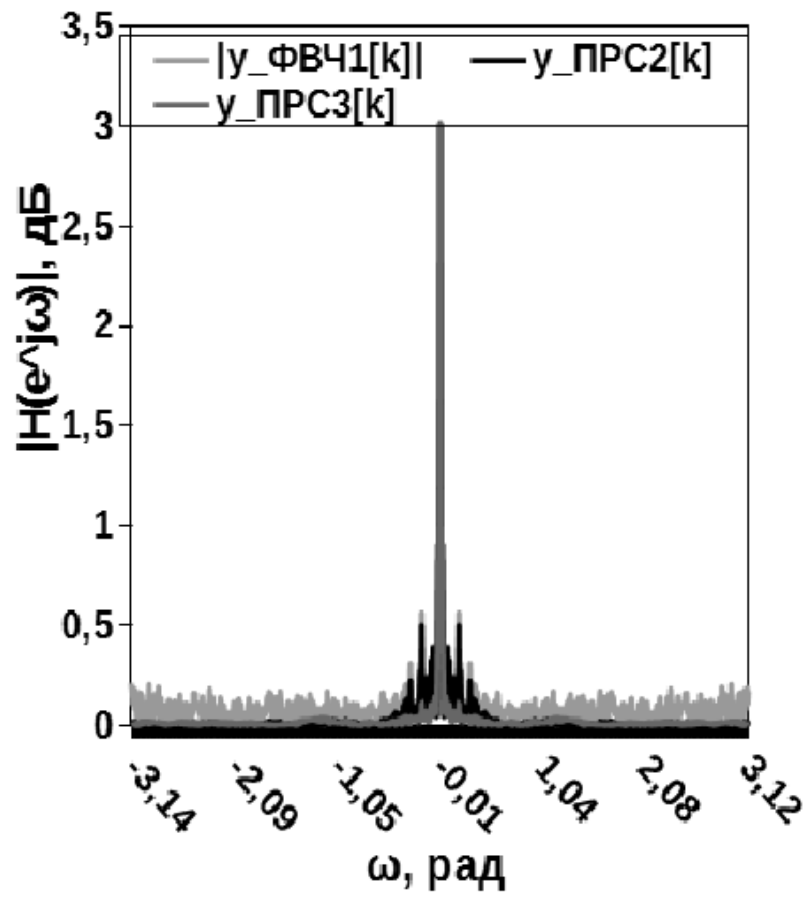


Рисунок 4.20 Модулі Фур'є-образу результатів низькочастотної фільтрації за допомогою ПРС₂ і ПРС₃

На рис. 4.21 зображені модулі Фур'є-образу результату ФВЧ₃ (див. рис. 4.19).

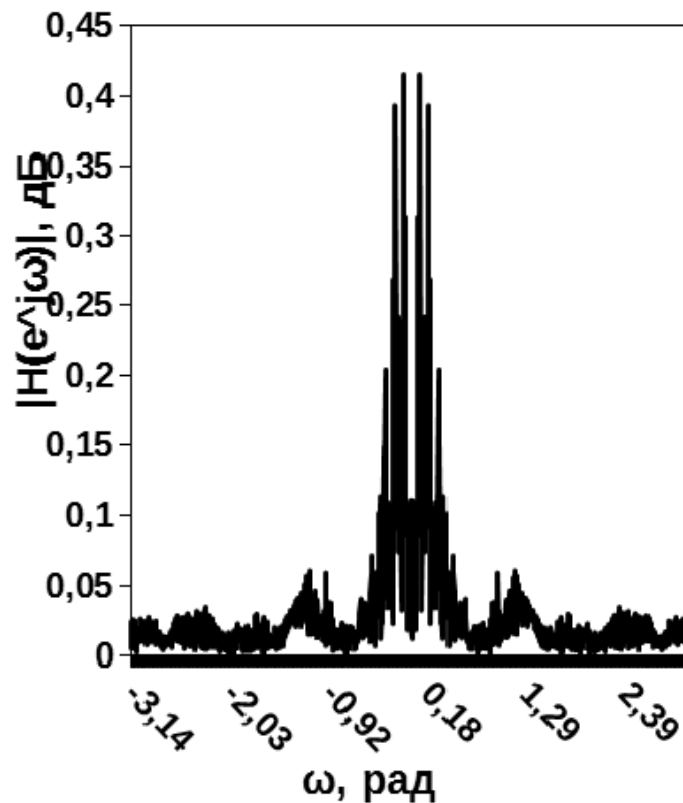


Рисунок 4.21 - Модулі Фур'є-образу результату ФВЧ₃

З рис. 4.19-4.21 слідує, що в спектрі ФВЧ₃ присутні коливання, які відповідають окремим бітам бінарного повідомлення, отже можна виконати їхнє амплітудне детектування.

4.8. Оцінюванню завадостійкості методів модуляції та демодуляції бінарного повідомлення

Проведено обробку дискретного квантованого спотвореного модульованого бінарного повідомлення та порівняння точності відновлення бітів первинного бінарного повідомлення за допомогою існуючих методів амплітудної, фазової та частотної цифрової демодуляції та методу «попередня обробка на базі розробленого методу оптимальної цифрової фільтрації + амплітудна демодуляція».

Точність відновлення бінарного повідомлення була оцінена за значенням коефіцієнта бітових помилок (bit error ratio, *BER*) за наступним співвідношенням [58, С. 247]:

$$BER = \frac{\sum_{i=0}^{N-1} (s_{\text{віднов}}[i] \oplus s_{\text{первин}}[i])}{N}, \quad (11)$$

де i – номер бінарного значення, N – кількість значень $\{0,1\}$ в бінарному повідомленні, BER – коефіцієнт бітових помилок, $s_{\text{первин}}$ – первинне бінарне значення, $s_{\text{віднов}}$ – відновлене бінарне значення.

