УДК 004.3/.4;004.7/.9;681.586:535.21;681.51
№ держреєстрації 0116u007043
інв. № 1

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
Чернівецький національний університет імені Юрія Федьковича
(ЧНУ ім. Юрія Федьковича)
58012, м. Чернівці, вул. Коцюбинського, 2
тел.:(0372)-52-61-42, факс (0372) 55-29-14, e-mail: nd-office@chnu.edu.ua

З А Т В Е Р Д Ж У Ю
Проректор з наукової роботи
_____ А.П. Саміла
„ 24 ” 12 2020 р.

ЗВІТ

про науково-дослідну роботу

ВИСОКОПРОДУКТИВНІ КОМП’ЮТЕРНІ ЗАСОБИ І СИСТЕМИ БАГАТОМАСШТАБНОЇ І БАГАТОПАРАМЕТРИЧНОЇ ІДЕНТИФІКАЦІЇ ТА ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ В РЕЖИМІ РЕАЛЬНОГО ЧАСУ

(остаточний за 2016-2020 рр.)

Керівник НДР,
професор кафедри комп’ютерних систем та мереж,
доктор фіз.-мат. наук, _____ С.В. Мельничук
„ 24 ” 12 2020 р.

2020

СПИСОК АВТОРІВ

1. Доктор фіз.-мат. наук, професор _____ Мельничук С.В.
2. Доктор фіз.-мат. наук, професор _____ Дейбук В.Г.
3. Кандидат фіз.-мат. наук, доцент _____ Воробець Г.І.
4. Доктор технічних наук, доцент _____ Баловсяк С.В.
5. Кандидат фіз.-мат. наук, доцент _____ Танасюк Ю.В.
6. Кандидат фіз.-мат. наук, доцент _____ Федорук В.І.
7. Кандидат фіз.-мат. наук, доцент _____ Воробець О.І.
8. Кандидат технічних наук, доцент _____ Олар О.Я.
9. Кандидат технічних наук, доцент _____ Яковлєва І.Д.
10. Кандидат технічних наук, асистент _____ Воропаєва С.Л.
11. Кандидат технічних наук, асистент _____ Іванущак Н.М.
12. Кандидат фіз.-мат. наук, асистент _____ Двірничук К.В.
13. Кандидат технічних наук, асистент _____ Одайська Х.С.
14. Асистент _____ Вацек Д.О.
15. Асистент _____ Гімчинська С.Ю.
16. Асистент _____ Костенюк Н.Г.
17. Асистент _____ Лісовенко І.Д.
18. Асистент _____ Гордіца В.Е.
19. Зав. лаб. _____ Кузь М.А.
20. Зав. лаб. _____ Пшеничний О.О.
21. Спеціаліст 1к _____ Дашкевич О.Г.
22. Спеціаліст 2к _____ Бєляєва Н.Д.

РЕФЕРАТ

Звіт про НДР: 230 сторінок тексту, 116 рисунків, 10 таблиць, перелік посилань на 281 джерело літератури.

ПІДВИЩЕННЯ ЯКОСТІ ЗОБРАЖЕНЬ, НЕЙРОННІ МЕРЕЖІ, ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИЙ АНАЛІЗ ДАНИХ, КРИПТОГРАФІЧНИЙ ЗАХИСТ ДАНИХ, РЕКОНФІГУРОВНІ КОМП'ЮТЕРНІ ЗАСОБИ, КІБЕРФІЗИЧНІ СИСТЕМИ, ІНТЕРНЕТ РЕЧЕЙ, КВАНТОВИЙ КОМП'ЮТЕР.

Об'єкт дослідження: методи і апаратно-програмні засоби підвищення ефективності обробки інформації в комп'ютерних системах спеціального і загального призначення, їх застосування для вирішення прикладних задач.

Метою роботи є розробка наукових фізико-технічних, логічних, алгоритмічних, мовно-програмних основ, математичних моделей, алгоритмів і технічних рішень для підвищення ефективності проектування, реалізації і надійності функціонування комп'ютерних засобів і систем загального і спеціалізованого призначення для багатомасштабної і багатопараметричної ідентифікації та обробки інформації в режимі реального часу, створення інструментального забезпечення у вигляді вбудованих комп'ютерних засобів для інтелектуалізації обробки даних в сучасних кіберфізичних системах, для технологій інтернету речей, високотехнологічних, високопродуктивних інформаційно-вимірювальних систем промислового та наукового призначення.

Методи дослідження: експериментальні дослідження і теоретичні обгрунтування поведінки реальних систем, імітаційне моделювання, конструкторсько-технологічна розробка елементів і пристроїв комп'ютерної техніки, системний аналіз проблем.

Основні результати: На основі узагальнення сучасних теоретичних засад аналізу і синтезу комп'ютерних систем для високопродуктивних обчислень та спеціалізованих інформаційно-вимірювальних і телеметричних систем пропонуються: нові підходи, методи, технічні рішення і програми для удосконалення обробки сигналів і зображень у масштабованих системах ідентифікації та обробки інформації в режимі реального часу; створення інструментальних засобів у вигляді вбудованих комп'ютерних пристроїв і систем для інтелектуалізації обробки даних в сучасних кіберфізичних системах, для технологій інтернету речей, високотехнологічних, високопродуктивних інформаційно-вимірювальних систем промислового та наукового призначення, а також захисту інформації в них.

Результати дослідження носять як фундаментальний, так і прикладний характер та доповнюють і поглиблюють існуючі уявлення в області аналізу і синтезу спеціалізованих комп'ютерних систем і мереж для технологій інтернету речей і кіберфізичних систем.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК СКОРОЧЕНЬ ТА УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

f – нормалізоване початкове цифрове зображення.

i – номер рядка пікселів зображення.

k – номер стовпця пікселів зображення.

M – висота зображення в пікселах.

M_w – висота ядра фільтра в пікселах.

N – ширина зображення в пікселах.

N_w – ширина ядра фільтра в пікселах.

w – ядро фільтра.

σ_h – середнє квадратичне відхилення гістограми.

σ_N – теоретичне середнє квадратичне відхилення гаусового шуму.

σ_{NE} – експериментальне середнє квадратичне відхилення гаусового шуму.

σ_w – середнє квадратичне відхилення ядра фільтра Гауса.

AWGN – Additive White Gaussian Noise (адитивний білий гаусовий шум).

CPLD – Complex Programmable Logic Device.

FPGA – Field-Programmable Gate Array (програмована користувачем вентильна матриця) .

HLROI – High-pass & Low-pass filtration & Region Of Interest (метод-аналог визначення рівня гаусового шуму, який використовує високочастотну і низькочастотну фільтрації зображень, ділянку інтересу ROI).

HLROIC – High-pass & Low-pass filtration & Region Of Interest&Contour (метод визначення рівня гаусового шуму, який використовує високочастотну і низькочастотну фільтрації зображень, ділянку ROI та контури зображення).

LGFPS – Low-pass Gaussian Filter & Power Spectrum (метод-аналог фільтрації гаусового шуму, який використовує низькочастотний фільтр Гауса й енергетичний спектр зображення).

MSE – mean square error (середня квадратична похибка).

PNSR – peak signal-to-noise ratio (пікове відношення сигнал/шум).

RMSE – Root Mean Square Error (корінь середньої квадратичної похибки).

ROI – Region Of Interest (ділянка інтересу зображення).

БПЛА – безпілотний літальний апарат.

ВКСЗ – вбудовані комп’ютерні системи і засоби.

ВСШ – співвідношення сигнал/шум (signal-to-noise ratio – SNR).

ГА – генетичний алгоритм.

ІВС – інформаційно-вимірювальна система.

IoT – Інтернет речей.

КІВС – комп’ютеризована інформаційно-вимірювальна система.

КОЕС – комп’ютеризована оптико-електронна система.

КПД – канал передачі даних.

КСК – Кіберскладова компонента КФС.

КСКП – корінь середньої квадратичної похибки.

КФС – кіберфізична система.

ПВСШ – пікове відношення сигнал/шум.

ПЗЗ – прилад із зарядовим зв’язком (charge-coupled device – CCD).

ПЛІС – програмована логічна інтегральна схема/середовище.

РКСЗ – розподілені комп’ютерні системи і засоби.

СКВ – середнє квадратичне відхилення.

СКП – середня квадратична похибка.

ТС – технічна система.

ЦОС – цифрове оброблення сигналів.

ШНМ – штучна нейронна мережа.

ВСТУП

Розвиток і становлення технологій інтернету речей і кіберфізичних систем як сучасних напрямків прикладного застосування методологій комп'ютерної інженерії передбачає подальший розвиток і різних методів підвищення якості обробки і захисту інформаційних сигналів. Особливістю КФС є використання сигналів різної фізичної природи з широким спектром параметрів. Коректність їх аналізу та точності обробки є передумовою і коректності функціонування КФС. В першу чергу це стосується комп'ютеризованих систем обробки зображень, комп'ютерного зору робототехнічних пристроїв, а також інформаційно-вимірювальних систем вбудованих і мобільних засобів, які використовуються для наукових і прикладних досліджень у фізиці, хімії, біології, медицині, інших галузях. Масштабованість і багатопараметричність інформаційних сигналів є як природною властивістю для багатьох систем, так і одним з підходів для реалізації методик надійної і коректної ідентифікації отриманої дослідниками інформації про об'єкти і процеси.

З іншого боку, несанкціоноване втручання зловмисників у системи телеметрії і телекерування та у процес обробки сигналів і зображень в засобах IoT і КФС може провокувати аварійні і нештатні ситуації в системах критичної інфраструктури, неправильне трактування результатів досліджень, спотворену постановку медичних діагнозів, тощо. Тому актуальними є питання криптозахисту даних в каналах передачі даних і взаємокомунікацій об'єктів IoT і КФС, високопродуктивних обчислювачах для інформаційно-вимірювальних, телеметричних та інших систем промислового та наукового призначення.

У даному звіті представлено результати досліджень, які проводились протягом п'яти років окремими етапами за кількома суміжними взаємодоповнювальними напрямками, серед яких, зокрема, наступні:

1. Методи та алгоритми багатопараметричної обробки інформації. Математичне та імітаційне моделювання багатомасштабних та

багатопараметричних методів й алгоритмів ідентифікації та обробки інформації, а також елементів і пристроїв комп'ютерних та автоматизованих систем цифрової обробка сигналів та зображень.

2. Засоби штучного інтелекту в системах обробки інформації. Застосування засобів штучного інтелекту, в тому числі штучних нейронних мереж та еволюційних алгоритмів, у системах багатомасштабної обробки одно- і багатовимірних сигналів та зображень для підвищення точності та розширення функціональних можливостей систем при обробці експериментальних даних в режимі реального часу.
3. Реконфігуровні комп'ютерні засоби кіберфізичних систем та інтернету речей. Дослідження та удосконалення методів синтезу динамічно реконфігуровних комп'ютерних засобів і систем як базових структур сучасних кіберфізичних систем, інтернету речей, спецпроцесорів пошукових і технологічних систем, а також пристроїв підвищення продуктивності обробки великих масивів даних.
4. Ущільнення і захист даних в системах передачі інформації. Методи і засоби ущільнення та захисту даних в телеметричних реконфігуровних системах обробки і передачі інформації, створення алгоритмів функціонування реконфігурованих систем на основі застосування сигнальних кодових конструкцій для прискорення виконання операцій і підвищення надійності і завадостійкості систем.
5. Застосування квантового комп'ютингу для високопродуктивних обчислень. Сучасний стан розвитку квантового комп'ютингу у напрямку синтезу високопродуктивних обчислювальних засобів і систем, комп'ютерних систем реального часу, розширення їх функціональних алгоритмів, моделювання вузлів і систем обробки даних.

Цей звіт містить короткий огляд основних результатів фундаментальних і прикладних досліджень, проведених співробітниками кафедри комп'ютерних систем та мереж Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича за звітний період з 2016 до 2020 року. Отримані результати більш

повно відображені у наукових публікаціях співавторів звіту за матеріалами їх дисертаційних досліджень, що плануються до подання до захисту, а також в захищених за звітний період дисертаціях: кандидатській Х.С.Одайської, і докторській С.В.Баловсяка.

1. МЕТОДИ ТА АЛГОРИТМИ БАГАТОМАСШТАБНОЇ ТА БАГАТОПАРАМЕТРИЧНОЇ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ

1.1 Аналіз методів і засобів обробки сигналів у комп'ютерних і комп'ютеризованих інформаційно-вимірювальних системах

В сучасних комп'ютерних і комп'ютеризованих інформаційно-вимірювальних системах важливе значення має цифрова обробка сигналів [1]-[12], при цьому обробка зображень виділяється в окремий напрямок. Цифра обробка сигналів знаходить широке використання в промисловості, наукових дослідженнях, медицині та побуті [13], [14]. Значну роль відіграє обробка електронно-дифракційних та Х-променевих сигналів у комп'ютеризованих інформаційно-вимірювальних системах (КІВС). Це пояснюється тим, що електронно-дифракційні сигнали [15], [16], наприклад, зображення смуг Кікучі, несуть цінну інформацію про структурні характеристики досліджуваних кристалів. Х-променеві сигнали [17]-[19], наприклад, криві повного зовнішнього відбивання, описують параметри шорсткості для поверхні зразків. Проте, на даний час ще не вирішена задача отримання максимально повної інформації про досліджувані зразки на основі електронно-дифракційних та Х-променевих сигналів. Це зумовлено значними рівнями шумів і спотворень на таких сигналах та зображеннях, а також складністю отримання корисної інформації про досліджуваний об'єкт з експериментальних сигналів [16], [19]. Тому для отримання корисної складової сигналів використовуються різноманітні методи цифрового оброблення, а саме: методи фільтрації шуму в просторовій і частотній областях [2]-[5], [20]-[25], методи одновимірної і двовимірної апроксимації сигналів [1], [4], [11], [26], методи аналізу одновимірних профілів зображень [11], [12], [27], методи орієнтованої фільтрації зображень у просторовій і частотній областях [28]-[30], методи підвищення локального контрасту [9], [14], [31] і вейвлет-фільтрації зображень [11], [12], [32]-[40]. До перспективних напрямків оброблення сигналів належить використання засобів

штучного інтелекту [41]-[46], а саме штучних нейронних мереж (ШНМ) [47]-[54] і генетичних алгоритмів [55]-[61].

Перспективними методами оброблення сигналів є багатопараметричні та багатомасштабні. У загальному випадку такі методи можна описати як багаторівневі, в яких, крім початкового сигналу, створюється множина додаткових рівнів, наприклад, додатковими рівнями може бути множина параметрів сигналу або сигнал у зменшених масштабах [11], [62]. На такому багатомасштабному обробленні засновані вейвлет-перетворення сигналів [32]-[40]. Однак як додаткові рівні сигналів також використовуються їх різні частотні діапазони [63]-[67], обвідні мінімумів і максимумів сигналу тощо. Багаторівневі методи, порівняно з одноріневими, мають більші можливості [68], [69]. Проте вони є складнішими в реалізації, а для багатьох прикладних задач цифрового оброблення сигналів багаторівневі методи знаходяться на стадії розроблювання.

У сучасних КІВС обробка сигналів реалізується комплексом взаємодоповнюючих методів, кожен з яких виконує певний етап обробки: фільтрацію шумів, апроксимацію сигналів, аналіз їх спектрів і профілів тощо. Як перший етап цифрової обробки сигналів, який визначає коректність наступних етапів, звичайно використовується видалення шуму [20]-[25]. На даний час застосовуються такі методи оцінювання рівня шуму: засновані на фільтрації, блокові методи, метод головних компонент, статистичні методи, методи з використанням вейвлет-перетворень та Фур'є-спектрів зображень [11], [70]-[76]. Основним недоліком вищевказаних методів є їх значна похибка у випадку присутності на зображеннях текстур або різних видів шуму. На експериментальних електронно-дифракційних та Х-променевих сигналах часто присутні текстури, а також імпульсний і гаусовий шуми, тому існує потреба в розробленні високоточного автоматичного методу обчислення рівня шуму для таких типів сигналів.

Існуючі методи фільтрації сигналів поділяються на лінійні та нелінійні [11], [12]. Поширеним лінійним фільтром є фільтр Гауса, головним недоліком

якого є розмиття контурів зображень. Нелінійні фільтри, наприклад, медіанні та білатеральні фільтри, менше згладжують контури зображень, однак при їх використанні автоматичний вибір оптимальних параметрів фільтрації є складним завданням. Оскільки на електронно-дифракційних та Х-променевих сигналах присутні різні типи шумів, тому такі сигнали доцільно обробляти за допомогою як нелінійних, так і лінійних фільтрів.

З метою підвищення точності вимірів виконується одновимірна та двовимірна апроксимація сигналів [26], [77]. Методи лінійної інтерполяції є найпростішими, проте вони обмежують екстремуми сигналів. Складніші методи апроксимації, зокрема, з використанням кубічних сплайнів, навпаки, часто спричиняють появу паразитних осциляцій на апроксимованих сигналах. З цієї причини перспективними є багаторівневі методи апроксимації сигналів, в яких виконується корекція початкового апроксимованого сигналу.

Для більшості електронно-дифракційних та Х-променевих зображень є характерними смугоподібні об’єкти, наприклад, для зображень смуг Кікучі [15], [16] та Х-променевих зображень [18], [78], [79], тому для таких зображень доцільно проводити орієнтовану локальну фільтрацію. Проте існуючі методи оброблення електронно-дифракційних сигналів дозволяють обчислювати структурні характеристики досліджуваних кристалів із відносною похибкою $\sim 10^{-4}$, а для вирішення практичних завдань потрібна на порядок вища точність. Відомі однорівневі методи підвищення локального контрасту зображень [9], [14] характеризуються значним часом оброблення, який може складати десятки хвилин для HD зображень, тому актуальним завданням є підвищення швидкодії таких методів.

Таким чином, існуючі однорівневі методи цифрової обробки сигналів, зокрема, електронно-дифракційних та Х-променевих, у більшості випадків не забезпечують потрібної точності та швидкодії. Тому для вирішення цієї актуальної проблеми існує необхідність у розробленні багаторівневих методів і засобів аналізу, обробки та синтезу сигналів і зображень у комп’ютеризованих інформаційно-вимірювальних системах.

1.2 Розробка теоретичних основ і методів багатомасштабної та багатопараметричної обробки сигналів

1.2.1 Концепція багаторівневої обробки сигналів

Аналіз існуючих методів обробки сигналів і зображень у КІВС, а також основних методів ЦОС, показав, що перспективним напрямом підвищення точності та швидкодії обробки сигналів є застосування багаторівневого підходу, який є узагальненням багатопараметричної та багатомасштабної обробки. Встановлено, що багаторівнева обробка електронно-дифракційних та Х-променевих сигналів різних типів має спільні закономірності [1]-[5], [37], [80]-[146], тому запропоновано узагальнену концепцію багаторівневого підходу до оброблення таких сигналів.

Згідно із запропонованою концепцією (рис. 1.1) спочатку вибирається задача (етап I) цифрового оброблення певного типу сигналів із загального переліку, який охоплює весь спектр можливих задач ЦОС для КІВС на базі електронних мікроскопів та Х-променевих дифрактометрів. Особливо важливою є обернена задача, розв’язання якої дозволяє на основі експериментальних сигналів обчислювати параметри досліджуваних зразків.

Із врахуванням вибраної задачі уточнюються експериментальні умови отримання початкових сигналів (етап II), а також визначається множина найбільш інформативних параметрів сигналу.

На основі аналізу параметрів сигналу та з врахуванням задачі його оброблення визначається, які додаткові рівні сигналу (етап III) потрібно створити. Сигнали кожного рівня оброблюються відповідними методами (етап IV) (наприклад, фільтрації в просторовій і частотній областях, апроксимації поліномами, інтерполяції сплайнами, підвищення контрасту та ін.) [147-169]. У результаті синтезу множини сигналів, обчислених на всіх рівнях, отримується вихідний сигнал (етап V).

При обробленні електронно-дифракційних та Х-променевих сигналів до найбільш інформативних параметрів сигналів належать:

1. Амплітудні параметри (СКВ шуму σ_N, СКВ корисного сигналу σ_S, діапазон значень сигналу).
2. Частотні параметри (середня горизонтальна ν_{CH}, вертикальна ν_{CV} і радіальна ν_{CR} просторові частоти).
3. Просторові параметри (середній горизонтальний T_{CH}, вертикальний T_{CV} і радіальний T_{CR} просторові періоди).
4. Кутові параметри (напрямок контурів α, орієнтація головної осі інерції зображення або його ділянки).
5. Критерії якості сигналу (суб'єктивні та об'єктивні).

Рисунок 1.1 – Послідовність оброблення експериментальних електронно-дифракційних та Х-променевих сигналів згідно концепції багаторівневого підходу, яка містить етапи I-V

Розглянемо детальніше критерії якості сигналів (рис. 1.2).

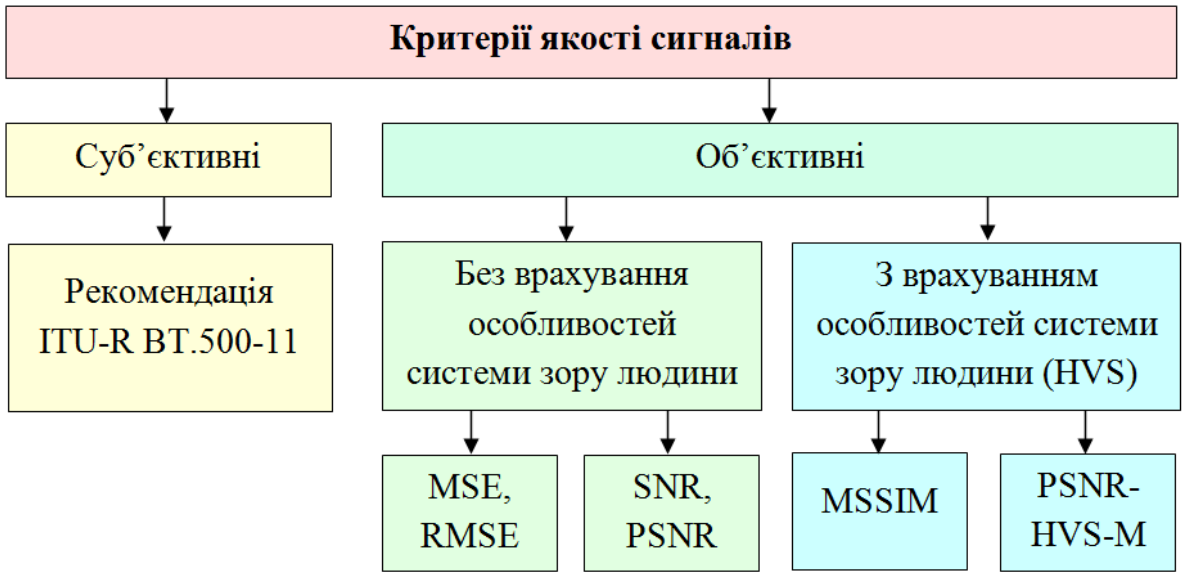


Рисунок 1.2 – Критерії якості сигналів

Критерії якості сигналів поділяються на суб'єктивні та об'єктивні [170-174]. Суб'єктивні критерії використовуються в основному для оцінки якості зображень у тому випадку, якщо обчислення об'єктивних критеріїв є складним або неможливим. При суб'єктивному оцінюванні якість розглядається як характеристика самого зображення і визначається його властивостями (статистичними, семантичними, структурними). Найбільш поширеним способом суб'єктивного оцінювання якості зображення є експертиза, в якій застосовується два види експертних оцінок: абсолютні і порівняльні. Абсолютні оцінки передбачають оцінювання якості за наперед встановленою шкалою. Порівняльні оцінки передбачають впорядкування зображень за спаданням якості. З метою забезпечення однакових умов проведення експертиз використовується рекомендація ITU-R BT.500-11 міжнародного союзу електрозв'язку [172], [174].

При об'єктивній оцінці якість розглядається як міра близькості двох сигналів: зразка (експериментального сигналу) g і еталона f. Такий підхід дозволяє оцінювати кількісні зміни інтенсивності і спотворень сигналу. Без

врахування особливостей системи зору людини використовуються такі критерії якості сигналів:

1. MSE (mean square error) – середня квадратична похибка, яка описує середню квадратичну різницю між еталонним сигналом f і експериментальним сигналом g.
2. RMSE (root mean square error) – корінь середньої квадратичної похибки, $RMSE = \sqrt{MSE}$.
3. SNR (signal-to-noise ratio) – відношення сигнал/шум, яке визначається як відношення потужності корисного сигналу до потужності шуму.
4. PSNR (peak signal-to-noise ratio) – пікове відношення сигнал/шум (в децибелах, дБ).

Для оцінки якості зображень з врахуванням особливостей системи зору людини використовуються спеціалізовані критерії, так звані метрики HVS (Human Visual System) [172]. До поширених HVS-метрик належать, зокрема, такі:

1. MSSIM (Mean Structural Similarity) – метрика середньої структурної подібності, яка враховує закон Фехнера-Вебера, у відповідності до якого зір має логарифмічну характеристику для інтенсивності світла.
2. PSNR-HVS-M – метрика з врахуванням пікового відношення сигнал/шум PSNR та особливостей зору людини HVS.

У випадку автоматичного програмного оброблення сигналів найбільш доцільним є використання об’єктивних критеріїв якості без врахування особливостей системи зору людини.

При обробленні сигналів у КІВС створюються додаткові рівні сигналу, які відрізняються від початкового сигналу та інших рівнів за такими характеристиками:

1. Масштабом – масштабування сигналу на додаткових рівнях здійснюється вздовж усіх осей координат або тільки вздовж однієї осі; створення

додаткових рівнів сигналу з різними масштабами застосовується, наприклад, при обчисленні коефіцієнтів вейвлет-перетворення зображень.

2. Просторовими параметрами:

2.1. З локалізацією особливих точок зображення – на додаткових рівнях вказуються початки і кінці серії профілів, координати центрів перетинів смуг та ін.

2.2. З локалізацією ділянок зображення – на додаткових рівнях зображення ділиться на вікна (наприклад, прямокутної або гексагональної форми); кожному рівню сигналу відповідає певний розмір вікна, побудовані вікна можуть утворювати ієрархічні структури (дерева); вікна розміщуються без перекриття або з перекриттям; як додаткові рівні використовуються також контури зображення та ділянки інтересу.

3. Амплітудними параметрами – як додаткові рівні використовуються обвідні мінімальних і максимальних значень яскравості зображення у межах вікон.

4. Частотними параметрами – на додаткових рівнях будується карта просторового розподілу середніх частот зображення.

5. Кутовими параметрами – на додаткових рівнях будується карта просторового розподілу орієнтації контурів або текстур зображення.

6. Методами обчислення – додаткові рівні обчислюються різними методами (наприклад, апроксимації).

Розглянутий багаторівневий підхід до оброблення сигналів є узагальненням принципу багатошарового оброблення сигналів, який застосовується в штучних нейронних мережах і згідно якого вхідному шару ШНМ відповідає початковий сигнал, прихованим шарам ШНМ відповідають додаткові рівні сигналу, а вихідному шару ШНМ відповідає сигнал-результат.

Запропоноване багаторівневе оброблення сигналів описується таким узагальненим алгоритмом (рис. 1.3).

Рисунок 1.3 – Схема узагальненого алгоритму багаторівневого оброблення сигналів

Створення додаткових рівнів сигналу є операцією декомпозиції, в результаті якої початковий сигнал розділюється на рівні, тобто виконується аналіз сигналу. Далі кожен рівень сигналу комплексно обробляється множиною взаємопов’язаних методів. Результати оброблення кожного рівня уточнюються з врахуванням результатів оброблення інших рівнів, після чого за допомогою операції агрегації (композиції) виконується синтез сигналу-результату на основі множини його рівнів.

Використання багатьох рівнів сигналу, залежно від особливостей початкового сигналу та способу створення додаткових рівнів, дозволяє проводити глибший аналіз сигналів, підвищити швидкодію та (або) точність їх оброблення. Вищеописані теоретичні основи багаторівневого оброблення експериментальних сигналів, які містять запропоновану концепцію багаторівневого підходу та узагальнений алгоритм багаторівневого оброблення, використані при розробленні нових високоточних і швидкодійних методів оброблення експериментальних сигналів у КІВС.

1.2.2 Багаторівневий метод оцінки якості сигналів

Якість сигналів визначається множиною параметрів, серед яких один з найважливіших є рівень шуму. Дослідження показали, що на експериментальних електронно-дифракційних зображеннях переважає імпульсний та гаусовий шуми [11], [166]-[169]. Імпульсний шум на зображеннях практично повністю видаляється за допомогою медіанного фільтра. Після медіанної фільтрації на зображеннях в основному міститься гаусовий шум, для видалення якого потрібно спочатку максимально точно обчислити СКВ (рівень) шуму. Для визначення рівня шуму використано метод HLROI (заснований на високочастотній фільтрації [110]), який удосконалено за рахунок визначення області інтересу ROI (Region of Interest), на якій переважає шум, з урахуванням контурів зображень. Контури зображення обчислюються методами Собеля (Sobel) або Кенні (Canny) .

Алгоритм запропонованого багаторівневого методу обчислення СКВ шуму, який програмно реалізовано в Matlab, полягає в наступному (рис. 1.4). Послідовно виконується зчитування початкового зображення f_n, створення ядер w_H та w_L, відповідно, високочастотного та низькочастотного фільтрів, обчислення шумової складової f_h та її модуля f_d, усередненого зображення рівня шуму f_{dc} і СКВ σ_h гістограми зображення f_h, ітераційне уточнення ділянки інтересу ROI. Новизна запропонованого методу полягає в обчисленні контурів g_c зображення за методами Собеля або Кенні [4]-[6], а також у врахуванні контурів при ітераційному уточненні ділянки ROI. Встановлено, що метод Собеля характеризується вищою швидкодією, а метод Кенні забезпечує вищу точність обчислення ділянки ROI.

Запропонований алгоритм використовує два додаткових рівні сигналу (g_c, f_{ROI}), які відрізняються від початкового зображення просторовими параметрами. Завдяки додатковим рівням досягається висока точність обчислення рівня шуму.

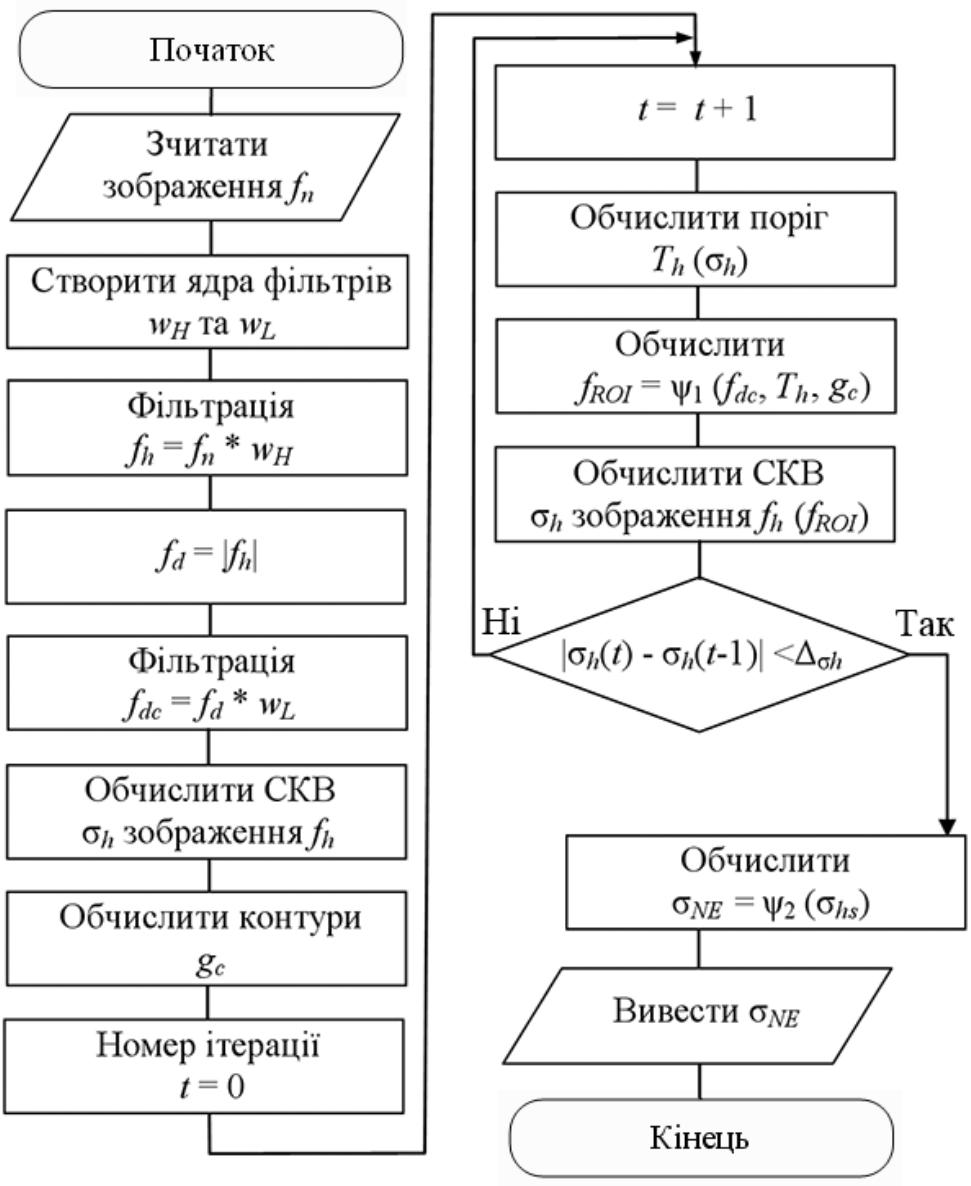


Рисунок 1.4 – Схема алгоритму запропонованого багаторівневого методу обчислення СКВ гаусового шуму на зображеннях

Згідно запропонованого алгоритму (рис. 1.4) до ділянки інтересу ROI додаються тільки ті пікселі зображення, які не належать контурам g_c. На основі уточненого СКВ σ_{hs} (шумової складової f_h в межах ділянки інтересу ROI) обчислюється експериментальне значення СКВ шуму σ_{NE}, а функція ψ_2 описується емпіричною формулою

$$\sigma_{NE} = \left(100\sigma_{hs} - \sigma_{\min 2}\right)^{k_{\sigma h2}}, \qquad (1.1)$$

де коефіцієнти $\sigma_{min2} = 0.02$ та $k_{\sigma h2} = 1.01$ враховують той факт, що СКВ σ_{hs}

шумової складової f_h збільшується повільніше, ніж рівень шуму.

Значення коефіцієнтів σ_{min2} та $k_{\sigma h2}$ отримано в процесі параметричного синтезу при визначенні рівня шуму для серії тестових зображень з малою, середньою і великою кількістю деталей [5], [6] шляхом мінімізації СКП між експериментальними σ_{NE} і теоретичними σ_N значеннями рівня шуму.

Розроблений багаторівневий метод визначення СКВ гаусового шуму, який використовує високочастотну фільтрацію зображень при виділенні шумової складової, низькочастотну фільтрацію при виділення ділянки інтересу ROI та контури зображення при уточненні ROI, названо відповідно HLROIC (High-pass & Low-pass filtration & Region Of Interest&Contour).

Розглянемо результати апробації розробленого методу обчислення рівня шуму при обробленні тестових зображень.

У випадку оброблення зображень з чіткими контурами точність обчислення експериментального рівня шуму σ_{NE} можна підвищити (особливо для $\sigma_{NE} < 5\%$) за рахунок обчислення контурів зображення та видалення контурів з ділянки інтересу ROI (рис. 1.5). У результаті видалення контурів з ROI (рис. 1.5, б) значення порогу T_h обчислюється коректно (залежно тільки від шумової складової), відповідно експериментальне значення рівня шуму $\sigma_{NE} = 1.74$ % обчислюється з незначною похибкою 0.26 % (рис. 1.5, г). Якщо обчислити рівень шуму для цього ж зображення (рис. 1.5, а) методом HLROI (без врахування контурів зображення), то чіткі контури приводять до завищених значень порогу T_h. В результаті цього значна частина пікселів контуру залишається в ділянці ROI, тому отримується завищене значення експериментального рівня шуму $\sigma_{NE} = 4.71$ % зі значною похибкою 2.71 %.

Результати визначення експериментального рівня σ_{NE} гаусового шуму для тестової множини (100 зображень) бази BSDS300 [175], [176] (рис. 1.6) запропонованим методом HLROIC показують його високу точність для різних типів зображень (рис. 1.7, табл. 1.1). Для більшості зображень, які не містять значної високочастотної складової корисного сигналу (чітких контурів і яскраво виражених текстур), обчислені запропонованим методом значення

СКВ шуму σ_{NE} практично збігаються з теоретичними σ_N (рис. 1.7). Найбільша похибка обчислення σ_{NE} отримана для зображення № 28 (зображення «gravel»), оскільки майже всю його площу займають текстури (рис. 1.6).

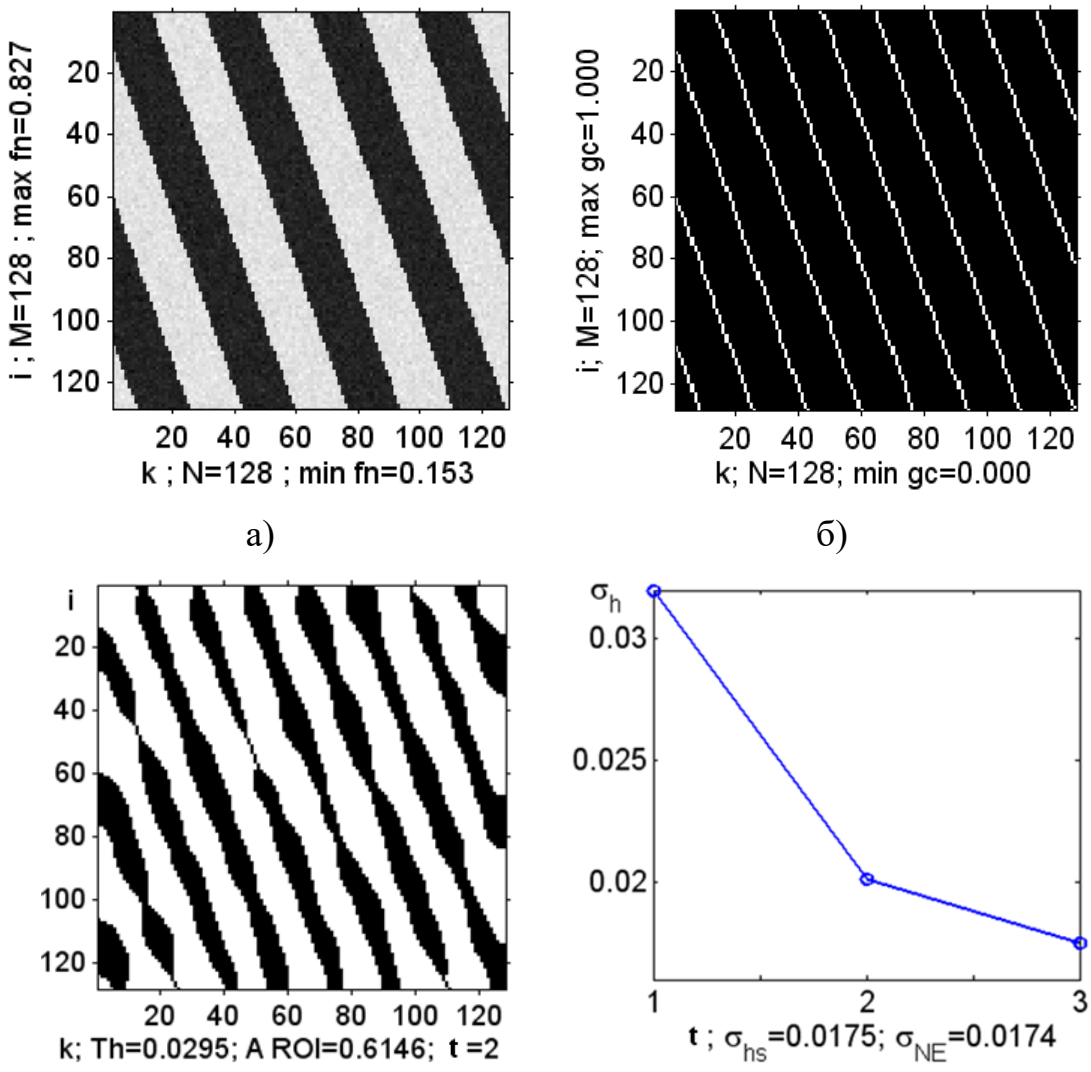


Рисунок 1.5 – Приклад визначення експериментального СКВ σ_{NE} гаусового шуму запропонованим методом HLROIC на зображенні смуг, до якого програмно додано гаусовий шум з теоретичним СКВ σ_N = 2%: а) початкове зображення f_n; б) зображення контурів g_c, обчислене методом Собеля з порогом T_S = 0.08; в) зображення ділянки ROI; г) графік ітераційного уточнення σ_h залежно від номеру ітерації t, рівень шуму σ_{NE} = 1.74 %

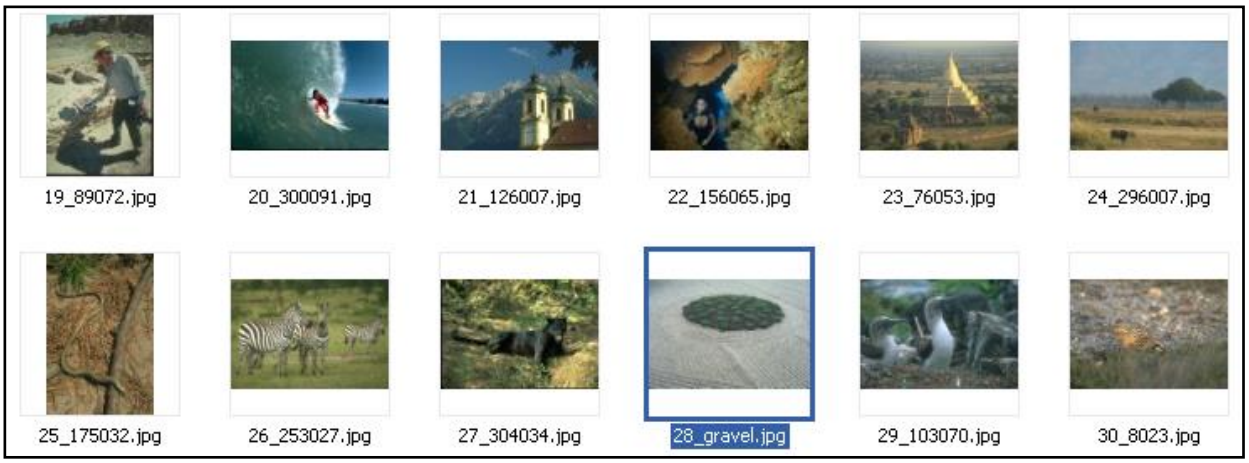


Рисунок 1.6 – Тестові зображення бази BSDS300 [175], [176] розміром 481 × 321 пікселів, показано зображення № 19 - № 30 (з 100 зображень)

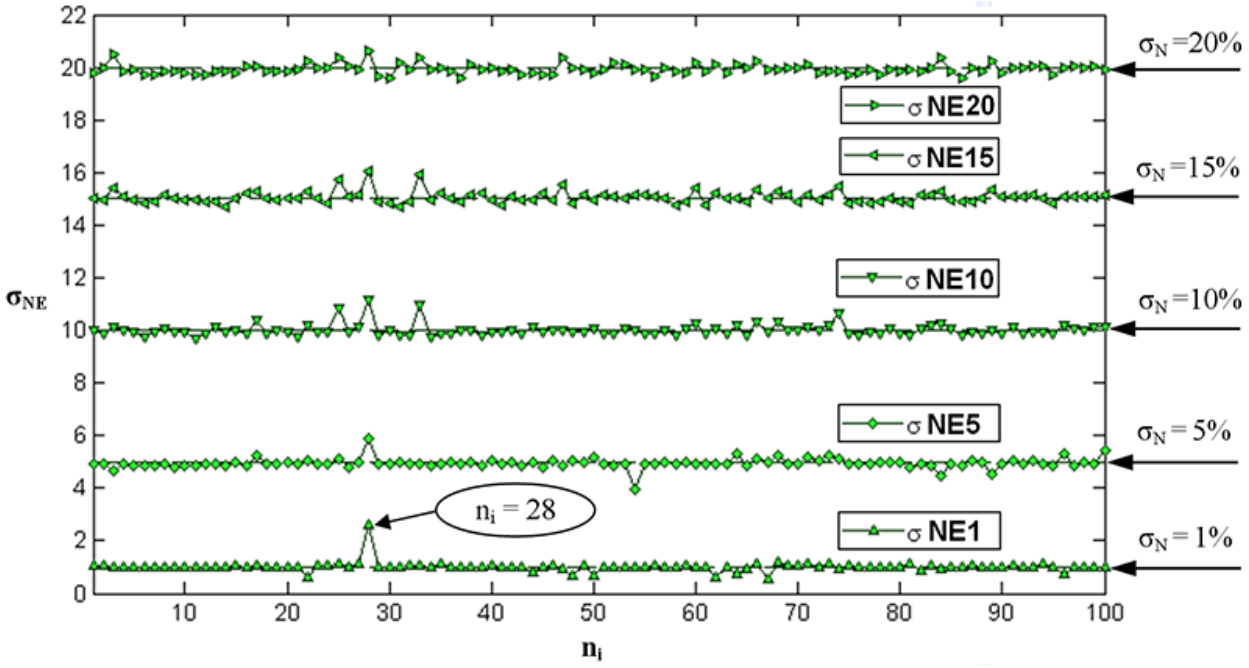


Рисунок 1.7 – Експериментальні СКВ σ_{NE} гаусового шуму, обчислені запропонованим методом HLROIC для тестової множини бази BSDS300 (100 зображень) [175], [176], до яких програмно додано гаусовий шум з теоретичними СКВ σ_N (1%, 5%, 10%, 15% та 20%); поріг метода Собеля $T_s = 0.08$; n_i – номер зображення; σ_{NE1}, σ_{NE5}, σ_{NE10}, σ_{NE15}, σ_{NE20} – експериментальні значення СКВ шуму для $\sigma_N = 1$ %, 5 %, 10 %, 15 %, 20 % відповідно

Таблиця 1.1 – Порівняння точності обчислення експериментального СКВ σ_{NE} (%) гаусового шуму різними методами для тестової множини (100 зображень) бази BSDS300 (див. рис. 1.6) [175], [176], до яких програмно додано гаусовий шум з теоретичним СКВ σ_N; σ_{NEA} – середнє значення σ_{NE}

σ_N, %	Методи-аналоги						Запропонований метод HLROIC			
	Статистичний метод [164]		PCAP [72]		HLROI [110]		T_S = 0.1		T_S = 0.08	
	σ_{NEA}	R_{MSE}	σ_{NEA}	R_{MSE}	σ_{NEA}	R_{MSE}	σ_{NEA}	R_{MSE}	σ_{NEA}	R_{MSE}
1	2.151	2.011	1.068	0.304	1.000	0.210	1.059	0.203	1.004	0.192
5	4.994	1.445	5.022	0.263	5.003	0.164	4.978	0.218	4.950	0.197
10	9.737	1.61	10.052	0.264	10.025	0.221	9.986	0.224	10.012	0.230
15	14.626	1.634	15.035	0.264	14.957	0.236	15.054	0.220	15.062	0.229
20	19.559	1.678	20.009	0.288	20.019	0.222	19.960	0.201	19.930	0.197
1..20		**1.686**		**0.277**		**0.212**		**0.213**		**0.210**

Для оцінювання точності розробленого методу HLROIC використано корінь середньої квадратичної похибки RMSE (Root Mean Square Error), яка обчислюється між значеннями σ_{NE} та σ_N для всіх тестових зображень. Найбільшу точність обчислення рівня шуму досягнуто для порогу T_s = 0.08 при виділенні контурів зображення методом Собеля (див. рис. 1.7, табл. 1.1). Запропонованим методом отримано меншу середню похибку RMSE = 0.210×10^{-2} (для всіх значень теоретичних рівнів шуму σ_N = 1...20 %), ніж похибки методів-аналогів. Похибка запропонованого методу HLROIC на порядок менша за похибку статистичного методу (RMSE = 1.686%), на 0.067 % менша за похибку методу PCAP (RMSE = 0.277 %) і незначно менша за похибку методу HLROI (RMSE = 0.212 %). Швидкодія запропонованого методу близька до швидкодії методів-аналогів [72], [110].