В таблиці 1 зображені значення BER для результатів демодуляції при різних рівнях SNR спотвореного бінарного повідомлення. Виконано порівняння результатів застосування існуючих методів амплітудної, частотної та фазової цифрової демодуляції та результату застосування «попередня обробка на базі розробленого методу оптимальної цифрової фільтрації + амплітудна демодуляція», що дозволило встановити зменшення значення BER за від'ємних SNR (від -12 дБ до -2 дБ) при застосуванні попередньої оптимальної цифрової фільтрації (див. табл. 1).

Таблиця 4.3

Значення коефіцієнта бітових помилок для різних методів демодуляції

SNR , дБ	Амплітудний	Частотний	Фазовий	ОЦФ + амплітудний
-12	0,25	0,3	0,2	0,1
-10	0,15	0,25	0,15	0,05
-8	0,15	0,15	0,1	0,05
-6	0,1	0,1	0,1	0,05
-4	0,05	0,1	0,05	$<10^{-2}$
-2	$<10^{-2}$	$<10^{-2}$	0,05	$<10^{-2}$

На рис. 4.22 зображені результати відновлення бінарного повідомлення при $SNR_{\text{спотв}} \sim -10$ дБ.

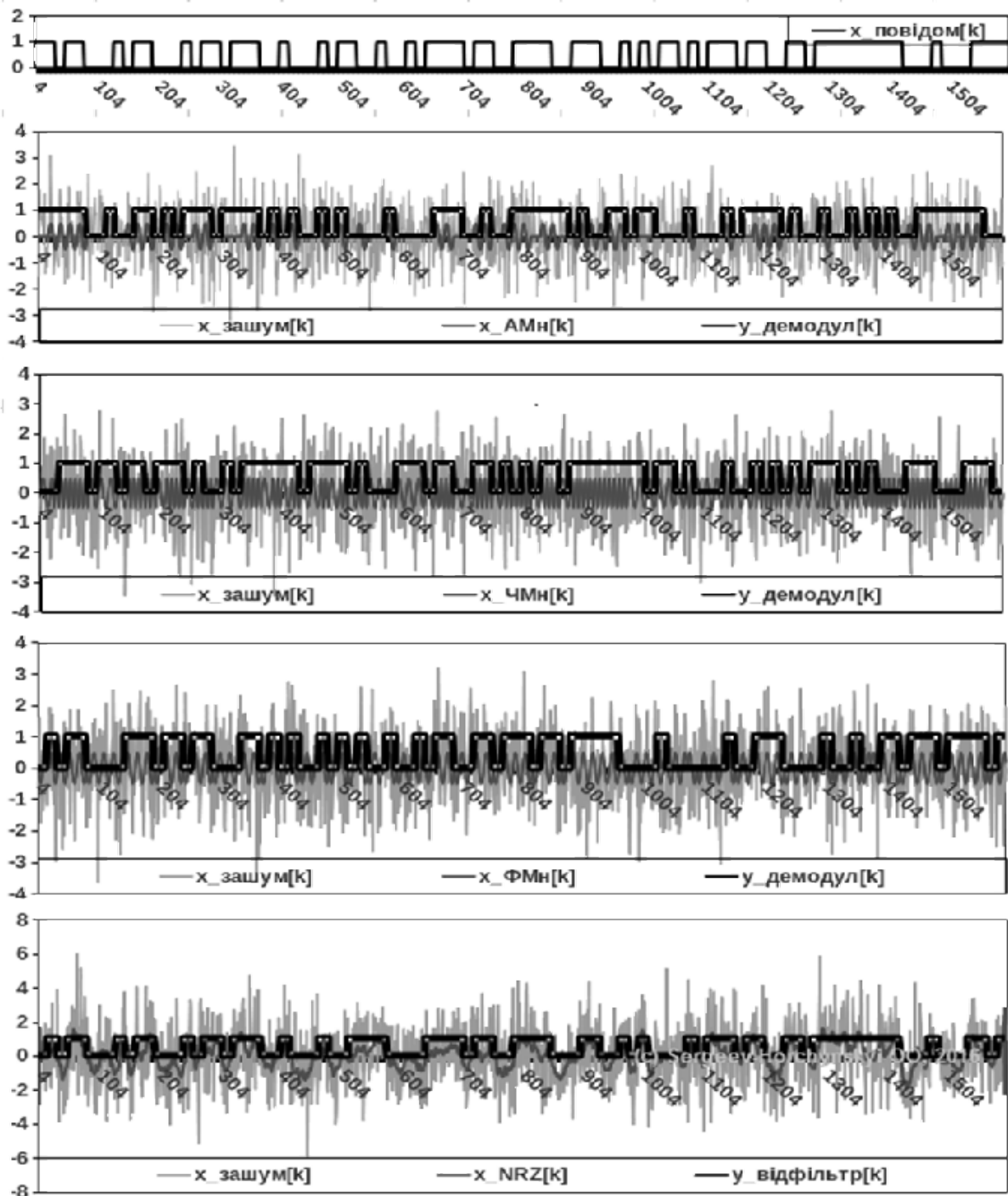


Рисунок 4.22 - Відновлення переданого повідомлення при $SNR_{\text{спотв}} \sim -10$ дБ

З рис. 4.22 слідує, що кількість правильно відновлених бітів в декодованому повідомленні, після оптимальної фільтрації, набагато перевищує точність демодульованих повідомлень без попередньої фільтрації.

4.6. Структурно-аналітична модель вдосконаленої технології обробки інформації

Будь-яка сучасна медична ІТС складається з множини приладів об'єднаних в

єдину мережу за допомогою різноманітних засобів телекомунікаційного зв'язку. Практично усе телекомунікаційне обладнання є багатофункціональним, багаторежимним та побудованим за модульним принципом, задля надання можливості адаптації його параметрів для конкретних умов застосування [58, С. 22].

Функціонування більшості медичних ІТС в реальних умовах не є абсолютно надійним через існування аномалій в лініях зв'язку та помилок в роботі медичного та телекомунікаційного обладнання [58, С. 26]. Умова максимальної ефективності роботи медичних ІТС зумовлює необхідність протидії виникненню логічних конфліктів, аномалій, збоїв та помилок при передаванні та прийманні медичної інформації.

На рис. 4.23 наведена структурно-аналітична модель застосування розроблених у дисертаційній роботі методів та моделей адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації цифрових біомедичних сигналів (виділені блоки) у тракті передачі цифрової інформації. Через різноманіття характеристик медичного та телекомунікаційного обладнання більшість параметрів переданих сигналів є невідомими та під дією штучних чи природніх факторів стають випадковими на приймальній стороні [59, С. 199].

Через випадковий характер прийнятого повідомлення реалізація оптимальної фільтрації на основі безпосереднього порівняння взаємкореляційних функцій прийнятого і опорних сигналів стає неможливою, при побудові структурної схеми квазіоптимального некогерентного приймача двійкових сигналів необхідним є вирішення задач квазіоптимальної фільтрації, амплітудної детекції (АД) та розрізнення виду переданого сигналу [59, С. 203].

З розгляду загальної постановки задачі оптимального прийому сигналів стає очевидним, що головною операцією є фільтрація. Існує три основних підходи до оптимальної лінійної фільтрації випадкових сигналів на фоні завад у каналі зв'язку: за визначенням частотних характеристик, за визначенням імпульсних характеристик, за розв'язанням диференціального рівняння з коефіцієнтами заданими статистикою сигналу повідомлення (розроблено у дисертаційній роботі) [59, С. 232].

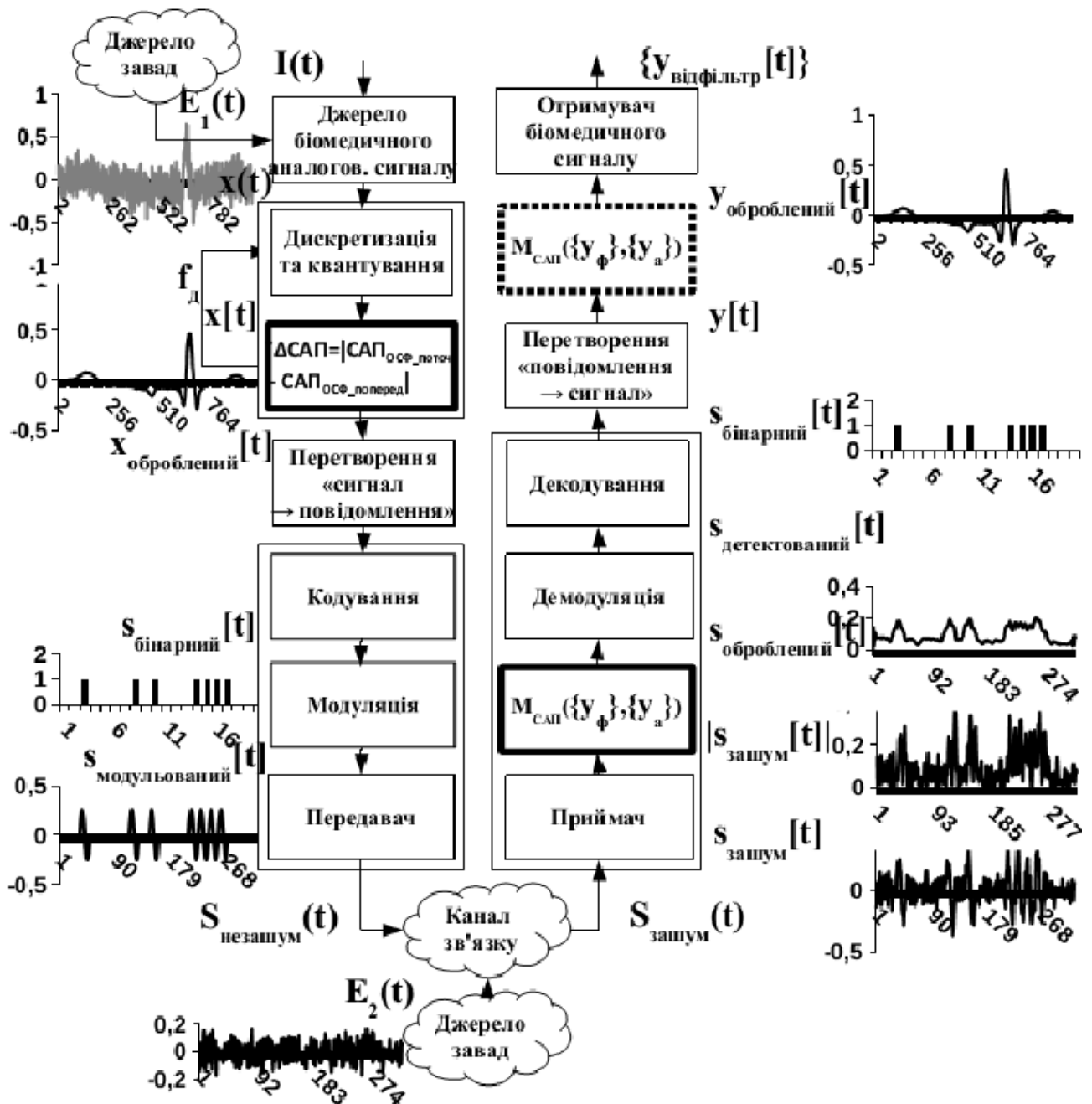


Рисунок 4.23 - Структурно-аналітична модель застосування розроблених методів фільтрації в інформаційному тракті медичної ІТС

В попередніх розділах експериментально продемонстровано, що розроблені в дисертаційній роботі методи адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації дозволяють точно відновлювати цифрові нестационарні сигнали при значних рівнях шуму (≤ 0 дБ).