Розглянемо результати апробації розробленого методу обчислення рівня шуму при обробленні експериментальних зображень.

На експериментальних електронно-дифракційних зображеннях імпульсний шум та частково гаусовий видалено за допомогою медіанного фільтра [11], [12] (рис. 1.8).

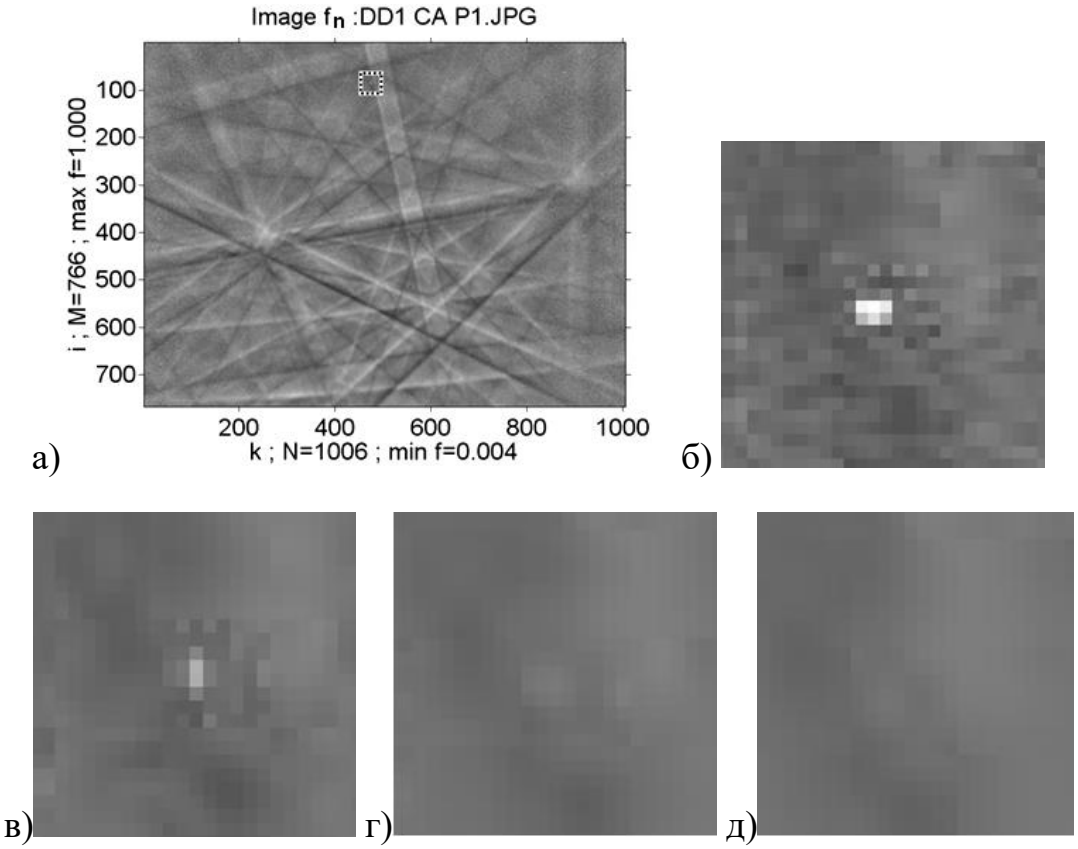


Рисунок 1.8 – Результати видалення імпульсного шуму методом медіанної фільтрації для зображення смуг Кікучі №1 (з 17-ти зображень), отриманого для кристалу штучного алмазу №1 [90]: а) початкове зображення; б) фрагмент зображення до медіанної фільтрації; в) г) д) фрагменти зображення після медіанної фільтрації з розміром ядра 3 × 3, 4 × 4 та 5 × 5 пікселів відповідно

Для всієї серії зображень використано медіанний фільтр з розмірами ядра 4 × 4 пікселі, оскільки при розмірах ядра 3 × 3 пікселі імпульсний шум видаляється частково, а при розмірах 5 × 5 і більше частково згладжується

корисний сигнал (смуги Кікучі).

За допомогою розробленого методу HLROIC визначено рівень шуму для серії експериментальних зображень до медіанної фільтрації (рис. 1.9). На периметрі експериментальних зображень переважають текстури, тому такі ділянки видалені з ділянки інтересу ROI. З ділянки інтересу видалені також контури зображення (рис. 1.9, б, г), що зменшує похибку обчислення експериментального рівня шуму. Оскільки на початковому зображенні присутній імпульсний шум, тому такий шум частково спотворює усереднене зображення рівня шуму f_{dc} (рис. 1.9, в).

Отримане експериментальне значення гаусового шуму 0.64% (рис. 1.9, д) відповідає сумарному шуму на зображенні. Проте, оскільки шум на початковому зображенні не повністю гаусовий, тому гістограма $h(z)$ шумової складової відрізняються від розподілу Гауса h_G на величину КСКП Δ_h (рис. 1.9, е). Таким чином, значення СКВ шуму σ_{NE}, обчислені до медіанної фільтрації, є оцінкою всієї шумової складової на зображенні.

Отримані значення рівня шуму можуть бути використані для наступної фільтрації шуму, а також для аналізу досліджуваних кристалів. Рівень шуму на електронно-дифракційних зображеннях залежить від експериментальних умов їх отримання (наприклад, від налаштувань ПЗЗ-матриці), а також від характеристик досліджуваних матеріалів. При однакових експериментальних умовах рівень шуму несе інформацію про структурну досконалість досліджуваних зразків. Оскільки всі електронно-дифракційні зображення однієї серії отримані для різних ділянок одного кристалу з подібними характеристиками, тому експериментальні значення рівня шуму для зображень серії також є близькими.

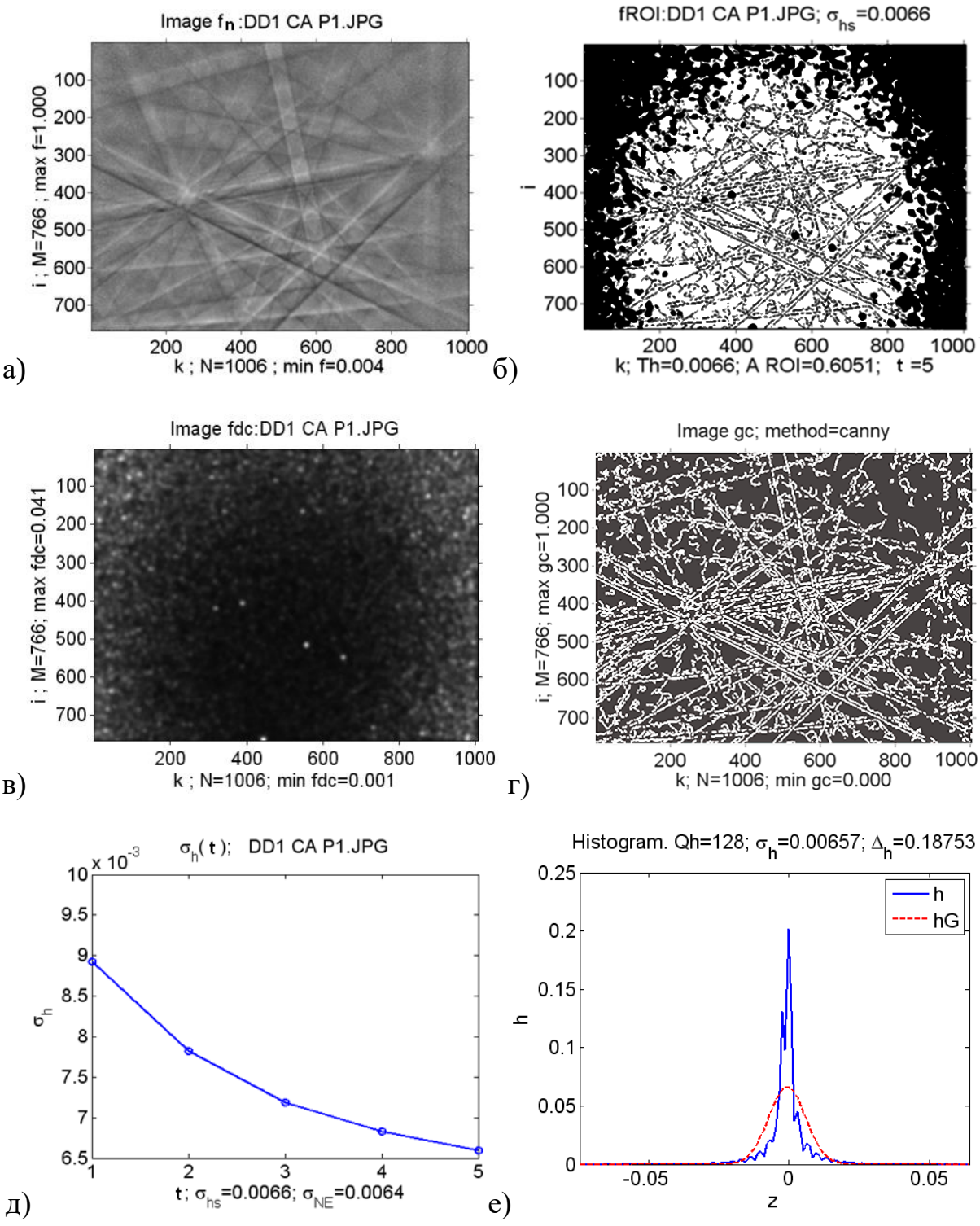


Рисунок 1.9 – Результати обчислення рівня гаусового шуму на експериментальному зображенні смуг Кікучі (до медіанної фільтрації) (див. рис. 1.8а): а) початкове зображення; б) зображення ділянки ROI в) усереднене зображення рівня шуму f_{dc}; г) зображення контурів, отримане методом Кенні (поріг th_gc = 0.22; sigma_gc = 1.5); д) графік ітераційного уточнення σ_h гістограми f_h (для ділянки ROI); е) гістограма $h(z)$ зображення f_h

1.2.3 Багаторівневі методи підвищення якості зображень

Підвищення якості цифрових зображень виконано шляхом зменшення рівня шуму. Для видалення гаусового шуму використано удосконалений метод LGFPS фільтрації зображень [109], [177]-[192], в якому параметри ядра фільтра Гауса обчислюються автоматично на основі енергетичного спектра зображення. Модифікація методу LGFPS, який програмно реалізовано в системі Matlab, призначена для зменшення розмиття контурів на зображенні, яке виникає при фільтрації шуму. Тому запропонований багаторівневий метод передбачає три етапи фільтрації зображення:

1. Медіанна фільтрація зображення для видалення імпульсного шуму.
2. Видалення гаусового шуму фільтром Гауса (методом LGFPS).
3. Зменшення розмиття зображення для контурів.

У такому випадку багаторівнева фільтрація шуму на зображеннях виконується за наступним алгоритмом (рис. 1.10).

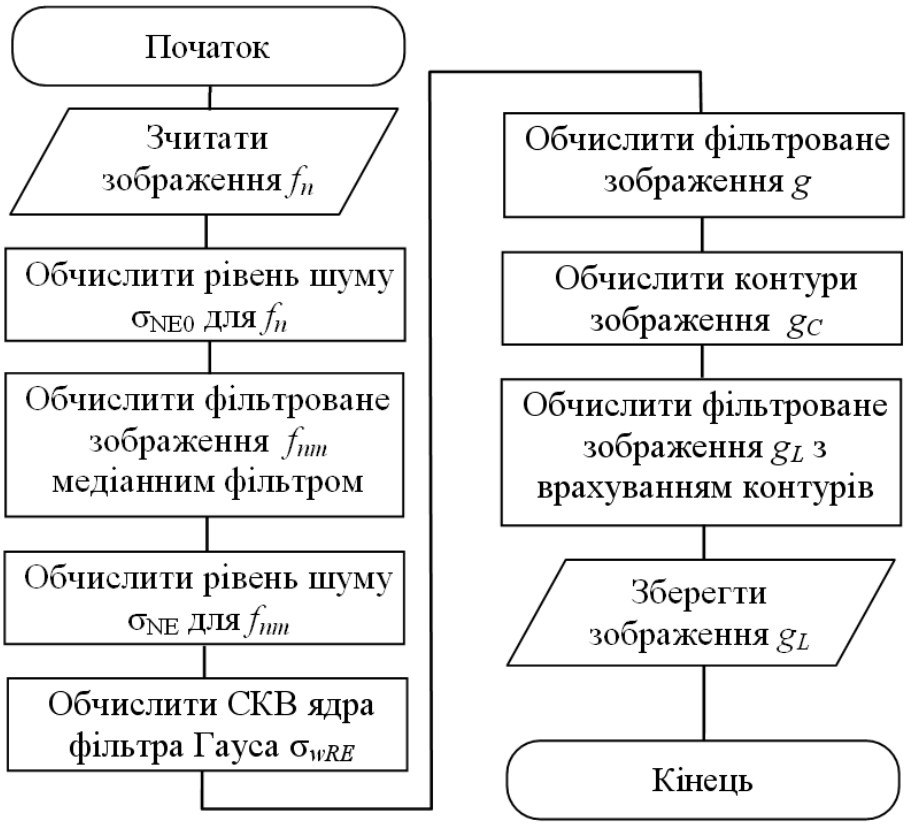


Рисунок 1.10 – Схема алгоритму запропонованого методу багаторівневої фільтрації шуму на зображеннях

Обчислення рівня шуму σ_{NE0} на початковому зображенні f_n (до медіанної фільтрації) та рівня шуму σ_{NE} на зображенні f_{nm} (після медіанної фільтрації) виконується розробленим методом HLROIC високочастотної фільтрації з врахуванням контурів зображення. Обчислення СКВ σ_{wRE} ядра фільтра Гауса та фільтрація зображення f_{nm} з ядром фільтра Гауса виконується згідно алгоритму методу LGFPS, в результаті чого обчислюється фільтроване зображення g.

Контури g_c обчислюються методом Собеля на основі зображення f_{nm}, отриманого в результаті медіанної фільтрації. Для виділення горизонтальних контурів g_{cH} у методі Собеля використовується ядро фільтра w_{SH}

$$w_{SH} = \begin{bmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1) \end{bmatrix}, \tag{1.2}$$

а для виділення вертикальних контурів g_{cV} – ядро w_{SV}

$$w_{SV} = \begin{bmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1) \end{bmatrix}. \tag{1.3}$$

У розробленому алгоритмі за методом Собеля обчислюються контури зображення g_c (нормовані до 1) для всіх напрямів за формулою

$$g_C = \sqrt{g_{cH}^2 + g_{cV}^2}\ . \tag{1.4}$$

Новизна запропонованого багаторівневого методу фільтрації шуму полягає в обчисленні фільтрованого зображення g_L з використанням контурів g_c – додаткового рівня сигналу за просторовими параметрами, яке виконується за формулою

$$g_L(i,k) = f_n(i,k) \cdot g_C(i,k) + g(i,k) \cdot (1 - g_C(i,k)), \tag{1.5}$$

де $i = 1, ..., M$; $k = 1, ..., N$.

У результаті такої фільтрації зображення g_L повторює зображення g для однорідних ділянок, а для ділянок контурів розмиття зображення g_L зменшується і не виникають артефакти, що покращує його візуальну якість.

З метою дослідження можливостей розробленого методу фільтрації шуму виконано оброблення тестових зображень. Результати фільтрації шуму для тестової множини (17 зображень) бази BSDS300 (Train) [175], [176] (рис. 1.11) запропонованим багаторівневим методом показують його високу точність для різних типів зображень (рис. 2.12, табл. 2.2).

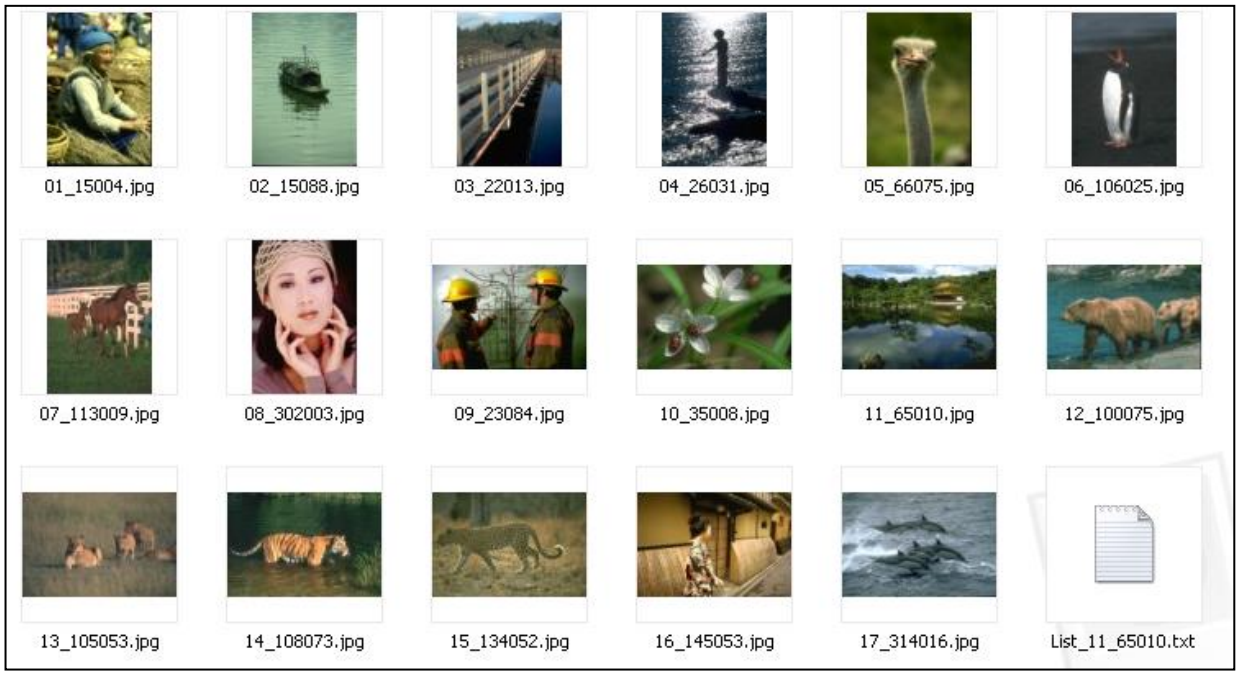


Рисунок 1.11 – Тестові зображення бази BSDS300 (Train) [175], [176]

Для оцінювання точності фільтрації в тестовому режимі обчислюється корінь середньої квадратичної похибки RMSEg (root mean square error – RMSE) між фільтрованим g та еталонним f зображеннями за формулою

$$R_{MSEg} = \sqrt{\frac{1}{MN}\sum_{i}^{M}\sum_{k}^{N}\left[f(i,k)-g(i,k)\right]^2}\,, \tag{1.6}$$

а також пікове відношення сигнал/шум (peak signal-to-noise ratio – PSNR) (у децибелах, дБ), яке описується формулами:

$$PSNRg = 10\log_{10}\left[\frac{f_{\max}^2}{\frac{1}{MN}\sum_{i=1}^{M}\sum_{k=1}^{N}\left[f(i,k)-g(i,k)\right]^2}\right], \tag{1.7}$$

де f_{max} – максимальне значення яскравості для піксела зображення.

Таблиця 1.2 – Значення пікового відношення сигнал/шум PSNRg для множини тестових зображень (див. рис. 2.11) з СКВ гаусового шуму σ_N = 5% після фільтрації різними методами;

PSNR_A – середнє значення PSNR для всіх фільтрованих зображень

№ зображення	Методи-аналоги			Розроблений метод	Оптимальний фільтр Гауса
	Bilat	PDE	LGFPS		
1	28.61	28.24	28.69	29.00	28.71
2	29.55	29.19	29.34	29.71	29.41
3	29.92	29.50	29.21	29.92	29.38
4	28.76	27.93	26.91	27.17	26.91
5	32.57	32.46	31.05	31.58	31.42
6	34.47	34.29	33.01	33.84	33.17
7	30.73	30.72	31.06	31.63	31.11
8	31.29	30.93	31.06	31.64	31.06
9	30.31	29.76	28.09	29.29	28.60
10	33.28	33.40	32.58	33.32	32.64
11	29.62	29.46	28.37	29.30	28.90
12	29.32	29.76	30.53	30.74	30.72
13	32.33	32.54	32.84	33.10	32.86
14	29.98	29.84	29.04	29.77	29.18
15	30.02	30.03	30.08	30.48	30.14
16	29.51	29.12	28.47	28.90	28.50
17	28.43	29.26	29.81	30.03	29.94
PSNR_A	**30.51**	**30.38**	**30.01**	**30.55**	**30.16**

В таблиці 1.2 наведені результати фільтрації тестових зображень (див. рис. 1.11) з програмно доданим гаусовим шумом, а саме значення пікового відношення сигнал/шум PSNRg для фільтрованих зображень, оброблених різними методами: методами-аналогами, запропонованим

методом та оптимальним фільтром Гауса. Як методи-аналоги використано такі нелінійні методи, як Bilat (метод білатеральної фільтрації) [25] та PDE (Partial Differential Equations, метод диференціальних рівнянь з частинними похідними) [25], а також метод лінійної фільтрації LGFPS [109]. Оптимальна фільтрація з ядром фільтра Гауса реалізується тільки в тестовому режимі шляхом перебору різних значень СКВ ядра фільтра Гауса у заданому діапазоні та знаходженням мінімальної середньої квадратичної похибки між фільтрованим зображенням і еталонним.

Результати розрахунків показують (див. табл. 1.24), що запропонований багаторівневий метод фільтрації забезпечує значення пікового відношення сигнал/шум (PSNRg), близькі до результатів нелінійних методів-аналогів та оптимального фільтру Гауса, і вищі за ПВСШ лінійного методу-аналогу. В той же час швидкодія запропонованого методу (основним етапом якого є лінійна фільтрація) перевищує швидкодію нелінійних методів-аналогів [25] (для тестових зображень в ≈ 2 рази).

Проведено апробацію розробленого методу фільтрації шуму при оброблені експериментальних зображень. Медіанна фільтрація зображень забезпечує значне зменшення рівня імпульсного та гаусового шумів, а відповідно, підвищення візуальної якості зображень (рис. 2.12).

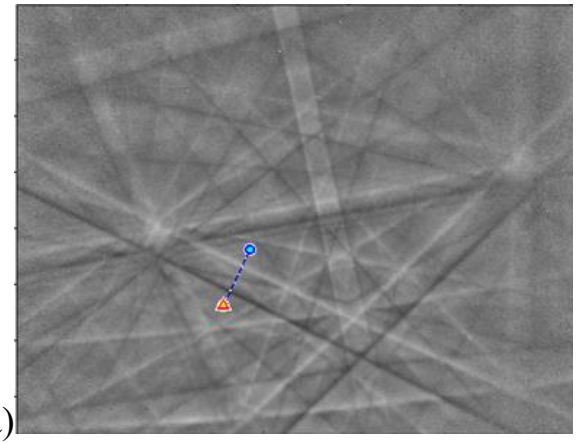
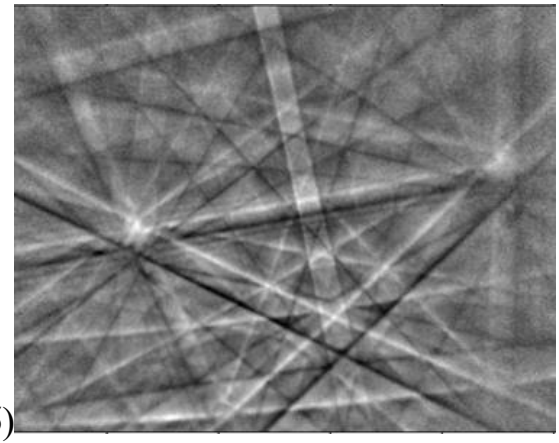
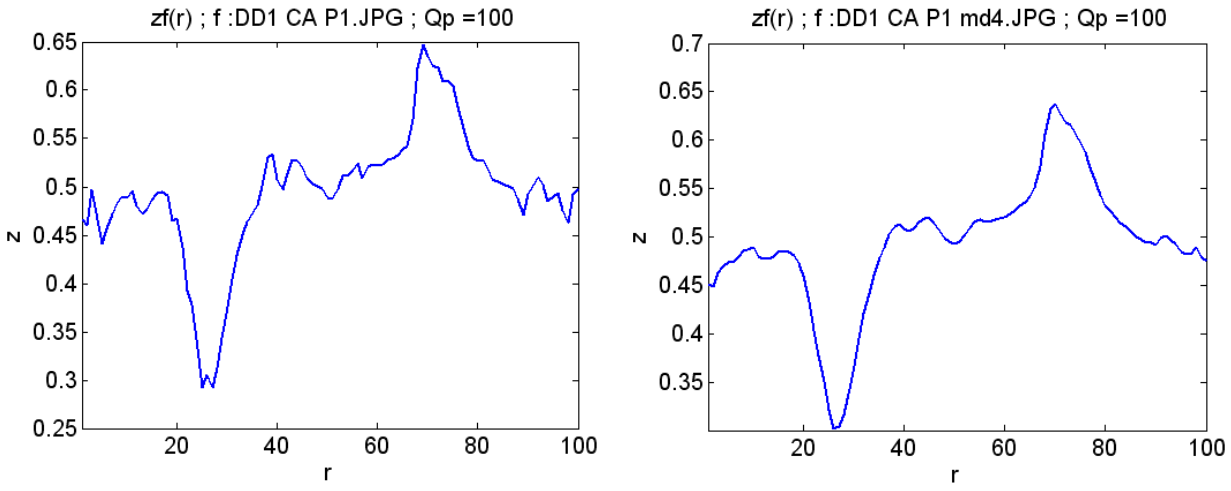
а)  б) 

Рисунок 1.12 – Експериментальне зображення смуг Кікучі №1 (див. рис. 1.9, а), отримане для кристалу алмазу №1 до (а) та після (б) медіанної фільтрації

Зменшення рівня шуму, яке досягається внаслідок медіанної фільтрації, особливо помітне на профілях зображень (рис. 1.13).

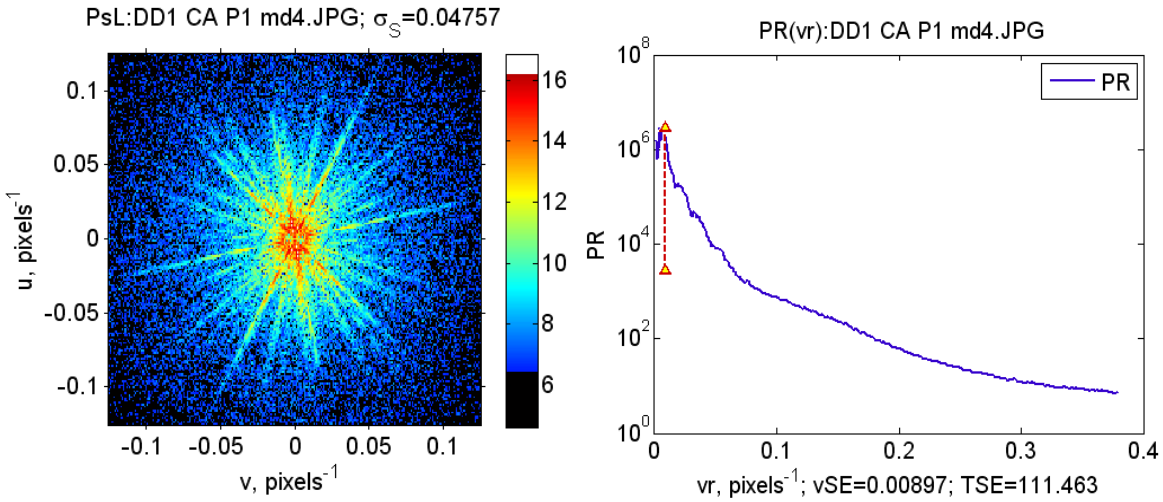


а) б)

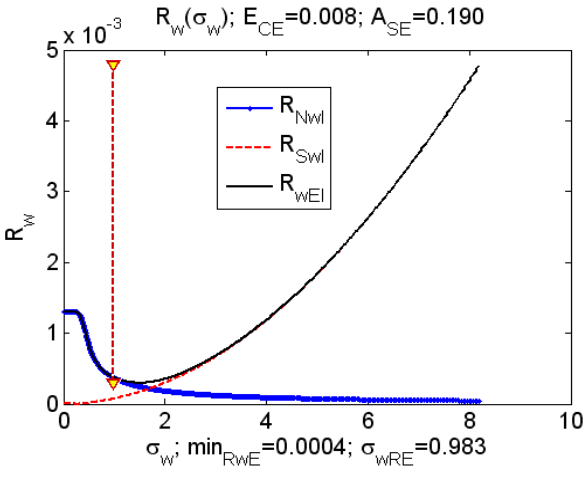
Рисунок 1.13 – Профілі експериментальних зображень смуг Кікучі №1 (див. рис. 1.12) до (а) та після (б) медіанної фільтрації; початок і кінець профілю показані на зображенні маркерами (див. рис. 1.12, а)

Після медіанної фільтрації проведено фільтрацію зображення з ядром фільтра Гауса запропонованим багаторівневим методом. Згідно з алгоритмом запропонованого методу (див. рис. 1.10) для обчислення СКВ ядра фільтра Гауса обчислюється енергетичний спектр P_S зображення (рис. 1.14, а).

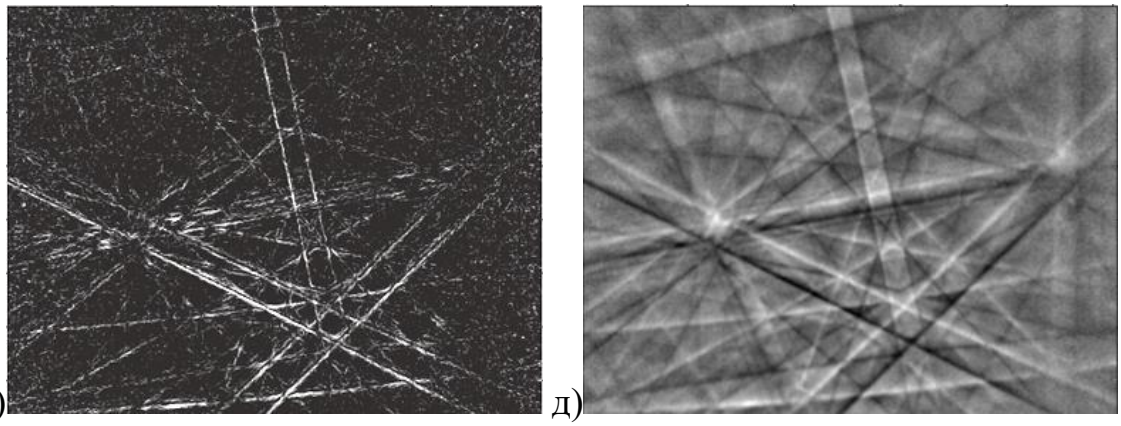
На основі енергетичного спектра P_S зображення обчислюється його радіальний розподіл P_R (рис. 1.14, б), а також такі експериментальні параметри корисного сигналу (в моделі синусоїдального сигналу): середній просторовий період T_{SE}, ексцентриситет E_{CE}, діапазон значень синусоїдального сигналу A_{SE} [109]. Похибка R_{wE} обчислюється як сума похибки шумової складової R_{Nw} та похибки корисного сигналу R_{Sw}. З метою підвищення точності обчислення σ_w виконується інтерполяція залежності $R_{wE}(\sigma_w)$ за допомогою кубічних сплайнів. Експериментальне значення СКВ ядра фільтра Гауса σ_{wRE} обчислюється в першому наближенні як значення СКВ ядра фільтра Гауса σ_w, якому відповідає мінімум КСКП R_{wE} яскравості фільтрованого зображення g відносно яскравості корисного сигналу.



а) б)



в)



г) д)

Рисунок 1.14 – Результати фільтрації гаусового шуму на експериментальному зображенні смуг Кікучі №1 (див. рис. 2.12, б): а) фрагмент енергетичного спектра P_S зображення; б) радіальний розподіл P_R енергетичного спектра; в) обчислення квазіоптимального СКВ σ_{wRE} ядра фільтра Гауса як мінімуму КСКП RwEI фільтрованого зображення; г) контури зображення g_c; д) фільтроване зображення g_L

Фільтрацію інших експериментальних зображення серії за допомогою запропонованого багаторівневого методу проведено аналогічно, в усіх випадках отримано значне збільшення відношення сигнал/шум для фільтрованих зображень.

1.2.4 Багаторівневі методи інтерполяції та апроксимації сигналів

При обробленні експериментальних результатів, зокрема електронно-дифракційних та Х-променевих методів, виникають задачі апроксимації й інтерполяції експериментальних одновимірних сигналів з метою підвищення точності методів. Наприклад, при обробленні електронно-дифракційних зображень (картин Кікучі), отриманих у сканувальному електронному мікроскопі, постає задача інтерполяції профілю $h(x)$ зображення, заданого в Q базових точках з координатами (x_p, h_p), де номер точки $p = 1,..., Q$. Базові точки можуть бути розміщені як рівномірно, так і нерівномірно. При цьому точність інтерполяції профілю визначає точність обчислення просторового розподілу деформацій для досліджуваних кристалів.

Поширені методи підвищення роздільної здатності профілю методом інтерполяції з використанням кускових поліноміальних функцій (сплайнів), зокрема лінійних або кубічних, дають значну похибку. Лінійні сплайни відсікають екстремуми функції, а кубічні – навпаки можуть створювати паразитні осциляції [26], [77]. Тому розроблено два методи багаторівневої одновимірної апроксимації [80], [81]:

1. Інтерпольована функція $z(x)$ описується лінійною комбінацією двох рівнів сплайнів, а саме лінійних $s_L(x)$ і кубічних $s_C(x)$

$$z(x) = s_L(x) \cdot (1 - k_N) + s_C(x) \cdot k_N, \tag{1.8}$$

де k_N – коефіцієнт нелінійності, $0 \le k_N \le 1$.

2. Інтерпольована функція $z(x)$ описується лінійною комбінацією згладженої функції $g(x)$, яка апроксимує експериментальні профілі $h(x)$, та узгоджувальної функції $u(x, p)$, яка плавно наближує значення функції $z(x)$ до h_p у вузлах інтерполяції p, тобто

$$z(x) = g(x) + u(x, p), \tag{1.9}$$

де p – номер вузла, для якого координата x належить напівінтервалу $[x_p, x_{p+1})$.

Запропоновані методи інтерполяції використовують два додаткові рівні сигналу, які відрізняються методами обчислення. Як згладжену функцію $g(x)$ використано або згладжувальні сплайни (Smoothing Spline), або згортку кубічних $s_C(x)$ сплайнів. Точність інтерполяції у випадку згладжувальних сплайнів вища, проте у випадку згортання сплайнів можливо вибирати параметри ядра згортки. Розглянемо принципи багаторівневої інтерполяції з використанням згладжувальних сплайнів, для обчислення яких використовується, наприклад, функція "*csaps*" системи Matlab [163]. При використанні згладжувальних сплайнів мінімізується вираз

$$k_S \cdot \sum_{p=1}^{Q} \left(h_p - g(x_p)\right)^2 + (1-k_S) \cdot \int_{x1}^{xQ} \left(g''(x)\right)^2 dx, \qquad (1.10)$$

де k_S – згладжувальний коефіцієнт, $0 \le k_S \le 1$.

При $k_S = 0$ як згладжена функція $g(x)$ отримується лінійна функція, а при $k_S = 1$ – функція, близька до кубічного сплайна. Зміною згладжувального коефіцієнта k_S можна коректувати частотну фільтрацію між вузлами інтерполяції: при $k_S = 0$ пропускаються тільки низькі частоти, при $k_S = 0.5$ – низькі і середні, при $k_S = 1$ всі частоти від низьких до високих. Параметричний синтез полягає у виборі такого значення k_S, при якому в результаті інтерполяції будуть пропущені тільки частоти корисного сигналу. У той же час використовувати функцію $g(x)$ замість $z(x)$ недопустимо, оскільки в загальному випадку $g(x)$ не проходить через базові точки інтерполяції.

Як узгоджувальну функцію $u(x, p)$ для вузлів інтерполяції p та $(p + 1)$ на напівінтервалі $[x_p, x_{p+1})$ використано суму лінійних функцій, які приймають максимальні (за модулем) значення у вузлах p та $(p + 1)$ відповідно, і мінімальні значення – у сусідніх вузлах [80], [81]

$$u(x, p) = \left(h_p - g(x_p)\right) \cdot \left(\frac{x_m - x_1}{x_m}\right) + \left(h_{p+1} - g(x_{p+1})\right) \cdot \left(\frac{x_1}{x_m}\right), \qquad (1.11)$$

де $x_m = (x_{p+1} - x_p)$ – відстань між вузлами інтерполяції p та $(p + 1)$;

$x_1 = (x - x_p)$ – відстань від поточної координати x до вузла p.

Розроблена математична модель (1.8) – (1.11) інтерполяції функцій забезпечує усунення некоректних осциляцій $z(x)$ між вузлами інтерполяції за рахунок адаптивного згладжування, оскільки вибором параметра k_S для згладженої функції $g(x)$ виконується частотна фільтрації функції $z(x)$, у результаті чого регулюється пропускання частот корисного сигналу і ослаблення складових сигналу з частотами шуму.

Алгоритм запропонованого методу багаторівневої інтерполяції з використанням згладжувальних сплайнів на відрізку $[x_{min}, x_{max}]$ з кроком Δx полягає в наступному (рис. 1.15). Інтерполяція виконується на основі виразів (1.8) – (1.11) для встановленого згладжувального коефіцієнта k_S. Якщо при цьому інтерпольована функція $z(x)$ відсікає екстремуми сигналу, то коефіцієнт k_S потрібно збільшити. Якщо на інтерпольованій функції $z(x)$ присутні паразитні осциляції, то коефіцієнт k_S потрібно зменшити.

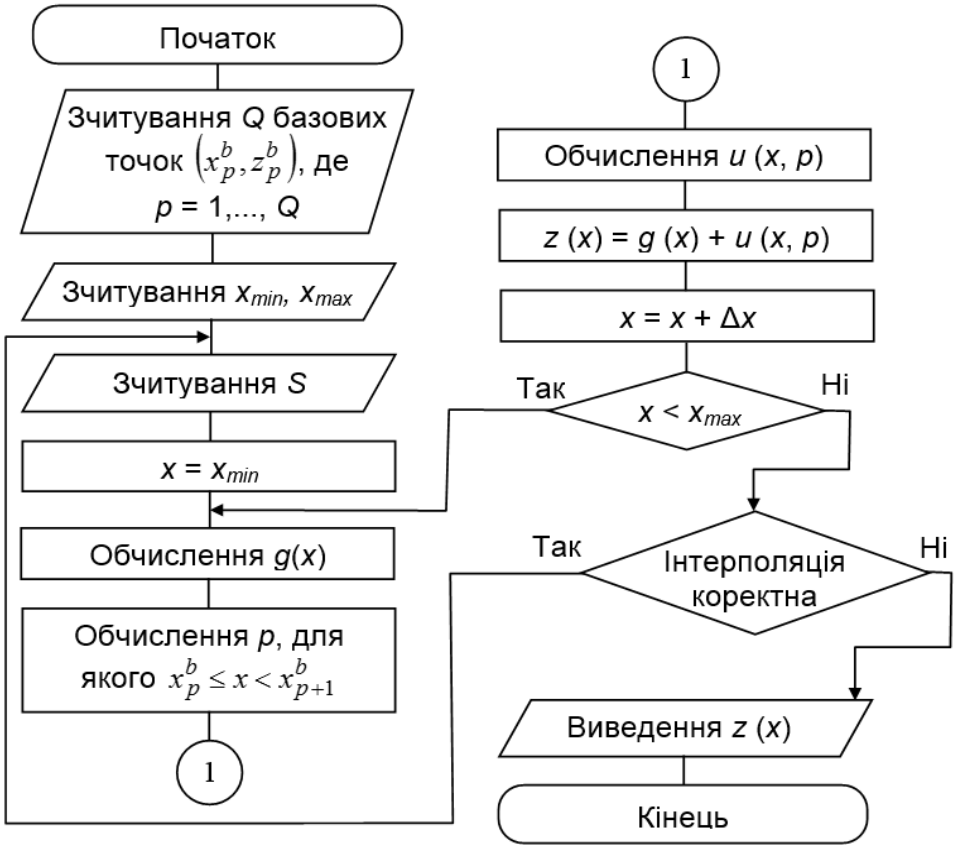


Рисунок 1.15 – Схема алгоритму запропонованого методу багаторівневої одновимірної інтерполяції

Розглянемо переваги багаторівневої інтерполяції функцій на прикладі оброблення профілів смуг Кікучі (рис. 1.16). Профіль смуги $h(x)$ визначений в Q базових точках ($Q = 18$); початок і кінець еталонного профілю $e(x)$ такі ж, як для $h(x)$, але значення профілю $e(x)$ визначені в максимальній кількості точок $Q_e = 98$. Для оцінювання точності інтерполяції використано R_q – КСКП між профілями $e(x)$ та $z(x)$. У випадку лінійної інтерполяції піки і впадини сигналу некоректно обмежуються, наприклад, в ділянках 1 та 2 (рис. 1.17, а). При інтерполяції кубічними сплайнами між вузлами інтерполяції виникають некоректні осциляції, наприклад, у ділянках 3 та 4 (рис. 1.17, б).

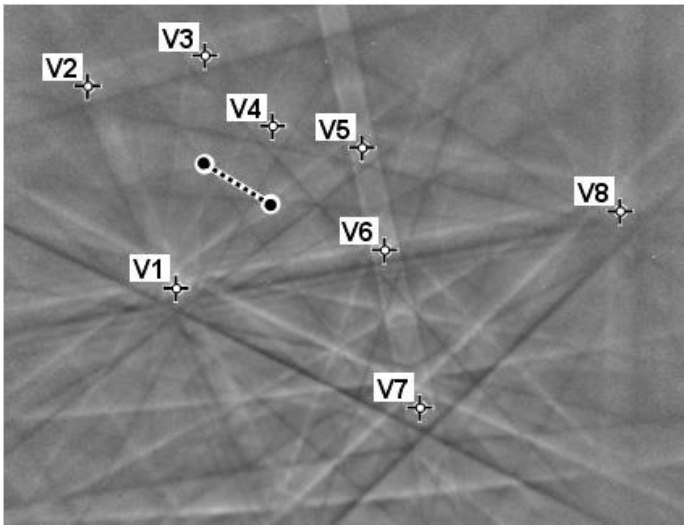
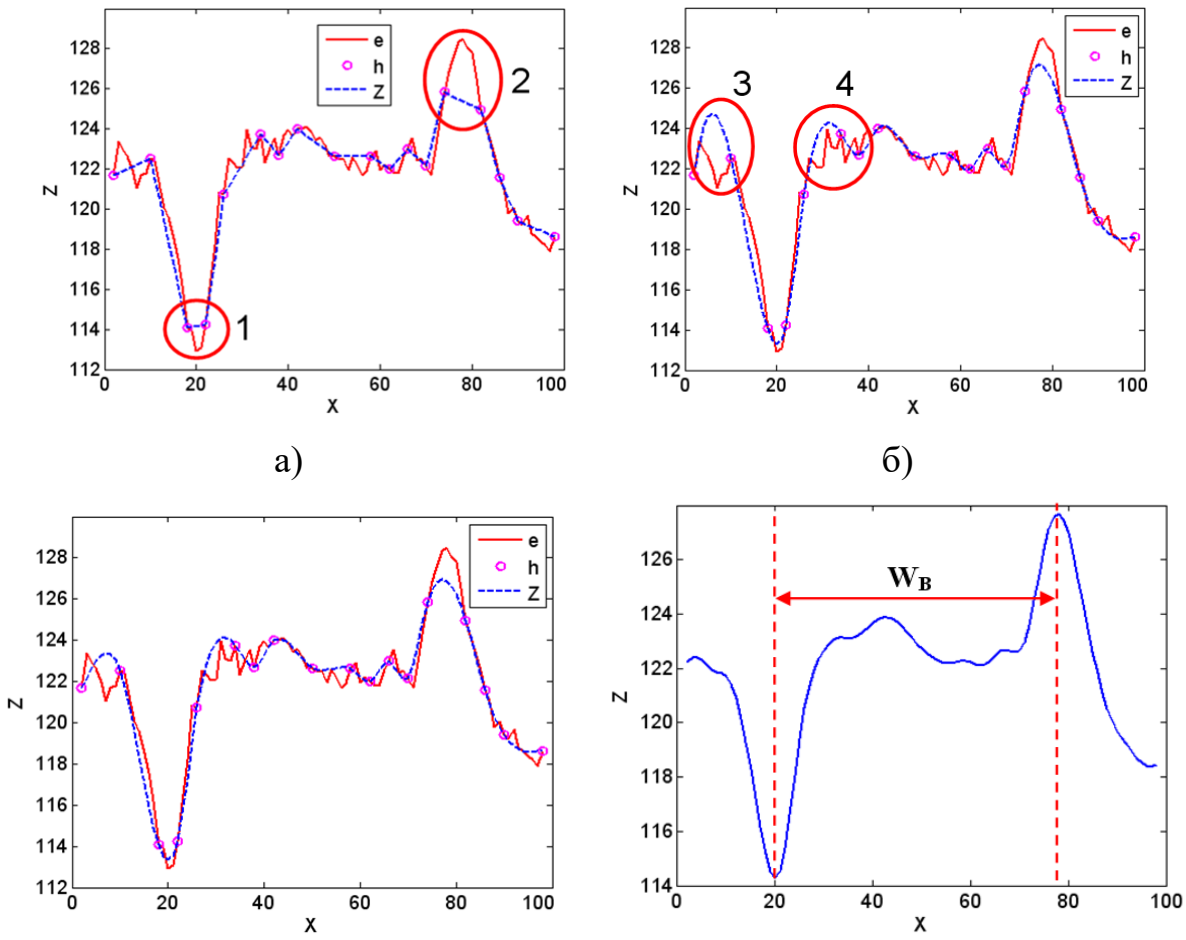


Рисунок 1.16 – Зображення смуг Кікучі ділянки №1 для кристалу алмазу №1 [90], маркерами «+» показано вузли V1–V8 перетину смуг; початок і кінець експериментального профілю $h(x)$ показано чорними кругами

Запропонований метод інтерполяції з використанням згладжувальних сплайнів забезпечує найменшу похибку (табл. 1.3), а результат інтерполяції $z(x)$ при цьому близький до $e(x)$ (рис. 1.17, в). У випадку лінійної комбінації лінійних і кубічних сплайнів найменшу похибку отримано для $k_N = 0.5$. При згладжуванні кубічних сплайнів з ядром фільтра Гауса найменша похибка отримана для $\sigma_w = B/3$, де B – середня півширина піків на профілях. У порівнянні з інтерполяцією кубічними сплайнами швидкодія запропонованого дворівневого методу в ≈ 2 рази менша, проте відносно низька швидкодія методу компенсується його вищою точністю.



а) б)

в) г)

Рисунок 1.17 – Приклад інтерполяції профілю смуги, e – еталонний профіль $e(x)$ (рис. 1.16); h – експериментальний профіль $h(x)$; z – результат інтерполяції $z(x)$; а) лінійна інтерполяція профілю $h(x)$, $R_q = 0.89418$; б) інтерполяція кубічними сплайнами профілю $h(x)$, $R_q = 0.90887$; в) запропонований метод інтерполяції профілю $h(x)$, $R_q = 0.76657$ ($k_S = 0.5$); г) обчислення ширини смуги W_B для профілю, обчисленого запропонованим методом для фільтрованого зображення смуг Кікучі ($Q_e = 400$)

Інтерпольовані запропонованим методом експериментальні профілі смуг Кікучі (див. рис. 1.17, г) використано для обчислення деформацій досліджуваних кристалів. Величини деформацій обчислено на основі зміни ширини смуги W_B або через форму профілю смуги, тому точність обчислення параметрів досліджуваних зразків пропорційна до точності інтерполяції профілів. Порівняно з відомим методом інтерполяції кубічними сплайнами КСКП розробленого багаторівневого методу інтерполяції менший на 15.7%.

Таблиця 1.3 – Похибки інтерполяції R_q профілів смуг Кікучі, отримані різними методами для зображень №1 – №17 (див. рис. 1.16)

№ п/п	Метод	R_q
Існуючі методи		
1	Лінійна інтерполяція	0.8944
2	Інтерполяція кубічними сплайнами	0.9091
Запропоновані методи		
1	Лінійна комбінація лінійних і кубічних сплайнів, $k_N = 0.5$	0.8098
2	Інтерполяція кубічними сплайнами, згладженими фільтром Гауса з $\sigma_w = B/3 = 3.5$ пікселі	0.8039
3	Інтерполяція з використанням згладжувальних сплайнів, $k_S = 0.5$	0.7668

Точність розробленого багаторівневого методу інтерполяції, який заснований на згладжуванні кубічних сплайнів з ядром фільтра Гауса та використанні узгоджувальної функції, перевірено при оброблені Х-променевих сигналів, зокрема, кривих повного зовнішнього відбивання Х-променів [80]. Роздільна здатність кутового розподілу інтенсивності Х-променевих кривих обмежується мінімальним кроком повороту гоніометра Х-променевого дифрактометра, тому доцільним є програмне збільшення роздільної здатності кривих за допомогою інтерполяції.

У результаті лінійної інтерполяції піки і впадини сигналу некоректно обмежуються (обрізаються), наприклад, в ділянках 1 та 2 (рис. 2.18, а). У випадку інтерполяції кубічними сплайнами виникають паразитні осциляції сигналу, наприклад, в ділянці 1 (рис. 1.18, б). При інтерполяції кривих запропонованим методом, заснованим на згладжуванні кубічних сплайнів з ядром фільтра Гауса, інтерпольована крива задовільно збігається з еталонною в усіх ділянках (рис. 1.18, в) і досягається найменша похибка R_q інтерполяції.

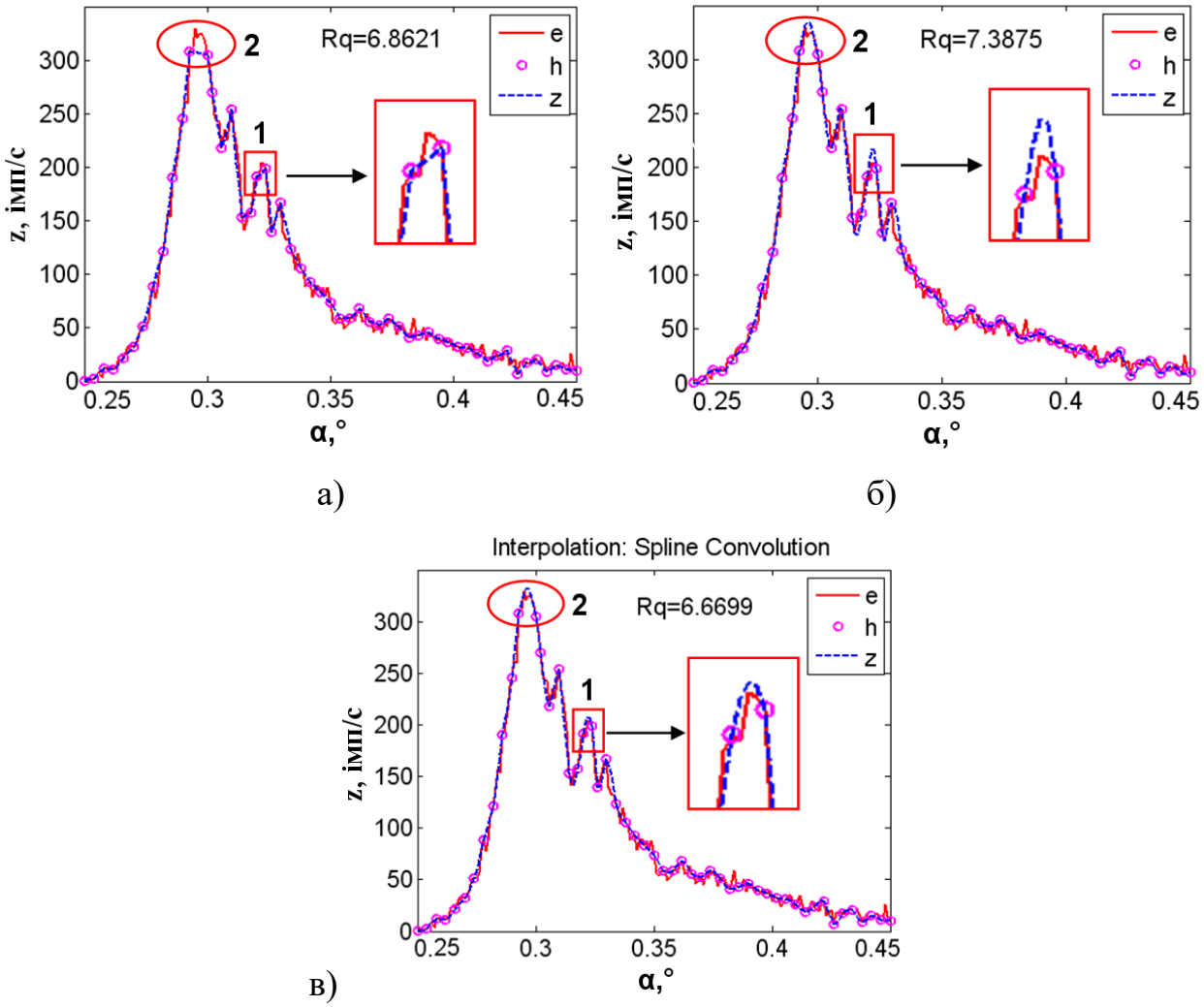


Рисунок 1.18 – Приклад інтерполяції експериментальної кривої повного зовнішнього відбивання Х-променів $h(\alpha)$ [80], e – еталонна крива; h – експериментальна крива, z – результат інтерполяції; а) лінійна інтерполяція, R_q = 6.8621; б) інтерполяція кубічними сплайнами, R_q = 7.3875; в) запропонований метод згладжування кубічних сплайнів фільтром Гауса з σ_w = 0.002°, R_q = 6.6700

Завдання апроксимації двовимірних сигналів полягає в обчисленні на основі початкового сигналу $h(x, y)$ апроксимованої функції $z(x, y)$. Початковий (експериментальний) сигнал $h(x, y)$ задано в Q базових точках з координатами (x_p, y_p, h_p), де номер точки p = 1,..., Q. Частковим випадком апроксимації сигналів є їх інтерполяція, при якій функція $z(x, y)$ обов'язково проходить через всі базові точки. У випадку багаторівневої інтерполяції двовимірних сигналів (зображень), як і у випадку інтерполяції одновимірних

сигналів, використано два додаткових рівня і два методи:

1. Інтерпольована функція $z(x, y)$ описується лінійною комбінацією лінійних $s_L(x, y)$ і кубічних $s_C(x, y)$ сплайнів

$$z(x, y) = s_L(x, y) \cdot (1 - k_N) + s_C(x, y) \cdot k_N, \quad (1.12)$$

де k_N – коефіцієнт нелінійності, $0 \le k_N \le 1$.

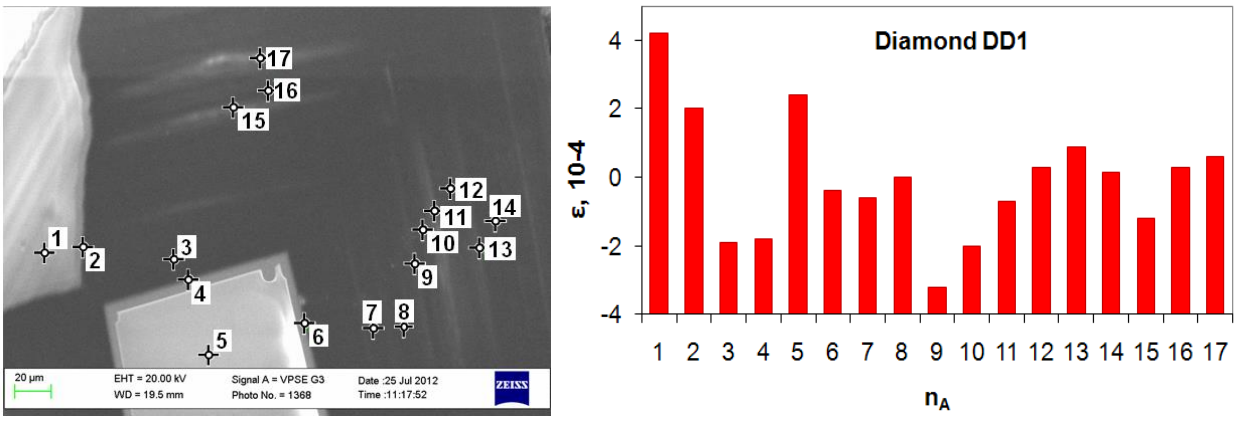
2. Інтерпольована функція $z(x, y)$ описується лінійною комбінацією згладженої функції $g(x, y)$, яка апроксимує експериментальні сигнали $h(x, y)$, та узгоджувальної функції $u(x, y, p_x, q_y)$, яка плавно наближує значення функції $z(x, y)$ до $h(x, y)$ у вузлах інтерполяції (p_x, q_y), тобто

$$z(x, y) = g(x, y) + u(x, y, p_x, q_y), \quad (1.13)$$

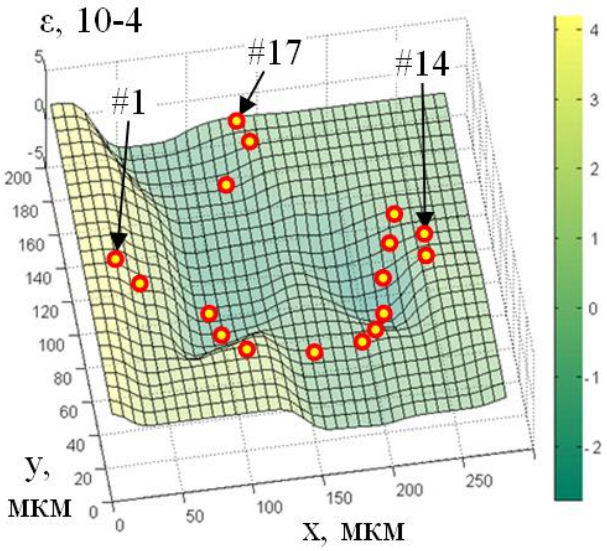
де p_x – номер вузла інтерполяції, для якого координата x належить напівінтервалу $[x_p, x_{p+1})$; q_y – номер вузла інтерполяції, для якого координата y належить напівінтервалу $[y_q, y_{q+1})$; значення узгоджувальної функції $u(x, y, p_x, q_y)$ обчислено шляхом білінійної інтерполяції різниці $(h_p - g(x_p, y_p))$ між 4-ма вузлами (p_x, q_y), $(p_x + 1, q_y)$, $(p_x, q_y + 1)$ та $(p_x + 1, q_y + 1)$: спочатку виконується інтерполяція вздовж осі x між вузлами (p_x, q_y) – $(p_x + 1, q_y)$ та $(p_x, q_y + 1)$ - $(p_x + 1, q_y + 1)$ за допомогою суми лінійних функцій, а потім отримані значення інтерполюються вздовж осі y.

Як двовимірну згладжену функцію $g(x, y)$ використано або згладжувальні сплайни, або результат двовимірної інтерполяції (методами найближчого сусіда, лінійної інтерполяції, інтерполяції кубічними сплайнами та ін.), згладжений з ядром фільтра Гауса.

Розроблений метод інтерполяції, в якому згладжена функція $g(x, y)$ отримується шляхом згортання результату інтерполяції, отриманого методом найближчого сусіда, з ядром фільтра Гауса (наприклад, $\sigma_w = 1$ піксель), використано для оброблення сигналів багатопараметричних сенсорів [105], [111] та для отримання карти просторового розподілу відносних значень деформацій ε досліджуваних зразків (рис. 1.19).



а) б)



в)

Рисунок 1.19 – Обчислення просторового розподілу деформацій для кристалу штучного алмазу №1 [90]: а) катодолюмінісцентне зображення фрагменту поверхні кристалу (280 × 180 мкм), отримане за допомогою електронного мікроскопу «Zeiss EVO 50», положення ділянок №1-№17, для яких отримано зображення смуг Кікучі, показано маркерами; б) деформації ε досліджуваного кристалу в ділянках №1-№17, обчислені на основі зображень смуг Кікучі; в) карта просторового розподілу деформацій ε

Значення деформації ε для різних ділянок досліджуваного кристалу №1-№17 (див. рис. 1.19, а, б) обчислено на основі експериментальних зображень смуг Кікучі, а саме через ширину смуг. На основі значень деформацій ε, обчислених у 17-ти ділянках, обчислені координати $Q = 17$ базових точок і виконана просторова інтерполяція деформацій для всієї досліджуваної ділянки

кристалу (див. рис. 1.19, в). Для знаходження оптимального методу інтерполяції базові точки розділено на навчальну ($Q_1 = 9$ точок з непарними номерами) і тестову ($Q_2 = 8$ точок з парними номерами) вибірки [54]. Інтерполяцію значень ε для всіх ділянок кристалу виконано на основі навчальної вибірки, при цьому мінімум КСКП для тестової вибірки отримано при інтерполяція за методом найближчого сусіда, оскільки лінійна інтерполяція та інтерполяції кубічними сплайнами дають значні осциляції в ділянках, віддалених від базових точок (такий результат пояснюється суттєвою нерівномірністю в розподілі базових точок). При цьому інтерполяція за методом найближчого сусіда дозволяє коректно обчислювати деформації навіть у тих ділянках кристалу, які знаходяться далеко від базових точок (особливо в центрі та по периметру досліджуваної ділянки). Наступне згладжування інтерпольованих значень забезпечує реалістичний характер просторової зміни деформацій.

Аналогічно, як для кристалу штучного алмазу №1 (див. рис. 1.19), проведено оброблення серій зображень смуг Кікучі, отриманих від кристалів алмазу №2-№6 [84], [93], [95], [99], [100], [106], [118], [125], [128], сплавів нікелю [86], [87], кристалів Si та Ge. В усіх випадках обчислено просторові розподіли деформацій досліджуваних кристалів, які задовільно узгоджуються з результатами інших методів. Така інформація про досліджувані зразки є цінною як в процесі експерименту (з метою коректного вибору ділянок для дослідження), так і для вдосконалення технологій синтезу кристалів алмазу та високоміцних сплавів. Перевагою запропонованого методу обчислення параметрів кристалів є висока точність, а також інформативність одержаних результатів, оскільки деформації обчислюються для всієї досліджуваної площі.

1.2.5 Багатомасштабний аналіз спектрів сигналів

Аналіз експериментальних електронно-дифракційних, Х-променевих та атомно-силових зображень показує, що їх енергетичні спектри чутливі до параметрів досліджуваних зразків [82], [85]-[87], [89], [91], [97], [114], [119],

[124], [130]. Розглянемо можливості аналізу енергетичних спектрів на прикладі оброблення Х-променевих муарових зображень, отриманих за допомогою кремнієвого Х-променевого LLL-інтерферометра (рис. 1.20). Енергетичні спектри таких зображень чутливі до деформаційних полів досліджуваних кристалів [127], [144], які описуються набором зосереджених сил з максимальним значенням P_{max} і сумарним P_{sum}.

Оброблення муарового зображення f_n полягає в двомірному прямому дискретному перетворенні Фур'є [11], [12], у результаті чого обчислюється спектр Фур'є F та енергетичний спектр $P_S = P_S(m, n)$, де $m = 1, 2, ..., M$; $n = 1, 2, ..., N$ (рис. 1.21). Кожному номеру (m, n) частот енергетичного спектра відповідає значення (u, v) частот:

$$u = \frac{m}{M}, \; v = \frac{n}{N}. \tag{1.14}$$

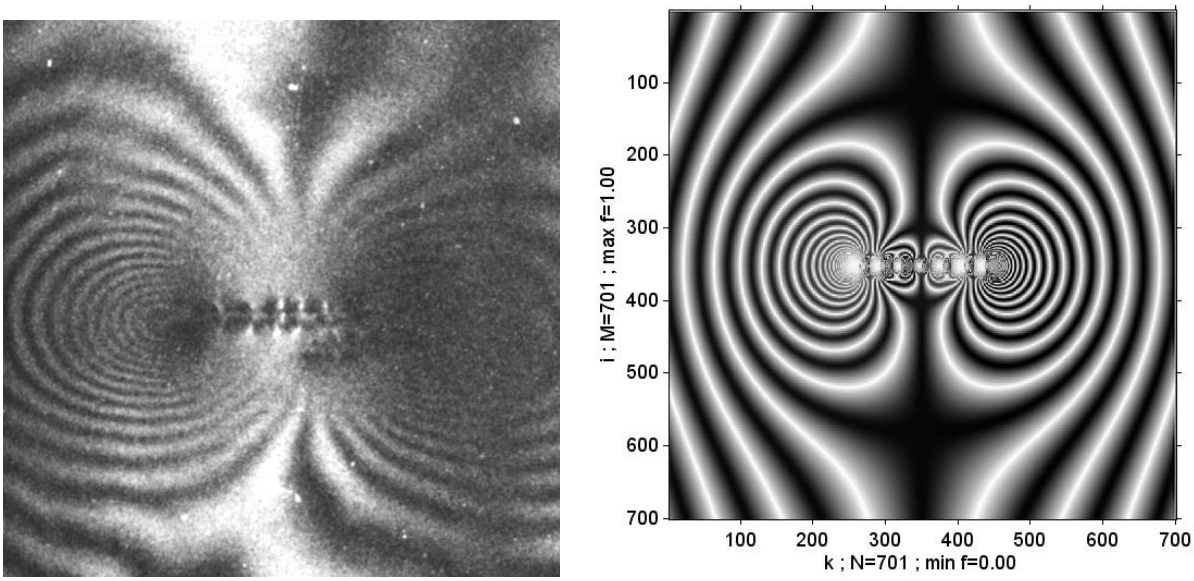
Для енергетичного спектра P_S обчислюється радіальний розподіл $P_R(n_r)$ (рис. 1.22), де n_r – номер радіальної частоти, $n_r = 1, ..., N_R$, $N_R = \max(M, N)$; номеру радіальної частоти n_r відповідає значення радіальної частоти

$$v_r = N_R / n_r . \tag{1.15}$$

Кожному значенню радіальної частоти v_r відповідає множина пар частот (u, v), для яких виконується умова

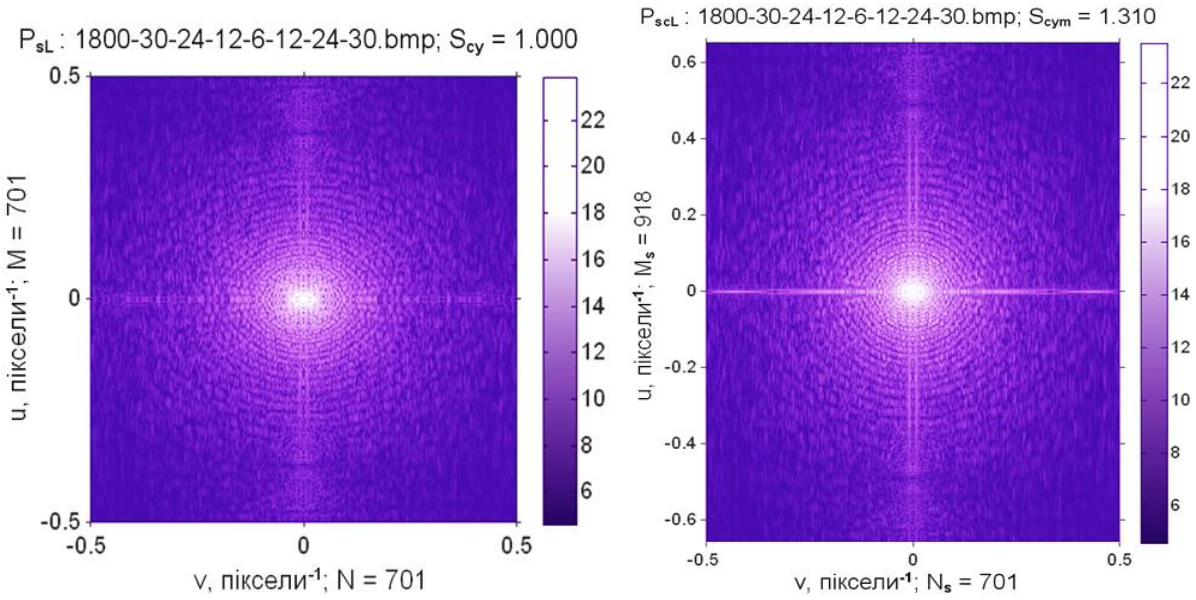
$$v_r = \sqrt{u^2 + v^2} \quad . \tag{1.16}$$

Значення радіального розподілу $P_R(v_r)$ обчислюється як середні значення енергетичного спектра P_S для частот v_r. Значення радіального розподілу P_R для низьких частот значно перевищує P_R для високих частот, тому радіальний розподіл перетворюється до логарифмічного масштабу $P_{RL} = \ln(1 + P_R)$.



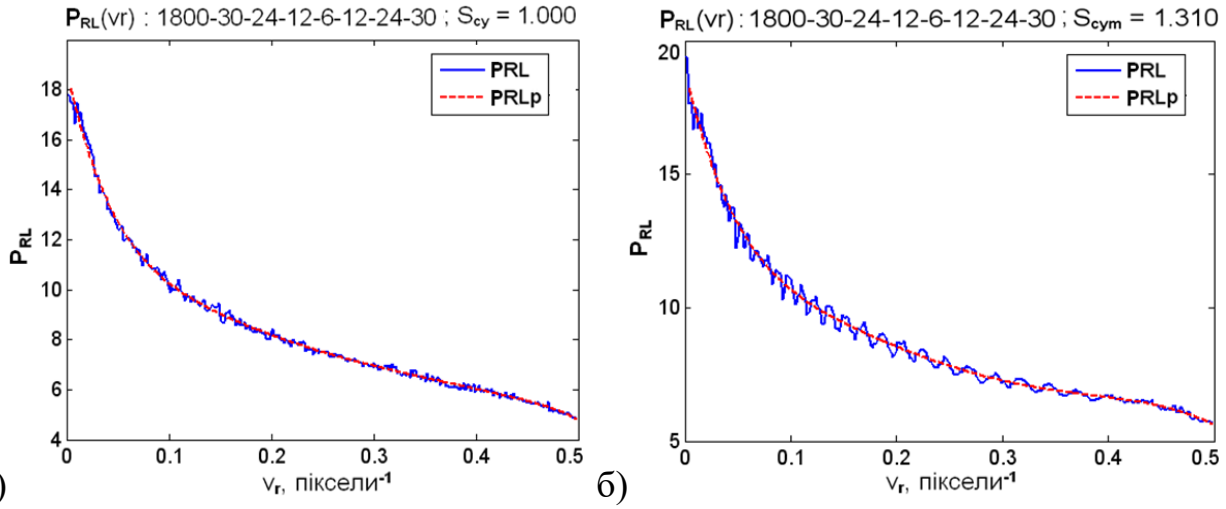
а) б)

Рисунок 1.20 – Експериментальне (а) та модельоване (б) Х-променеві муарові зображення [82]: а) P_{sum} = 0.4 Н, P_{max} = 0.091 Н, середній період муарових смуг T_{rc} = 17 пікселів, розмір зображення 543 × 543 пікселі;
б) P_{sum} = 0.4 Н, P_{max} = 0.144 Н, T_{rc} = 10 пікселів



а) б)

Рисунок 1.21 – Енергетичні спектри муарового зображення f_n (рис. 1.20, б) в логарифмічному масштабі за яскравістю P_{SL} = ln(1+P_S):
а) вертикальний масштаб S_{Cy} = 1.000; б) вертикальний масштаб S_{Cym} = 1.310, який забезпечує максимум R_{qd} (1.18)



а) б)

Рисунок 1.22 – Радіальні розподіли P_{RL} енергетичних спектрів P_S (див. рис. 1.21); P_{RLp} – апроксимовані значення P_{RL}:
а) вертикальний масштаб S_{Cy} = 1.000; R_{qd} = 0.1452; б) S_{Cy}= 1.310, R_{qd} = 0.2230

Отриманий радіальний розподіл P_{RL} апроксимується поліномом P_{RLp} степеня n_p (наприклад, $n_p = 7$) за методом найменших квадратів [14], у результаті чого отримується апроксимований радіальний розподіл у логарифмічному масштабі (рис. 1.22)

$$P_{RLp}(v_r) = \sum_{c=0}^{n_p} k_{pa}(c) \cdot v_r^c \,, \tag{1.17}$$

де k_{pa} – коефіцієнти поліному P_{RLp}.

Остаточний радіальний розподіл P_R отримується на основі енергетичного спектра P_{SC}, який обчислюється для такого вертикального масштабу S_{Cy} зображення f_n, при якому еліпсоподібні смуги спектра перетворюються в кола (див. рис. 1.21, б) і спостерігається максимуму кореня середньої квадратичної різниці R_{qd} між радіальним розподілом P_{RL} і поліномом P_{RLp} (1.17)

$$R_{qd} = \sqrt{\frac{1}{N_R} \sum_{n_r=1}^{N_R} \left(P_{RL}(n_r) - P_{RLp}(n_r)\right)^2} \,. \tag{1.18}$$

Вищеописане масштабування дозволяє підвищити точність обчислення P_R, й, відповідно, підвищити точність обчислення параметрів досліджуваних зразків.

1.3. Розробка багаторівневих методів і засобів для аналізу, синтезу та локальної обробки сигналів

1.3.1. Багаторівневий аналіз і синтез профілів розподілу інтенсивності зображень

Аналіз профілів цифрових зображень, які описують яскравості пікселів у межах заданого відрізка прямої, широко застосовується при обробленні експериментальних і модельованих зображень [11], [27]. Особливо ефективне використання профілів при обробленні зображень, які містять смугоподібні об’єкти. Присутність смуг характерна для електронно-дифракційних зображень [11], Х-променевих зображень (зокрема, муарових) [17], [18], [96], [112], зображень сканувальної зондової мікроскопії [79], оптичних медичних зображень та інших типів сигналів [9], [11]. Отримання таких сигналів виконується в сучасних КІВС, які належать кіберфізичним системам і використовують відповідні апаратно-програмні засоби. Поперечні профілі смуг несуть цінну інформацію про досліджуваний об’єкт, оскільки описують одновимірний розподіл його яскравості. Подальший аналіз таких одновимірних розподілів яскравості значно простіший, ніж безпосередньо двовимірних зображень. Наприклад, профілі смуг Кікучі на електронно-дифракційних зображеннях містять інформацію про параметри досліджуваних зразків [15], [16], [83]; профілі смуг на Х-променевих муарових зображеннях дозволяють обчислити просторовий розподіл деформацій для досліджуваних кристалів [82]; профілі судин на фотографіях сітківки ока людини можуть використовуватися при діагностиці захворювань.

У випадку обчислення одного (окремого) профілю смуги на ньому звичайно міститься значна шумова складова, тому з метою підвищення відношення сигнал/шум обчислюється серія профілів смуги, на основі яких розраховується усереднений профіль. Обчислення усередненого профілю відносно просто реалізується в тих випадках, якщо всі профілі смуги мають один масштаб, а їх кінці лежать на паралельних прямих. Проте для більшості експериментальних

зображень, внаслідок їх геометричних спотворень, початки і кінці профілів описуються конічними перерізами (кривими другого порядку). Наприклад, електронно-дифракційні зображення смуг Кікучі отримуються в гномонічній проекції, в якій точки сфери з її центра проектуються на дотичну площину, тому краї смуг Кікучі обмежуються гіперболами [15], [16]. Межі смуг на Х-променевих муарових зображеннях обмежуються колами або еліпсами. Траєкторії руху тіл, наприклад рух тіл у гравітаційному полі, описуються параболами. Якщо початки і кінці профілів описуються конічними перерізами, то в загальному випадку всі профілі обчислюються в різних масштабах. Крім цього, на експериментальних зображеннях невідомі як координати крайніх точок профілю, так і функціональні залежності, які описують їх положення.

Тому запропоновано спочатку апроксимувати початки і кінці профілів двома обвідними, а далі на їх основі обчислювати серію профілів. Як обвідні використано кола, еліпси, параболи та гіперболи, а в найпростішому випадку – відрізки прямої (дуги кіл, радіус яких прямує до нескінченності). З врахуванням просторової дискретизації цифрових зображень дуги кіл доцільно апроксимувати відрізками прямих для радіусів кіл $R_C > (M^2 + N^2)/8$, де M, N – розміри зображень. Модель обвідної вибирається залежно від геометричних спотворень смуг на зображенні (наприклад, апріорі відомо, що смуги Кікучі обмежуються гіперболами [84]). Використання обвідних дозволяє перетворити всі профілі смуги до одного масштабу і отримати максимальне відношення сигнал/шум для усередненого профілю.

Обчислення усередненого профілю передбачає такі задачі аналізу (декомпозиції) та синтезу (формування) сигналів:

1. Декомпозиція сигналів, яка полягає в розбитті зображення смуги на серію (множину) профілів.

2. Синтез сигналів, який полягає в обчисленні усередненого профілю серії.

Досить складна задача декомпозиції спрощується за рахунок використання багаторівневого підходу, який передбачає створення двох рівнів сигналу з

врахуванням їх просторових параметрів та з локалізацією особливих точок зображення, а саме двох обвідних профілів (початків і кінців серії профілів).

На основі запропонованої концепції багаторівневого оброблення сигналів розроблено математичну модель обчислення профілів та їх обвідних на зображеннях. Згідно з запропонованою математичною моделлю профілі смуги на початковому зображенні f_n описуються двома обвідними (рис. 1.23). Обвідна, яка описує початки профілів, умовно називається лівою (Envelope L), а обвідна, яка описує кінці профілів, умовно називається правою (Envelope R). Ліва і права обвідні описуються базовими точками $E_L(n_{eb})$ і $E_R(n_{eb})$ відповідно, де $n_{eb} = 1,..., Q_{BE}$, Q_{BE} – кількість базових точок, які встановлюються користувачем або розраховуються через контури смуги.

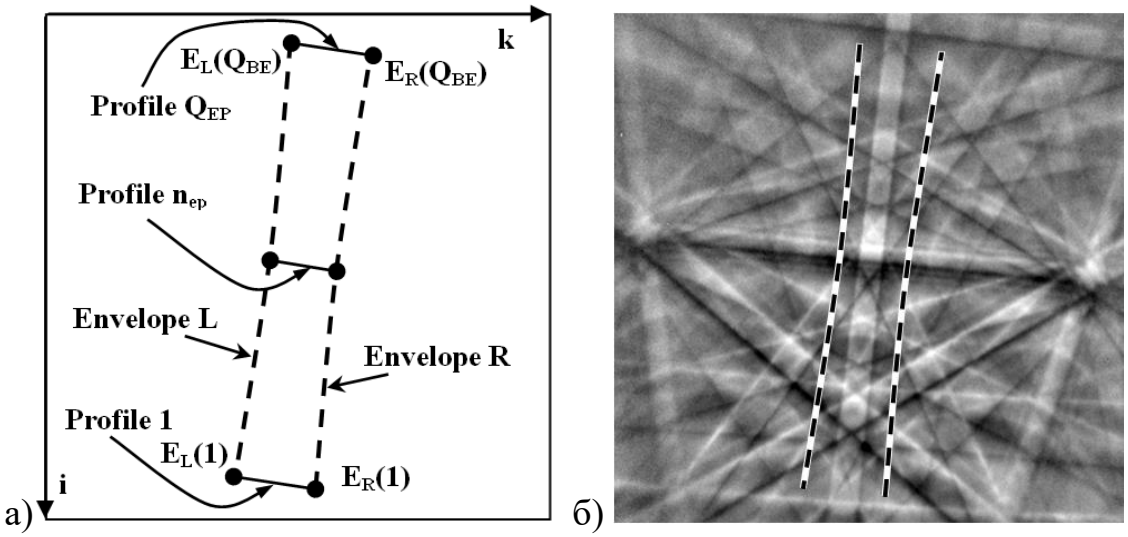


Рисунок 1.23 – Математична модель обвідних профілів у системі координат зображення *ki* (а) та приклад її використання на фрагменті електронно-дифракційного зображення смуг Кікучі, одержаного від локальної ділянки №1 кристалу штучного алмазу №3 [95] (б)

У найпростішому випадку кількість базових точок обвідної профілів, яка апроксимується відрізком прямої, $Q_{BE} = 2$.

Якщо кількість базових точок $Q_{BE} = 3$, то кожна обвідна профілів апроксимується дугою кола

$$(k - a_C)^2 + (i - b_C)^2 = r_C^2, \qquad (1.19)$$

де (a_C, b_C) – координати центра кола в системі координат *ki* зображення (див. рис. 1.23, а), r_C – радіус кола.

Параметри кола обчислюються через координати трьох базових точок (k_1, i_1), (k_2, i_2) та (k_3, i_3) за формулами:

$$b_C = \left(\frac{k_3^2 - k_1^2 + i_3^2 - i_1^2}{2(k_3 - k_1)} - \frac{k_2^2 - k_1^2 + i_2^2 - i_1^2}{2(k_2 - k_1)} \right) / \left(\frac{i_3 - i_1}{k_3 - k_1} - \frac{i_2 - i_1}{k_2 - k_1} \right), \quad (1.20)$$

$$a_C = \frac{k_2^2 - k_1^2 + i_2^2 - i_1^2}{2(k_2 - k_1)} - \frac{i_2 - i_1}{k_2 - k_1} \cdot b_C, \quad (1.21)$$

$$r_C = \sqrt{(k_1 - a_C)^2 + (i_1 - b_C)^2}. \quad (1.22)$$

На кожній обвідній профілів рівномірно розміщується Q_{EP} точок. При цьому кожна точка лівої обвідної з координатами $k_{EL}(n_{ep})$, $i_{EL}(n_{ep})$, де $n_{ep} = 1,..., Q_{EP}$, означає початок профілю з номером n_{ep}. Точка правої обвідної з координатами $k_{ER}(n_{ep})$, $i_{ER}(n_{ep})$, де $n_{ep} = 1,..., Q_{EP}$, означає кінець профілю з номером n_{ep}. Наприклад, перші базові точки обвідних $E_L(1)$ і $E_R(1)$ є початком і кінцем першого профілю (див. рис. 1.23, а). Довжина Q_p профілю з номером n_{ep} обчислюється як відстань між відповідними точками обвідних. Точки профілю рівномірно розподілені на відрізку прямої, що сполучає його початок і кінець. Значення яскравостей Q_p точок профілю обчислюються через яскравості початкового зображення f_n методом бікубічної інтерполяції; яскравості серії профілів записуються в масив $z_f(p, n_{ep})$, де $p = 1,..., Q_p(n_{ep})$, p – номер точки профілю, n_{ep} – номер профілю.

Для отриманої серії профілів знаходиться мінімальна Q_{pMin} і максимальна Q_{pMax} довжини профілів. На основі серії профілів z_f, масштабованих до одного розміру Q_{pMin}, обчислюється усереднений профіль $z_{fS}(p)$, де $p = 1,\ldots, Q_{pMin}$. Оскільки на профілях серії в загальному випадку міститься шум, то значення кожної точки усередненого профілю можна розглядати як середнє арифметичне Q_{EP} однаково розподілених взаємно незалежних випадкових величин. Тому, якщо на початковому зображенні присутній шум з СКВ σ_N, то при усередненні серії з Q_{EP} профілів СКВ шуму σ_{NS} на усередненому профілі z_{fS} дорівнює

$$\sigma_{NS} = \frac{\sigma_N}{\sqrt{Q_{EP}}}. \qquad (1.23)$$

Оскільки усереднення серії профілів виконується в одному масштабі і корисний сигнал при цьому практично не спотворюється, тому усереднення профілів є ефективним методом підвищення відношення сигнал/шум. Обчислення усереднених профілів вимагає в $\approx Q_{EP}$ разів більше часу, ніж окремих профілів, проте такі витрати часу є допустимими, оскільки сумарна кількість точок серії профілів не перевищує кількості пікселів зображення.

Якщо кількість базових точок $Q_{BE} > 3$, то кожна обвідна профілів апроксимується дугою еліпса, параболи або гіперболи. Вибір конкретної кривої другого порядку виконується на основі апріорних даних про цифрове зображення або на основі аналізу його смуг. Конічний переріз у полярній системі координат ρφ (рис. 1.24) описується рівнянням:

$$\rho = \frac{\mu}{1 - \varepsilon \cdot \cos\varphi}, \qquad (1.24)$$

де ρ – радіальна координата, φ – полярний кут, μ – параметр конічного перерізу, ε – ексцентриситет конічного перерізу ($0 \le \varepsilon < 1$ для еліпса, $\varepsilon = 1$ для параболи, $\varepsilon > 1$ для гіперболи).

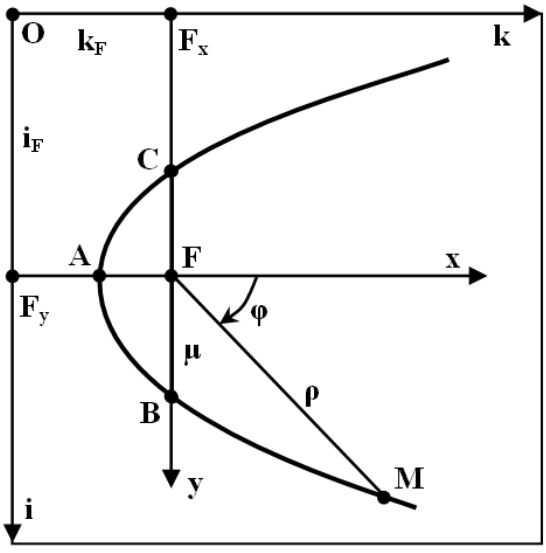


Рисунок 1.24 – Математична модель конічного перерізу в системі координат *ki* зображення; *A* – вершина перерізу, μ = BF = FC – параметр перерізу

Полюс полярної системи координат ρφ збігається з фокусом *F* конічного перерізу (рис. 1.24). Вісь *x* конічного перерізу, перпендикулярна їй вісь *y* проходять через фокус *F*. На рисунку 1.24 вісь *x* паралельна осі *k*, а в загальному випадку вісь *x* утворює з віссю *k* кут θ. Відстань довільної точки *M* конічного перерізу до фокуса *F* дорівнює ρ. Полюс полярної системи координат ρφ в системі координат *ki* зображення має координати $k_F = OF_x$ та $i_F = OF_y$ відповідно.

Згідно з вищеописаною математичною моделлю конічного перерізу координати його довільної точки *M* в системі координат *ki* зображення описуються формулами:

$$k_M = k_F + \rho \cdot \cos\varphi = k_F + \frac{\mu \cdot \cos\varphi}{1 - \varepsilon \cdot \cos\varphi}, \tag{1.25}$$

$$i_M = i_F + \rho \cdot \sin\varphi = i_F + \frac{\mu \cdot \sin\varphi}{1 - \varepsilon \cdot \cos\varphi}. \tag{1.26}$$

Таким чином, для обчислення обвідної серії профілів, яка описується конічним перерізом, потрібно обчислити координати фокусу (k_F, i_F), параметр μ та ексцентриситет ε конічного перерізу.

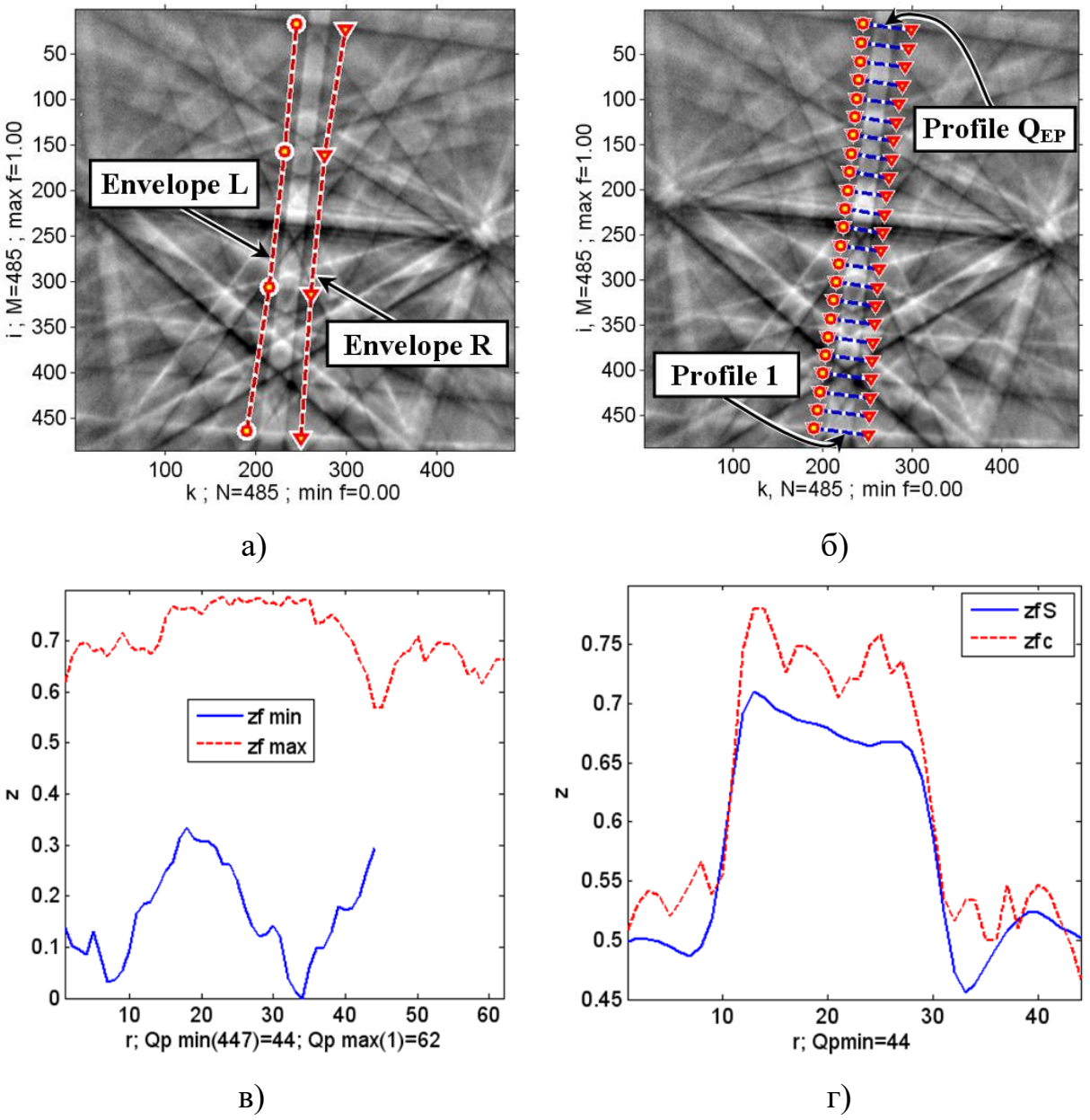
Як початкове наближення значень координат k_F та i_F використано координати центра кола, параметри якого обчислюються згідно на основі координат трьох базових точок. Як початкове наближення параметру μ використано радіус кола. Початкові значення ексцентриситету встановлюються такими: ε = 0.5 для еліпса, ε = 1.0 для параболи, ε = 1.5 для гіперболи. Параметри обвідної профілю (k_F, i_F, μ, ε) обчислюються методом координатного спуску шляхом мінімізації кореня середньої квадратичної похибки між обвідною та базовими точками.