Висновки до 4-го розділу

Експериментально продемонстровано, що від складності форми сигналу залежить значення параметру m СЦФ ПРС та оптимальність відновлення інформаційного сигналу. При усуненні адитивного шуму практично без суттєвих відхилень були збережені глобальні характерні значення складних сигналів та їх форма. Результат ОСФ є стійким до імпульсних шумових відхилень з ймовірностями $p \leq 0.5$ при $SNR_{\text{спотв}} \leq 5$ дБ. Результат ОСФ досить точно відтворює форму інформаційного сигналу ЕКГ при високих рівнях шуму ($SNR_{\text{спотв}} \leq 5$ дБ) і його можна використовувати в якості інформаційного при генеруванні спеціалізованих СЦФ ПРС для різних характеристик шуму.

Виконано порівняння результатів фільтрації спотвореного сигналу стаціонарної форми на прикладі суми чотирьох гармонік за допомогою методів фільтрації: адаптивна оптимізована система фільтрації (АОСФ), фільтр Баттерворта, оптимальний фільтр Вінера, адаптивний фільтр Савицького-Голея на базі сингулярної декомпозиції. При $SNR_{\text{спотв}} = 5$ дБ і базовій частоті дискретизації $f_d = 2$ кГц, розроблений метод АОСФ продемонстрував кращий результат фільтрації $d_{\text{евкл}} = 49.5$ при адаптованій частоті дискретизації 40 кГц у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $d_{\text{евкл}} = 231$, оптимального фільтра Вінера $d_{\text{евкл}} = 128$, адаптивного фільтра Савицького-Голея $d_{\text{евкл}} = 76$. При $SNR_{\text{спотв}} = 0$ дБ і частоті дискретизації $f_d = 2$ кГц розроблений метод АОСФ продемонстрував кращий результат фільтрації $d_{\text{евкл}} = 87$ при адаптованій частоті дискретизації 40 кГц у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $d_{\text{евкл}} = 325$, оптимального фільтра Вінера $d_{\text{евкл}} = 5628$, адаптивного фільтра Савицького-Голея $d_{\text{евкл}} = 156$. У порівнянні з іншими методами АОСФ має ряд переваг, серед яких стійкість при високому рівні шуму, порівняна ефективність при менших обчислювальних витратах, відсутність необхідності застосування оператора сингулярної декомпозиції та пошуку багаточленів високих степенів.

Виконано порівняння за значення $SNR_{\text{відфільтр}}$ результатів фільтрації нестационарного сигналу ЕКГ за допомогою методів фільтрації: АОСФ, фільтр Баттерворта, адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень, локально-

адаптивна фільтрація (ЛАФ). При $SNR_{\text{спотв}} = 10$ дБ і частоті дискретизації сигналу ЕКГ $f_d = 400$ Гц розроблений метод АОСФ продемонстрував кращий результат фільтрації $SNR_{\text{відфільтр}} = 20.3$ дБ при адаптованій частоті дискретизації 1000 Гц у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $SNR_{\text{відфільтр}} = 14.8$ дБ, адаптивного фільтра Вінера $SNR_{\text{відфільтр}} = 18.9$ дБ, ЛАФ $SNR_{\text{відфільтр}} = 19.5$ дБ. Адаптивний фільтр Вінера на базі вейвлет-перетворень забезпечує високу ефективність зменшення шуму в сигналі ЕКГ при цьому характеризується невисокою ефективністю при непрогнозованих змінах форми інформаційного сигналу, необхідністю виконання умови стаціонарності шуму, виконання вейвлет-перетворень, виконання аналізу спектра відфільтрованого сигналу. ЛАФ адаптований під фільтрацію окремих частин сигналу ЕКГ і виконує фільтрацію на базі трьох типів фільтрів: екстраполюючого КІХ-гібридного медіанного фільтра з лінійними субапертурами (ЕКГМФ), α -урізаного КІХ-гібридного фільтра (АКГФ), КІХ-гібридного фільтра на базі порядкових статистик (КГФОС). Розроблений метод АОСФ має ряд переваг, серед яких порівнянна ефективність при менших обчислювальних витратах, відсутність необхідності застосування трьох типів фільтрів, відсутність виключної адаптованості під форму ЕКГ сигналу.

Розроблена структурно-аналітична модель та програмно-апаратне забезпечення вдосконаленої технології обробки інформації в ІТС медичного призначення продемонстрували можливість адаптивної дискретизації та оптимальної фільтрації сигналів на фоні високих рівнів завад при різноманітних характеристиках шумової та інформаційної складових. Успішне застосування вдосконаленої технології дозволило зробити висновок про оптимальність та швидкість фільтрації, притаманну для СЦФ ПРС простоту програмно-апаратної реалізації.

ВИСНОВКИ

Головними результатами дисертаційної роботи є розроблені нові методи та моделі адаптивної дискретизації, оптимальної цифрової фільтрації та вдосконалена на базі них технологія обробки різнотипних спотворених сигналів за умов відсутності апріорних значень первинного сигналу та високих рівнів завад, що дозволило розв'язати науково-прикладну задачу підвищення завадостійкості ІТС медичного призначення.

При виконанні дисертаційної роботи автором одержані основні результати:

1. Проведено аналіз структурно-логічних моделей та технічних характеристик сучасних ІТС медичного призначення, методів та моделей оптимальної цифрової фільтрації та визначено основні критерії оцінювання точності відновлення первинного сигналу за наявності шуму. Встановлено необхідність підвищення завадостійкості функціонування ІТС медичного призначення на базі нових методів і моделей оптимальної цифрової фільтрації за відсутності апріорних значень первинного сигналу («сліпої фільтрації», *blind signal filtration*) та високих рівнів завад (у тому числі за від'ємних *SNR*).