Розроблений метод обчислення усередненого профілю зображення, який заснований на багаторівневому підході та математичній моделі обвідних серії профілів, передбачає оброблення сигналів за нижчеописаним алгоритмом. Перший етап оброблення полягає в тому, що на зображенні f_n для кожної обвідної смуги встановлюється Q_{BE} базових точок (рис. 1.25, а). Базові точки

вибираються користувачем у інтерактивному режимі (наприклад, за допомогою маніпулятора «миша») або обчислюються на основі контурів смуги. Для виділення контурів зображення використовуються методи Превітта, Собеля або Кенні [11]. Метод Кенні забезпечує найвищу точність, але має відносно низьку швидкодію. Точність обчислення контурів значною мірою залежить від коректності вибору порогу для перерахованих методів.

Наступний етап оброблення профілів полягає в тому, що на основі базових точок обчислюються параметри двох конічних перерізів, які апроксимують обвідні профілів смуги на зображенні. З врахуванням обвідних обчислюється серія з Q_{EP} профілів (рис. 1.25, б), з якої виділяється профіль z_{fmin} з мінімальною довжиною Q_{pMin} та профіль z_{fmax} з максимальною довжиною Q_{pMax} (рис. 1.25, в). Метод також передбачає обчислення усередненого профілю в режимі класифікації, в якому з серії профілів вибирається найменш спотворений профіль класу z_{fc}, а усереднений профіль формують тільки ті Q_{EPC} профілі серії, для яких корінь середньої квадратичної похибки з профілем класу z_{fc} не перевищує поріг R_{qT}. Режим класифікації дозволяє зчитувати усереднені профілі смуг без значних спотворень навіть у випадку, якщо досліджувана смуга перетинається іншими смугами (рис. 1.25, б). На основі серії з Q_{EPC} профілів обчислюється усереднений профіль смуги z_{fS} довжиною Q_{pMin} (рис. 1.25, д). Для зменшення негативних наслідків суперпозиції смуг застосовується також орієнтована фільтрації зображення вздовж напряму досліджуваної смуги [11]. Програмне забезпечення методу обчислення усередненого профілю зображення розроблено в системі MATLAB.

Апробацію розробленого методу обчислення усередненого профілю зображення проведено при обробленні модельованого електронно-дифракційного зображення смуг Кікучі з шумом. За рахунок усереднення профілів СКВ гаусового шуму σ_N зменшилося в 23.9 разів, у стільки ж разів збільшився корінь відношення сигнал/шум.

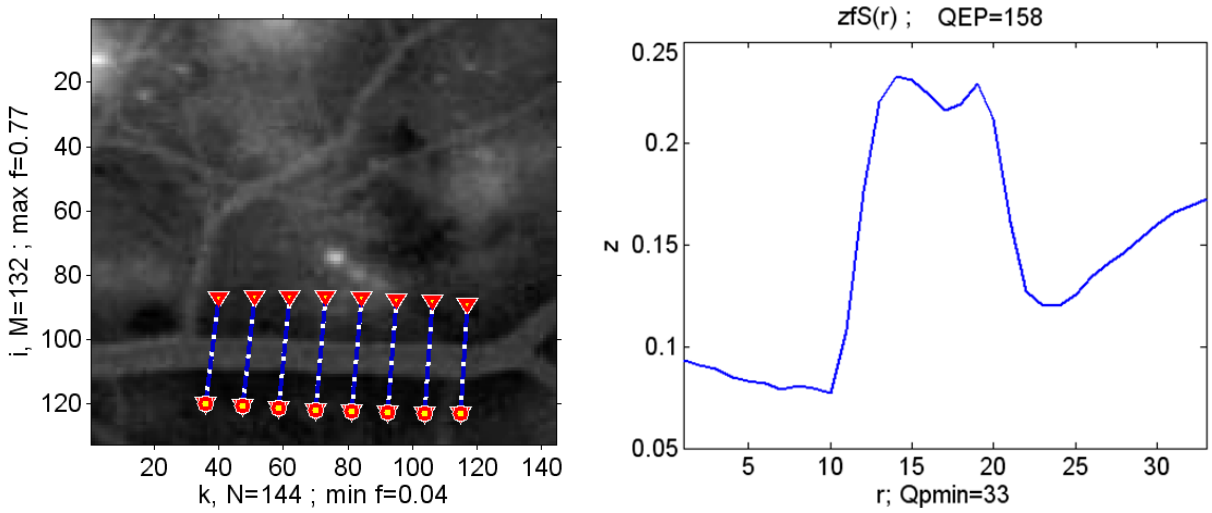


а) б)

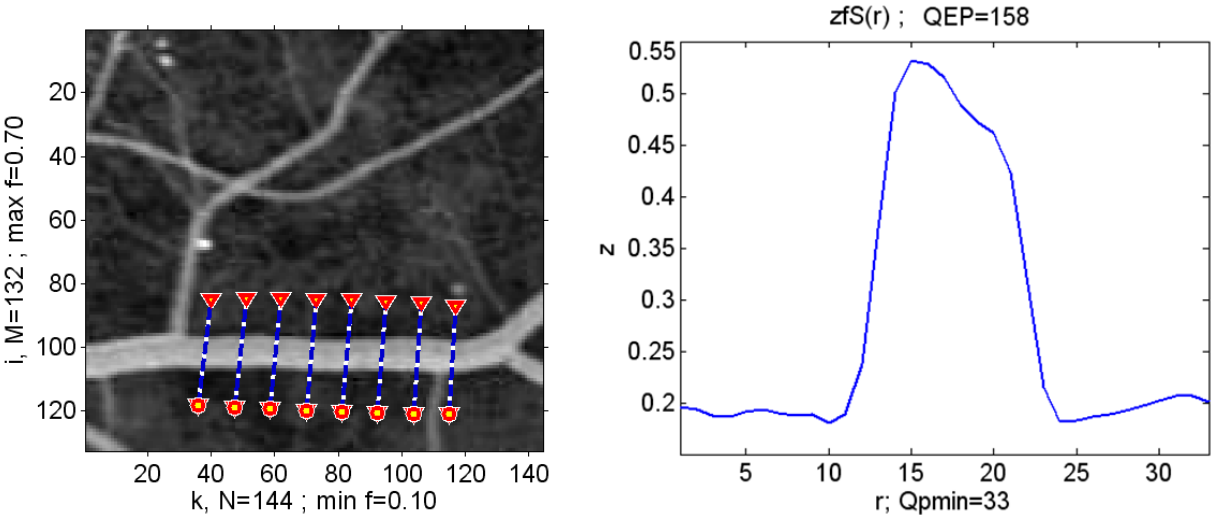
в) г)

Рисунок 1.25 – Обчислення усередненого профілю для експериментального зображення смуг Кікучі (рис. 1.23, б): а) виділення Q_{BE} = 4 базових точок для лівої та правої обвідних; б) обчислення серії з Q_{EP} = 900 профілів на основі обвідних (апроксимованих гіперболами з ε_L = 1.2486 та ε_R = 1.6530, показано кожний 20-й профіль); в) профілі z_{fmin} та z_{fmax} з мінімальною та максимальною довжиною; г) профіль класу z_{fc} та усереднений профіль z_{fS} (Q_{EPC} = 618); r – довжина профілю

Усереднення профілів також може застосовано для аналізу медичних зображень [193]–[194], зокрема, зображень сітківки ока людини (рис. 1.26).



а)



б)

Рисунок 1.26 – Обчислення усереднених профілів судин z_{fS} на основі ретинальних зображень (цифрових фотографій сітківки ока людини) при ретинопатії ока, обвідні профілів апроксимуються дугами кіл:
а) до лікування [194]; б) після лікування

У випадку обчислення усереднених профілів для зображень судин ока людини спостерігається чітка відмінність форми профілю судини до лікування (два максимуми, рис. 1.26, а) та після лікування (один максимум, рис. 1.26, б).

Таким чином, розроблений метод може ефективно застосовуватися для точного відновлення профілів практично будь-якого типу зображень.

1.3.2 Багаторівневе покращення візуальної якості зображень

Розроблено метод покращення візуальної якості зображень шляхом підвищення контрасту та видалення неоднорідного фону зображень. Згідно із запропонованим алгоритмом (рис. 1.27) [107], який програмно реалізовано в системі Matlab, зчитується початкове зображення і виконується його послідовна обробка.

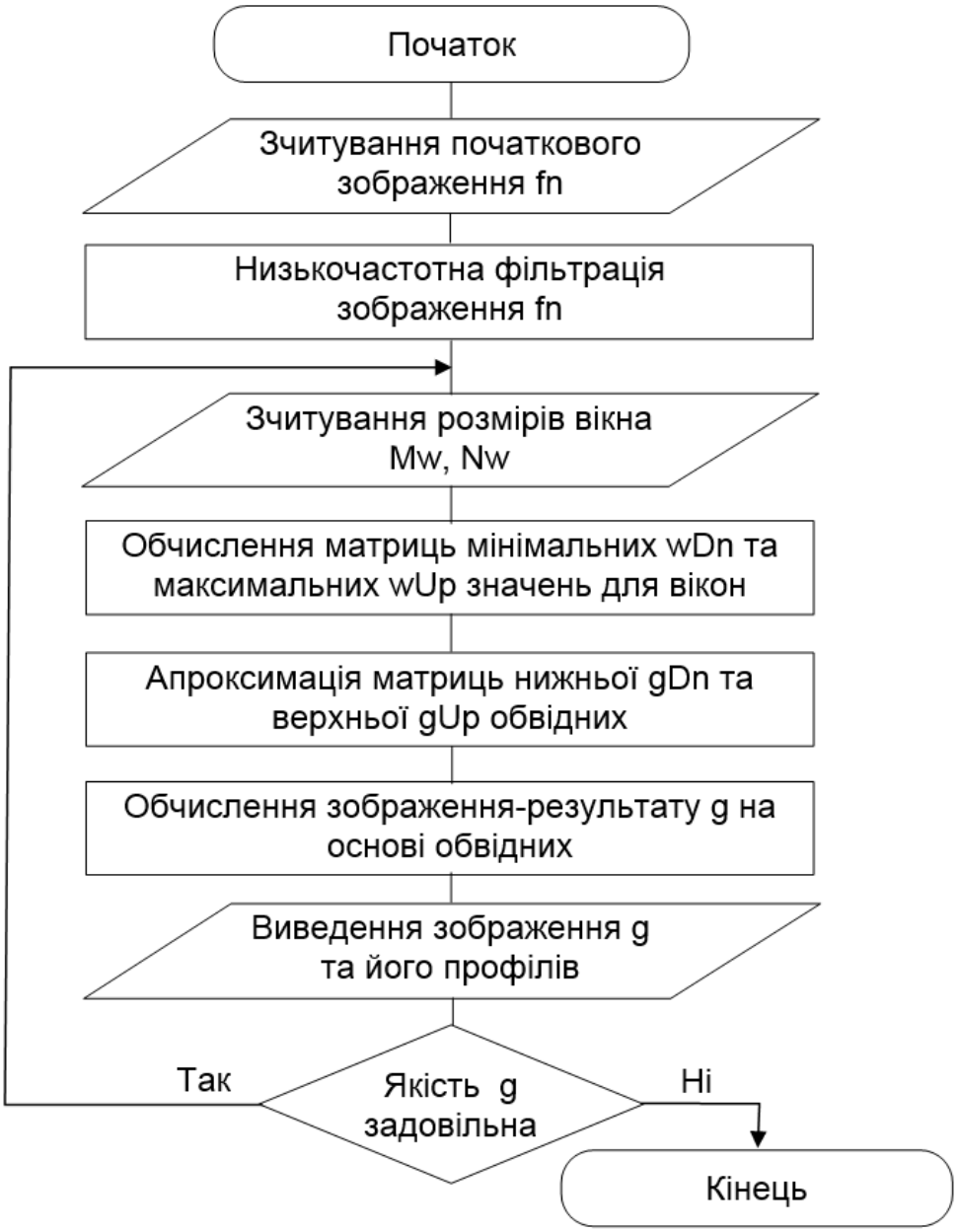


Рисунок. 1.27 – Схема алгоритму методу підвищення контрасту та видалення неоднорідного фону зображень

Фільтрація виконується шляхом згортання f_n з ядром фільтра Гауса з середнім квадратичним відхиленням σ_w за допомогою розробленого багаторівневого методу фільтрації шуму. Далі зчитуються розміри вікон (блоків) M_w та N_w, на які ділиться зображення при локальному обробленні. За замовчуванням приймається, що вікна w квадратні, тобто $M_w = N_w$. З метою усунення розривів між вікнами (при підвищенні локального контрасту) сусідні вікна перекриваються за висотою на величину $M_{w2} = [M_w/2]$ та за шириною на величину $N_{w2} = [N_w/2]$. З врахуванням кроків (S_H, S_W) між центрами вікон обчислюються координати їх центрів. Для вікон обчислюються мінімальні w_{Dn} та максимальні w_{Up} значення.

На основі мінімальних w_{Dn} і максимальних w_{Up} значень інтенсивності зображення виконується розрахунок нижньої g_{Dn} і верхньої g_{Up} обвідних зображення шляхом апроксимації. Розмірність обвідних (g_{Dn}, g_{Up}) збігається з розмірністю вхідного зображення f_n, а апроксимація виконується за допомогою кубічних поліноміальних функцій. На основі обвідних (g_{Up}, g_{Dn}) і початкового зображення f_n обчислюється зображення-результат g з підвищеним локальним контрастом і видаленим неоднорідним фоном. Яскравість початкового зображення f_n знаходиться в межах між нижньою і верхньою обвідними, а яскравість зображення-результату g розширюється до максимально можливого діапазону від 0 до 1.

Використовується три режими розрахунку яскравості зображення g:

1. Видалення неоднорідного фону шляхом віднімання нижньої обвідної за формулою

$$g(i,k) = f_n(i,k) - g_{Dn}(i,k), \tag{1.27}$$

де $i = 1, ..., M$; $k = 1, ..., N$.

2. Підвищення локального контрасту шляхом ділення яскравості початкового зображення на верхню обвідну, в результаті чого динамічний діапазон зображення буде дорівнювати 1, виконується за формулою

$$g(i,k) = f_n(i,k) \cdot S_{c2}, \tag{1.28}$$

де S_{c2} – коефіцієнт контрасту, $S_{c2} = 1/g_{Up}(i, k)$.

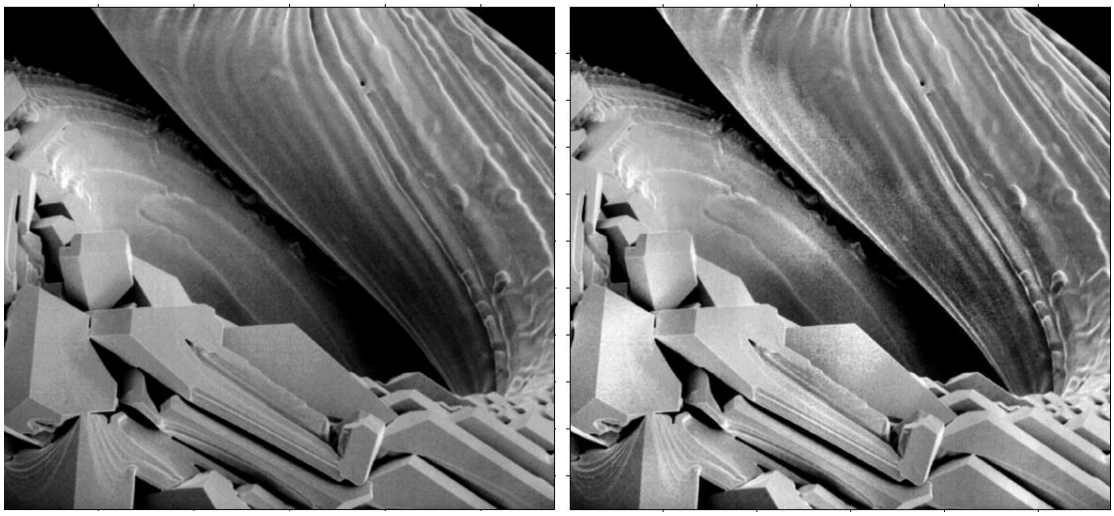
3. Видалення неоднорідного фону і підвищення локального контрасту виконується за формулою

$$g(i,k) = (f_n(i,k) - g_{Dn}(i,k)) \cdot S_{c3}, \qquad (1.29)$$

де S_{c3} – коефіцієнт контрасту, $S_{c3} = 1/(g_{Up}(i,k) - g_{Dn}(i,k))$.

Найбільш загальним є третій режим. З метою запобігання появі артефактів (наприклад, паразитних контурів) на відновлених зображеннях g для максимальних значень коефіцієнтів контрасту S_{c2} та S_{c3} встановлюється обмеження *Scale_Max*. Тому покращення контрасту зображення кількісно оцінюється значеннями коефіцієнтів S_{c2} та S_{c3} з обмеженням *Scale_Max*.

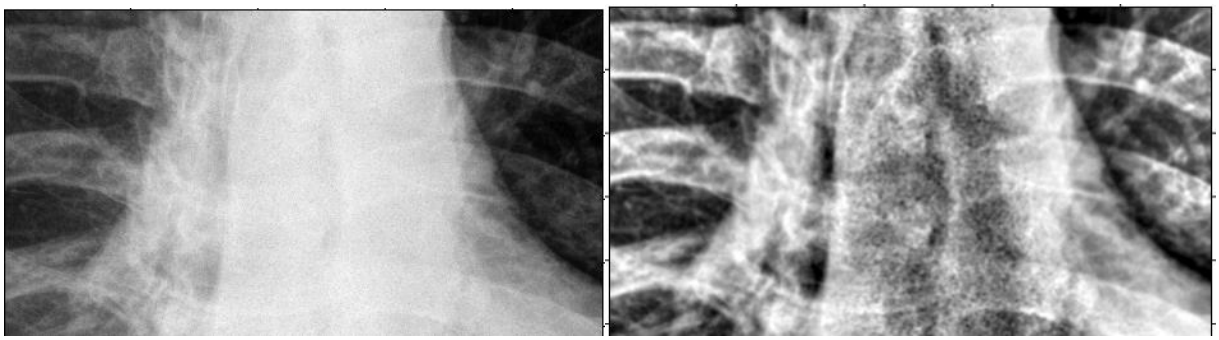
Проведено апробацію розробленого методу покращення візуальної якості зображень. Внаслідок підвищення локального контрасту і видалення неоднорідного фону зображення, отриманого за допомогою сканувального електронного мікроскопу, зросла його деталізація (рис. 1.28).



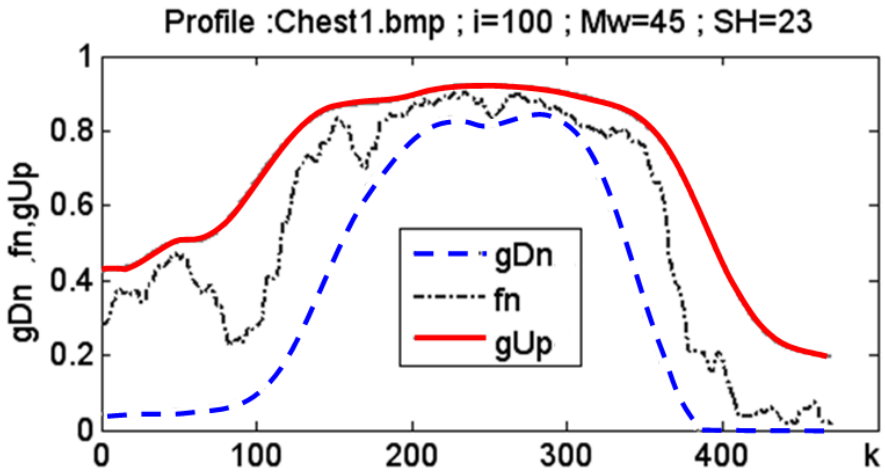
а) б)

Рисунок 1.28 – Підвищення локального контрасту і видалення неоднорідного фону для зображення пошкодженої вольфрамової нитки розжарювання, отриманого за допомогою сканувального електронного мікроскопу при збільшенні в 250 разів [11]: а) початкове зображення f_n розміром 535 × 576 пікселів; б) відновлене зображення g при M_w = 85 пікселів, *Scale_Max* = 5

Підвищення локального контрасту і видалення неоднорідного фону Х-променевих медичних зображень дозволяє розрізнити на них малопомітні, але важливі для подальшого аналізу деталі (рис. 1.29).



а) б)



в)

Рисунок 1.29 – Підвищення локального контрасту і видалення неоднорідного фону для фрагмента Х-променевого медичного зображення хребта, отриманого при рентгенографії органів черевної порожнини (розмір 260 × 470 пікселів) [107]: а) початкове зображення f_n; б) результат g; в) профілі розподілу інтенсивності зображення f_n та його обвідних g_{Dn}, g_{Up}; $Scale\_Max$ = 8

Запропонований метод забезпечує підвищення візуальної якості фотографій зі значним затіненням, що характерно, зокрема, для зображень, отриманих за допомогою безпілотних літальних апаратів (БПЛА) (рис. 1.30).

Підвищення локального контрасту для таких зображень дозволяє практично повністю усунути негативні ефекти від затінення і значно підвищити деталізацію зображення.

а) б)

Рисунок 1.30 – Підвищення візуальної якості зображення (розміром 402 × 436 пікселів) фрагмента території Чернівецького національного університету, отриманого за допомогою БПЛА [195]:
а) початкове зображення f_n; б) відновлене зображення g при M_w = 30 пікселів

Запропонований метод за візуальною якістю зображень не поступається сучасним методам-аналогам (рис. 1.31), зокрема технології UNIQUE (UNified Image QUality Enhancement – уніфікована система покращення якості зображень), яка підтримується в системах комп'ютерної рентгенографії фірми Philips [196], [197]. Запропонованим методом (рис. 1.31, в) отримано у 1.3 раза вищий локальний контраст, ніж технологією UNIQUE (рис. 1.31, б).

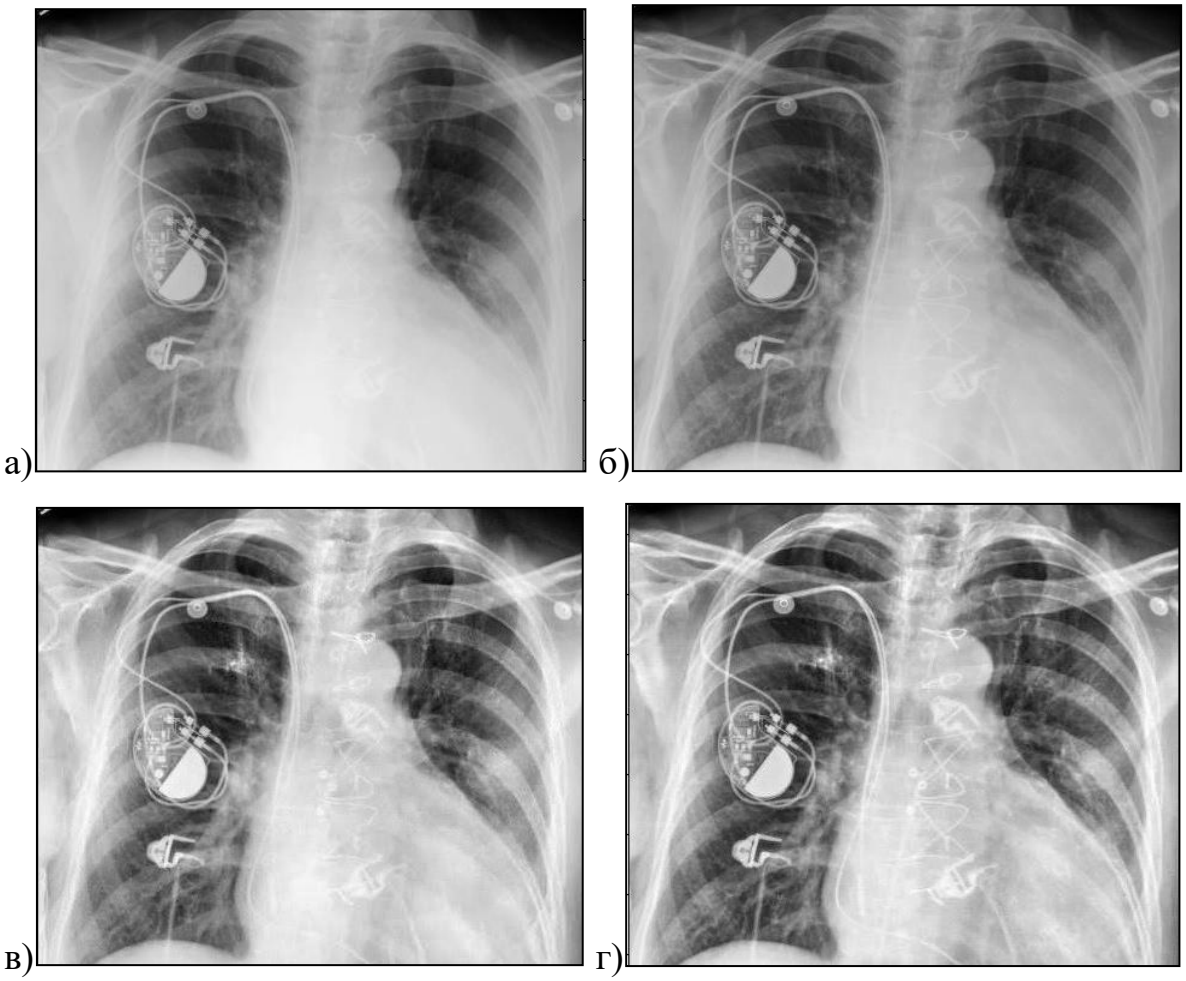


Рисунок 1.31 – Рентгенографічне зображення грудної клітки (448 × 454 пікселів) [197]: а) початкове зображення *f*; б) зображення після застосування технології UNIQUE; в) зображення після застосування запропонованого методу (M_w = 60 пікселів, *Scale_Max* = 5); г) зображення після застосування технології UNIQUE та запропонованого методу

2. ЗАСОБИ ШТУЧНОГО ІНТЕЛЕКТУ В СИСТЕМАХ ОБРОБКИ ІНФОРМАЦІЇ

2.1 Нейромережеві методи аналізу

2.1.1 Аналіз Х-променевих та електронно-дифракційних сигналів за допомогою штучних нейронних мереж

Для експериментальних Х-променевих та електронно-дифракційних сигналів залежність розподілу їх інтенсивності від параметрів досліджуваних зразків у більшості випадків дуже складна і неоднозначна, що значно ускладнює розв’язання оберненої задачі (відновлення параметрів зразків) [145], [146]. Наприклад, криві високороздільної Х-променевої дифрактометрії несуть інформацію про структурні характеристики досліджуваних кристалів, проте аналітичні розв’язки оберненої задачі існують тільки для відносно простих часткових випадків. Перспективним методом дослідження рельєфу поверхні та поверхневого шару твердих тіл є метод повного зовнішнього відбивання Х-променів, характерною рисою якого є складна форма експериментальних кривих, тому для аналізу використовуються звичайно не самі сигнали, а їх усереднені параметри. Водночас для розв’язання подібних складних задач, наприклад, у сфері медичної та технічної діагностики, ефективно використовуються штучні нейронні мережі (ШНМ) (*artificial neural networks – ANN*) [47]–[54], [141].

Тому запропоновано використати ШНМ для аналізу Х-променевих дифракційних кривих з метою розширення можливостей і підвищення точності Х-променевих методів, при цьому топологію і метод навчання ШНМ вибрано відповідно до особливостей експериментальних сигналів (з можливістю оброблення сигналів у різних масштабах). Розроблений метод аналізу Х-променевих дифракційних кривих за допомогою ШНМ може застосовуватися також для оброблення сигналів інших типів, наприклад, електронно-дифракційних. При обробленні сигналів використано навчання з учителем, яке виконується для зразків із відомими параметрами.

Аналіз Х-променевих дифракційних кривих (одновимірних сигналів) проведено за допомогою тришарової ШНМ [98], [117], [138], оскільки при меншій кількості шарів можливості мережі суттєво обмежені, а при більшій кількості шарів значно збільшується час навчання. ШНМ повинна навчатись з учителем (методом зворотного поширення помилки) і виконувати прогноз параметрів досліджуваних кристалів на основі експериментальних Х-променевих сигналів, тому як нейромережу використано 3-шаровий персептрон з такою структурою (рис. 2.1):

1. *Вхідний* шар X; стани його елементів записані у векторі $X = (X_i)$, де $i = 1,..., Q_X$. Розмір навчальної множини (кількість векторів), які подаються на входи X, дорівнює Q_N, відповідно номер вектора $n = 1,..., Q_N$. У випадку оброблення Х-променевих сигналів у кожен вектор X записуються інтенсивності відліків для одного сигналу. Вхідний шар X не містить матриці ваг і використовується тільки для введення початкових даних, тому він не враховується у загальній кількості шарів ШНМ.

2. *Приховані* шари

Шар V^1 (рівень $L = 1$); виходи нейронів зберігаються у векторі $V^1 = (V^1_{k1})$, де $k_1 = 1...Q_{V1}$; вагові коефіцієнти (ваги) шару 1 записуються в прямокутну матрицю $W^1 = (W^1_{i,k1})$, де $i = 1... Q_X$, $k_1 = 1...Q_{V1}$; у вектор різниці $D^1 = (D^1_{k1})$, де $k_1 = 1...Q_{V1}$, записується різниця між поточним значенням V^1 та уточненим значенням V^{1T} (при якому розраховані виходи ШНМ наближаються до істинних).

Шар V^2 (рівень $L = 2$); виходи нейронів зберігаються у векторі $V^2 = (V^2_{k2})$, де $k_2 = 1...Q_{V2}$; вагові коефіцієнти шару 2 записуються в матрицю $W^2 = (W^2_{k1,k2})$, де $k_1 = 1... Q_{V1}$, $k_2 = 1...Q_{V2}$; у вектор різниці $D^2 = (D^2_{k1})$, де $k_2 = 1...Q_{V2}$, записується різниця між поточним значенням V^2 та уточненим значенням V^{2T} (при якому розраховані виходи ШНМ наближаються до істинних).

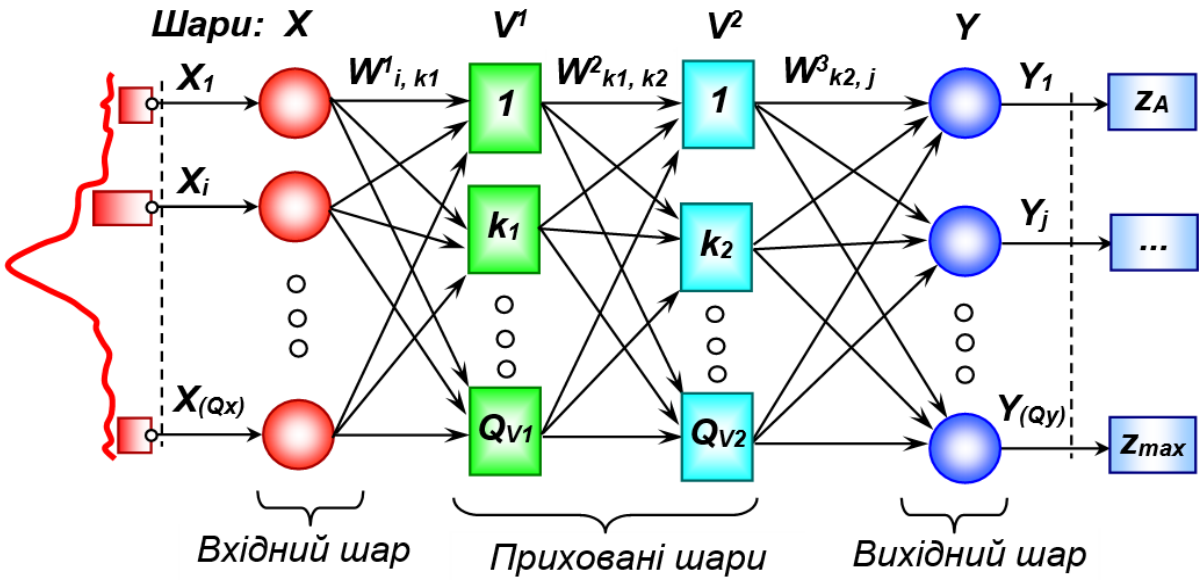


Рисунок 2.1 – Структура 3-шарової ШНМ

3. *Вихідний* шар (рівень $L = 3$): виходи нейронів зберігаються у векторі $Y = (Y_j)$, де $j = 1...Q_Y$; вагові коефіцієнти шару 3 записуються в матрицю $W^3 = (W^3_{k2,j})$, де $k_2 = 1... Q_{V2}$, $j = 1...Q_Y$; у вектор різниці $D^3 = (D^3_j)$, де $j = 1...Q_Y$, записується різниця між реальними виходами Y та істинними виходами Y^T з врахуванням зміни виходів нейронів їх активаційними функціями. Істинні виходи Y^T відомі тільки в режимі навчання. У випадку оброблення X-променевих сигналів у вектор Y записуються прогнозовані параметри для досліджуваних кристалів.

Таким чином, на Q_X входів X ШНМ подаються інтенсивності X-променевого сигналу, а на Q_Y виходів Y нейромережа виводить прогнозовані параметри досліджуваного зразка (рис. 2.1).

У штучних нейронах (рис. 2.2), в яких кожен вхід має відповідну вагу w, використано *сигмоїдну* (S-подібну) активаційну функцію

$$F_A = \frac{1}{1 + \exp(-C \cdot N_{ET})}, \qquad (2.1)$$

де N_{ET} – вихід суматора нейрона; C – константа (наприклад, $C = 1$).

З виразу для сигмоїдної функції очевидно, що вихідне значення нейрона лежить у діапазоні [0, 1]. Популярність сигмоїда зумовлюють такі властивості:

- здатність підсилювати слабкі сигнали сильніше, ніж великі, і опиратися „насиченню” від потужних сигналів;
- монотонність і диференційовність для всіх значень N_{ET};
- простий вираз для похідної

$$F_A^{/}(N_{ET}) = C \cdot F_A(N_{ET}) \cdot (1 - F_A(N_{ET})), \qquad (2.2)$$

що дає можливість використовувати широкий спектр оптимізаційних алгоритмів при навчанні ШНМ.

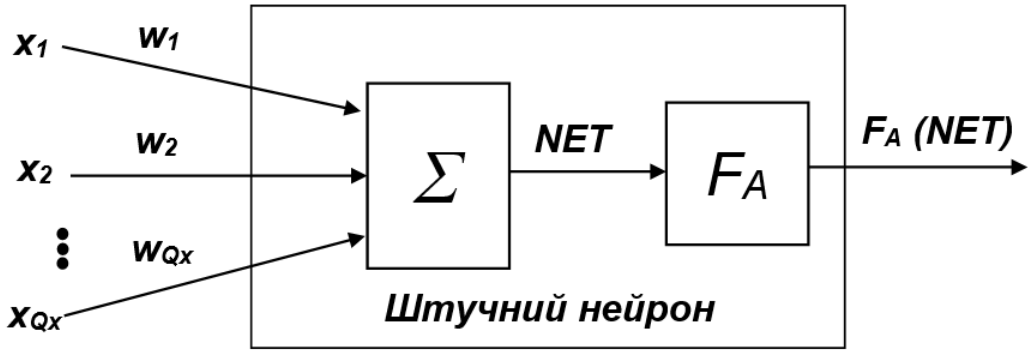


Рисунок 2.2 – Штучний нейрон з активаційною функцією F_A

Навчання ШНМ з учителем припускає, що для кожного вхідного вектора X існує істинний (цільовий) вектор Y^T, який є правильним виходом. Разом вектори X та Y^T називаються навчальною парою, а ШНМ навчається на основі множини Q_N таких навчальних пар (на основі навчальної множини). У ході навчання зчитується вхідний вектор X, обчислюється вихід мережі Y і порівнюється з відповідним істинним вектором Y^T, різниця векторів $D \sim (Y^T - Y)$ за допомогою зворотного зв’язку подається в мережу, а ваги нейронів W змінюються відповідно до алгоритму, що прагне мінімізувати КСКП навчання нейромережі R_{mse}. Зчитування векторів навчальної множини і налагодження ваг виконується доти, поки сумарна похибка R_{mse} для всієї навчальної множини не досягне заданого низького рівня.

Навчання ШНМ за алгоритмом зворотного розповсюдження помилки (*backpropagation*) означає, що сигнали помилки з виходу мережі використовуються для корекції ваг попередніх шарів. Навчання нейромережі відбувається за нижчеописаним алгоритмом (рис. 2.3), де кожна ітерація

процесу навчання називається епохою e. Процес навчання завершується, якщо кількість епох e перевищує допустиму кількість Q_E або похибка навчання нейромережі R_{mse} менша за мінімальну R_{mseMin}.

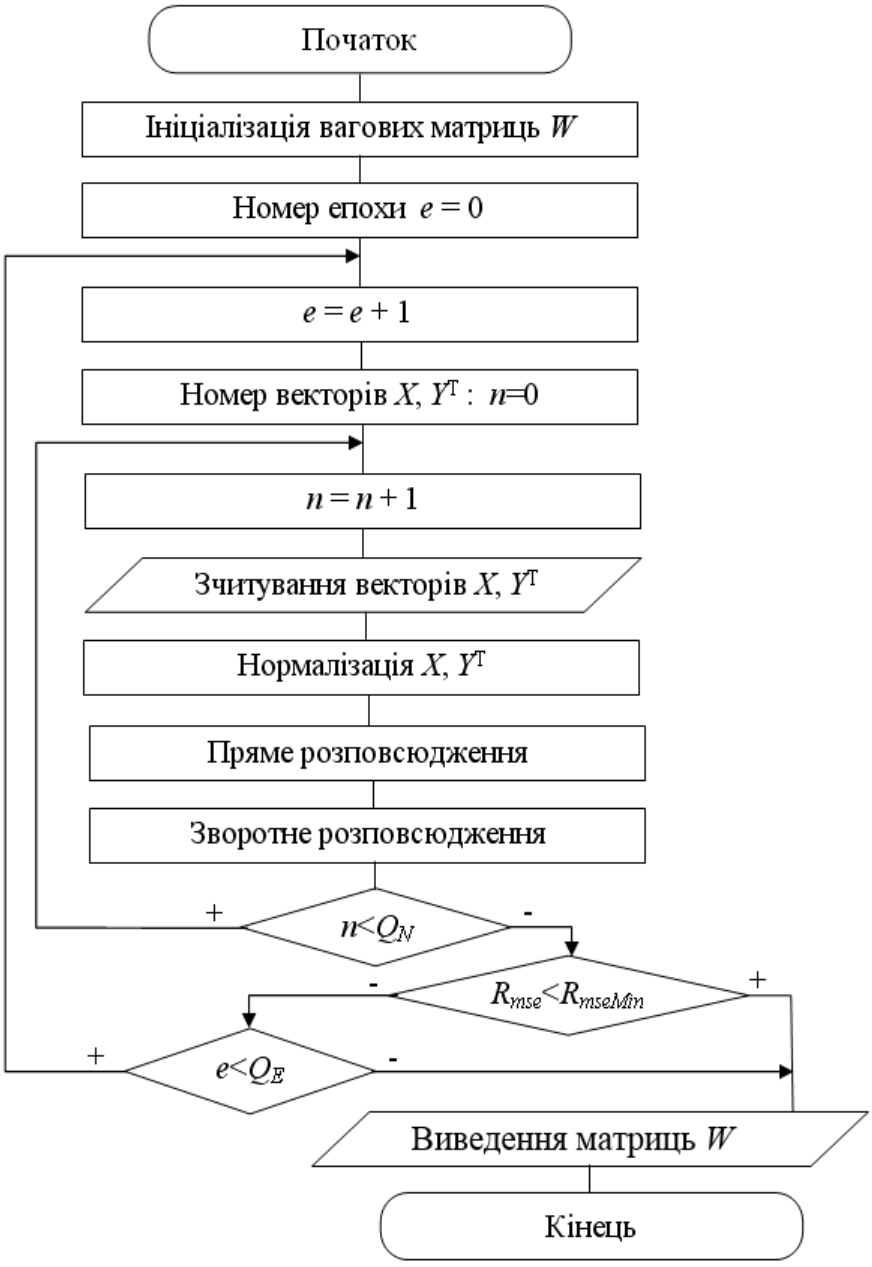


Рисунок 2.3 – Алгоритм навчання ШНМ зі зворотним розповсюдженням помилки

Виділяють такі етапи навчання ШНМ (див. рис. 2.3).

1. Ініціалізація. Початкові значення матриць ваг W^1 – W^3 приймаються такими, що дорівнюють малим випадковим значенням з діапазону $[-\Delta_W ,.. + \Delta_W]$

$$W_{i,k1}^{1} = (Rnd - 0{,}5) \cdot 2\Delta_W , \qquad (2.3)$$

де $i = 1,..., Q_X$, $k_1 = 1,..., Q_{V1}$, Rnd – значення рівномірно розподіленої випадкової величини в діапазоні [0, 1], Δ_W – постійна (наприклад, Δ_W =0.5).

2. Нормалізація (масштабування) початкових значень усіх векторів X та Y^T (для кожного типу даних вектора окремо) у діапазоні [$MinN$, $MaxN$], наприклад нормалізація вектора X виконується за формулою

$$X_i = MinN + \frac{(X_i^p - X_{\min}) \cdot (MaxN - MinN)}{(X_{\max} - X_{\min})}, \qquad (2.4)$$

де $i = 1,..., Q_X$, $MinN = 0.01$, $MaxN = 0.99$;

X_i^p – значення елемента вектора до нормалізації.

3. Пряме розповсюдження полягає в знаходженні вихідного вектора Y на основі вхідного X за нижченаведеними формулами.

Шар 1:

$$NET_{k1} = \sum_{i=1}^{Q_X} X_i \cdot W_{i,k1}^1,\ V_{k1}^1 = F_A\left(\frac{1}{1+\exp(-NET_{k1})}\right), \qquad (2.5)$$

де $k_1 = 1,..., Q_{V1}$.

Шар 2:

$$NET_{k2} = \sum_{k1=1}^{Q_{V1}} V^1{}_{k1} \cdot W_{k1,k2}^2,\ V_{k2}^2 = F_A\left(\frac{1}{1+\exp(-NET_{k2})}\right), \qquad (2.6)$$

де $k_2 = 1,..., Q_{V2}$.

Шар 3:

$$NET_j = \sum_{j=1}^{Q_Y} V_{k2}^2 \cdot W_{k2,j}^3,\ Y_j = F_A\left(\frac{1}{1+\exp(-NET_j)}\right), \qquad (2.7)$$

де $j = 1,..., Q_Y$.

У результаті прямого розповсюдження обчислюється корінь сумарної квадратичної похибки навчання нейромережі (для навчальної множини)

$$R_{mse} = \sqrt{\frac{1}{Q_N \cdot Q_Y} \sum_{n=1}^{Q_N} \sum_{j=1}^{Q_Y} \left(Y_{j,n} - Y_{j,n}^T\right)^2}. \qquad (2.8)$$

4. Зворотне розповсюдження похибки полягає в корекції вагових коефіцієнтів ШНМ через сигнали різниці D за наступними формулами.

Шар 3:

$$D_j^3 = Y_j \cdot (1 - Y_j)(Y_j^T - Y_j), \; W_{k2,j}^{3(e)} = W_{k2,j}^{3(e-1)} + \eta_Y \cdot D_j^3 \cdot V_{k2}^2, \qquad (2.9)$$

де $j = 1,..., Q_Y$, e – номер епохи.

Оскільки як активаційна функція використовується сигмоїдна (5.1), то різниця векторів ($Y^T - Y$) множиться на похідну від сигмоїдної функції (5.2).

Шар 2:

$$D_{k_2}^2 = \sum_j^{Q_Y} V_{k_2}^2 \cdot (1 - V_{k_2}^2) \cdot (D_j^3 \cdot W_{k_2,j}^3), \; W_{k1,k2}^{2(e)} = W_{k1,k2}^{2(e-1)} + \eta_{L2} \cdot D_{k2}^2 \cdot V_{k1}^1, \quad (2.10)$$

де $k_2 = 1,..., Q_{V2}$.

Шар 1:

$$D_{k1}^1 = \sum_{k2}^{Q_{V2}} V_{k1}^1 \cdot (1 - V_{k1}^1) \cdot (D_{k2}^2 \cdot W_{k1,k2}^2), \; W_{i,k1}^{1(e)} = W_{i,k1}^{1(e-1)} + \eta_{L1} \cdot D_{k1}^1 \cdot X_i, \quad (2.11)$$

де $k_1 = 1,..., Q_{V1}$, η_Y, η_{L2}, η_{L1} – норми навчання (наприклад, $\eta_Y = \eta_{L2} = \eta_{L1} = 0.5$).

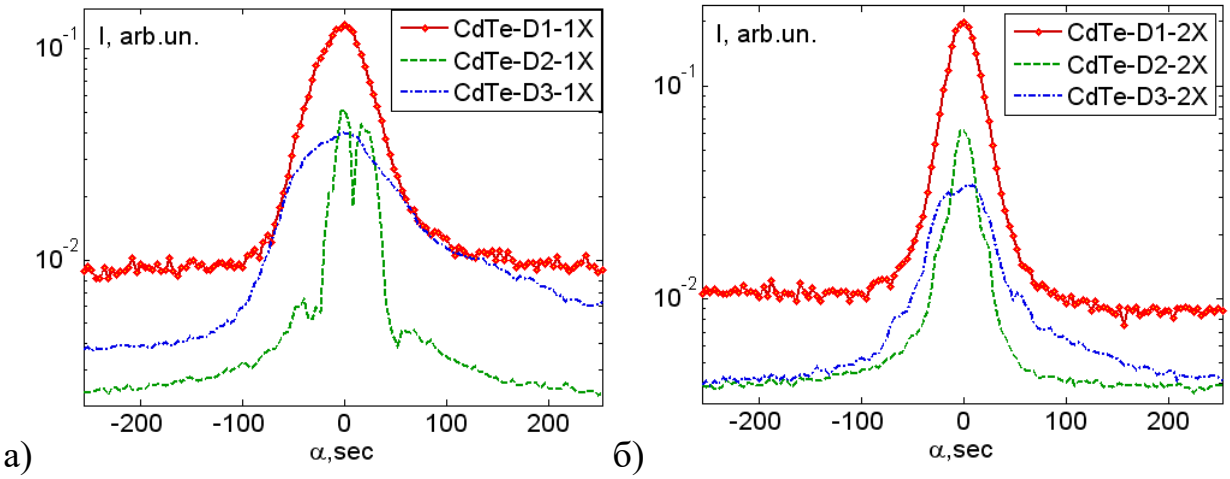
Для ШНМ з вищеописаною структурою застосовано методи параметричного синтезу [51]-[53], в результаті чого уточнено кількості нейронів (Q_{V1}, Q_{V2}) у прихованих шарах, норми навчання η_Y, η_{L2}, η_{L1} та ін.

Навчання ШНМ проведено на основі Х-променевих дифракційних кривих, отриманих від кристалів CdTe №1, №2, №3 у трьох просторових ділянках [98]. Для досліджених ділянок кожного зразка визначено їх структурні характеристики: товщину області аморфізації z_A, значення густини дислокацій n_n у припущенні їх хаотичного розподілу, глибину максимальної деформації z_{max}, значення максимальної деформації $\Delta d_{max}/d$ (табл. 2.1). Тому як вхідні дані для ШНМ (вектор X) використано значення інтенсивностей X-променевих дифракційних кривих (задані в Q_X точках) (рис. 2.4), а як вихідні дані (вектори Y, Y^T) – $Q_Y = 4$ структурних параметрів зразків (z_A, n_n, z_{max}, $\Delta d_{max}/d$). Таким чином, навчальна множина містила $Q_N = 6$ кривих дифракційного відбивання й структурні параметри для Q_N ділянок зразків CdTe №1-3. Кожному номеру n навчальної пари відповідає Х-променевий сигнал (вектор X) та Q_Y параметрів кристала (вектор Y^T) (табл. 2.1).

Таблиця 2.1 – Структурні характеристики зразків CdTe

(навчальна множина ШНМ) [98]

Зразок	Ділянка	n	Товщина області аморфізації z_A, мкм	Густина дислокацій n_n, 10^7 см$^{-2}$	Глибина максимальної деформації z_{max}, мкм	Максимальна деформація $\Delta d_{max}/d$, 10^{-3}
№1	1_1	1	0.00	0.068	0.00	0.00
	1_2	2	0.00	0.050	0.00	0.00
№2	2_1	3	0.30	0.094	0.14	0.06
	2_2	4	0.30	0.094	0.14	0.06
№3	3_1	5	0.38	1.200	0.16	0.50
	3_2	6	0.38	0.600	0.16	0.40



а) б)

Рисунок 2.4 – Криві дифракційного відбивання для зразків CdTe [98] (навчальна множина): а) ділянка 1 (зразки №1–№3); б) ділянка 2 (зразки №1-№3)

Програма для моделювання ШНМ, яка створена в *Borland Delphi*, забезпечує нормалізацію вхідних і вихідних даних, виконує навчання 3-шарової нейромережі методом зворотного розповсюдження помилки (див. рис. 2.3). На вхідний шар X ШНМ подаються розподіли інтенсивностей X-променевих кривих у вигляді одновимірних векторів (Q_X = 128). На основі значень вектора X розраховуються вектори прихованих шарів V^1, V^2 та вихідного шару Y. При навчанні мережі отримані виходи Y порівнюються з

істинними Y^T, у випадку їх відмінності відбувається корекція матриць вагових коефіцієнтів W^1, W^2, W^3 (рис. 2.5).

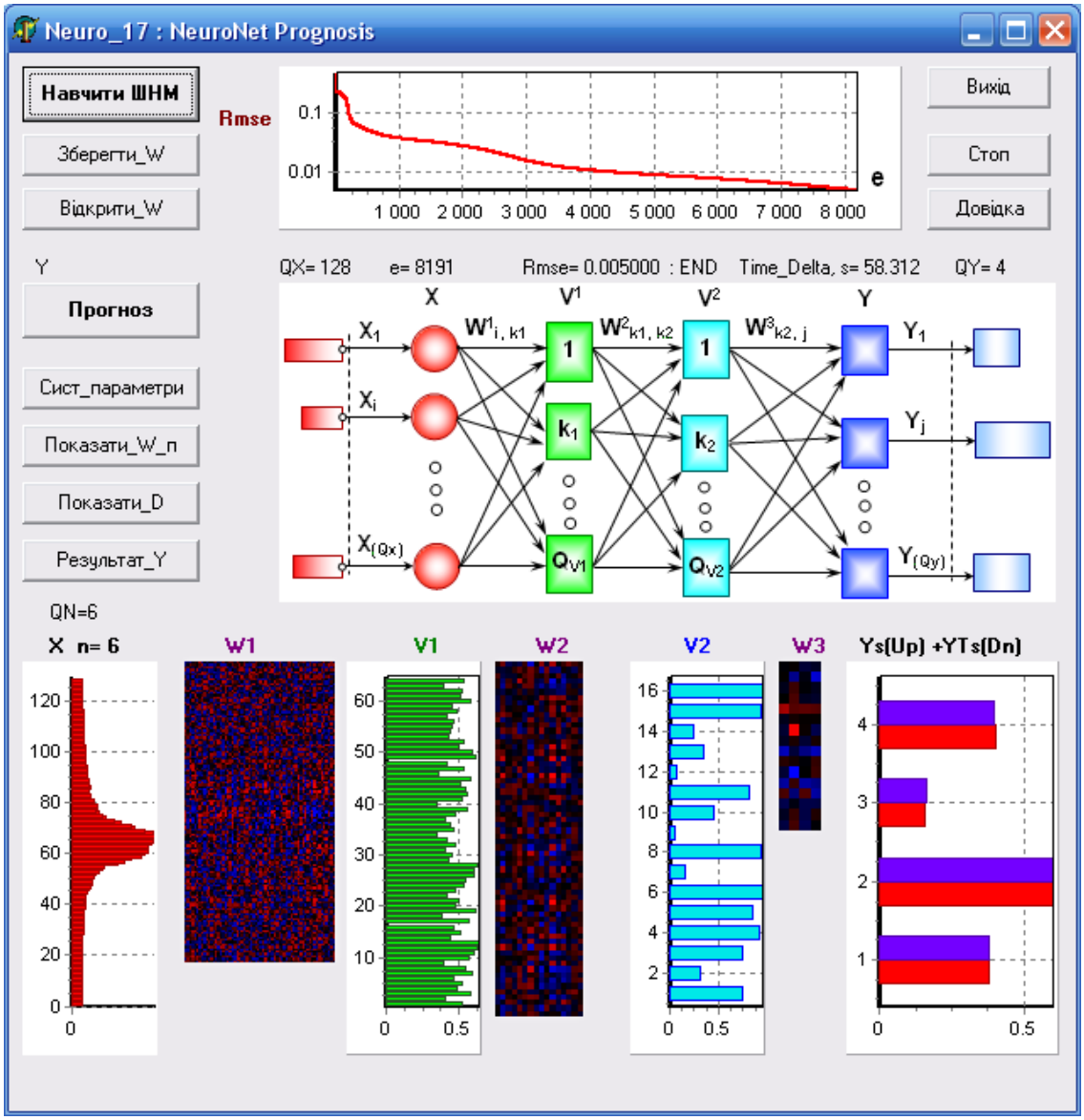


Рисунок 2.5 – Головна форма програми моделювання ШНМ з результатами навчання при мінімальній похибці R_{mseMin} = 0.005

Значення виходів нейромережі Y та Y^T нормуються до діапазону [$MinN$, $MaxN$], тому на їх основі обчислюються виходи Y^S та Y^{TS} відповідно в реальному масштабі (див. табл. 2.1). Процес навчання ШНМ завершується, якщо отримана сумарна квадратична похибка R_{mse} менша, ніж мінімальна R_{mseMin}, або якщо кількість епох e перевищує допустиму Q_E (рис. 2.6). Графік залежності похибки R_{mse} від номеру епохи e (див. рис. 5.5) показує значне зменшення похибки в процесі навчання ШНМ. Параметри навчання ШНМ

(рис. 2.6) вибрані такими (зокрема, кількість нейронів у прихованих шарах Q_{V1} та Q_{V2}), які забезпечують мінімальний час навчання t_S (*Time_Delta*) для мінімальної похибки R_{mseMin}.

Навчання ШНМ проведено для трьох значень мінімальної похибки ($R_{mseMin} = 0.01$, $R_{mseMin} = 0.005$, $R_{mseMin} = 0.003$). В усіх випадках оптимальна кількість нейронів у прихованих шарах $Q_{V1} = 64$ та $Q_{V2} = 16$, оскільки при меншій кількості нейронів не досягається задана похибка R_{mse}, а при більшій кількості нейронів значно зростає час навчання. Для постійної Δ_W (2.3), яка описує півширину діапазону початкових значень вагових коефіцієнтів W, оптимальне значення $\Delta_W = 0.5$, тому що при менших або більших значеннях Δ_W навчання ШНМ відбувається повільно.

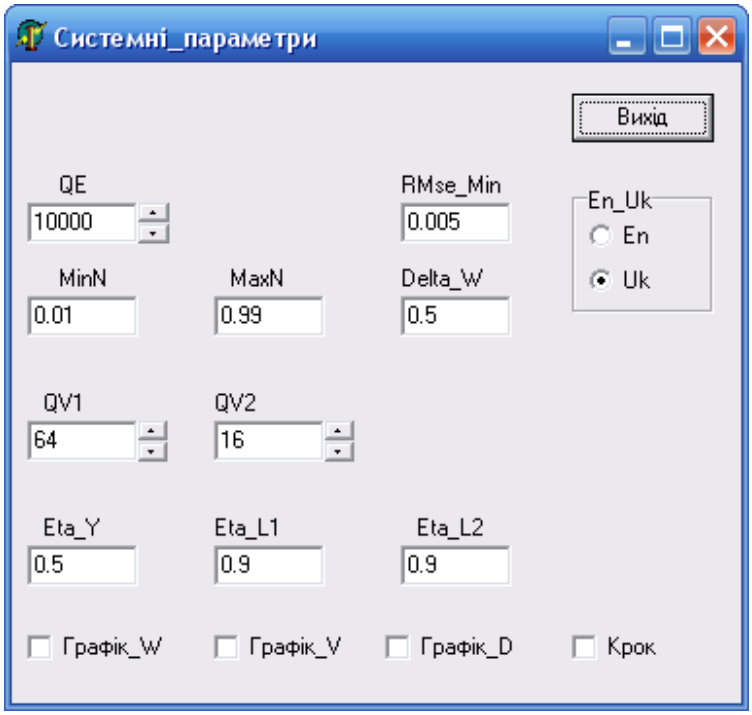


Рисунок 2.6 – Параметри ШНМ (див. рис. 2.5)

Для норм навчання η_Y, η_{L2}, η_{L1} встановлено оптимальні значення ($\eta_Y = 0.5$, $\eta_{L2} = 0.9$ $\eta_{L1} = 0.9$), оскільки при їх менших значеннях час навчання ШНМ збільшується, а для більших значень – зростає похибка R_{mse} навчання нейромережі. У результаті навчання ШНМ формується певний розподіл значень для матриць вагових коефіцієнтів W^1, W^2, W^3 (див. рис. 2.5), де

червоним кольором позначені додатні значення *W*, а синім – від'ємні. Середнє значення M_S матриць *W* близьке до нуля (рис. 2.7), а діапазон їх зміни [*Min*, *Max*] та СКВ *Sigma_W* зростають при збільшенні номера шару. Отримані вагові коефіцієнти *W* для навченої ШНМ зберігаються у файли.

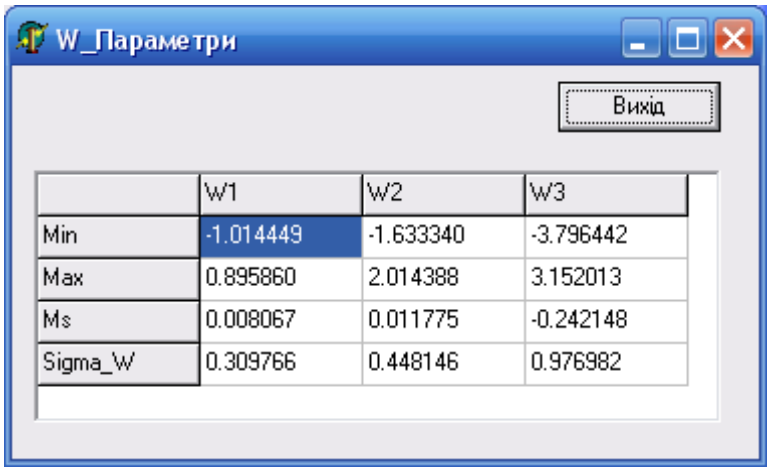


Рисунок 2.7 – Параметри матриць вагових коефіцієнтів W^1, W^2, W^3 ШНМ (див. рис. 2.5) після навчання при мінімальній похибці R_{mseMin} = 0.005

2.1.2 Обчислення параметрів зразків за допомогою штучної нейронної мережі

На основі навченої ШНМ проведено обчислення параметрів зразків для тестової множини, яка складається з Х-променевих сигналів, отриманих для кристалів CdTe №1, №2, №3 на третій просторовій ділянці (рис. 2.8). Тобто на основі Х-променевих сигналів (вектор *X*) навчена ШНМ виконує прогноз параметрів досліджуваних зразків (вектор *Y*) (рис. 2.9, табл. 2.2). Істинні параметри зразків (вектор Y^T) в роботі ШНМ не використовуються (значення Y^T потрібні тільки для оцінювання точності прогнозу за допомогою ШНМ).

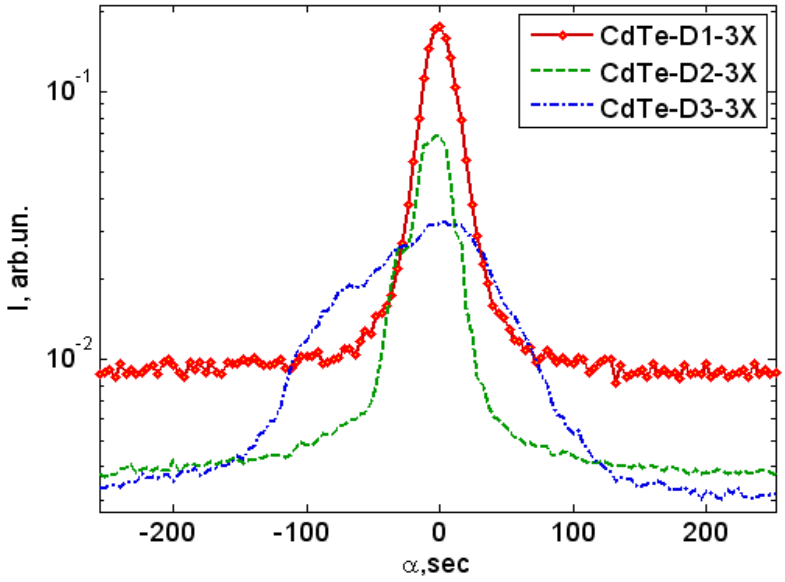
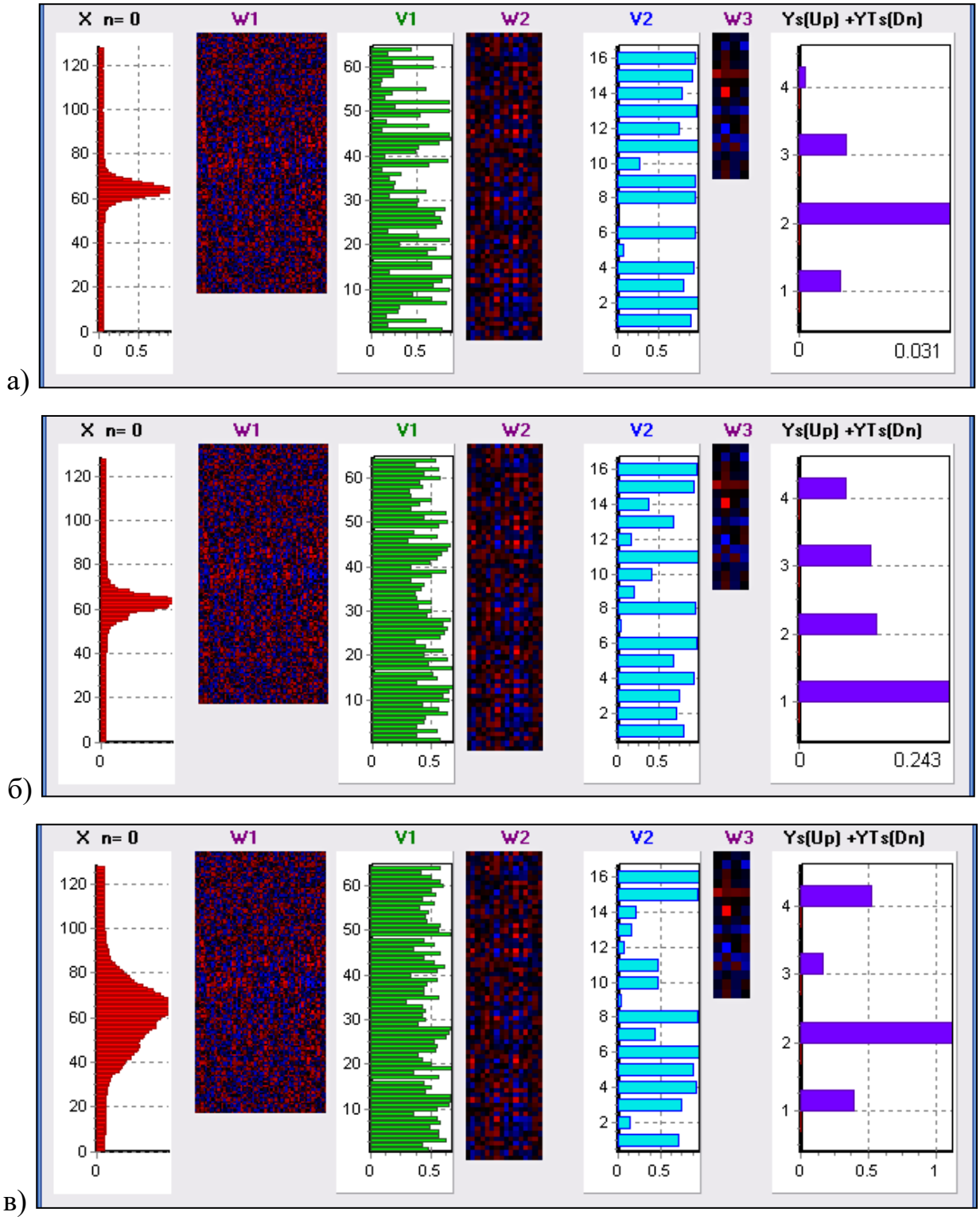


Рисунок 2.8 – Криві дифракційного відбивання для зразків CdTe [98] (тестова множина); ділянка 3 (зразки №1-№3)

Розглянута ШНМ (див. рис. 2.5) не навчалася на Х-променевих сигналах для тестової множини (рис. 2.9), тому прогнозовані параметри досліджуваних зразків (вектор Y) (табл. 2.2) відрізняються від істинних (Y^T) з похибкою $R_{mseT} = 0.009$, яка приблизно в 2 рази перевищує похибку навчальної множини ($R_{mseMin} = 0.005$). В той же час похибці $R_{mseT} = 0.009$ відповідає мала (≈0.9%) відносна похибка обчислення параметрів досліджуваних зразків, що є достатнім для багатьох задач оцінювання структурних характеристик кристалів. Отримані відносно малі значення похибки R_{mseT} пояснюються тим, що існує кореляція між формою Х-променевих сигналів (див. рис. 2.4, рис. 2.8) та структурними характеристиками досліджуваних кристалів (див. табл. 2.1, табл. 2.2), і саме таку кореляцію використано в ШНМ для прогнозу параметрів кристалів.

При навчанні ШНМ з мінімальною похибкою $R_{mseMin} = 0.01$ точність прогнозу для тестової множини різко зменшується ($R_{mseT} = 0.205$). При навчанні ШНМ з $R_{mseMin} = 0.003$ точність прогнозу для тестової множини практично не змінюється ($R_{mseT} \approx 0.009$), проте значно зростає час навчання (84 с /процесор AMD Athlon 64, 1.81 ГГц/ порівняно з $t_S \approx 55$ с для $R_{mseMin} = 0.005$). Таким чином, для досліджуваних Х-променевих сигналів (див. рис. 2.4, рис. 2.8) оптимальне значення $R_{mseMin} = 0.005$ забезпечує низьку відносну похибку прогнозу характеристик кристалів (≈0.9%) при допустимих значеннях часу навчання.



а)

б)

в)

Рисунок 2.9 – Фрагменти головної форми програми (див. рис. 2.5) з результатами прогнозу параметрів ділянки 3 зразків CdTe [98] (тестова множина) за допомогою ШНМ: а) зразок №1; б) зразок №2; в) зразок №3

Таблиця 2.2 – Структурні характеристики зразків CdTe (ділянка 3, тестова

множина), отримані за допомогою ШНМ (див. рис. 2.9)

Зразок	Вихід ШНМ	Товщина області аморфізації z_A, мкм	Густина дислокацій n_n, 10^7 см$^{-2}$	Глибина максимальної деформації z_{max}, мкм	Максимальна деформація $\Delta d_{max}/d$, 10^{-3}
№1	Y^T	0	0.03	0	0
	Y	0.008	0.031	0.009	0.001
№2	Y^T	0.24	0.12	0.12	0.07
	Y	0.243	0.125	0.115	0.076
№3	Y^T	0.39	1.14	0.16	0.5
	Y	0.398	1.124	0.164	0.52

Моделювання розглянутої ШНМ (див. рис. 2.5) виконано також засобами пакета *Neural Network Toolbox* в системі MATLAB. Створення ШНМ при цьому виконано функцією «newff», як активаційні функції використано сигмоїдну «logsin» та функцію гіперболічного тангенсу (tansig).

Навчання ШНМ виконано функцією «train» за допомогою трьох алгоритмів: квазіньютонівського алгоритму зворотного поширення помилки (trainbfg), алгоритму градієнтного спуску з параметром швидкості (traingda) та порогового алгоритму зворотного поширення помилки (trainrp). При цьому для використаної навчальної множини (див. рис. 2.4, рис. 2.8) різними алгоритмами отримано сумірні результати навчання ШНМ. Результати навчання і тестування ШНМ в системі MATLAB практично такі ж, як при моделюванні ШНМ за допомогою програми в середовищі Borland Delphi (див. рис. 2.5), що підтверджує достовірність отриманих результатів. В той же час, програмна реалізація ШНМ в Borland Delphi дозволяє гнучко модифікувати структуру ШНМ (зокрема, змінювати масштаб вхідних даних) і алгоритм її навчання з метою підвищення швидкодії та точності прогнозу.

2.1.3 Багатомасштабний аналіз сигналів за допомогою штучної нейронної мережі

Використання класичного методу навчання ШНМ потребує значного часу навчання t_S (див. рис. 2.5), тому для підвищення швидкості навчання запропоновано багатомасштабне оброблення вхідних векторів X та алгоритм багатомасштабного навчання ШНМ (рис. 2.10). Згідно алгоритму всі вхідні вектори навчальної вибірки записуються в масив X_0, а всі істинні вектори – у масив Y^{T0}. ШНМ навчається послідовно для Q_{SD} масштабів вхідного вектора, а кожному масштабу з номером s_d відповідає масштабний коефіцієнт

$$S_C = 2^{(Q_{SD} - s_d)}, \tag{2.12}$$

відповідно до якого обчислюється розмір вхідного вектора

$$Q_X = [Q_{X0} / S_C], \tag{2.13}$$

де Q_{X0} – максимальний розмір вхідного вектора (для $s_d = Q_{SD}$).

Для кожного масштабу з номером s_d також обчислюються значення додаткового рівня – вхідного вектора X (розміром Q_X елементів) на основі початкового вектора з масиву X_0 (розміром Q_{X0} елементів) шляхом лінійної інтерполяції. Таким чином, на початку навчання ШНМ ($s_d = 1$) кількість нейронів у шарі X мінімальна (рис. 2.11, а), а кожного наступного масштабу кількість нейронів Q_X подвоюється (використовується динамічне додавання нейронів у вхідний шар X) (рис. 2.11, б). Завдяки цьому для масштабу $s_d = 1$ одному нейрону вхідного шару відповідає S_C точок вхідного сигналу (їх середнє значення), а для масштабу Q_{SD} одному нейрону вхідного шару відповідає одна точка вхідного сигналу (рис. 2.12). Завдяки вищеописаному масштабуванню вхідних векторів виконується спочатку грубе налаштування ваг нейромережі, а потім – точне налаштування ваг, що потенційно дозволяє підвищити швидкість навчання ШНМ.

Відповідно до зміни розміру вектора X змінюється розмір матриці ваг W^1 для першого шару, а її ініціалізації виконується так. Для номеру масштабу $s_d = 1$ початкова матриця ваг заповнюється випадковими значеннями згідно

(2.3), а для наступних масштабів ($s_d > 1$) початкові ваги W^1 обчислюються через налаштовані ваги для попереднього масштабу за формулою

$$W_{i,k1}^{1(sd)} = W_{i1,k1}^{1(sd-1)} \cdot k_W , \qquad (2.14)$$

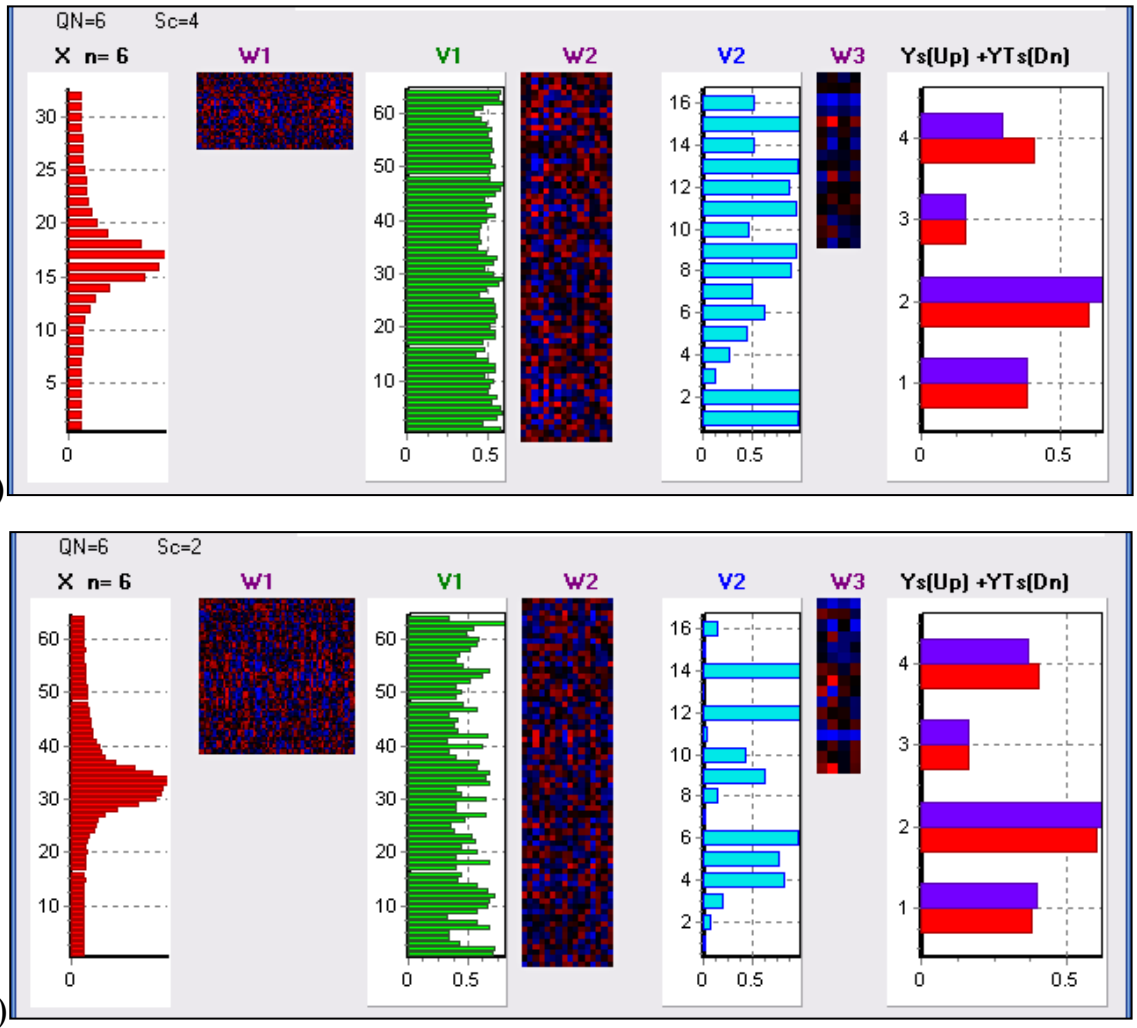
де $i = 1,..., Q_X$; $k_1 = 1,..., Q_{V1}$; $i_1 = [i/2]$;

Q_X – кількість нейронів шару X для номеру масштабу s_d;

k_W – коефіцієнт масштабу вагових коефіцієнтів (наприклад, $k_W = 1.5$).

Рисунок 2.10 – Схема алгоритму багатомасштабного навчання ШНМ

Після вищеописаного обчислення початкових ваг (для $s_d > 1$) до матриці W^1 (2.14) додаються малі випадкові значеннями згідно (2.3), проте у випадку багатомасштабного навчання ШНМ максимальна швидкість навчання забезпечується при $\Delta_W = 0.7$ (рис. 2.13). У запропонованому багатомасштабному алгоритмі навчання ШНМ змінюється розмір вхідного вектора X і відповідно матриці вагових коефіцієнтів W^1, однак можлива зміна також кількості нейронів у прихованих шарах V^1 та V^2, та, відповідно, і розмірів матриць вагових коефіцієнтів W^1 та W^2. Оскільки при переході до наступного масштабу вектора X його розмір подвоюється, то розміри векторів ШНМ зручно вибирати кратними степеню 2.



а)

б)

Рисунок 2.11 – Фрагменти головної форми програми моделювання ШНМ з результатами навчання при багатомасштабному обробленні вхідних векторів X: а) масштаб $(1/S_C) = 1/4$, $Q_X = 32$; б) масштаб $(1/S_C) = 1/2$, $Q_X = 64$

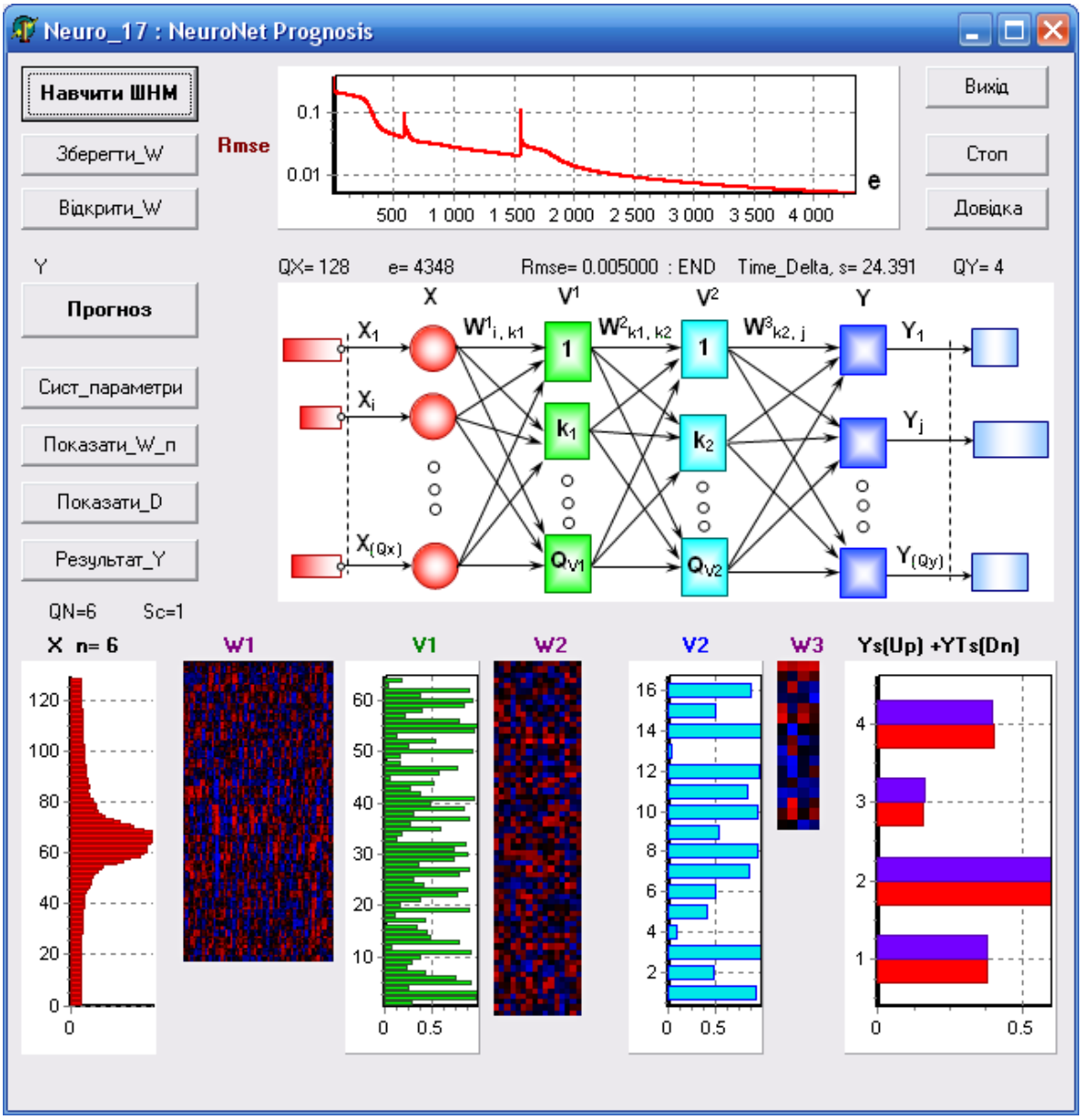


Рисунок 2.12 – Головна форма програми моделювання ШНМ з результатами навчання при багатомасштабному обробленні вхідних векторів X; масштаб $(1/S_C) = 1$, $Q_X = 128$

Наближене значення коефіцієнту k_W (2.14) можна вибрати з умови, що при зміні масштабу вхідного вектора виходи суматорів нейронів першого шару (2.5) не повинні змінитися, тобто $NET_{k1}^{sd} = NET_{k1}^{sd-1}$, де $k_1 = 1,..., Q_{V1}$. Згідно з (2.5) та (2.14) виходи суматорів нейронів дорівнюють:

$$NET_{k1}^{sd} = \sum_{i=1}^{Q_X} X_i \cdot W_{i,k1}^{1(sd)} = k_W \sum_{i=1}^{Q_X} X_i \cdot W_{i1,k1}^{1(sd-1)}, \qquad (2.15)$$

$$NET_{k1}^{sd-1} = \sum_{i2=1}^{Q_{X1}} X_{i2}^{sd-1} \cdot W_{i2,k1}^{1(sd-1)} = \sum_{i2=1}^{Q_{X1}} \frac{X_{2\cdot i2-1} + X_{2\cdot i2}}{2} \cdot W_{i2,k1}^{1(sd-1)}, \quad (2.16)$$

$$NET_{k1}^{sd-1} = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^{Q_X} X_i \cdot W_{i1,k1}^{1(sd-1)}, \quad (2.17)$$

де $k_1 = 1,..., Q_{V1}$; $i_1 = [i/2]$; $Q_{X1} = [Q_X/2]$.

З умови рівності виразів (2.15) та (2.17) отримаємо, що значення коефіцієнту $k_W = 0.5$, проте таке k_W забезпечує малі значення векторів різниці D (2.9)–(2.11) при зміні масштабу вхідного вектора, що приводить до повільної зміни ваг нейромережі. Тому з метою мінімізації часу навчання ШНМ вибрано значення коефіцієнту $k_W = 1.5$, завдяки чому при зміні масштабу X значення векторів різниці D збільшуються (збільшенню D відповідають характерні піки для похибки навчання R_{mse} – див. рис. 2.12), після чого швидкість навчання нейромережі значно зростає.

Завершення навчання ШНМ для кожного масштабу вектора виконується за умови

$$R_{mse} < R_{mseMin} \cdot S_{C1}, \quad (2.18)$$

де $S_{C1} = 2S_C$ для номерів масштабу $s_d < Q_{SD}$, $S_{C1} = 1$ для $s_d = Q_{SD}$.

Значення коефіцієнту S_{C1} в умові (2.18) вибрано таким, при якому забезпечується мінімальний час навчання ШНМ. Отже, для початкових номерів масштабу s_d нейромережа навчається на сигналах спрощеної форми (з меншою кількістю точок Q_X) з відносно великою похибкою R_{mse} (2.18), а на останньому рівні s_d використовуються сигнали максимальної розмірності і досягається мінімальна похибка навчання R_{mseMin}. Такий принцип оброблення інформації, коли спочатку використовується спрощена й узагальнена модель об’єкта, яка поступово ускладнюється і деталізується, особливо ефективний при навчанні ШНМ з великими розмірами навчальних множин. Варто зауважити, що подібний принцип поступової деталізації використовується в зоровій системі людини та в деяких системах технічного зору.

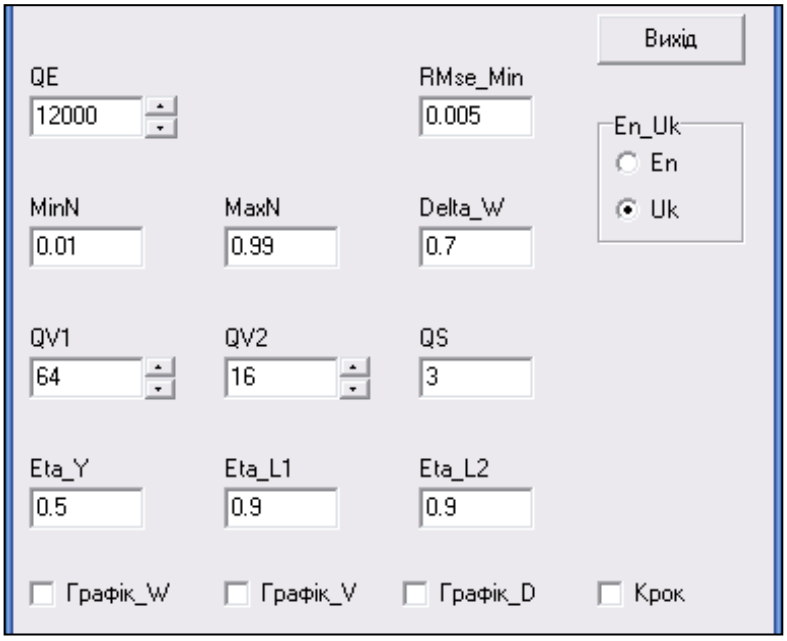


Рисунок 2.13 – Параметри ШНМ (див. рис. 2.11, рис. 2.12)

Швидкість багатомасштабного навчання ШНМ (див. рис. 2.10), порівняно з класичним методом навчання (див. рис. 2.3), досліджено шляхом статистичних випробувань (програмне оброблення виконано на комп'ютері з процесором AMD Athlon 64 Processor, 1.81 ГГц). Залежності швидкості навчання нейромережі (при заданій мінімальній похибці R_{mseMin}) від параметрів ШНМ отримано на основі Q_{ST} навчань. Для кожного номеру навчання s_t обчислено значення кількості епох Q_E та часу навчання t_S (табл. 2.3, рис. 2.14) для ШНМ без масштабування векторів X (Q_{SC} = 1, див. рис. 2.5) та з масштабуванням векторів X (Q_{SC} = 3, див. рис. 2.12).

В силу центральної граничної теореми теорії ймовірностей [198, с.39-40] експериментальні середні значення t_{SA} часу навчання ШНМ t_S (з ймовірністю, більшою 0.997) відхиляються від математичного сподівання значень t_S не більше, ніж на

$$\varepsilon_{tS} = \frac{3 \cdot \sigma_{tS}}{\sqrt{Q_{ST}}}, \qquad (2.19)$$

де σ_{tS} – СКВ для часу навчання t_S відносно середнього значення t_{SA};

Q_{ST} = 12 – кількість навчань ШНМ (розмір вибірки).

Таблиця 2.3 – Значення кількості епох Q_E та часу навчання t_S для ШНМ без масштабування векторів X (Q_{SC} = 1), та з масштабуванням векторів X (Q_{SC} = 3), R_{mseMin} = 0.005

s_t	Q_{SC} = 1		Q_{SC} = 3	
	Q_E	t_S, с	Q_E	t_S, с
1	8191	58.312	4158	23.655
2	7522	57.499	4495	25.515
3	8060	55.578	4348	24.391
4	7860	52.530	4647	26.172
5	7621	51.047	4185	23.078
6	8306	57.312	4801	28.109
7	8210	56.406	5119	29.687
8	7795	52.624	4433	24.796
9	7675	52.265	4519	25.672
10	7587	51.282	4864	28.577
11	8131	56.265	4181	23.813
12	8227	56.422	4099	22.999
Середні значення	7932.083	54.795	4487.417	25.539
R_{mse}	286.213	2.640	320.893	2.223
ε	258.890	2.388	290.259	2.011

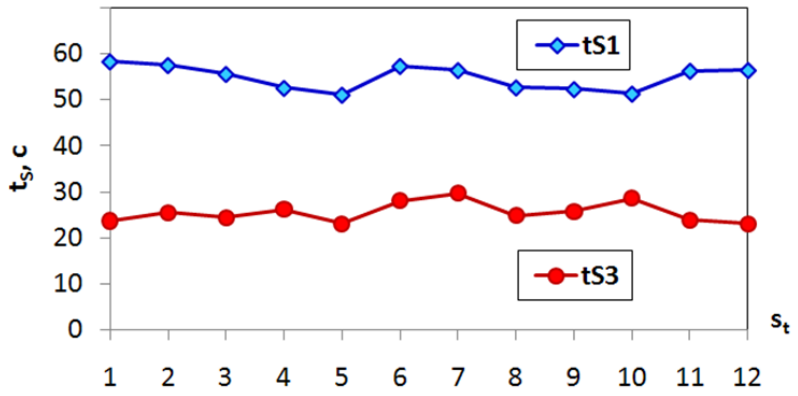


Рисунок 2.14 – Значення часу навчання t_S для ШНМ без масштабування векторів X (t_{S1}) та з масштабуванням векторів X (t_{S3}) (табл. 2.3)

В результаті статистичних випробувань отримано, що значення середнього часу навчання ШНМ t_{SA1} = 54.795 с (Q_{SC} = 1, без масштабування векторів X) та t_{SA2} = 25.539 с (Q_{SC} = 3, з масштабуванням векторів X) (табл. 2.3, рис. 2.14). Згідно (2.19) середні точності обчислення часу навчання ШНМ ε_{tS1} = 2.388 с (Q_{SC} = 1) та ε_{tS3} = 2.011 с (Q_{SC} = 3), тобто вони на порядок менші за різницю між t_{SA1} та t_{SA2}. Таким чином, застосування багатомасштабного підходу до навчання ШНМ дозволило зменшити час навчання t_S (більш ніж у 2 рази).

На основі центральної граничної теореми теорії ймовірностей [198, с.39-40] експериментальні середні значення Q_{EA} кількості епох навчання ШНМ Q_E (з ймовірністю, більшою 0.997) відхиляються від математичного сподівання значень Q_E не більше, ніж на

$$\varepsilon_{QE} = \frac{3 \cdot \sigma_{QE}}{\sqrt{Q_{ST}}}, \qquad (2.20)$$

де σ_{QE} – корінь СКВ для кількості епох навчання Q_E відносно середнього значення Q_{EA}; Q_{ST} = 12 – кількість навчань ШНМ.

Статистичні випробування показали, що значення Q_{E1} = 7932.083 (Q_{SC} = 1, без масштабування векторів X) та Q_{E2} = 4487.417 (Q_{SC} = 3, з масштабуванням векторів X) (табл. 2.3). Згідно (2.20) середні точності обчислення кількості епох навчання ШНМ ε_{QE1} = 258.890 (Q_{SC} = 1) та ε_{QE3} = 290.259 (Q_{SC} = 3), тобто вони на порядок менші за різницю між Q_{E1} та Q_{E2}. Таким чином, застосування багатомасштабного підходу до навчання ШНМ дозволило зменшити кількість епох навчання Q_E (приблизно у 2 рази). Перевага запропонованого багатомасштабного підходу полягає ще в тому, що при зменшенні розмірності (масштабу) вхідних векторів час навчання ШНМ також зменшується.

2.2 Суміщення зображень об’єктів із використанням генетичного алгоритму

2.2.1 Методи суміщення зображень

Суміщення цифрових зображень об’єктів, яке полягає у встановленні відповідності між точками двох і більше зображень, використовується при вирішенні важливих задач комп’ютерного зору: виявлення змін у серії зображень, аналіз руху, поєднання інформації від різних сенсорів, стереоскопічний зір, текстурний аналіз та ін. Таке оброблення зображень застосовується в медичній і технічній діагностиці, а також при аналізі серій Х-променевих та електронно-дифракційних зображень. Коректне суміщення зображень значно підвищує точність розпізнавання образів методами порівняння з еталоном (шаблоном).

Незважаючи на потребу в комп’ютерному суміщенні зображень, яка виникає постійно, ця задача вирішена тільки для деяких окремих випадків [1], [11]. Основна складність полягає в тому, що зображення залежить не тільки від стану об’єкту, але й від умов його отримання: відстані від об’єкту до пристрою реєстрації зображень (фоточутливого сенсора), повороту сенсора, положення і кута повороту об’єкту, освітлення та ін. Зображення можуть відрізнятися ще й за рахунок того, що вони отримані різними сенсорами. Різні умови отримання зображень призводять до таких їх основних перетворень (трансформацій): зсуву і масштабування за шириною і висотою, повороту, зміни яскравості та контрасту. Тому для оптимального суміщення зображень потрібно визначити такі їх трансформації, які забезпечують мінімальну різницю зображень. Повний перебір всіх можливих трансформацій зображень дає оптимальний розв’язок, але має експоненційну складність і потребує надто багато часу. Метод координатного спуску має високу швидкодію (поліноміальну складність), але не гарантує оптимальний результат. Тому існує потреба в розробленні методів суміщення зображень, які б забезпечували квазіоптимальний результат при поліноміальній складності обчислень.