2. Вперше розроблено метод та структурно-аналітичну модель оптимальної цифрової фільтрації нестационарних низькочастотних дискретних квантованих сигналів при стаціонарному шумі, які, на відміну від існуючих методів, базуються на пошуку оптимальної комбінації параметрів системи фільтрації рухомим середнім та системи кусково-лінійної апроксимації при порівнянні оброблених значень за критерієм мінімальності середньої абсолютної помилки, що дозволяє визначити параметр оптимальної цифрової фільтрації за відсутності зразкового сигналу. Експериментально продемонстровано достатню близькість значень ΔSNR результатів обробки спотвореного нестационарного сигналу ЕЕГ при оптимальних параметрах m СЦФ ПРС розрахованих відносно неспотвореного сигналу та відносно апроксимованого сигналу.

3. Вперше розроблено метод та структурно-аналітичну модель адаптивної дискретизації нестационарних низькочастотних аналогових біомедичних сигналів при нестационарному шумі, які, на відміну від існуючих методів, базуються на адаптації

частоти дискретизації спотвореного сигналу за критерієм мінімальності абсолютної різниці двох послідовних значень відношення сигнал/шум відфільтрованого первинного сигналу при двох послідовних частотах дискретизації, що дозволяє визначити оптимальну частоту дискретизації за відсутності зразкового сигналу. Показано, що збільшення ΔSNR ($\Delta SNR = SNR_{відфільтр} - SNR_{спотв}$) для сигналу ЕЕГ в 2 рази можливе при збільшенні частоти дискретизації f_δ та значення оптимального параметру m СЦФ ПРС (наприклад, при ймовірності імпульсних шумових відхилень $p = 0.5$ та $SNR = 5$ дБ при частоті дискретизації $f_\delta = 1000$ Гц первинний сигнал можна відновити з $\Delta SNR = 6.28$ дБ та $m = 7$, при збільшенні $f_\delta = 10000$ Гц відповідно з $\Delta SNR = 13.26$ дБ та $m = 23$).

4. Вдосконалено технологію та структурно-аналітичну модель обробки інформації в ІТС медичного призначення за умов підвищених рівнів завад та малих потужностей первинного сигналу, яка, на відміну від існуючих моделей, не вимагає наявності зразкового сигналу та характеристик шумової складової, що дозволило зменшити кількість некоректно відтворених бітів на прикладі бінарного повідомлення та підвищити завадостійкість ІТС медичного призначення. Виконано порівняння результатів застосування існуючих методів амплітудної, частотної та фазової цифрової демодуляції та результату застосування методу «попередня обробка на базі розробленого методу оптимальної цифрової фільтрації + амплітудна демодуляція», що дозволило встановити зменшення значення коефіцієнта бітових помилок (BER) за від'ємних SNR (від -12 дБ до -2 дБ) при застосуванні попередньої оптимальної цифрової фільтрації. Виконано порівняння результатів фільтрації спотвореного стаціонарного сигналу (сума чотирьох гармонік) за допомогою розробленого методу адаптивної дискретизації та існуючих методів оптимальної цифрової фільтрації (наприклад, при $SNR = 0$ дБ розроблений метод адаптивної дискретизації продемонстрував кращий результат (при адаптованій частоті дискретизації $f_\delta = 40$ кГц) фільтрації $d_{евкл} = 87$ у порівнянні з результатами фільтра Баттерворта $d_{евкл} = 325$ (при $f_\delta = 2$ кГц, для більших f_δ перерахунок оптимального фільтру ускладнюється), оптимального фільтра Вінера $d_{евкл} = 5628$ (при $f_\delta = 2$ кГц, для більших f_δ перерахунок оптимального фільтру ускладнюється), адаптивного фільтра

Савицького-Голя (на базі сингулярної декомпозиції спотвореного сигналу) $d_{евкл} = 156$) (при $f_d = 2$ кГц, для більших f_d перерахунок оптимального фільтру ускладнюється). У порівнянні з іншими методами, комбінування адаптивної дискретизації та оптимальної цифрової фільтрації має ряд переваг, серед яких стійкість при високих рівнях завад (у тому числі за від'ємних SNR), відсутність необхідності виконання матричної декомпозиції та розрахунку багаточленів високих степенів, концептуально притаманна простота програмно-апаратної реалізації та швидкість СЦФ ПРС.

5. У навчальний процес кафедри системного проектування ННК «Інститут прикладного системного аналізу» НТУУ «КПІ» впроваджено розроблені завдання для лабораторних практикумів з дисциплін «Комп'ютерні методи інтелектуальної обробки даних» та «Інтелектуальний аналіз даних».

6. Практичне значення отриманих результатів підтверджено їх застосуванням при розрахунку бази оптимальних цифрових фільтрів для тестових інформаційних сигналів при заданих характеристиках завад, що дозволило в 1.7 рази підвищити завадостійкість обробки спотвореного сигналу в ТОВ «Сервіс Телеком Україна» (акт впровадження від 08.12.2015 р.).

СПИСОК ОСНОВНИХ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ

1. Рогоза В.С. Выбор меры подобия цифровых сигналов для расчета оптимальных параметров цифрового фильтра / В.С. Рогоза, А.А. Сергеев-Горчинский // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. – 2013. – Т. 164. – С. 50-57.
2. Рогоза В.С. Сравнение стохастических алгоритмов для расчета порядка фильтра нижних частот / В.С. Рогоза, А.А. Сергеев-Горчинский // Науковий вісник НЛТУ України. – 2014. – Т. 24, № 1. – С. 309-314.
3. Рогоза В.С. Выбор меры подобия цифровых сигналов для стохастического расчета оптимальных параметров цифрового фильтра / В.С. Рогоза, А.А. Сергеев-Горчинский // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – Т. 29, № 1. – С. 57-64.
4. Rogoza V. The Comparison of the Stochastic Algorithms for the Filter Parameters Calculation / V. Rogoza, A. Sergeev // Advances in Systems Science. – Springer International Publishing, 2014. – Vol. 240. – P. 241-248.
5. Рогоза В.С. Оценка оптимальности фильтрации периодических сигналов при помощи оптимизированного на базе аппроксимации расчёта порядка цифрового фильтра / В.С. Рогоза, А.А. Сергеев-Горчинский // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – Т. 30, № 2. – С. 76-84.
6. Sergeev-Horchynskyi A. Periodic signal filtration using digital filtering system calculation optimized by approximation / A. Sergeev-Horchynskyi, V. Rogoza // Наукоємні технології. – 2014. – Т. 23, № 3. – С. 284-288.
7. Рогоза В.С. Расширенный анализ фильтрации периодических сигналов с помощью оптимизированного на базе аппроксимации расчета порядка цифрового фильтра / В.С. Рогоза, А.А. Сергеев-Горчинский // Наукові записки Українського науково-дослідного інституту зв'язку. – 2014. – Т. 32, № 4. – С. 11-19.
8. Sergeev-Horchynskyi A. The Periodic Signal Filtration Using the Robust Digital Filter Order Calculation Optimized by Approximation / A. Sergeev-Horchynskyi, V. Rogoza // Progress in Systems Engineering. – Springer International Publishing, 2015. – Vol. 366. – P. 251-256.