Задача суміщення зображень полягає в суміщенні зображення зразка S_0 з зображенням еталона E [1]. Яскравості зображення зразка записуються в матрицю $S_0 = (S_0(i, k))$, де $i = 1,.., M_{S0}$; $k = 1,.., N_{S0}$; M_{S0}, N_{S0} – розміри зображення S_0. Відповідно яскравості зображення еталону записуються в матрицю $E = (E(i, k))$, де $i = 1,.., M_E$; $k = 1,.., N_E$; M_E, N_E – розміри зображення E. Зображення еталону і зразка відрізняються між собою через різницю самих об'єктів (еталону і зразка), а також за рахунок інструментальних факторів, які залежать від умов отримання зображень. В процесі суміщення над зображенням зразка програмно виконуються основні афінні (просторові) перетворення (зсув за шириною і висотою, масштабування за шириною і висотою, поворот відносно центру зображення) та перетворення його яскравості (зміна яскравості та контрасту). У запропонованому методі [94], [132] використано глобальні перетворення зображень, проте у перспективі можливе використання і локальних перетворень.

Завдання суміщення зображень полягає у визначенні таких їх перетворень (трансформацій), які компенсують на зображенні зразка S_0 вплив інструментальних факторів. В результаті перетворень зображення зразка S_0 обчислюється трансформоване зображення S, яскравості якого записуються в матрицю $S = (S(i, k))$, де $i = 1,.., M_S$; $k = 1,.., N_S$; M_S, N_S – розміри зображення S.

Як критерій якості суміщення зображень, який потрібно мінімізувати, використовуються середня арифметична різниця зображень

$$\Delta_A = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{i=1}^{M} \sum_{k=1}^{N} \left(\left| S(i,k) - E(i,k) \right| \right), \qquad (2.21)$$

або середня квадратична різниця

$$\Delta_K = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{i=1}^{M} \sum_{k=1}^{N} \left(S(i,k) - E(i,k) \right)^2, \qquad (2.22)$$

де $S(i, k)$ – яскравість піксела з координатами (i, k) для трансформованого зображення зразка; $E(i, k)$ – яскравість піксела зображення еталона; M, N – розміри спільної ділянки зображень S та E (при їх суміщенні).

Іншим підходом до суміщення зображень є виділення на них опорних точок, які мають збігатися на зображеннях еталона і зразка. На основі координат опорних точок можна визначити перетворення, яке суміщає зображення. У запропонованому методі не використовуються опорні точки, оскільки існують труднощі при їх автоматичному виборі.

У результаті суміщення зображень різних типів меншу похибку отримано при використанні критерію Δ_K (2.22), тому в запропонованому методі використано саме СКР зображень. Критерій якості суміщення зображень Δ_K (2.22) потрібно мінімізувати, тому як цільову функцію якості суміщення зображень (для якої знаходиться максимум) використано

$$F = 1 - \Delta_K = \frac{1}{M \cdot N} \sum_{i=1}^{M} \sum_{k=1}^{N} \left(S(i,k) - E(i,k)\right)^2 . \qquad (2.23)$$

Водночас цільова функція перетворення зображення зразка F має багато локальних максимумів, тому потрібний оптимізаційний алгоритм для ефективного пошуку глобального екстремуму цієї функції. Одним з таких алгоритмів оптимізації є градієнтний метод, однак він забезпечує оптимальний результат тільки при виборі початкової точки, близької до глобального екстремуму. Іншим методом, що використовується при суміщенні зображень, є метод повного перебору всіх комбінацій параметрів трансформації зображень. Метод повного перебору гарантує оптимальний результат, а його недоліком є експоненційна складність обчислень. Тому для знаходження екстремуму цільової функції перспективним є використання генетичних алгоритмів, які поєднують кращі властивості градієнтних методів та методів повного перебору [55], [61]. В генетичних алгоритмах виконується відсікання неперспективних гілок в дереві перебору, що суттєво підвищує швидкодію. Оскільки генетичні алгоритми часто дають квазіоптимальний результат, тому для кращого суміщення зображень в роботі використано гібридний метод. Запропонований метод виконує комплексне оброблення зображень спочатку генетичним алгоритмом, а потім – алгоритмом координатного спуску [94].

2.2.2 Суміщення зображень за допомогою генетичного алгоритму та методу координатного спуску

Суть генетичних алгоритмів (ГА) (*Genetic Algorithms*), які є складовою частиною еволюційних обчислень [55], [61], полягає у створенні комп'ютерних програм, які б вирішували задачі шляхом еволюції. У запропонованому методі суміщення зображень реалізовано сучасний ГА, в якому як значення генів використовуються дійсні числа (а не двійкові числа, як у перших реалізаціях ГА).

Згідно із ГА суміщення зображень виконується так. На основі початкового зображення зразка S_0 створюється популяція P хромосом (Chromosome) (X_1,..., X_C,...X_{QC}), кожна з яких описує трансформації зображення зразка. Таким чином, у кожній хромосомі X_C записуються всі параметри перетворення зображень, які використовуються при суміщенні зображень зразка і еталону. Кращою вважається та хромосома X_C, яка забезпечує меншу різницю зображень зразка і еталону, а відповідно, більше значення цільової функції F. Для даної задачі вибрано такий формат хромосоми: X_C (G_1,..., G_n,..., G_{QG}), де кожний з семи генів G_n описує одну з трансформацій зображення.

Послідовність кроків ГА описана нижче (рис. 2.15):

1. Ініціалізація або вибір початкової популяції хромосом X_C (методом дробовика), яка полягає у випадковому виборі значень генів для заданої кількості Q_C хромосом.
2. Розрахунок значень функції пристосованості (фітнес-функції) хромосом $F(X_C)$ як значень цільової функції.
3. Перевірка умови закінчення алгоритму (за результатом або за часом); алгоритм завершується, якщо його виконання не приводить до поліпшення отриманого результату, значення фітнес-функції F більше заданого порогу або через певний проміжок часу.
4. Селекція хромосом полягає у виборі на основі функції пристосованості $F(X_C)$ тих хромосом, які будуть брати участь у створення нащадків, тобто

нового покоління з номером *e*.

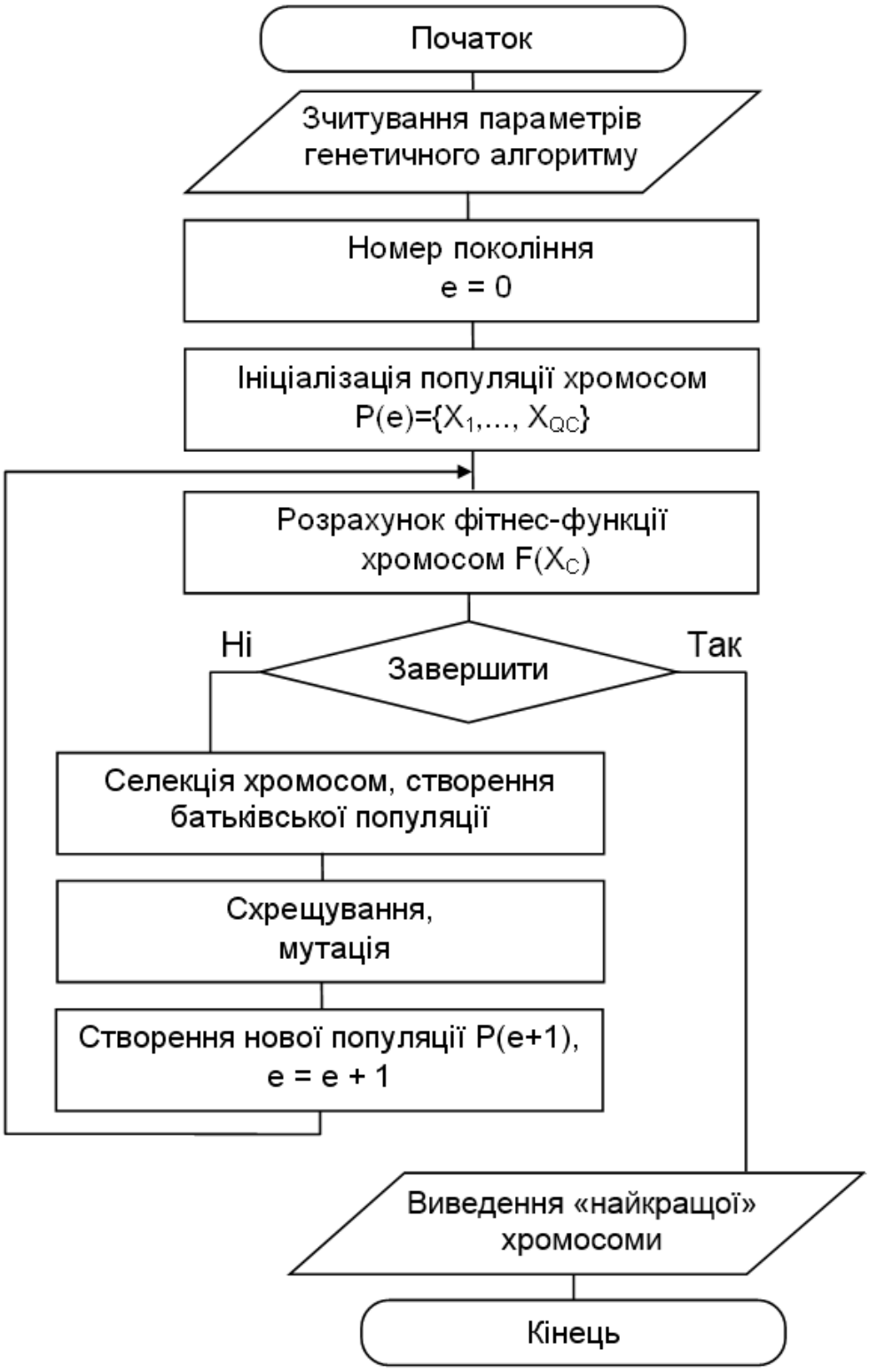


Рисунок 2.15 – Схема генетичного алгоритму

Такий вибір виконується згідно з принципом природного відбору, за яким найбільші шанси на створення потомства мають хромосоми з найвищими значеннями функції пристосованості. До найбільш поширених методів

селекції належить метод рулетки, ранговий та турнірний методи.

5. Формування нового покоління хромосом при використанні генетичних операторів схрещування (*crossover*) і мутації (*mutation*) до відібраних батьківських хромосом.

Оператор схрещування полягає в поділі батьківської популяції на пари і обміні фрагментами генів між двома батьківськими хромосомами. Для кожної пари випадково вибирається позиція гена n_L (локус) у хромосомі, який визначає точку схрещування. Можливе використання одного або кількох локусів. У випадку одноточкового схрещування (використовується один локус) утворюються два нащадки: 1) хромосома, гени якої з номерами від 1 до n_L є генами першого предка, а гени від $n_L + 1$ до Q_G є генами другого предка; 2) хромосома, гени якої з номерами від 1 до n_L є генами другого предка, а гени від $n_L + 1$ до Q_G є генами першого предка.

Оператор мутації з ймовірністю P_M змінює значення гена на певну числову величину (амплітуду мутації A_M).

6. Формування нової популяції. Хромосоми, отримані в результаті дії генетичних операторів на популяцію предків (покоління e), утворюють нову популяцію (покоління $e + 1$).
7. Вибір найкращої хромосоми з максимальним значенням $F(X_C)$.

У запропонованому методі схрещування хромосом відбувається за одноточковою схемою, як методи селекції хромосом використано метод рулетки, рангову селекцію та турнірний метод.

У *методі рулетки* кожній хромосомі X_C ставиться у відповідність сектор колеса рулетки, площа якого пропорційна до функції пристосованості F даної хромосоми. Ймовірність селекції хромосоми X_C дорівнює

$$p_S(X_C) = F(X_C) / \sum_{j=1}^{QC} F(X_j), \qquad (2.24)$$

де $c = 1,.., Q_C$.

Отже, ймовірність селекції в методі рулетки найбільша для хромосом із

великим значенням функції пристосованості. У результаті селекції формується батьківська популяція з кількістю Q_C, в яку особини з великим значенням $p_S(X_C)$ можуть увійти кілька разів, а з малим значенням $p_S(X_C)$ – жодного.

У випадку *рангової селекції* особини популяції впорядковуються за значенням їх функції пристосованості F (за спаданням), де кожній хромосомі X_C ставиться у відповідність її номер c у списку (ранг). Ймовірність вибору хромосоми у батьківську популяцію в такому випадку визначається формулою

$$p_S(X_C) = \begin{cases} 1/\mu, 1 \le i \le \mu \\ 0, \mu < i \le Q_C \end{cases}, \qquad (2.25)$$

де $\mu \le Q_C$ – параметр методу, в найпростішому випадку $\mu = Q_C/2$.

При *турнірному відборі* з популяції, яка містить Q_C хромосом, у випадковий спосіб вибирається t_r хромосом, краща з яких (переможець) записується у масив батьківських хромосом. Розмір туру $2 \le t_r < Q_C$ звичайно вибирається рівним 2 (парний турнір). Далі цей процес повторюється, поки кількість батьківських хромосом не дорівнюватиме Q_C.

На основі генетичного алгоритму в середовищі *Borland Delphi* створено програму, яка виконує суміщення зображень об’єктів (рис. 2.16). Початковими даними програми є зображення еталону E та початкове зображення зразка S_0, які обробляються у відтінках сірого. Початкове зображення зразка S_0 перетворюється у зображення зразка S шляхом трансформацій, які описуються за допомогою 7-ми параметрів, при цьому кожному параметру трансформації відповідає ген G_n хромосоми (рис. 2.16):

G_1: Зсув вздовж осі X (*Shift_X*);

G_2: Зсув вздовж осі Y (*Shift_Y*);

G_3: Масштаб вздовж осі X (*Scale_X*);

G_4: Масштаб вздовж осі Y (*Scale_Y*);

G_5: Поворот (*Rotate*);

G_6: Яскравість /Інтенсивність/ (*Intensity*).

G_7: Контраст (*Contrast*).

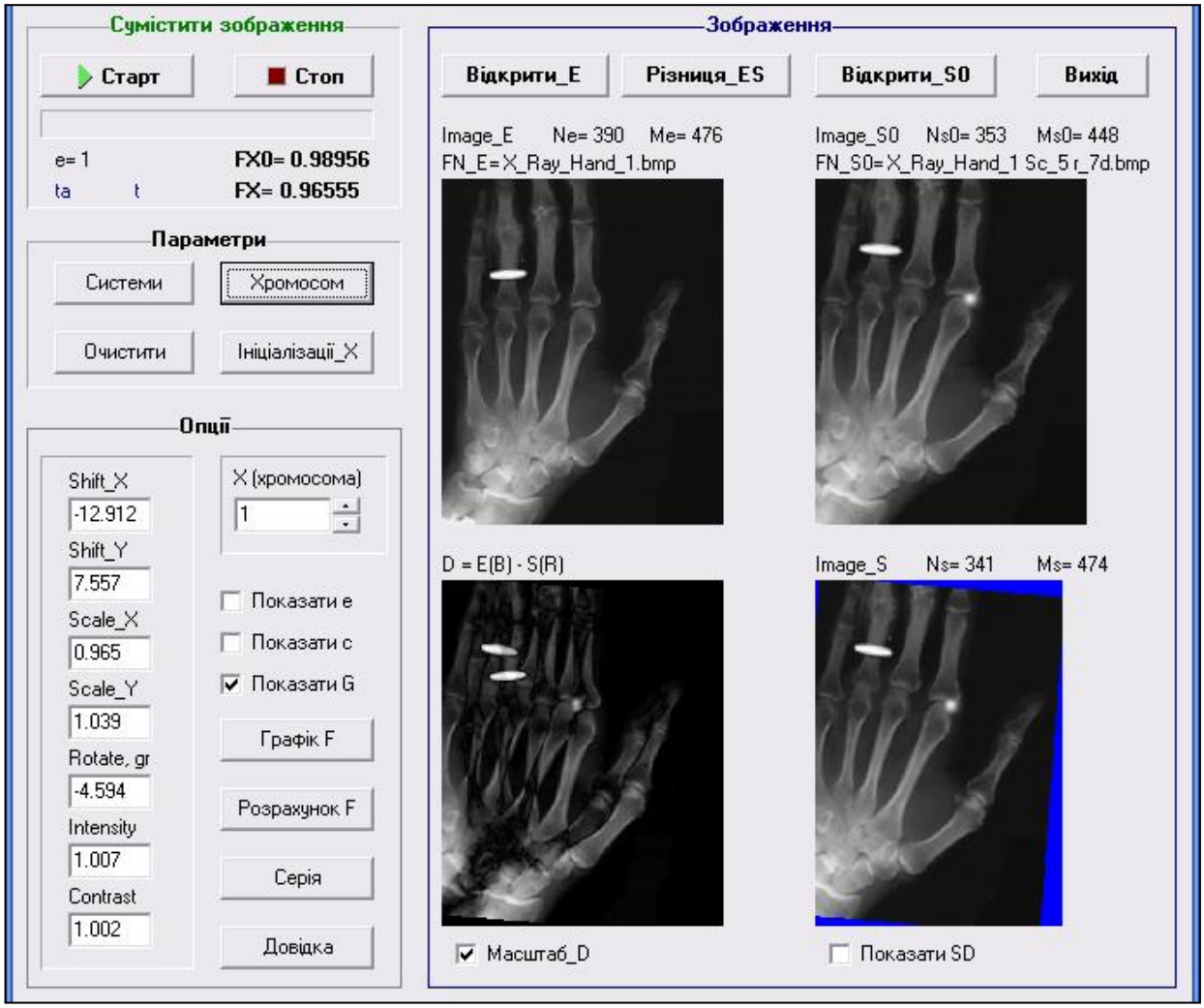


Рисунок 2.16 – Фрагмент головної форми програми суміщення зображень після ініціалізації хромосом; трансформації зображення зразка S відповідають хромосомі X_1; FX – фітнес-функція $F(X_C)$ хромосоми

На основі фітнес-функцій $F(X_c)$ окремих хромосом обчислюється максимальне значення фітнес-функції $FX0$ для популяції з Q_C хромосом (рис. 2.16).

До основних параметрів генетичних алгоритмів належать: кількість поколінь Q_E, кількість хромосом Q_C, максимальне значення фітнес-функції F_{Max}, ймовірність мутації P_M, амплітуда мутації A_M (рис. 2.17). Амплітуда мутації A_M визначається як відсоток від допустимого діапазону значень для кожного параметра перетворення. Значення фітнес-функції $F(X_C)$ хромосом відображаються у вигляді графіка та таблиці. Значення Q_G генів хромосом ($Q_G = 7$) відображаються у табличному вигляді, а також у вигляді

зображення *Image_X*. Закінчення алгоритму відбувається, якщо кількість поколінь $e > Q_E$ або максимальне значення функції пристосованості $F > F_{Max}$. При поділі батьківської популяції хромосом на пари для кожної хромосоми X_C випадковим чином визначається номер її парної хромосоми X_P (рис. 2.17).

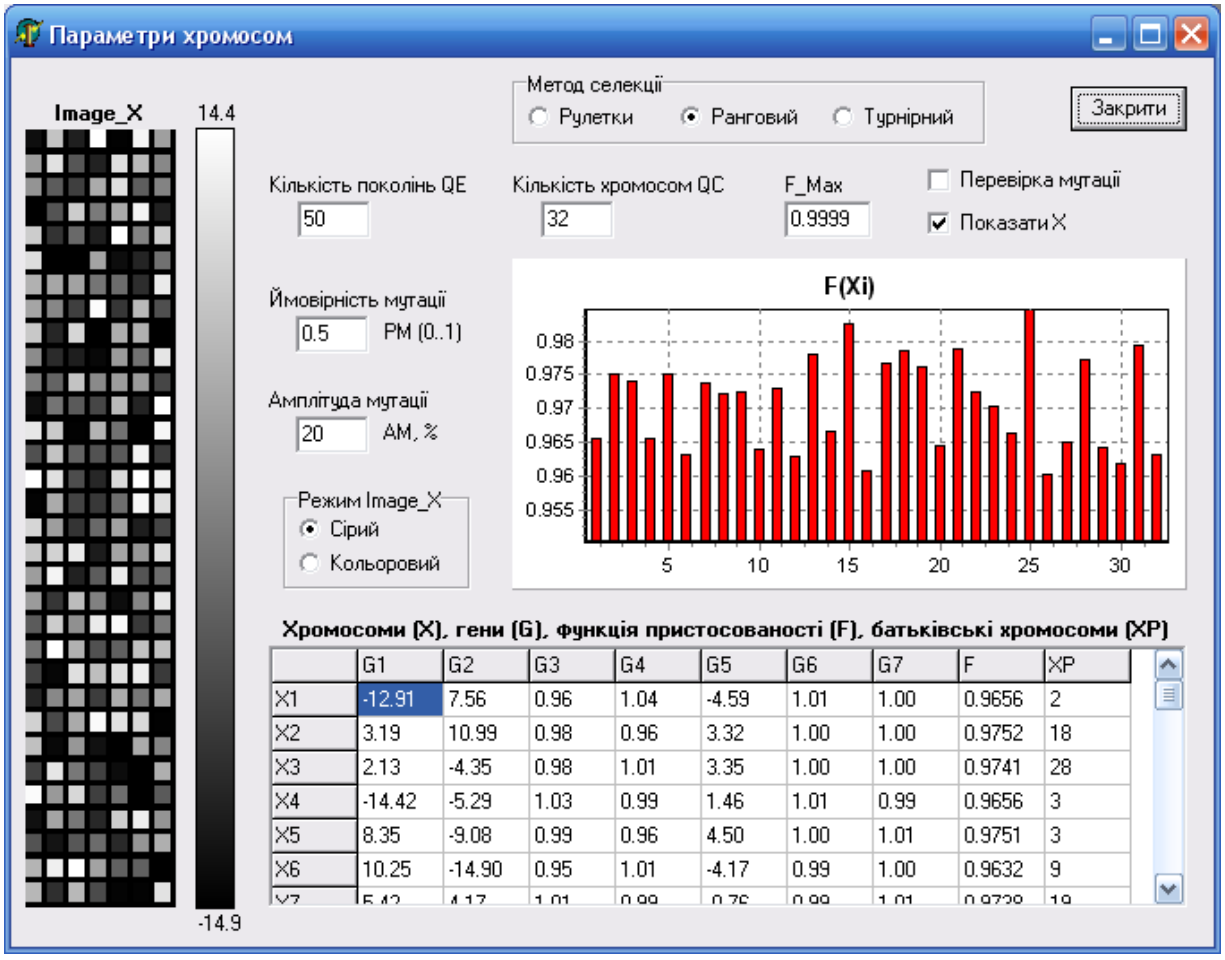


Рисунок 2.17 – Параметри хромосом (див. рис. 2.16) після їх ініціалізації

Для всіх параметрів перетворення зображення зразка, які описуються генами *G*, встановлюються їх мінімальні та максимальні допустимі значення, а також дозвіл на мутацію відповідного гену (рис. 2.18). При встановленні мінімальних і максимальних значень генів враховуються апріорні відомості про можливі геометричні спотворення зображень, а також про спотворення їх яскравості і контрасту. Точне встановлення діапазонів допустимих значень для генів підвищує точність і швидкодію методу.

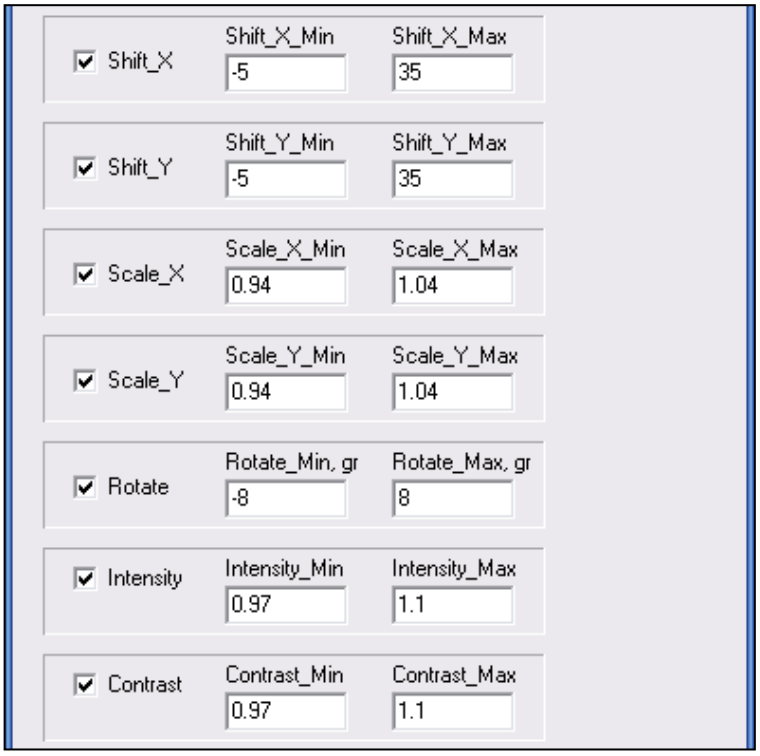


Рисунок 2.18 – Діапазони допустимих значень для генів $G1$– $G7$ хромосом (див. рис. 2.17)

Перед суміщенням зображень E і S_0 на них виконується видалення імпульсного і гаусового шумів (див. рис. 2.16), в результаті чого обчислюються фільтровані зображення еталона і зразка відповідно. За рахунок видалення шумів досягається висока точність суміщення зображень, оскільки порівнюється корисний сигнал зображень, а не їх випадкова складова.

У результаті суміщення зображень E і S_0 у вікно програми виводиться трансформоване зображення зразка S та параметри перетворення, які забезпечують мінімальну різницю зображень E та S, й, відповідно, максимум функції пристосованості F. Різниця еталону E та зразка S відображається у вигляді зображення D (див. рис. 2.16).

Початкове зображення зразка S_0 та зображення еталона E можуть відрізнятися за рахунок їх просторових невідповідностей, а також різниці яскравості і контрасту, тому безпосереднє суміщення зображень (без трансформацій зображення зразка S_0) приводить до значної різниці навіть подібних зображень за рахунок інструментальних факторів (рис. 2.19).

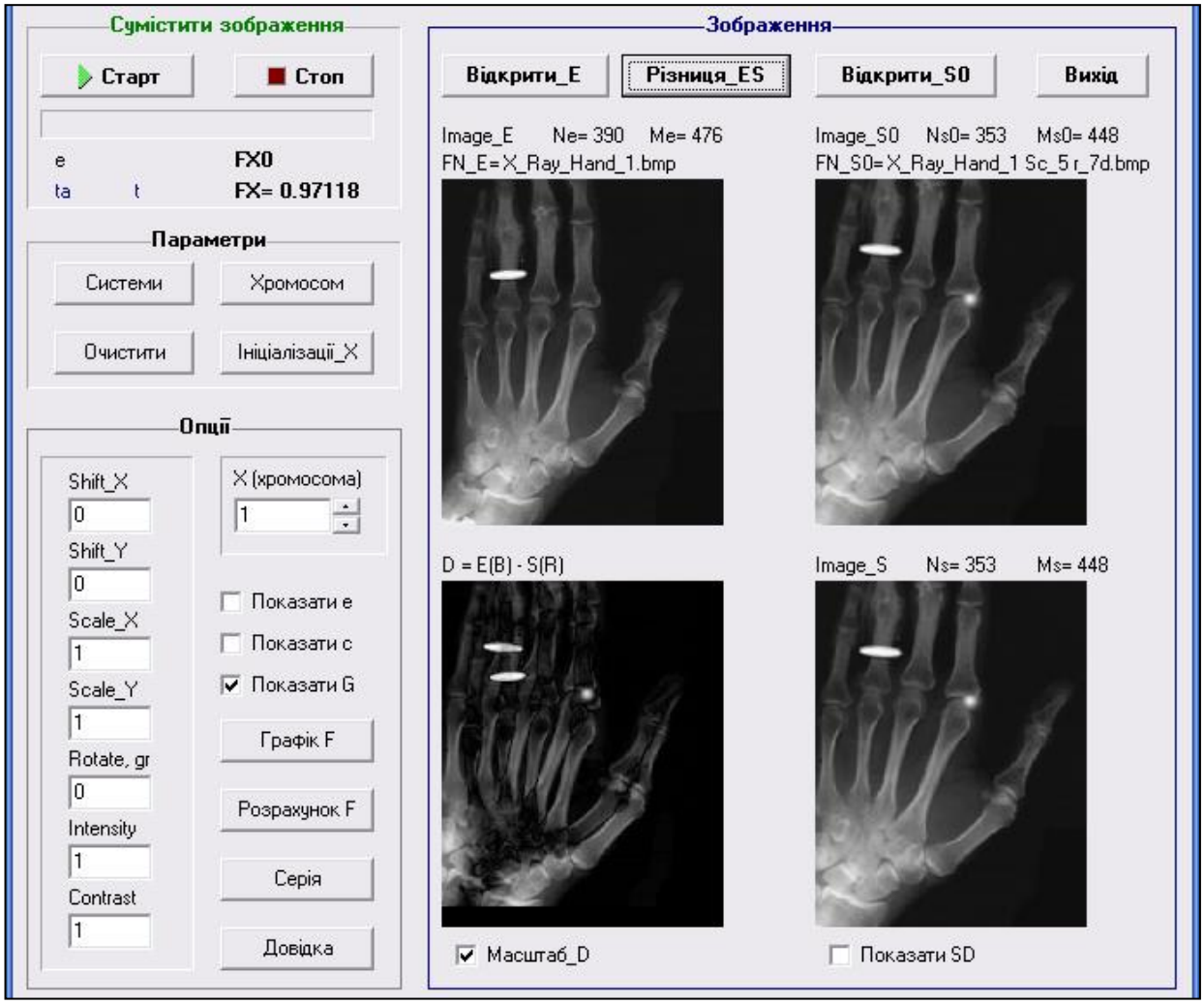


Рисунок 2.19 – Фрагмент головної форми програми суміщення зображень; показано початкову різницю зображення зразка S_0 та еталону E (див. рис. 2.16)

В той же час, при використанні ГА, навіть для першого покоління отримується значно точніше суміщення зображень для кращої хромосоми (F_{X0} = 0.98485) (див. рис. 2.16, рис. 2.17), ніж початкове (F_X = 0.97118) (рис. 2.19). В ході процесу еволюції (рис. 2.21) на кожній ітерації e якість хромосом покращується, тому отримана краща хромосома забезпечує досить точне суміщення зображень (F_X = 0.99214) (рис. 2.20). Завдяки використанню ГА можна сумістити зображення, які відрізняються між собою одночасно за розмірами, зсувами, масштабом, поворотом, а також за яскравістю і контрастом. У такому випадку фітнес-функція (2.23) має багато локальних максимумів, і саме завдяки ГА можливо отримати квазіоптимальний розв’язок

за допустимий час.

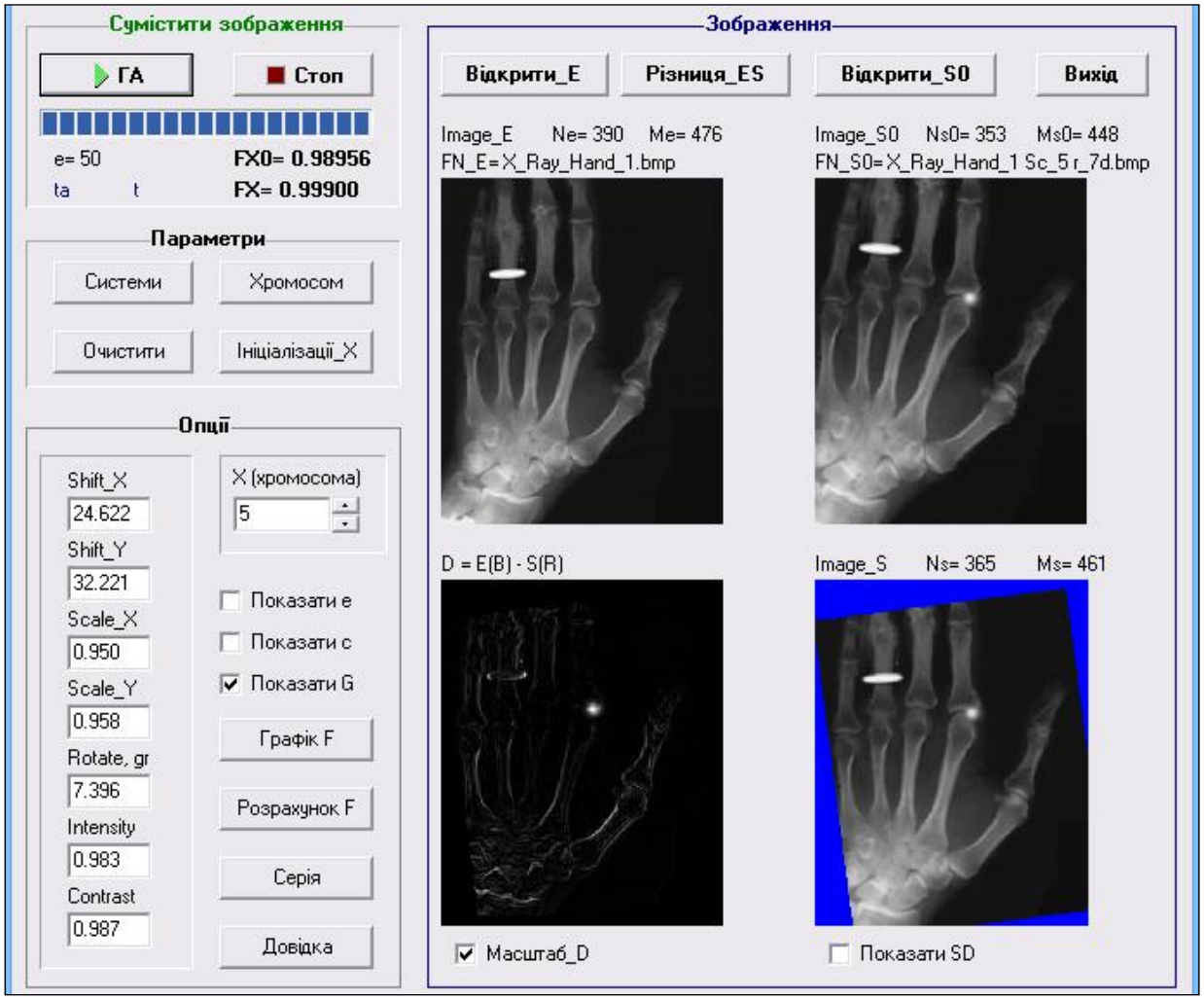


Рисунок 2.20 – Фрагмент головної форми програми після суміщення зображень за допомогою ГА при кількості хромосом $Q_C = 32$

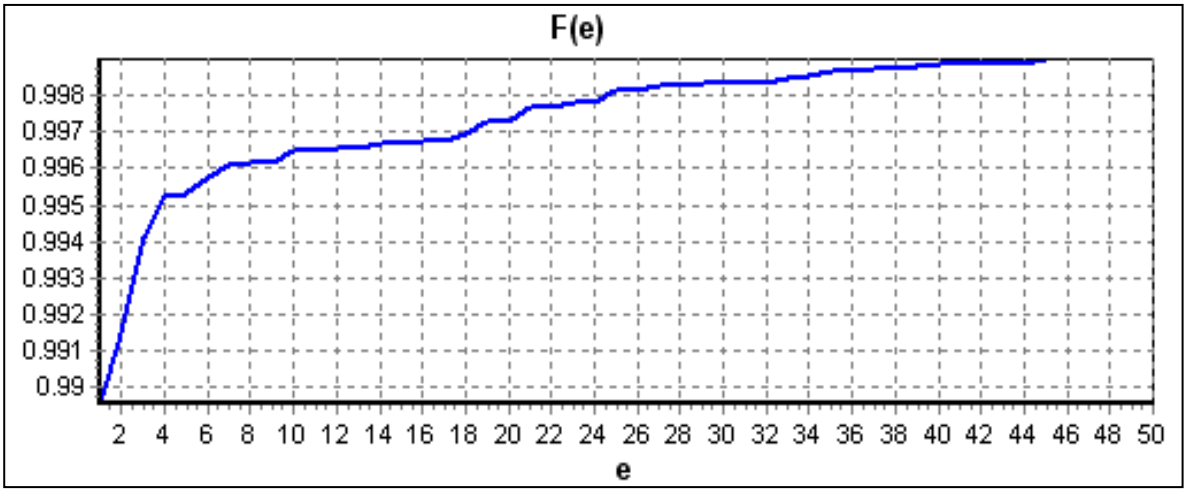


Рисунок 2.21 – Графік залежності фітнес-функції кращої хромосоми F від номеру покоління e

В ході еволюції «виживають» найкращі хромосоми, тому для останнього покоління фітнес-функції всіх хромосом є високими і приблизно збігаються (рис. 2.22).

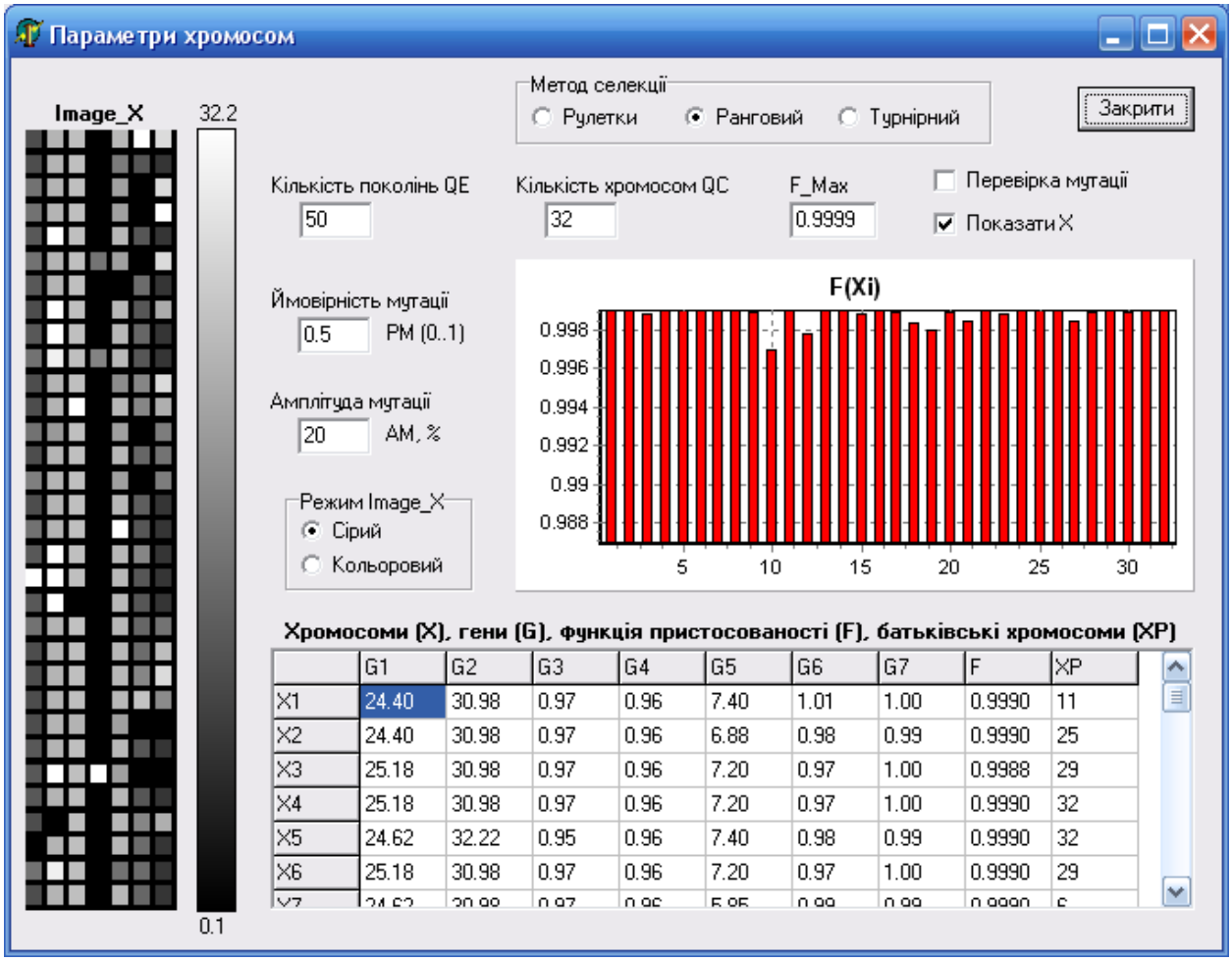


Рисунок 2.22 – Параметри хромосом після виконання ГА

Однак при суміщенні зображень за допомогою ГА для великих номерів покоління *e* функція пристосованості *F* зростає повільно (див. рис. 2.21), тому в запропонованому методі створюється додатковий рівень зображення зразка, параметри трансформацій якого уточнюються методом координатного спуску.

Після суміщення зображень за допомогою ГА (див. рис. 2.20) виконується їх остаточне суміщення методом координатного спуску (рис. 2.23). Таке комплексне оброблення зображень забезпечує одночасно високу точність їх суміщення і практично не зменшує швидкодію методу: на першому етапі «грубе» суміщення зображень виконується ГА, а на другому етапі «точне» суміщення проводиться швидкодійним методом координатного спуску [94].

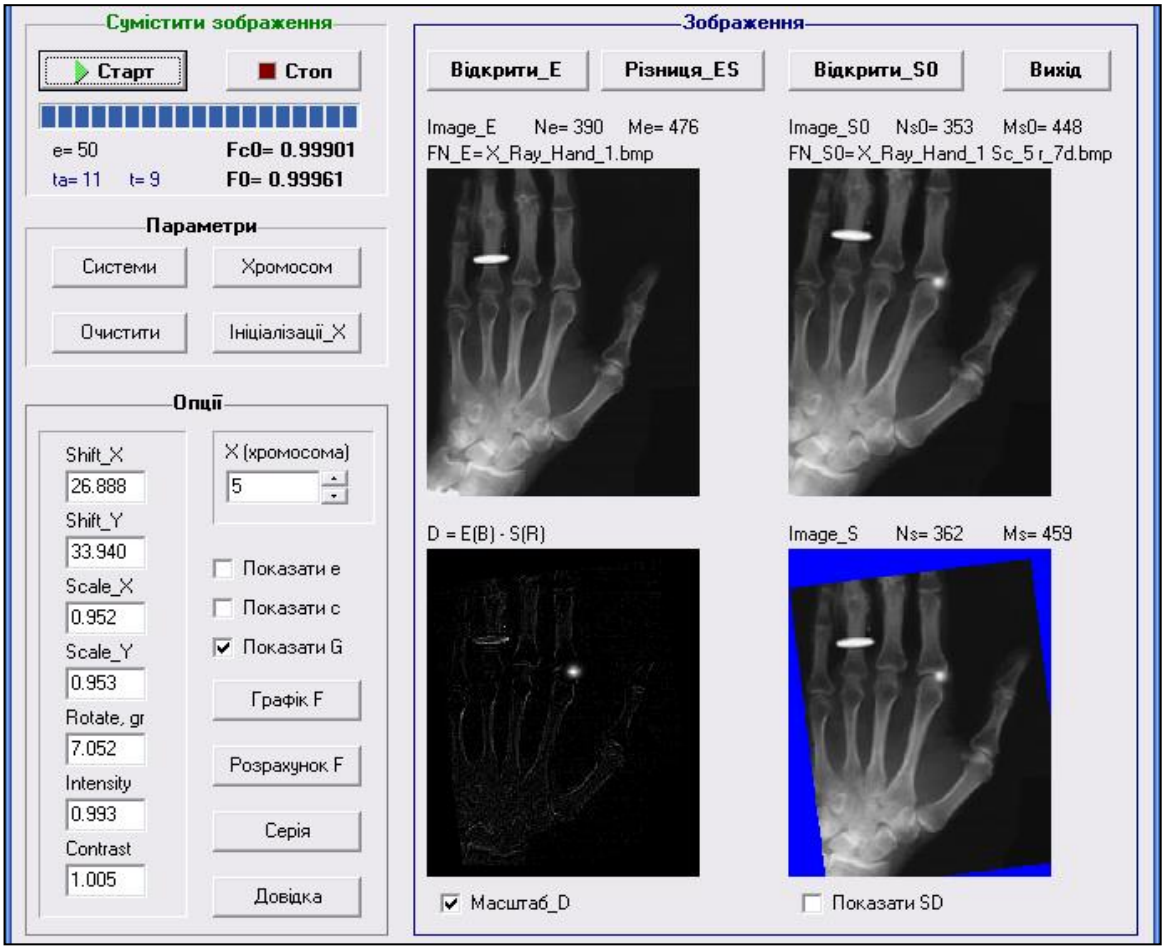


Рисунок 2.23 – Фрагмент головної форми програми після суміщення зображень ГА (див. рис. 2.20) та методом координатного спуску

При суміщенні зображень методом координатного спуску оптимізуються значення генів G_1-G_{QG} для кращої хромосоми, отриманої попередньо за допомогою ГА. Початковий крок зміни значення генів (номер ітерації кроку t_a = 1) (рис. 2.23) дорівнює A_{M_Min} від діапазону їх допустимих значень (наприклад, A_{M_Min} = 0.1) (див. рис. 2.18). Суміщення зображень виконується до тих пір (за номером ітерації t), поки функція пристосованості F зростає (рис. 2.23, рис. 2.24). В іншому випадку крок зміни значень генів зменшується у 2 рази (номер ітерації t_a збільшується на 1), після чого процес суміщення зображень повторюється. Процес суміщення зображень припиняється, якщо крок зміни значень генів стає меншим за мінімальний. Після такого суміщення зображень на різниці зображень D буде видно тільки пляму в центрі (див. рис. 2.23), оскільки вона відсутня на зображенні еталона E.

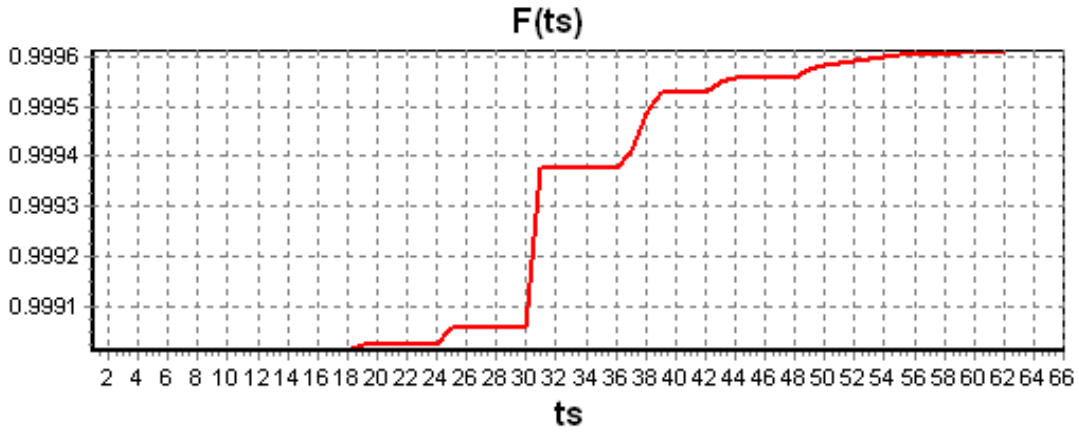


Рисунок 2.24 – Графік залежності функції пристосованості кращої хромосоми F від номеру ітерації t_s – сумарного значення номеру ітерації t для всіх ітерацій кроку t_a; оптимізація F виконана методом координатного спуску

Завдяки використанню метода координатного спуску значно зростає значення функції пристосованості F (рис. 2.24), а відповідно, і точність суміщення зображень. У розглянутому прикладі (див. рис. 2.23) зображення зразка S_0 обчислено на основі еталону E шляхом збільшення масштабу на 5% і повороту на 7°. В результаті суміщення зображень середній масштаб зображення зразка S дорівнює 1/0.9525 = 1.0499 (збільшення масштабу на 4.99%), а поворот зразка S дорівнює 7.052°, тобто для досліджуваних зображень (див. рис. 2.23) запропонований метод забезпечує незначні похибки суміщення зображень за кутом повороту (≈0.05°) і за масштабом (≈0.01%), яким відповідає субпіксельна точність суміщення зображень; порівняно з класичним ГА (див. рис. 2.20) на порядок зменшено похибки суміщення зображень (≈0.35° за кутом повороту і ≈0.18% за масштабом).

2.2.3 Апробація та оптимізація методу суміщення зображень

З метою оптимізації параметрів ГА виконано суміщення електронно-дифракційних зображень еталона E та зразка S_0, де зображення S_0 отримано шляхом масштабування і повороту E (рис. 2.25). За рахунок геометричних перетворень зображення S_0 відносно E отримується значна початкова різниця S та E. В результаті суміщення зображень ГА з ранговим методом селекції (рис. 2.26) отримано задовільне суміщення зображень (рис. 2.27).

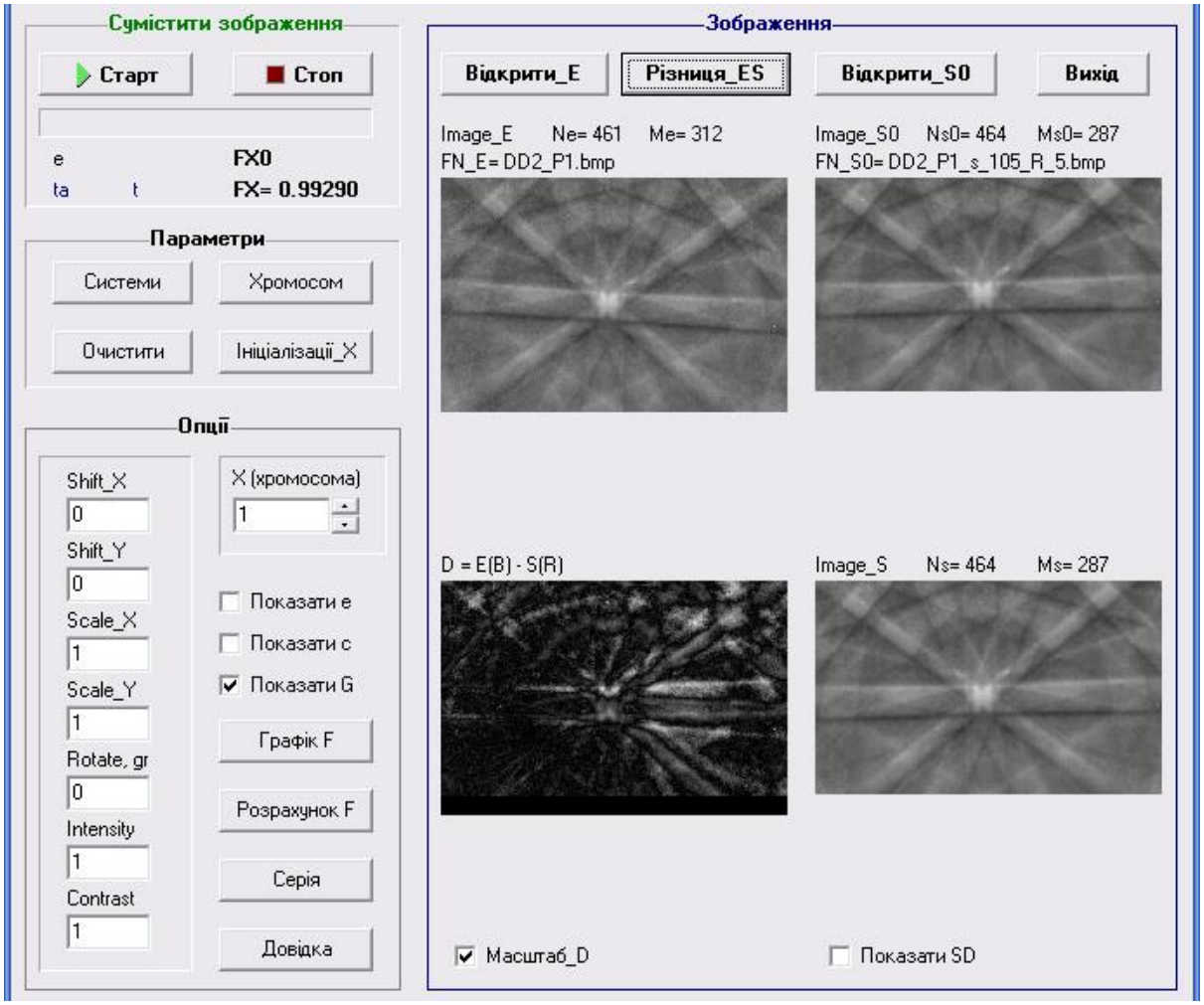


Рисунок 2.25 – Фрагмент головної форми програми суміщення зображень; показано початкову різницю зображення еталону *E* (фрагмент зображення смуг Кікучі для ділянки №1 [90]) та розрахованого зображення зразка S_0

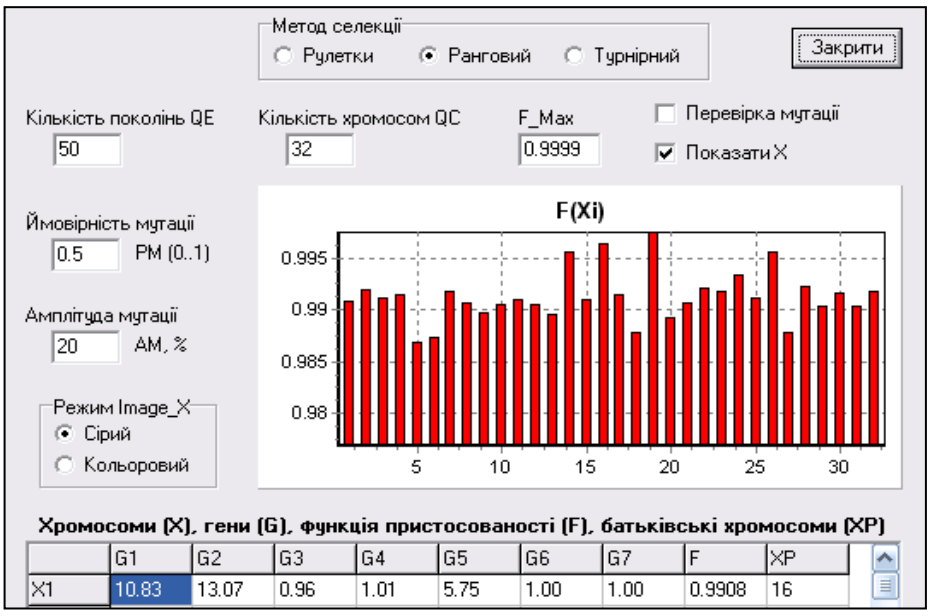


Рисунок 2.26 – Параметри ГА після ініціалізації хромосом (рис. 2.25)

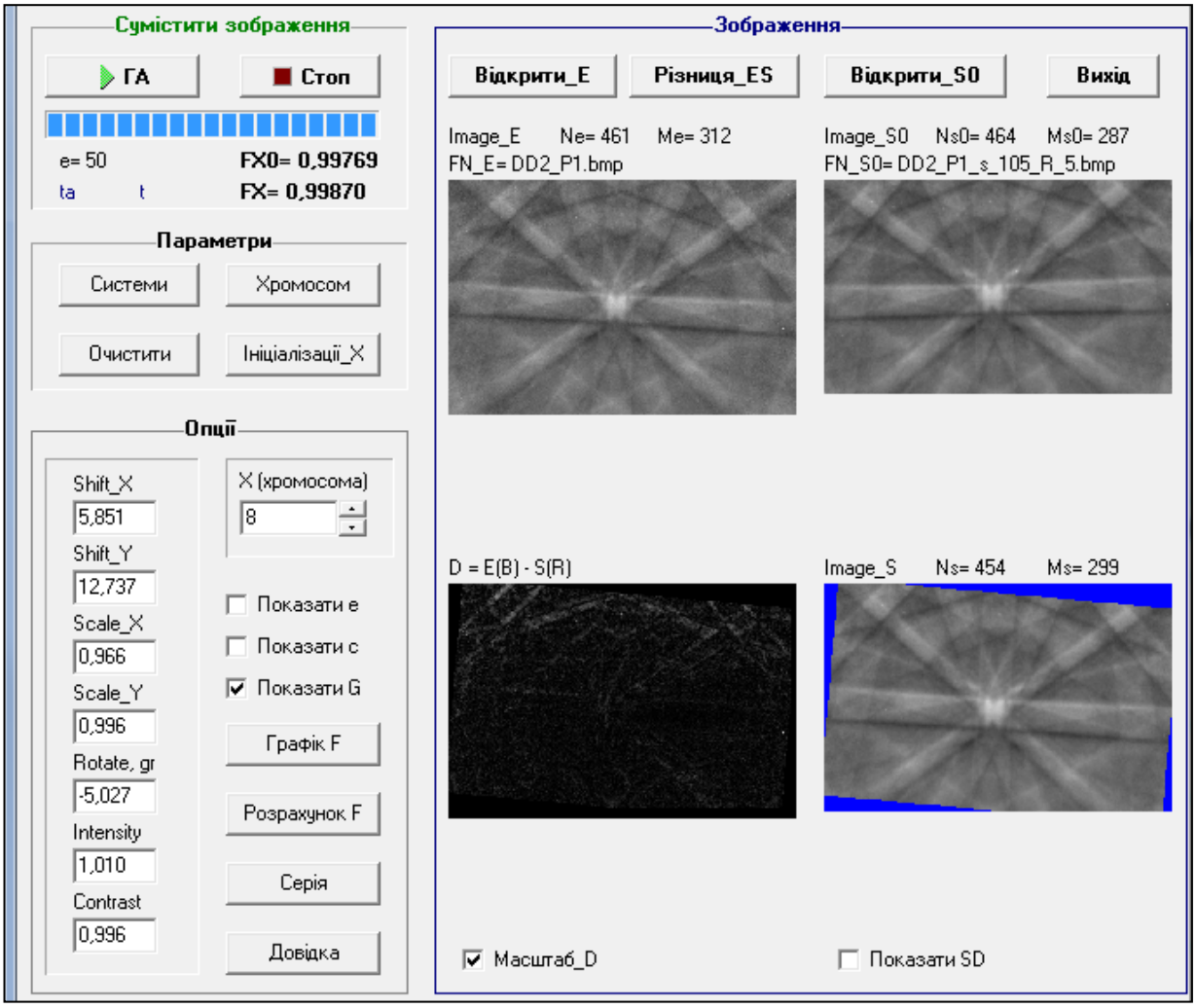


Рисунок 2.27 – Фрагмент головної форми програми після суміщення зображень (див. рис. 2.25) за допомогою ГА при кількості хромосом $Q_C = 32$ (див. рис. 2.26)

Суміщення зображень (рис. 2.27) за допомогою ГА виконується за допустимий час (наприклад, за 140 секунд при використанні комп'ютера з процесором AMD Athlon 64 Processor, 1.81 ГГц).

Після оброблення зображень ГА (рис. 2.27) точність їх суміщення додатково покращена методом координатного спуску, за рахунок чого отримано практично повний збіг зображень зразка та еталону (рис. 2.28), а значення функції пристосованості для кращої хромосоми при цьому збільшилося з $F_X = 0.99870$ до $F_X = 0.99982$. У розглянутому прикладі (рис. 2.28) зображення зразка S_0 обчислено на основі зображення еталона E шляхом збільшення масштабу на 5% і повороту на 5°. В результаті суміщення

зображень середній масштаб зображення зразка *S* дорівнює 1/0.9525 = 1.0499 (збільшення масштабу на 4.99%), а поворот зразка *S* дорівнює 5.040°, тобто для досліджуваних електронно-дифракційних зображень (рис. 5.28) запропонований метод забезпечує незначні похибки суміщення зображень за масштабом ≈0.01% і ≈0.04° за кутом повороту.

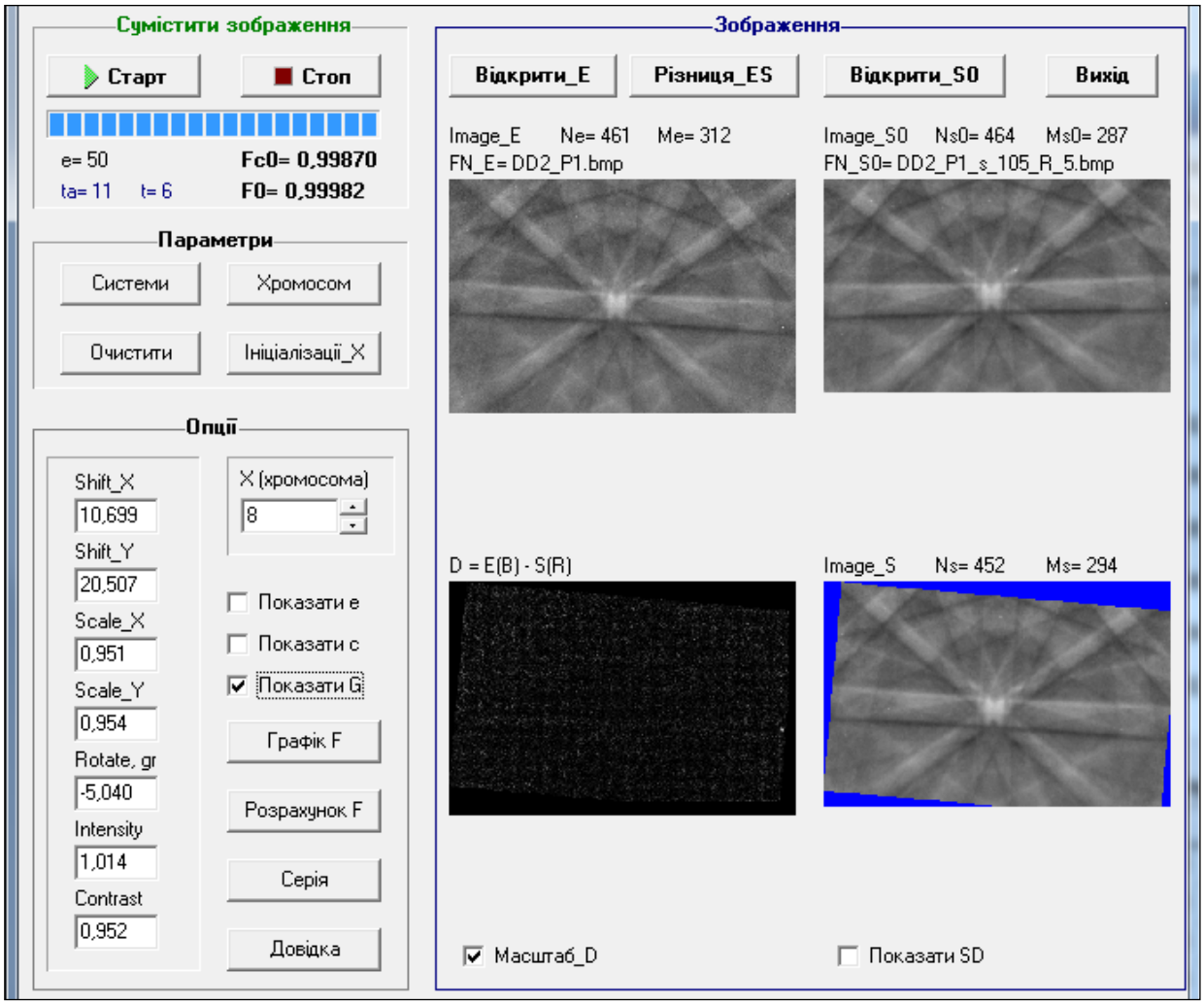


Рисунок 2.28 – Фрагмент головної форми програми після суміщення зображень ГА (див. рис. 2.27) та методом координатного спуску

З метою дослідження ефективності різних методів селекції хромосом, а також встановлення оптимальної кількості хромосом Q_C у популяції, проведено серію з Q_{ST} статистичних випробувань – суміщень електронно-дифракційних зображень еталону і зразка (див. рис. 2.25) за допомогою ГА. Для кожного номеру навчання s_t обчислено значення функції пристосованості *F* кращої хромосоми (табл. 2.4, рис. 2.29).

Таблиця 2.4 – Значення функції пристосованості F кращої хромосоми, отримані за допомогою ГА при суміщенні зображень (див. рис. 2.25)

s_t	Метод селекції			
	Рулетки, $Q_C = 32$	Ранговий, $Q_C = 32$	Турнірний, $Q_C = 32$	Турнірний, $Q_C = 64$
1	0.99922	0.99920	0.99926	0.99935
2	0.99832	0.99895	0.99904	0.99943
3	0.99757	0.99864	0.99940	0.99926
4	0.99934	0.99859	0.99913	0.99943
5	0.99884	0.99923	0.99936	0.99942
6	0.99874	0.99927	0.99915	0.99942
7	0.99842	0.99922	0.99936	0.99942
8	0.99918	0.99930	0.99942	0.99941
9	0.99822	0.99934	0.99939	0.99939
10	0.99916	0.99882	0.99940	0.99940
11	0.99823	0.99911	0.99927	0.99937
12	0.99868	0.99928	0.99925	0.99940
Середні значення F_A	0.99866	0.99908	0.99929	0.99939
R_{mseF}, 10^{-4}	5.29	2.64	1.24	0.48
ε_F, 10^{-4}	4.78	2.39	1.13	0.43

В силу центральної граничної теореми теорії ймовірностей [198, с.39-40] середнє значення F_A функції пристосованості F кращих хромосом (з ймовірністю, більшою 0.997) відхиляється від математичного сподівання значень F не більше, ніж на

$$\varepsilon_F = \frac{3 \cdot \sigma_F}{\sqrt{Q_{ST}}}, \tag{2.26}$$

де σ_F – корінь СКВ для функції пристосованості F відносно середнього значення F_A; $Q_{ST} = 12$ – кількість суміщень зображень (розмір вибірки).

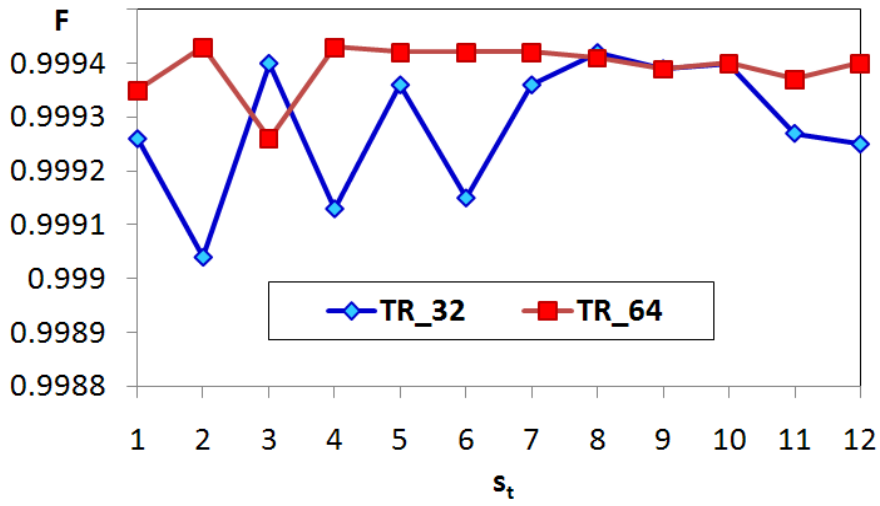


Рисунок 2.29 – Значення функції пристосованості F кращої хромосоми, отримані за допомогою ГА (див. табл. 2.4) з використанням турнірного методу селекції; TR_32 – кількість хромосом $Q_C = 32$; TR_64 – $Q_C = 64$

В результаті статистичних випробувань отримано, що при кількості хромосом у популяції $Q_C = 32$ найбільше значення функції пристосованості F кращої хромосоми отримано для турнірного методу селекції ($F_A = 0.99929$), а найбільше значення F – для методу рулетки ($F_A = 0.99866$). Проте різниця значень функції F, отриманих різними методами селекції хромосом, є незначною і сумірною зі значеннями похибки ε_F вимірювання значень F (див. табл. 2.4). При кількості хромосом у популяції ($Q_C = 64$) для турнірного методу селекції отримано незначне збільшення значень функції пристосованості ($F_A = 0.99939$) і зменшення розсіювання значень F ($\varepsilon_F = 0.43 \times 10^{-4}$) (рис. 2.29), проте час суміщення зображень при цьому збільшується майже вдвічі (наприклад, за 245 с при використанні комп'ютера з процесором AMD Athlon 64 Processor, 1.81 ГГц).

Результати суміщення зображень (див. рис. 2.20, рис. 2.27) за допомогою ГА показали, що при кількості хромосом $Q_C < 32$ значно зменшується точність суміщення зображень (значення функції пристосованості F), а при $Q_C > 64$ точність суміщення зображень збільшується незначно, але час оброблення зображень зростає пропорційно до кількості хромосом. Найкраще суміщення зображень отримано при відносно високій ймовірності мутації $P_M \approx 0.5$ і

амплітуді мутації $A_M \approx 20\%$. Кількість епох недоцільно вибирати більшою за 50-100, оскільки при наближенні до квазіоптимального розв'язку метод координатного спуску забезпечує вищу швидкодію, ніж ГА.

Розроблений багаторівневий метод суміщення зображень, який передбачає використання ГА та алгоритму координатного спуску, застосовано при обробленні експериментальних електронно-дифракційних зображень (рис. 2.30).

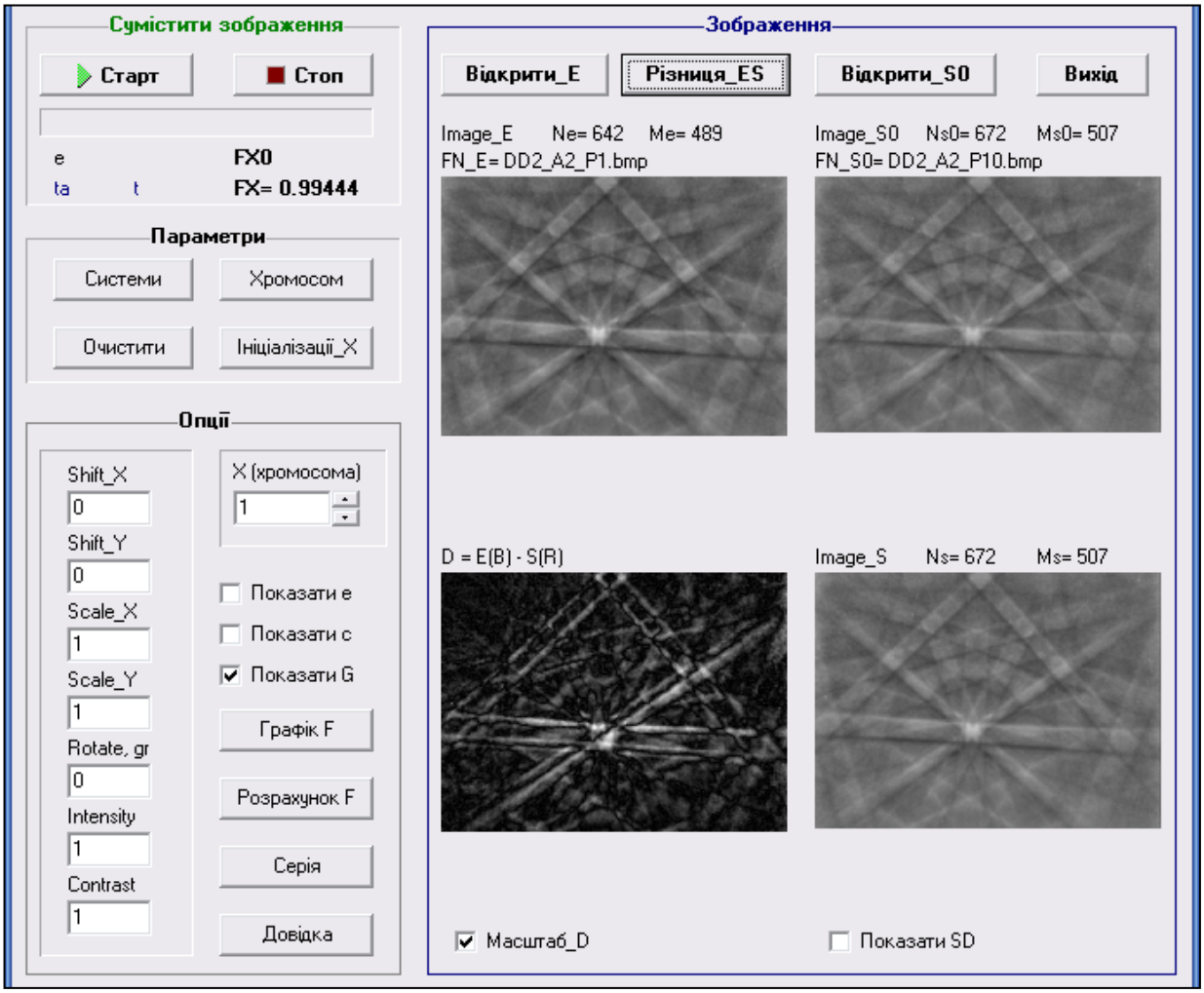


Рисунок 2.30 – Фрагмент головної форми програми суміщення зображень; показано початкову різницю зображень еталону E та зразка S_0 (зображень смуг Кікучі для ділянок №1 та №10 відповідно, отриманих від кристала штучного алмазу №1 [90])

Після оброблення зображень за допомогою ГА з встановленими

параметрами (див. рис. 2.25) отримано початкове суміщення зображень (рис. 2.31).

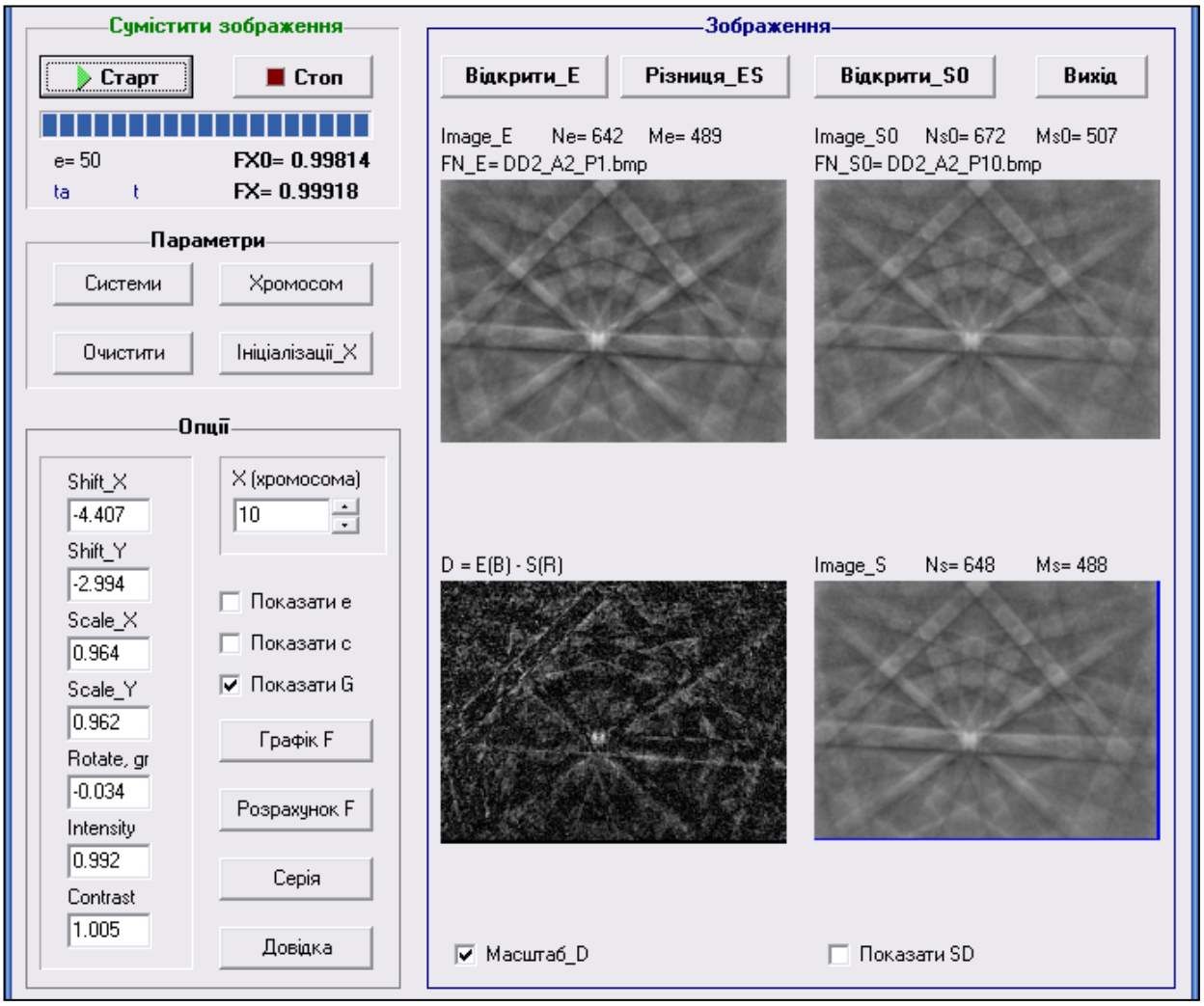


Рисунок 2.31 – Фрагмент головної форми програми після суміщення зображень (див. рис. 2.30) за допомогою ГА при кількості хромосом $Q_C = 32$ (див. рис. 2.25)

Результат суміщення зображень значно покращено (функція пристосованості F для кращої хромосоми зросла від 0.99918 до 0.99965) при уточненні початкового розв’язку (рис. 2.31) за допомогою методу координатного спуску (рис. 2.32). Завдяки встановленню параметрів трансформацій, які наближують зображення зразка до зображення еталону, можливо кількісно враховувати експериментальні умови отримання зображень (наприклад, зміну їх масштабу).

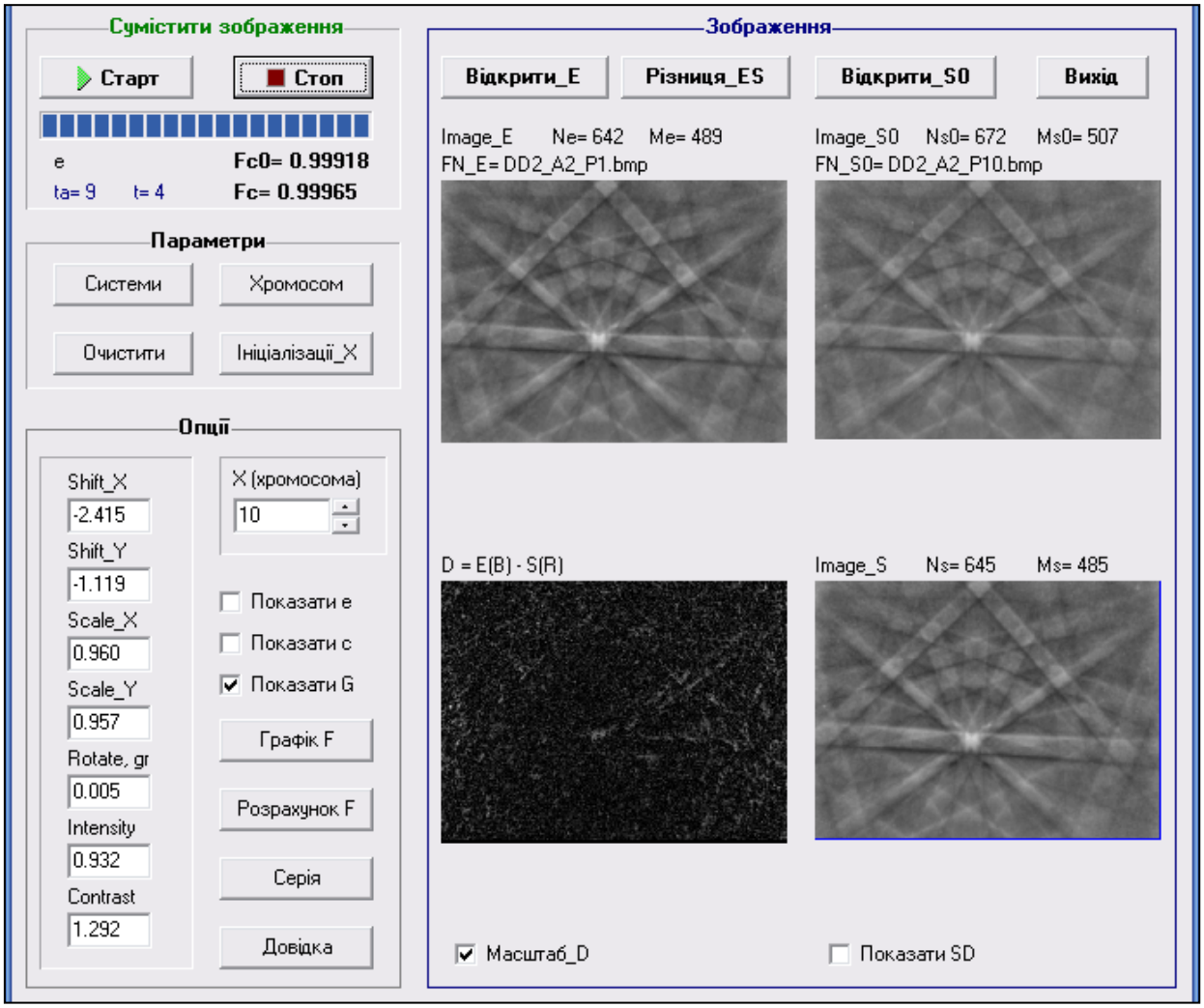


Рисунок 2.32 – Фрагмент головної форми програми після суміщення зображень за допомогою ГА (див. рис. 2.31) та методом координатного спуску

Яскравість отриманого зображення різниці *D* (рис. 2.32) в основному визначається шумовою складовою і дефектами зображень, що свідчить про практично повне суміщення зображень еталона та зразка. Завдяки суміщенню серії електронно-дифракційних зображень можна перетворити їх до одного масштабу, орієнтації, яскравості та контрасту, що мінімізує вплив експериментальних факторів на оброблені зображення. Таке суміщення зображень смуг Кікучі підвищує точність їх аналізу, оскільки для суміщених зображень координати вузлів, ширина і форма профілів смуг визначаються в основному структурними параметрами досліджуваних кристалів, а не експериментальними умовами отримання зображень.

3. РЕКОНФІГУРОВНІ ТА АДАПТИВНІ КОМП'ЮТЕРНІ ЗАСОБИ КІБЕРФІЗИЧНИХ СИСТЕМ ТА ІНТЕРНЕТУ РЕЧЕЙ

3.1. Реконфігуровні програмно-апаратні засоби для визначення рівня шуму на зображеннях

Розроблено метод LLROI, який призначений для обчислення рівня гаусового шуму σ_{NE} і використовує низькочастотну фільтрацію при виділенні шумової складової зображення в комп'ютеризовнаих оптико-електронних системах (КОЕС) [177-180]. Згідно із алгоритмом методу LLROI (рис. 3.1) послідовність обчислення рівня шуму наступна. Спочатку зчитується початкове зображення f_n і створюється ядро w фільтра Гауса з СКВ σ_w. На основі f_n отримується згладжене зображення $g = f_n * w$, обчислюються зображення шумової складової f_h та її модуля f_d. Усереднене зображення рівня шуму f_{dc} обчислюється шляхом згортання зображення f_d з ядром фільтра w. Для зображення f_h обчислюється СКВ σ_h його гістограми $h(z)$. Далі в циклі з лічильником n_T здійснюється процес уточнення ділянки ROI та відповідного їй СКВ σ_h зображення f_h. Для кожної ітерації обчислюється поріг T_h, який залежить від σ_h. На основі порогу й усередненого зображення рівня шуму f_{dc} обчислюється зображення ділянки f_{ROI}. Значення СКВ σ_h обчислюється з врахуванням тільки тих пікселів f_h, які належать ROI. Якщо зміна σ_h для ітерації n_T відносно попереднього значення $\sigma_h(n_T - 1)$ не перевищує константи $C_{\sigma h}$ (наприклад, $C_{\sigma h} = 0.0004$), то процес уточнення σ_h завершується і результатом є останнє значення $\sigma_{hs} = \sigma_h(n_T)$. Експериментальне значення СКВ шуму σ_{NE} обчислюється через уточнене СКВ σ_{hs} за формулою (2.20).

$$\sigma_{NE} = (\sigma_h)^{k_{\sigma h}}, \tag{3.1}$$

де $k_{\sigma h} = 1.018$ – коефіцієнт нелінійності σ_h.

На основі алгоритму (рис. 3.1) запропонованого методу LLROI розроблено відповідні програмно-апаратні засоби, зокрема, програмне забезпечення "GaussNoise18" [190] в системі Matlab.

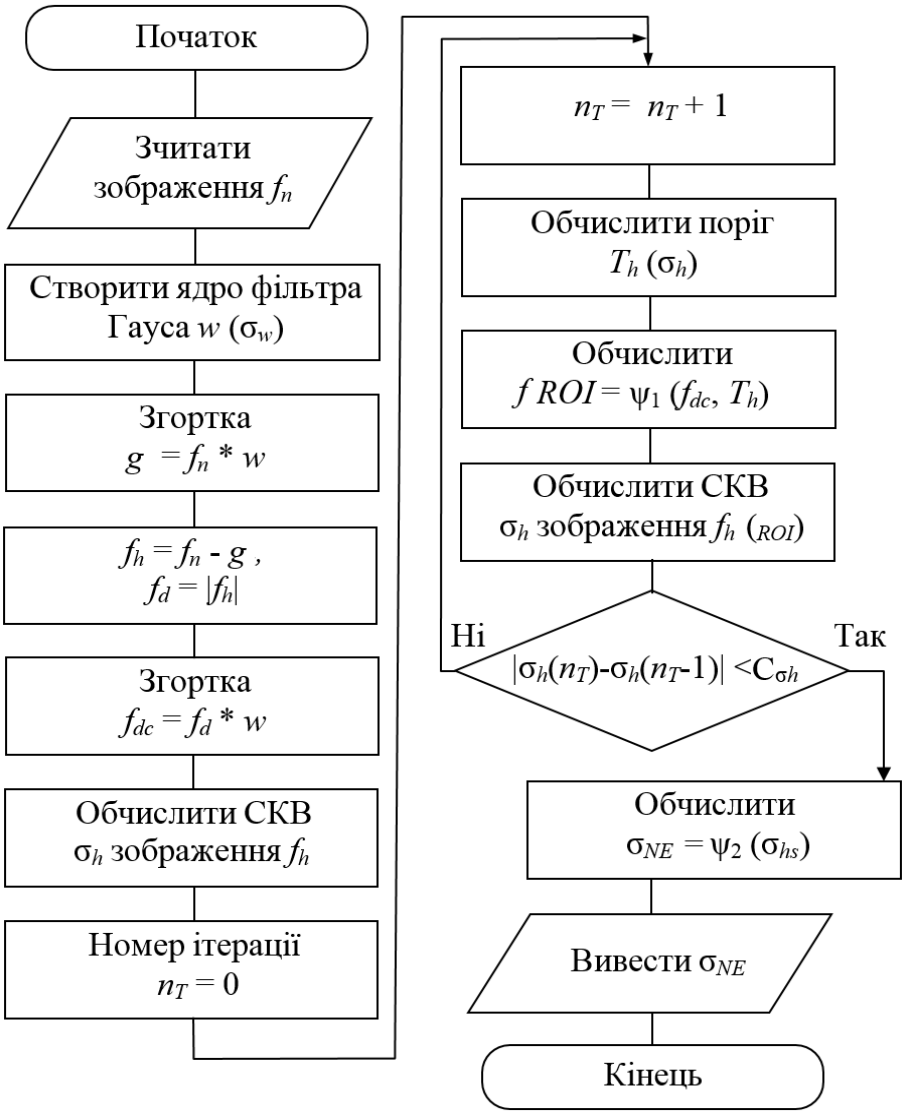


Рисунок 3.1 – Схема розробленого алгоритму обчислення рівня гаусового шуму на зображеннях за допомогою низькочастотної фільтрації

На базі розробленого алгоритму (рис. 3.1) синтезовано структуру підсистеми визначення рівня шуму в КОЕС [177-180], призначену для визначення рівня шуму на зображеннях з використанням низькочастотної фільтрації (рис. 3.1). Джерелом початкового зображення f_n для КОЕС є цифрова відеокамера, а на виході підсистеми отримується рівень шуму σ_{NE}.

Згідно з структурою підсистеми визначення рівня шуму в КОЕС блок фільтрації початкового зображення БФПЗ виконує згортання зображення f_n з ядром низькочастотного фільтра w, а блок визначення шумової складової БВШС обчислює f_h шляхом віднімання матриць f_n та g. У блоці визначення

модуля шумової складової БВМШС елементи матриці f_d отримуються як модулі елементів матриці f_h. Блок фільтрації модуля шумової складової БФМШС виконує згортання зображення f_d з ядром низькочастотного фільтра w. У блоці визначення ділянок інтересу БВROI на основі матриці f_{dc} та порогу $T_h(\sigma_h)$ отримується зображення ділянок інтересу f_{ROI}. Блок визначення СКВ шумової складової БВСШС обчислює значення СКВ σ_h шумової складової на основі f_h та з врахуванням області ROI. У блоці визначення рівня шуму БВРШ через СКВ σ_h обчислюється рівень шуму σ_{NE}. На основі структури підсистеми визначення рівня гаусового шуму в КОЕС (рис. 3.2) розроблено її Simulink-модель (рис. 3.3) у середовищі MATLAB засобами Simulink та пакету Blockset /Video and Image Procesing/; така модель використана для перевірки коректності роботи КОЕС. У розробленій моделі початкове зображення зчитується в блоці «fn0», операції згортання реалізують блоки «2-D Conv», а операцію обчислення СКВ зображення – блоки «2D Standard Deviation». Початкове зображення fn0 зчитується з графічного файлу, однак може зчитуватися серія зображень як кадрів відеопотоку.

Послідовність оброблення зображень у запропонованій моделі така. Блок «fn_Norm» (з кодом MATLAB) призначений для нормалізації яскравості початкового зображення fn0 в межах від 0 до 1, у результаті чого отримується нормоване зображення f_n. Ядро низькочастотного фільтра w обчислюється у блоці «w» (з кодом MATLAB) на основі СКВ фільтра «Sigma_w». Операція згортання зображення f_n з ядром фільтра w, у результаті чого отримується фільтроване зображення g, виконується в блоці «2-D Conv_g» (який відповідає БФПЗ на рис. 3.2). Шумова складова f_h обчислюється як різниця матриць g та f_n у блоці «Substract_fh» (який відповідає БВШС). У блоці «Abs_fd» (аналог БВМШС) визначається модуль шумової складової f_d. З метою візуалізації зображень у процесі моделювання до моделі можуть додаватися модулі «Viewer». Операція згортання зображення f_d, у результаті чого отримується зображення f_{dc}, виконується в блоці «2-D Conv_fdc» (аналог БФМШС). Початкове значення СКВ Sigma_h шумової складової f_h обчислюється в блоці «2-D Standard Deviation_sh» (аналог БВСШС).