9. Юдін О.К. Теоретичні основи організації сучасних інформаційно-телекомунікаційних систем медичного призначення / О.К. Юдін, А.В. Ільєнко, Р.В. Зюбіна, О.О. Сергєєв-Горчинський // Наукоємні технології. – 2015. – Т. 28, № 4. – С. 311-316.
10. Рогоза В.С. Оценка влияния интерполяции сигнала на задержку возникающую при его сглаживании / В.С. Рогоза, А.А. Сергєєв-Горчинский // Наука в інформаційному просторі: матеріали ІХ міжнар. наук.-практ. конф., Дніпропетровськ, 10-11 жовт. 2013 г. – Біла К.О., 2013. – С. 46-51.
11. Coiera E. Guide to medical informatics, the Internet and telemedicine. - Chapman and Hall Medical, 1997. - 376 p.
12. Владзимирский А.В. Медицина в системі менеджменту та організації охорони здоров'я. – Донецьк: Цифрова друкарня, 2012. – 468 с.
13. Лысов Н.А., Минаев Ю.Л., Вопилин В.С., Супильников А.А., Чебыкин А.В. Медицинская информатика. – Самара: РЕАВИЗ, 2013. – 260 с.
14. Лях Ю.Е., Владзимирский А.В. Введение в медицину. Серия: Очерки биологической и медицинской информатики.-Донецк: ООО Лебедь, 1999. - 102 с.
15. Білий В. Я. Проблеми військової охорони здоров'я : зб. наук. пр. Вип. 22 / ред.: В. Я. Білий; Укр. військ.-мед. акад. - К., 2008. - 395 с.
16. Герасевич В. А. Компьютер для врача. Самоучитель. – 2-е изд., перераб. и доп. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 512 с.
17. Jor Rodrigues. Health Information Systems: Concepts, Methodologies, Tools, and Applications. – USA: IGI Global, 2010. – 1140 p.
18. Файбушевич А.Г. Применение методов клинической информатики в комплексных исследованиях и лечении больных [Электронный ресурс] / М. : ИПК РУДН. - 1 эл. опт. Диск.
19. Казаков В.Н., Климовицкий В.Г., Владзимирский А.В. Медицина.-Донецк:Типография ООО «Норд», 2002. – 100 с. ISBN 966-556-010-7.
20. Конюхов В.Н. Основы медицинских систем [Электронный ресурс] : электрон. учеб. пособие / В.Н. Конюхов; Минобрнауки России, Самар. гос. аэрокосм.

ун-т им. С. П. Королева (нац. исслед. ун-т). - Электрон. текстовые и граф. дан. (3,58 Мбайт). - Самара, 2012. - 1 эл. опт. Диск.

21. Новоселов О.Н., Фомин А.Ф. Основы теории и расчета информационно-измерительных систем. – М.: Машиностроение, 1991. – 350 с.

22. Новиков Ю.В., Карпенко Д.Г. Аппаратура локальных сетей: функции, выбор, разработка. – М.: ЭКОМ, 1998. – 288 с.

23. Беделл П. Сети. Беспроводные технологии. – М.: НТ Пресс, 2008. – 448 с.

24. Jin H., Jiang W. Handbook of Research on Developments and Trends in Wireless Sensor Networks: From Principle to Practice. - М.: IGI Global, 2010. - 600 p.

25. Katz E. Implantable Bioelectronics. - USA.: Wiley, 2014. - 500 p.

26. Bronzino J. Biomedical Engineering Handbook, Biomedical Signals: Origin and Dynamic Characteristics; Frequency-Domain Analysis. – USA: CRC Press, 1999. – 1000 p.

27. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание.: Пер. с англ. / Э. Айфичер, Б. Джервис. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2008. – 992 с., С. 200.

28. Солонина А. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций. Изд. 2-е испр. и перераб. / А. Солонина, Д. Улахович, С. Арбузов, Е. Соловьева - СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 768 с., С. 457.

29. Zehtabian A., Hassanpour H. A Non-destructive Approach for Noise Reduction in Time Domain, World Applied Sciences Journal, v. 6 (1), 2009: P. 53-63.

30. Hassanpour, H., 2008. A Time-Frequency Approach for Noise Reduction. Digital Signal Processing, 18: P. 728-738.

31. Barkat, B. and B. Boashash, 2001. A High-resolution Quadratic Time-frequency Distribution for Multi-component Signals Analysis. IEEE Transactions on Signal Processing, 49 (10): P. 2232-2239.

32. Yamashita, K. and T. Shimamura, 2005. Nonstationary Noise Estimation Using Low-Frequency Region for Spectral Subtraction. IEEE Signal processing letters, Vol: 12 (6). - P. 510.

33. Martin, R., 2001. Noise power spectral density estimation based on optimal smoothing and minimum statistics. *IEEE Trans. Speech Audio Processing*, 9 (5): P. 504-512.
34. Yamauchi, J. and T. Shimamura, 2002. Noise estimation using high frequency regions for spectral subtraction. *IEICE transactions on fundamentals of electronics, communications and computer sciences*, E85-A (3): P. 723-727.
35. Тулякова Н.О., Методи усунення міографічного шуму в електрокардіограмі, Інститут комунікацій і глобального інформаційного простору НАН України, Комп'ютерні системи та інформаційні технології, Україна, 2014. - С. 85.
36. Vaseghi, S.V., 2006. *Advanced Digital Signal Processing and Noise Reduction*. Third Edition. John Wiley and Sons Ltd. - 700 p.
37. Luo, J., K. Ying and J. Bai, 2005. Savitzky-Golay smoothing and differentiation filter for even number data. *Signal Processing*, 85 (7): P. 1429-1434.
38. Zehtabian A., Hassanpour H. A Non-destructive Approach for Noise Reduction in Time Domain, *World Applied Sciences Journal*, v. 6 (1), 2009: P. 53-63.
39. Chen, J., J. Benesty, Y. Huang and S. Doclo, 2006. New Insights Into the Noise Reduction Wiener Filter. *IEEE Transaction on Audio, Speech and Language Processing*, 14 (4): P. 1218-1234.
40. Туляков Н.О. Методи усунення міографічного шуму в електрокардіограмі / Комп'ютерні системи та інформаційні технології. – Україна: ИТГИП, 2012. – С. 85-92.
41. Gotchev, A. Denoising of electrocardiogram from electromyogram artifacts by combined transform-domain and dynamic approximation method / A. Gotchev, I. Christov, K. Egiazarian // *ICASSP'2002: Proc. of the IEEE Int. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing*, May, 2002. - Orlando (Florida), 2002. - Vol. 4. - P. 3872 – 3875.
42. Lukin V.V., Zelensky A.A., Tulyakova N.O., Melnik V.P., Peltonen S., Kuosmanen P. Locally-adaptive processing of 1-d signals using Z-parameters and filter banks / V.V. Lukin, A.A. Zelensky, N.O. Tulyakova, V.P. Melnik, S. Peltonen, P.

Kuosmanen // NORSIG'2000: Proc. of the Nordic Signal Processing Symposium, June 13-15, 2000. - Kolmarden (Sweden), 2000. - P. 195-197.

43. Колодяжный, В. М. Методы локально-адаптивной нелинейной фильтрации сигнала электрокардиограммы / В. М. Колодяжный, Н.О. Тулякова // Радиотехника: Всеукр. межведом. науч.-техн. сб. – Вып. 164. – Х., 2011. – С. 108 – 119.

44. Бых, А. И. Методы локально-адаптивной устойчивой фильтрации с линейными субапертурами с конечной импульсной характеристикой / А. И. Бых, Н. О. Тулякова // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2012. – No 2 (54). – С. 25 – 34.

45. Brocker J., Parlitz U., Ogorzalek M. Nonlinear Noise Reduction, Proceedings of the IEEE, Vol. 90, No. 5, 2002. - P. 898-901.

46. Ferrante M. On the existence of finite dimensional filters in discrete time, Stoch. Rep., Vol. 40, 1992. - P. 169-175.

47. Chui C., Chen G. Kalman Filtering. Springer Series in Information Sciences, Vol. 17, Springer, 1987. - 400 p.

48. Oppenheim A. Discrete-Time Signal Processing, 3rd ed. – K: Pearson, 2010. – 1100 p.

49. Бородич С.А. Вводный курс эконометрики: учебное пособие. – Мн.: БГУ, 2000. – 400 с.

50. Кудрявцев Л.Д. Дифференциальное и интегральное исчисление функций одной переменной: Учеб. для вузов / Л.Д. Кудрявцев. - 5-е изд., перераб. и доп. - 2003. - 600 с.

51. Draper N. Applied regression analysis / N. Draper, H. Smith // 3rd ed. – K: Wiley, 1998. – 700 p.

52. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. / А.Б. Сергиенко. - 3-е изд. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 800 с.

53. Румянцев К.Е. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие. / К.Е. Румянцев, П.А. Землянухин, А.И. Окорочков. - СПб.: Академия, 2005. – 500 с.

54. Smith S. Digital Signal Processing / S. Smith. – USA: Elsevier, 2003. – 718 p.

55. Guadong Xu, Yu Zong, Zhenglu Yang. Applied Data Mining, ECM, 2013. – P. 70-71.
56. Оппенгейм А., Шафер Р. Цифровая обработка сигналов. Издание 3-е. Москва: Техносфера, 2012. - 1000 с.
57. Cichocki A., Amari S., Adaptive Blind Signal and Image Processing, John Wiley & Sons, England, 2002. – 500 p., P. 33.
58. Конахович Г.Ф., Чуприн В.М., Мачалін І.О., Ткаліч О.П. Експлуатація телекомунікаційних систем : підручник. – К.: “Центр учбової літератури”, 2014. – 350 с.
59. Конахович Г.Ф., Мачалін І.О., Пузиренко О.Ю. Теорія електричного зв'язку : [навч. посіб.] – [2-е вид., випр. і доп.] – К.: ТОВ “Інтерсервіс”, 2013. – 350 с.
60. Рогоза В.С. Фильтрация периодических сигналов при помощи оптимизированного на базе аппроксимации расчета порядка цифрового фильтра / В.С. Рогоза, А.А. Сергеев-Горчинский // Intellectual Systems for Decision Making and Problems of Computational Intelligence: матеріали конференції X міжнар. наук. конф., Залізний Порт, 28-31 трав. 2014 г. – Херсон: ХНТУ, 2014. – С. 160-162.
61. Сергеев-Горчинский А.А. Автоматизация синтеза оптимальных систем цифровой фильтрации / А.А. Сергеев-Горчинский // Наука в інформаційному просторі: матеріали XI міжнар. наук.-практ. конф., Дніпропетровськ, 23-24 груд. 2015 р. – Біла К.О., 2015. – С. 28-31.
62. Сергеев-Горчинский А.А. Формирование резервного канала связи медицинского назначения на базе механических колебаний / А.А. Сергеев-Горчинский // Новейшие научные достижения – 2016: материалы XI междунар. наук.-практ. конф., София, 15-22 март 2016 г. – Бялгород-БГ ООД, 2016. – С. 40-43.

СПИСОК ДОДАТКОВИХ ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ ТА ЛІТЕРАТУРИ

63. Kim Y., Lee W., Raghunathan V., Jha N., Raghunathan A. Vibration-based Secure Side Channel for Medical Devices / Proceedings of 15-th DAC conference, DAC'15. - M.: ACM, 2015. - 400 p.
64. Lee S., Fu K., Kohno T., Ransford B., Maisel W. Clinically significant magnetic interference of implanted cardiac devices by portable headphones / Heart Rhythm, 2009. vol. 6, no. 10. - M.: Elsevier, 2009. - 300 p.
65. Halperin D., Heydt-Benjamin T., Ransford B., Clark S., Defend B., Morgan W., Fu K., Kohno T., Maisel W. Pacemakers and implantable cardiac defibrillators: Software radio attacks and zero-power defenses / Proceedings of the Symposium on Security and Privacy, 2008. - M.: USA, 2008. - 400 p.
66. Mohd-Yasin Faisal, Korman Can E., Nagel David J. Measurement of Noise Characteristics of MEMS Accelerometers / Semiconductor Device Research Symposium, 2011. - M.: USA, 2011. - 400 p.
67. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение: пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003.
68. Прокис Дж. Цифровая связь: пер. с англ. / под ред. Д. Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000.
69. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов: пер. с англ. – 2-е изд. – М.: ООО «Бином-Пресс», 2006.
70. Гоноровский И. С. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. пособие для вузов. – 5-е изд. испр. и доп. – М.: Дрофа, 2006.
71. Баскаков С. И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Высшая школа, 2003.
72. Иванов М. Т., Сергиенко А. Б., Ушаков В. Н. Теоретические основы радиотехники: учеб. пособие / под ред. В. Н. Ушакова. – 2-е изд. стер. – М.: Высш. шк, 2008.
73. Юкио Сато, под ред. Есифуми Амэмия. Обработка сигналов. Первое знакомство: пер. с японского. – М.: Додэка-XXI, 2002.
74. Sayed, A. Adaptive Filters, Wiley, Hoboken, NJ, 2008.

75. Sayed, A.H. Fundamentals of Adaptive Filtering, Wiley-IEEE Press, 2003.
76. Spanias, A., Painter, T. and Atti, V. Audio Signal Processing and Coding, Wiley, Hoboken, NJ, 2007. Sayed, A. Adaptive Filters, Wiley, Hoboken, NJ, 2008.
77. Gallager, R. Principles of Digital Communication, Cambridge University Press. Cambridge. UK, 2008.
78. Финк Л. М. Сигналы, помехи, ошибки. Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984.
79. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Советское радио, 1970.
80. Gray. R. M. and Davidson, L. D. Introduction to Statistical Signal Processing, Cambridge University Press, 2004.
81. Gonzalez, R. C. and Woods, R. E. Digital Image Processing, Wiley, 2007.
82. Haykin, S. S. Adaptive Filter Theory, 4th ed. Prentice Hall, 2002.
83. Baran. T. A., and Oppenheim. A. V. Design and Implementation of Discrete-time Filters for Efficient Rate-conversion Systems, Proceedings of the 41st Annual Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Asilomar, CA. Nov. 4-7, 2007.
84. Bertsekas. D. and Tsitsiklis. J. Introduction to Probability, 2nd ed. Athena Scientific. Belmont. MA, 2008.
85. Bosi M. and Goldberg R. Introduction to Digital Audio Coding and Standards, Springer Science+Business Media. New York. NY, 2003.
86. Brown. J. W. and Churchill, R. V. Introduction to Complex Variables and Applications, 8th ed. McGraw-Hill, New York, NY, 2008, 8th ed. McGraw-Hill, New York, NY, 2008.
87. Bovik, A. ed. Handbook of Image and Video Processing, 2nd ed. Academic Press, Burlington, MF, 2005.
88. Cheney, E. W. Introduction to Approximation Theory, 2nd ed. Amer. Math. Society, New York, NY, 2000.
89. Papoulis, A. Probability, Random Variables and Stochastic Processes, 4th ed. McGraw-Hill, New York, NY, 2002.

90. Pratt, W. Digital Image Processing, 4th ed. Willey, New York, 2007.
91. Quatieri, T. F. Discrete-Time Speech Signal Processing: Principles and Practice, Prentice Hall, Englewood Cliffs, 2002.
92. Ross, S. A First Course in Probability, 8th ed. Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2009.
93. Stoica, P. and Moses, R. Spectral Analysis of Signals, Pearson Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ, 2005.
94. Woods, J.W. Multidimensional Signal, Image, and Video Processing and Coding, Academic Press, 2006.
95. Васильев В. П., Муро Э. Л., Смольский С. М. Основы теории и расчёта цифровых фильтров: учеб. пособие для высших учеб. заведений. – М.: Издательский центр «Академия», 2007. – 272 с.
96. Гадзиковский В. И. Теоретические основы цифровой обработки сигналов. – М.: Радио и связь, 2004. – 344 с.
97. Гадзиковский В. И. Методы проектирования цифровых фильтров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 416 с.
98. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. – М.: Техносфера, 2005. – 1072 с.
99. Солонина А. И. Цифровая обработка сигналов. Моделирование в Simulink. – СПб.: БХВ-Петербург, 2012. – 432 с.
100. Степанов А. В. Матвеев С. А. Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи. – М.: СОЛОН-Пресс, 2003.
101. Чобану М. Многомерные многоскоростные системы обработки сигналов. – М.: Техносфера, 2009. – 480с.