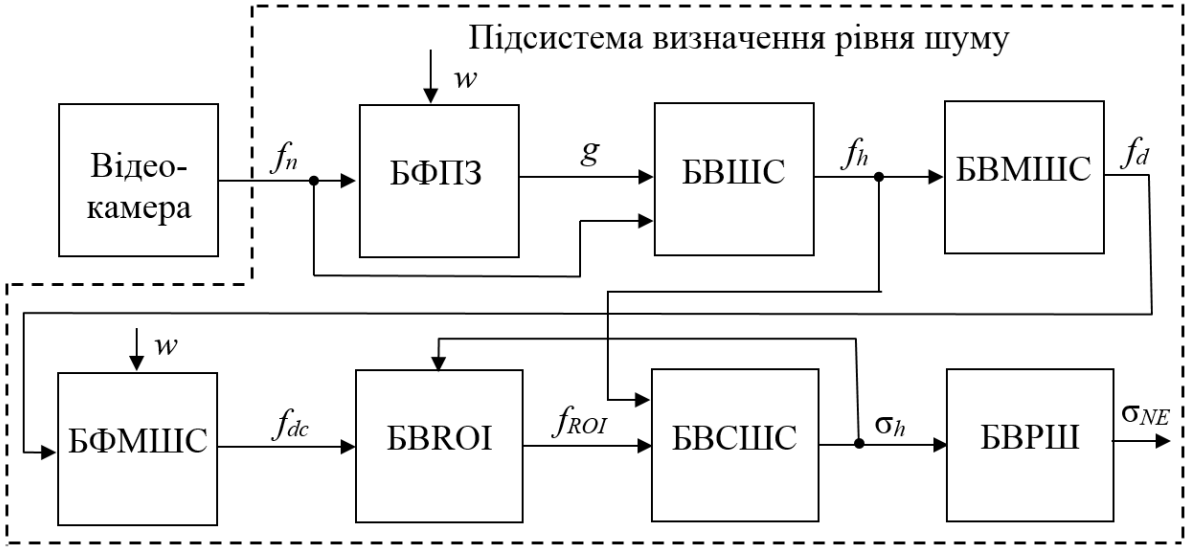


Рисунок 3.2 – Структура підсистеми визначення рівня шуму на зображеннях у КОЕС з використанням низькочастотної фільтрації

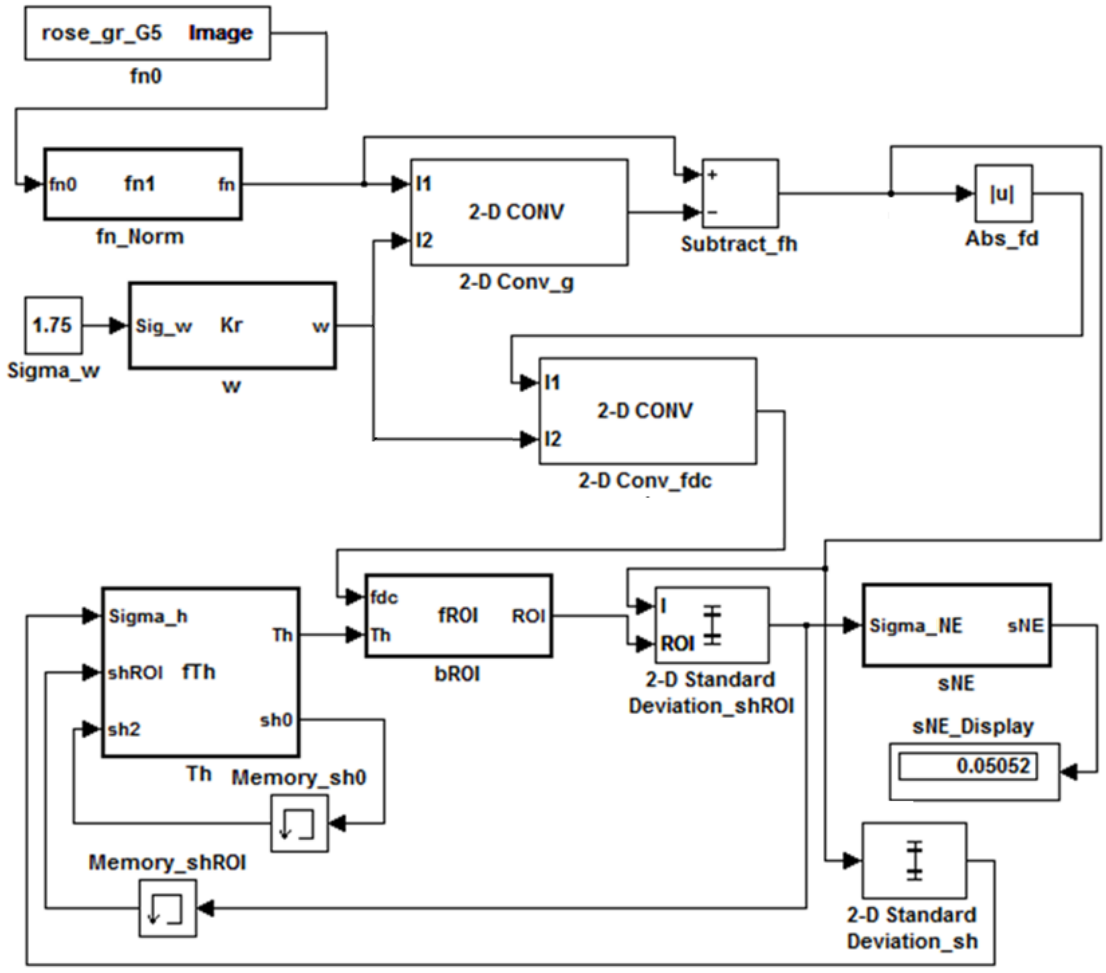


Рисунок 3.3 – Simulink-модель підсистеми визначення рівня шуму на зображеннях у КОЕС з використанням низькочастотної фільтрації (рис. 3.2)

Поріг T_h ділянки ROI визначається у блоці «Th» з врахуванням Sigma_h, а

на основі порогу T_h і зображення f_{dc} у блоці «bROI» обчислюються значення ділянки ROI (блоки «Th» та «bROI» реалізують БВROI на рис. 3.2). СКВ shROI шумової складової f_h з врахуванням ділянки інтересу ROI обчислюється в блоці «2-D Standard Deviation_shROI» (аналог БВСШС). Отримане СКВ shROI уточнюється в циклі за допомогою блоку «Th», в якому вихід sh0 означає СКВ shROI для попередньої ітерації циклу. Початкові значення сигналів shROI (-1) та sh2 (1) встановлюються в блоках пам'яті «Memory_shROI» та «Memory_sh0» відповідно. Уточнення ROI завершується, якщо в блоці «Th» різниця між значеннями shROI (новим) та sh2 (попереднім) стає меншим за поріг (0.0004). Вихідний сигнал σ_{NE} обчислюється в блоці «sNE» (аналог БВРШ).

Результати моделювання (рівень гаусового шуму σ_{NE}), отримані за допомогою розробленої Simulink-моделі (рис. 3.3), узгоджуються з даними оброблення зображень в MATLAB за допомогою програми "GaussNoise18".

Розроблено структурні схеми основних блоків КОЕС визначення рівня шуму (рис. 3.3). Структурна схема блоку фільтрації початкового зображення БФПЗ описує операцію згортання зображення f_n з ядром фільтра w (рис. 3.4). Значення кожного з $M_w \times N_w$ елементів w записуються у відповідний регістр RG. Множення значень f_n зі значеннями відповідних елементів ядра w виконується в операційних блоках множення MUL. Додавання отриманих добутків виконується в комбінаційних суматорах SM, а на виході останнього суматора SM_Q1 формується яскравість пікселя фільтрованого зображення g. Згідно з структурною схемою для згортання одного пікселя потрібно $M_w \times N_w$ регістрів, блоків множення та комбінаційних суматорів, а для згортання всього зображення потрібно $(3 \times M \times N \times M_w \times N_w)$ операційних блоків або $324 \times M \times N$ вентилів (при $M_w = N_w = 3$) [199]. Згортання зображень апаратно можливо реалізовувати з використанням операцій «множення з додаванням» (multiplier-adder, MADD), які характеризуються високою швидкодією [200].

Структурна схема блоку визначення шумової складової БВШС (рис. 3.5) описує операцію обчислення шумової складової f_h шляхом віднімання матриці g від матриці f_n.

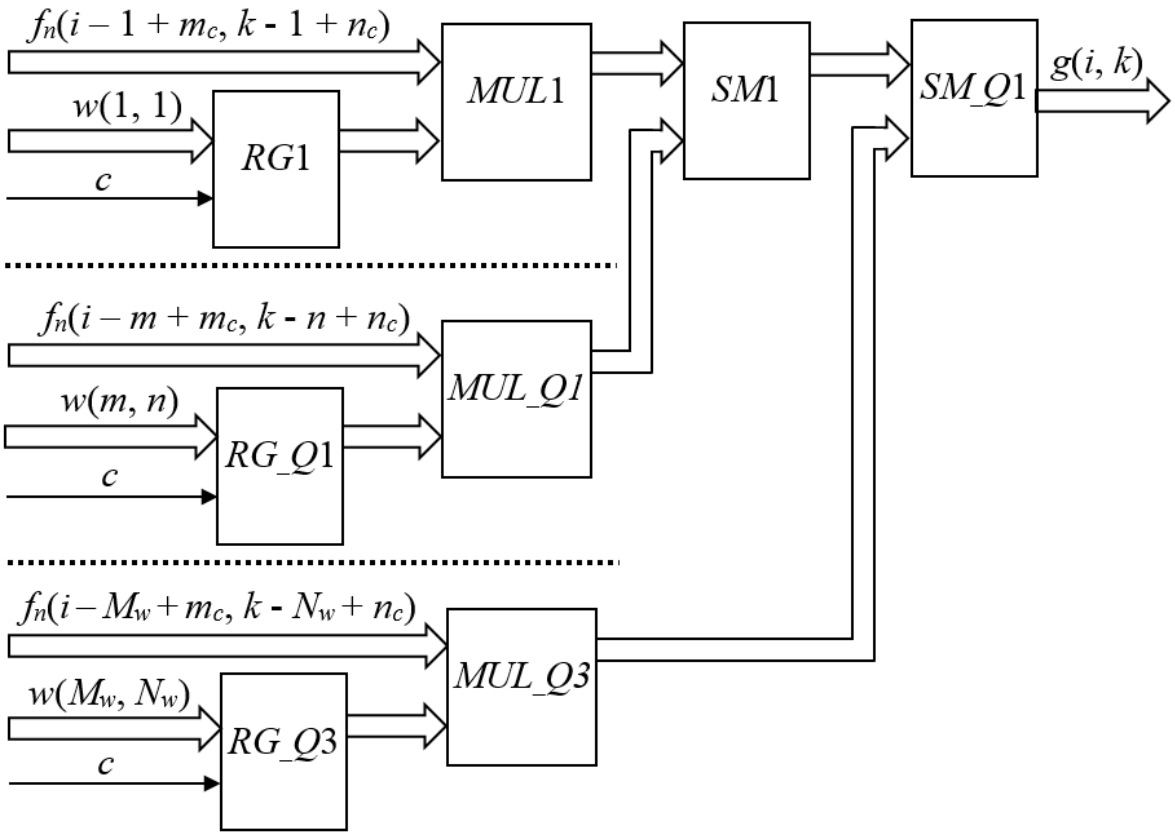


Рисунок 3.4 – Структурна схема блоку фільтрації початкового зображення БФПЗ (рис. 3.2); *c* – сигнал синхронізації

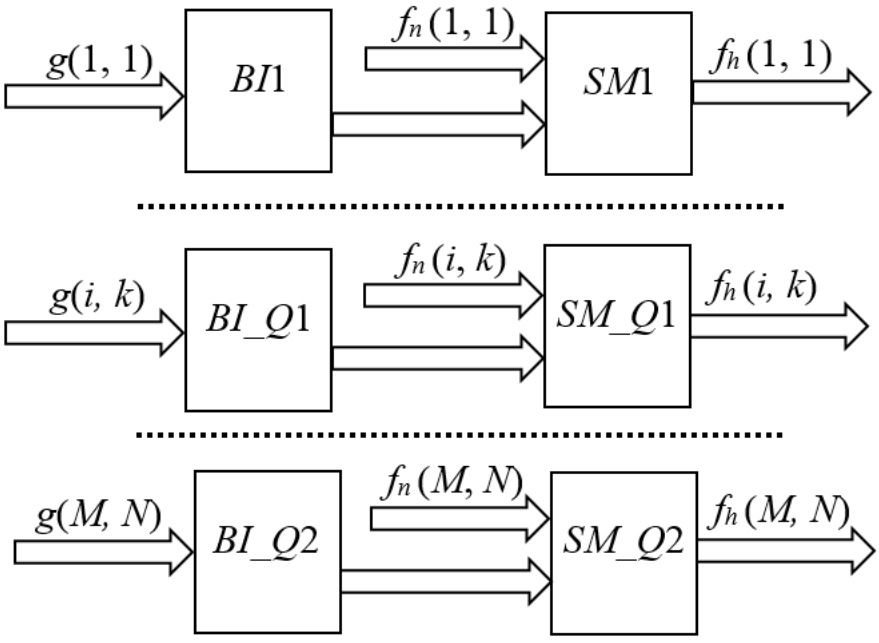


Рисунок 3.5 – Структурна схема блоку визначення шумової складової БВШС (рис. 3.2)

Структурна схема містить блоки інверторів *BI*1… *BI_Q*2, де $Q2 = M \times N$, і стільки ж комбінаційних суматорів *SM*, тому апаратні витрати на реалізацію

блоку складають $10 \times M \times N$ вентилів [199]. На виходах блоків *BI* формуються інверсні значення яскравості відповідного пікселя зображення g, які надходять на другий інформаційний вхід суматорів *SM*, а на перший інформаційний вхід суматорів *SM* надходять значення яскравості пікселів f_n. На виході суматорів *SM*, які працюють у режимі віднімання, формується значення $f_h = (f_n - g)$. Віднімання в суматорах *SM*1… *SM_Q*2 відбувається в доповняльному коді, тому на його входи перенесення надходить рівень логічної «1».

Блок визначення модуля шумової складової БВМШС описує операцію визначення модуля f_d шумової складової f_h (рис. 3.5). БВМШС побудовано аналогічно до БВШС, але в БВМШС враховується знак f_h. Тому на виході суматорів *SM*, які працюють у режимі віднімання, формується значення $f_d = f_h = (f_n - g)$ (якщо $f_h \geq 0$) або значення $f_d = |f_h| = |f_n - g|$ (якщо $f_h < 0$). Знак f_h визначається рівнем сигналу на виході перенесення в суматорах *SM*.

Структурна схема блоку фільтрації модуля шумової складової БФМШС, який виконує згортання зображення f_d з ядром низькочастотного фільтра *w*, побудована аналогічно до структурної схеми БФПЗ (рис. 3.4).

Структурна схема блоку визначення ділянок інтересу БВROI (рис. 3.6) описує операцію обчислення матриці f_{ROI} на основі f_{dc} та з урахуванням порогу $T_h(\sigma_h)$. В операційному блоці множення *MUL*1 обчислюється поріг $T_h = C_T \times \sigma_h$. На виході інвертора *BI*1 формуються інверсні значення T_h, які надходять на другий інформаційний вхід суматорів *SM*, а на перший інформаційний вхід *SM* надходять значення f_{dc}. Структурна схема містить $M \times N$ комбінаційних суматорів *SM*. На виході суматорів *SM*, які працюють у режимі віднімання, формується значення f_{ROI}, яке рівне 0 (якщо $f_{dc} > T_h$) або 1 (якщо $f_{dc} \leq T_h$). Знак $(f_{dc} - T_h)$ визначається рівнем сигналу на виході перенесення в суматорах *SM*. Апаратна складність блоку складає $\approx 9 \times M \times N$ вентилів [199].

Структурна схема блоку визначення СКВ шумової складової БВСШС описує операцію обчислення значення СКВ σ_h шумової складової на основі f_h та з врахуванням зображення ділянки інтересу f_{ROI} (рис. 3.7).

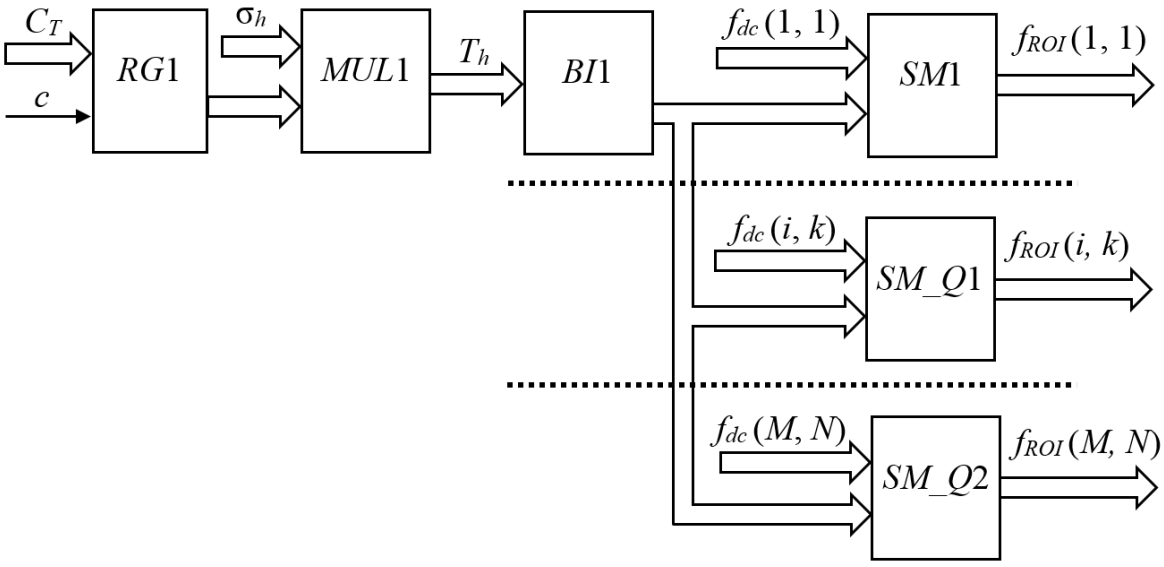


Рисунок 3.6 – Структурна схема блоку визначення ділянок інтересу БВROI (рис. 3.2); коефіцієнт $C_T = 0.995$; c – сигнал синхронізації

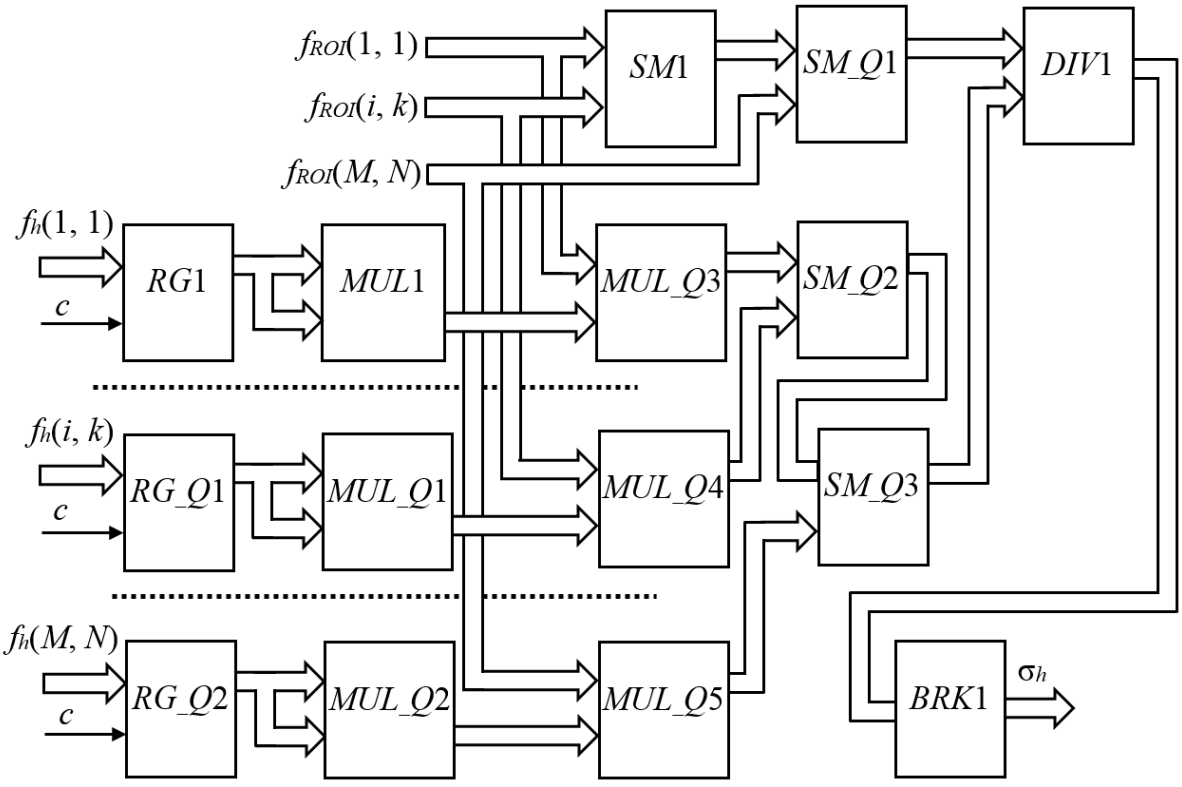


Рисунок 3.7 – Структурна схема блоку визначення СКВ шумової складової БВСШС (рис. 3.2); c – сигнал синхронізації

Значення елементів шумової складової f_h (зчитані з регістрів *RG*1-*RG_Q2*) підносяться до квадрату в блоках множення *MUL*1 – *MUL_Q*2, після чого

множаться на відповідне значення f_{ROI}. Додавання отриманих добутків виконується в комбінаційних суматорах *SM*, де на виході суматора *SM_Q*1 формується сума $\sum_{i=1}^{M}\sum_{k=1}^{N} f_{ROI}(i,k)$, а на виході *SM_Q*3 – $\sum_{i=1}^{M}\sum_{k=1}^{N} f_h^2(i,k)\cdot f_{ROI}(i,k)$.

У дільнику *DIV*1 виконується ділення виходу суматора *SM_Q*3 на вихід *SM_Q*1, а в блоці *BRK* розрахунку кореня квадратного обчислюється СКВ σ_h.

Апаратна реалізація основних блоків розробленої реконфігуровної КОЕС (рис. 3.2) виконана засобами FPGA Artix-7 (XC7A200T-1SBG484C) фірми Xilinx, яка розрахована на оброблення зображень (рис. 3.8) [201], [202].

На базі розробленої Simulink-моделі КОЕС (рис. 3.3) можлива генерація VHDL або Verilog коду для ПЛІС. Проте, апаратна реалізація блоків КОЕС виконана не на основі Simulink-моделей, а з шляхом модифікації існуючого відкритого проекту «Gauss-filter-FPGA-for-video-processing» [203] оброблення зображень для FPGA Artix-7 на мові Verilog, оскільки такий проект враховує особливості FPGA при обробленні відеопотоку.

Програмування FPGA виконано засобами САПР Vivado Design Suite 2019.2 [201] через конектор Micro USB (JTAG) (рис.3.8, рис.3.9). Засобами FPGA реалізовано блок фільтрації початкового зображення БФПЗ (рис. 3.2) з використанням проекту «Gauss-filter-FPGA-for-video-processing» [203]. Вхідний сигнал з USB-відеокамери подавався через конектор хоста USB, в вихідний сигнал (фільтровані зображення) виводився через конектор виходу HDMI на монітор. При реалізації БФПЗ засобами FPGA власне фільтрація виконується тільки в модулі фільтрації зображення (рис. 3.10), а інші модулі забезпечують складну взаємодію з портами, оперативною пам’яттю, периферійними пристроями та ін. [201].

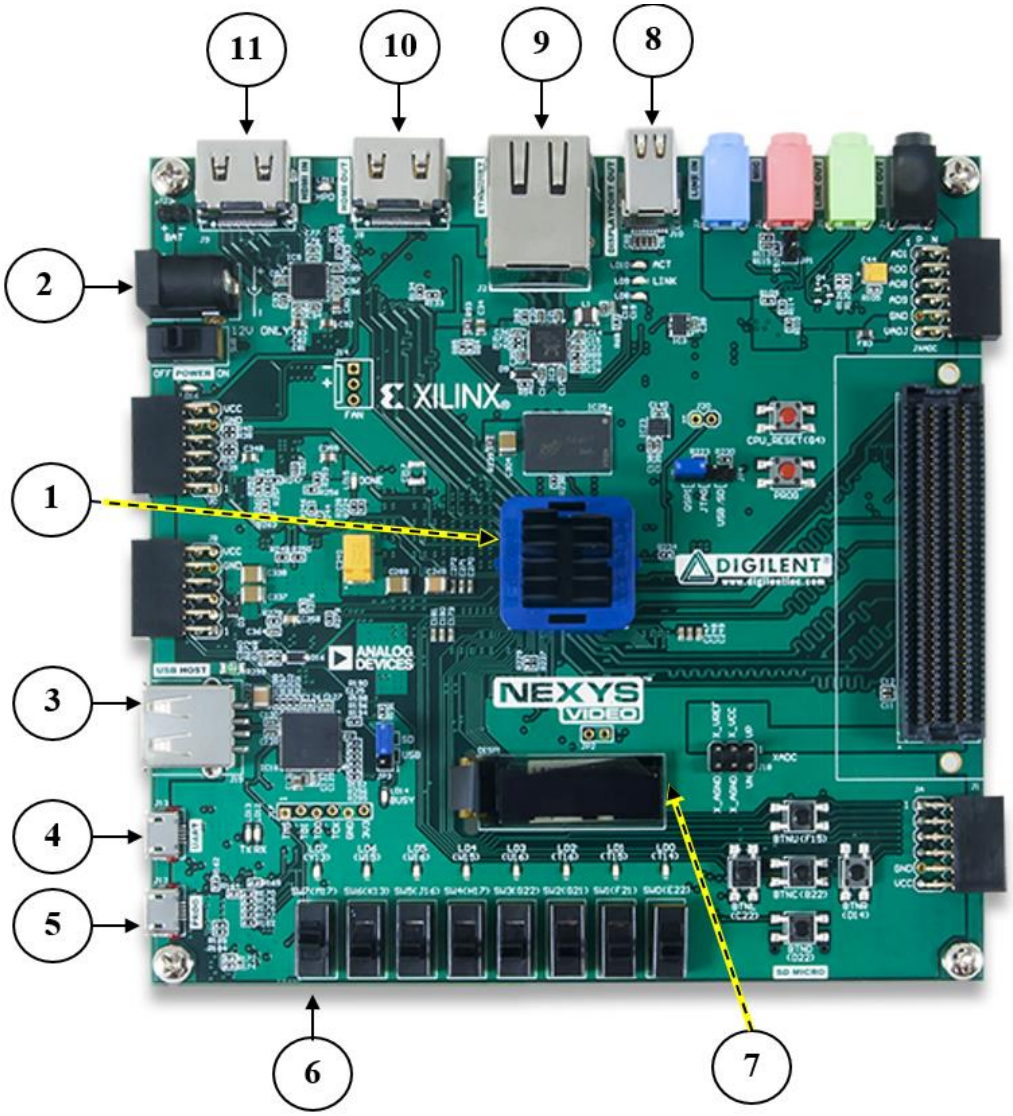


Рисунок 3.8 – Основні компоненти FPGA Artix-7 XC7A200T-1SBG484C фірми Xilinx [201]: 1 – FPGA, 2 – конектор живлення, 3 – конектор хоста USB, 4 – конектор Micro USB (UART), 5 – конектор Micro USB (JTAG), 6 – блок перемикачів, 7 – OLED дисплей, 8 – конектор вихідного порта дисплея, 9 – конектор Ethernet; 10, 11 – конектори виходу та входу HDMI

FPGA Artix-7 містить 33 650 логічних блоків (кожен з яких складається з чотирьох 6-входових таблиць перекодування LUT (look-up table), 8 тригерів та 3 програмованих мультиплексорів (MUX)) (рис. 3.12), 215 К логічних комірок, 740 блоків DSP (цифрових сигнальних процесорів). Для Artix-7 об’єм оперативної пам’яті (block RAM) складає близько 13 Мбіт, тактова частота – 450 MHz. Artix-7 також містить 3 USB-конектори. Такі параметри FPGA є

достатніми для реалізації блоків КОЕС оброблення зображень, які були запропоновані у даній роботі. Для тестування системи застосовується стандарт IEEE P1149 JTAG (Joint Test Automation Group) – послідовний інтерфейс «Об’єднаної робочої групи по автоматизації тестування». Конектор Micro USB UART (universal asynchronous receiver/transmitter – універсальний асинхронний приймач/передавач) підтримує емуляцію послідовної передачі даних. Інтерфейс HDMI (High Definition Multimedia Interface), призначений для високошвидкісної передачі цифрових відео та аудіо даних.

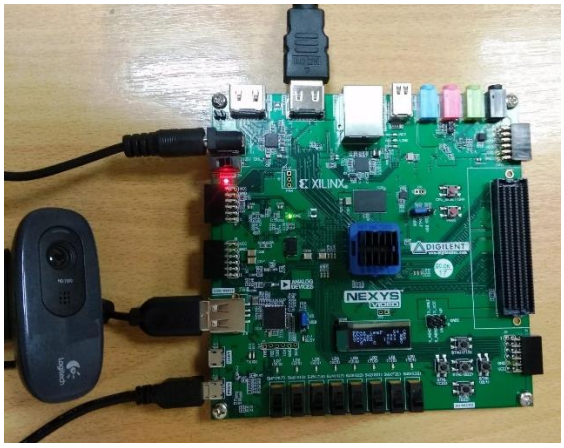


Рисунок 3.9 – FPGA Artix-7 XC7A200T-1SBG484C фірми Xilinx під час програмування

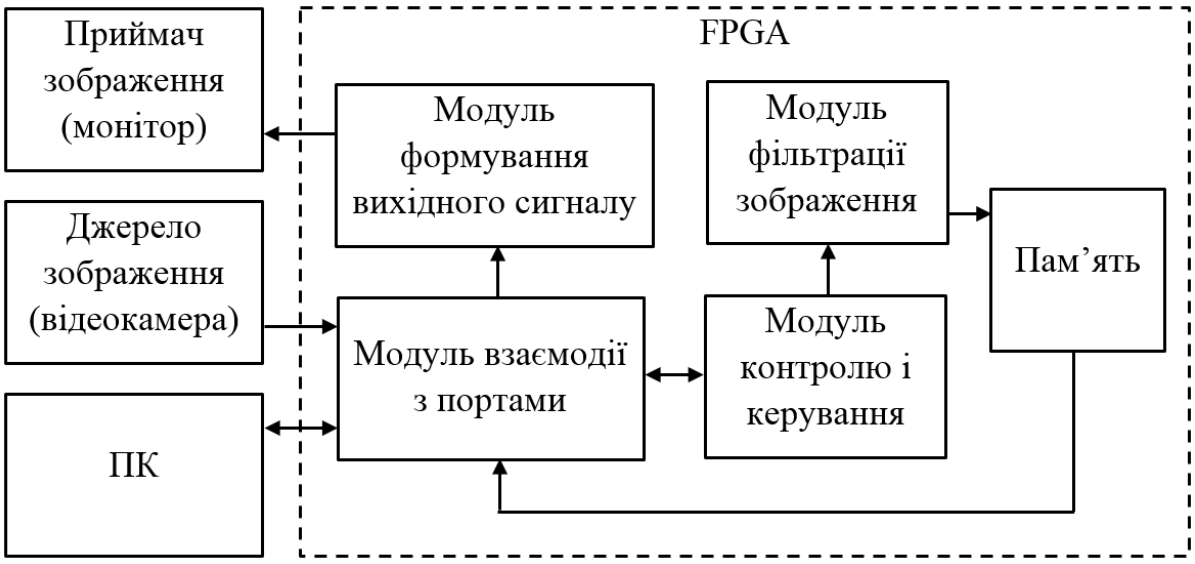
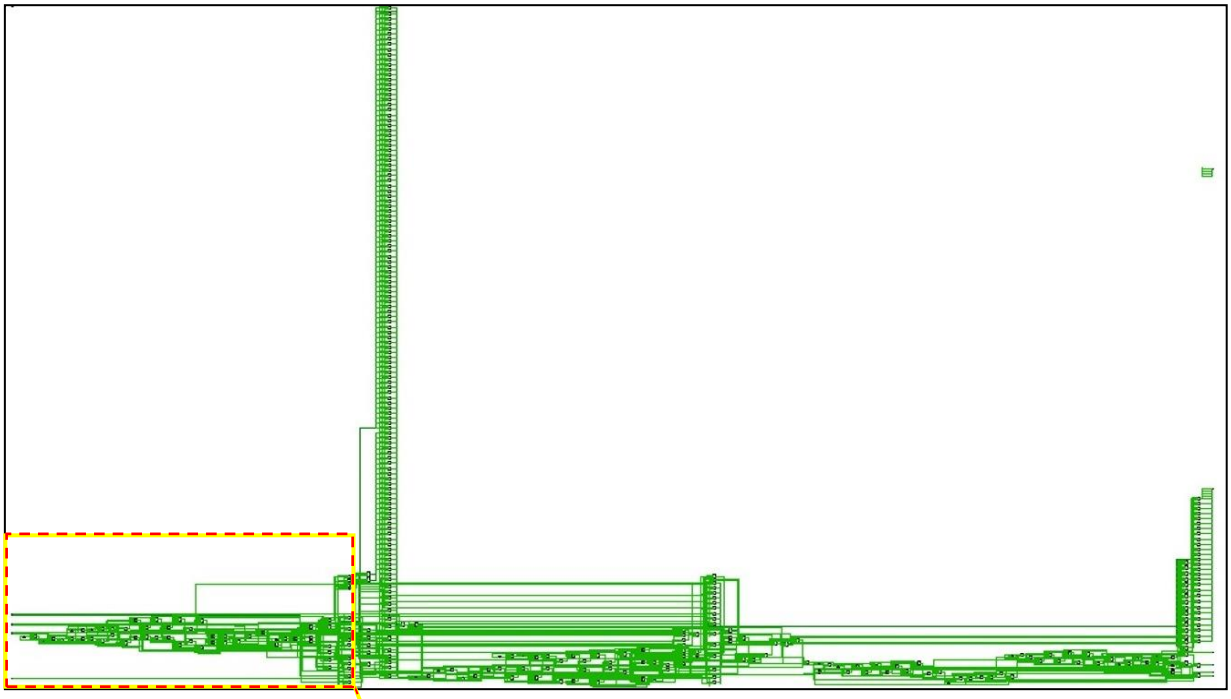
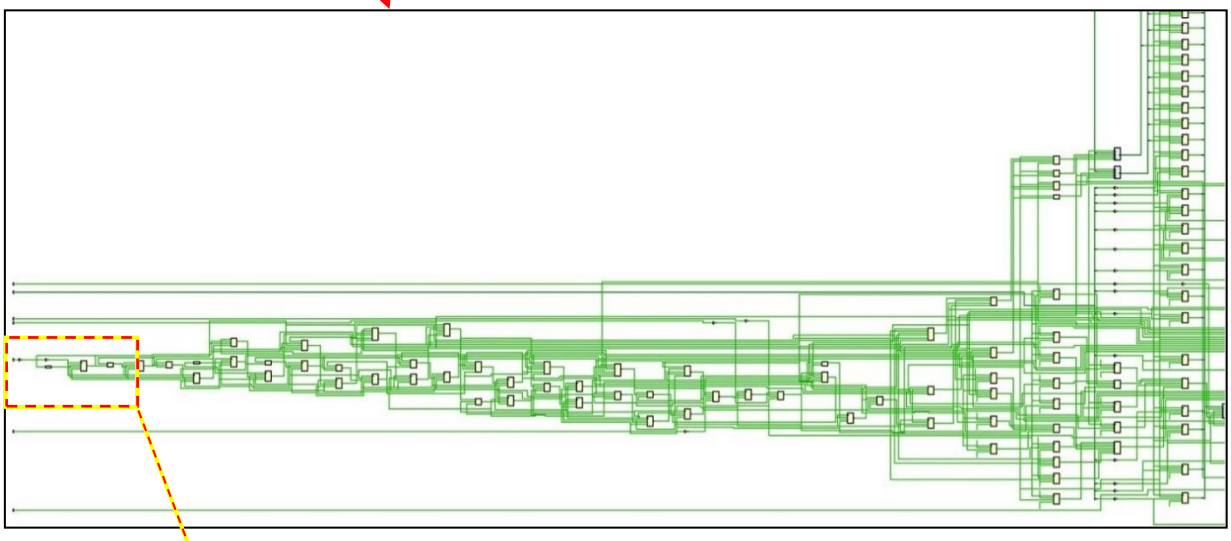


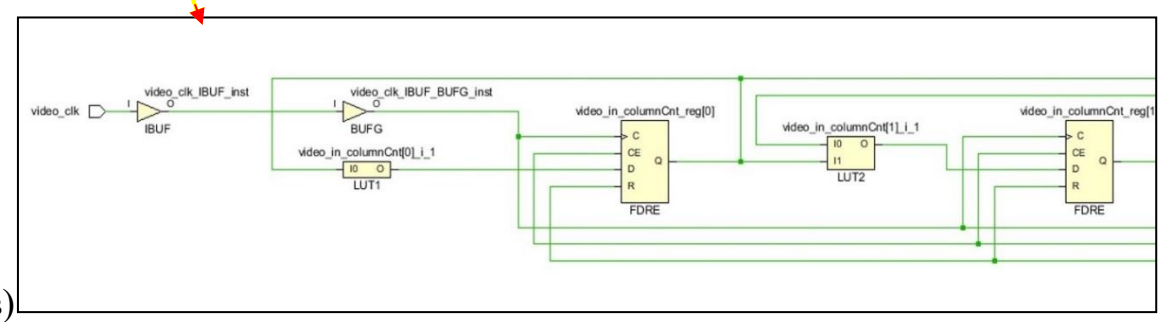
Рисунок 3.10 – Функціональна схема БФПЗ, запрограмованого в FPGA Artix-7 з використанням проекту «Gauss-filter-FPGA-for-video-processing»



а)



б)



в)

Рисунок 3.11 – Схема БФПЗ (рис. 3.3), запрограмованого в FPGA Artix-7 з використанням проекту «Gauss-filter-FPGA-for-video-processing» [203]: а) вся схема; б) в) її фрагменти; BUF – буферні регістри, FDRE – D-тригери

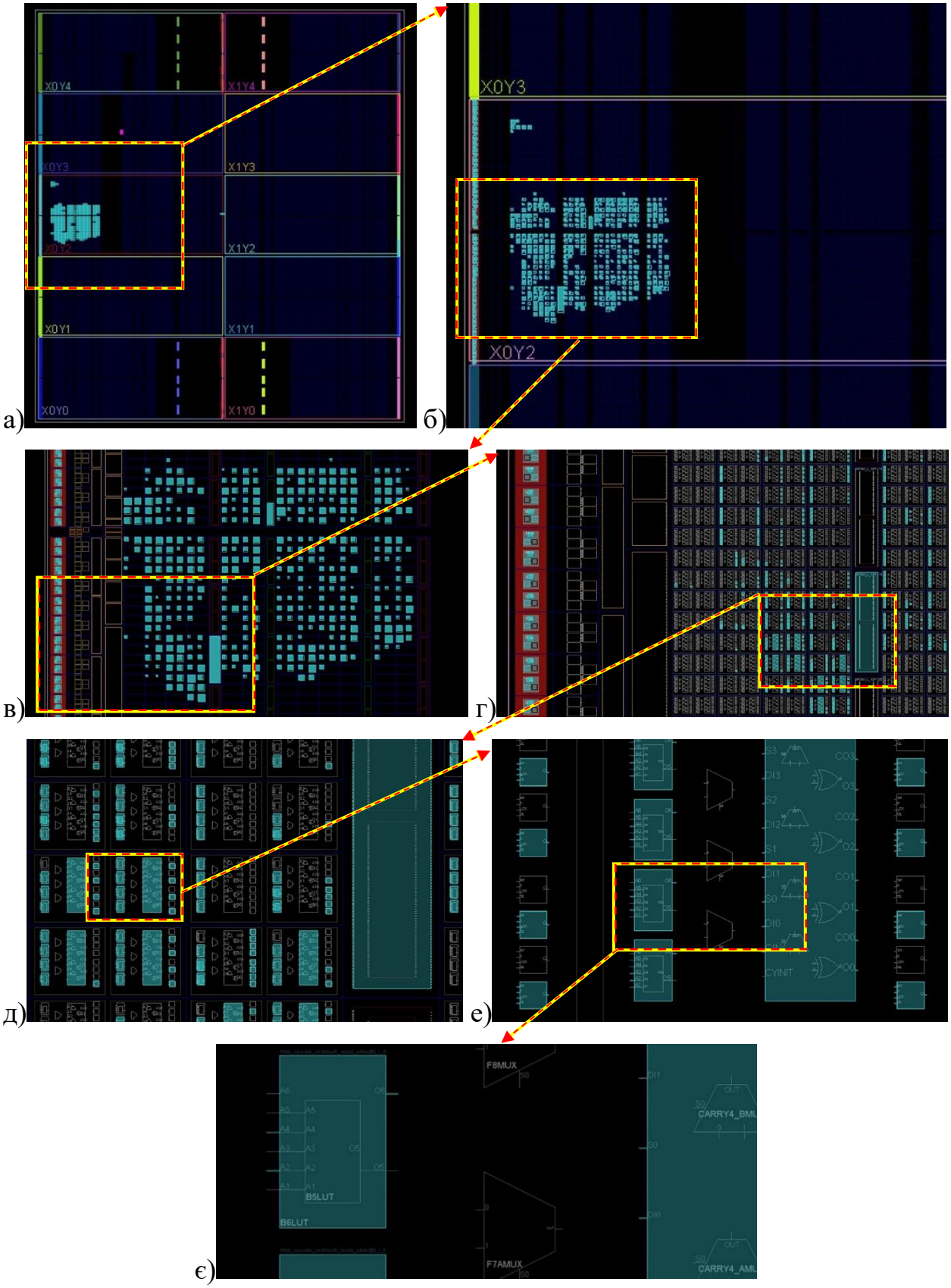


Рисунок 3.12 – Просторове розміщення елементів FPGA Artix-7 на кристалі для схеми (рис. 3.11): а) масштаб мінімальний; є) масштаб максимальний; на рис. б), в) г) д) е) масштаб збільшується від мінімального до максимального

Модифікація проекту «Gauss-filter-FPGA-for-video-processing» [203] в основному полягала в обчисленні параметрів ядра фільтра $w(\sigma_w)$ згідно із запропонованим алгоритмом [177-180]. Обчислене ядро фільтра (наприклад, при $\sigma_w = 1.75$) описувалося на мові Verilog, де як елементи w /GAUSS_KERNEL/ використано цілі 24-бітні числа, при цьому сума значень w нормувалася до 2^{24}:

GAUSS_KERNEL <= {

24'd50347, 24'd113894, 24'd185873, 24'd218838, 24'd185873, 24'd113894, 24'd50347,
24'd113894, 24'd257649, 24'd420479, 24'd495050, 24'd420479, 24'd257649, 24'd113894
24'd185873, 24'd420479, 24'd686214, 24'd807914, 24'd686214, 24'd420479, 24'd185873
24'd218838, 24'd495050, 24'd807914, 24'd951199, 24'd807914, 24'd495050, 24'd218838
24'd185873, 24'd420479, 24'd686214, 24'd807914, 24'd686214, 24'd420479, 24'd185873
24'd113894, 24'd257649, 24'd420479, 24'd495050, 24'd420479, 24'd257649, 24'd113894
24'd50347, 24'd113894, 24'd185873, 24'd218838, 24'd185873, 24'd113894, 24'd50347};

При реалізації БФПЗ засобами FPGA Artix-7 (рис. 3.11) – (рис. 3.12) використовується тільки частина ресурсів FPGA (рис. 3.12, а), де використані комірки виділені бірюзовим кольором (у ділянці X0Y2). Швидкодія запрограмованого FPGA дозволяє виконувати фільтрацію кадрів відеопотоку (розміром 320 × 256 пікселів) з частотою 24 кадри в секунду, що на порядок перевищує швидкодію оброблення зображень засобами Matlab. Реконфігурованість розробленої системи забезпечується шляхом зміни значень ядра фільтра w.

3.2. Метод та програмно-апаратні засоби для адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамери

З метою підвищення якості зображень, а також їх співвідношення сигнал/шум, розроблено метод для адаптивної зміни параметру «Яскравість» цифрової відеокамери [179]. На основі запропонованого методу розроблено програмно-апаратні засоби КОЕС. Розроблення апаратних засобів полягало в синтезі структури та Simulink-моделі КОЕС зміни параметрів відеокамери. Розроблення програмних засобів КОЕС полягало у створенні прикладної

програми в системі MATLAB, призначеної для високоточного автоматичного визначення рівня шуму на зображеннях та адаптивній зміні параметру «Яскравість» відеокамер на основі рівня шуму. Зміну параметрів відеокамер виконано для пристроїв з USB-інтерфейсом, але розроблені методи адаптивної зміни параметрів не обмежується тільки таким інтерфейсом.

Доступ до параметрів відеокамер забезпечується в основних сучасних системах розробки програм, наприклад, у системі MATLAB для цього застосовується пакет «Image Acquisition Tool». Засобами «Image Acquisition Tool» вибрано роздільну здатність відеокамери, встановлено значення параметрів «Яскравість» (Brightness – B_r), «Контраст» (Contrast – C_t), «Експозиція» (Exposure) та ін. У випадку застосування стандартних програмних засобів значення частини параметрів («Яскравість», «Контраст» та ін.) встановлюються в ручному режимі.

Важливим параметром відеокамери, який суттєво впливає на якість отриманих зображень, є «Яскравість». Значення параметру «Яскравість» вимірюються у відносних одиницях, а для різних моделей відеокамер значення такого параметру за замовчуванням є різними. Залежно від умов освітлення сцени для отримання високої якості зображень потрібно відповідно змінювати і значення параметру «Яскравість». Аналогічно потрібно налаштовувати параметр «Контраст» відеокамери.

Комп’ютер з під’єднаними відеокамерами утворює КОЕС, в якій регулювання процесів оброблення відеосигналу на апаратному рівні у відеокамерах виконується за допомогою керуючих сигналів з комп’ютера (рис. 4.1). Значення параметрів відеокамери за замовчуванням, у загальному випадку, не забезпечують максимальне співвідношення сигнал/шум для отриманих зображень, тому якість експериментальних зображень необхідно підвищувати шляхом зміни параметрів відеокамери. Адаптивну зміну параметру B_r «Яскравість» відеокамери виконано за допомогою прикладної програми та Simulink-моделі. Зв’язок між комп’ютером та відеокамерою здійснювався через USB-інтерфейс (USB 2.0), а операцію згортання зображень

з ядром фільтра реалізовано програмно та засобами ПЛІС (рис. 3.9)-(рис. 3.13). Цифрове значення параметру B_r (у відносних одиницях) встановлювалося для відеокамери через USB-інтерфейс у режимі керуючого передавання (конфігурування) [85], аналогічно значення параметру B_r зчитувалося з відеокамери. На основі значень параметру B_r «Яскравість» апаратно встановлювалася величина підсилення B_{rM} для відеосигналу згідно із структурною схемою ФМ (наприклад, КМОН-сенсора) [79, с.73-84] (рис. 1.5) та відеокамери [10, с.236-238] (рис. 1.6).

За допомогою параметру «Яскравість» відеокамери виконано регулювання підсилення для аналогового відеосигналу f_A та яскравості пікселів для отриманих зображень (рис. 3.13). Аналогічно за допомогою параметру «Контраст», який регулювався прикладною програмою, змінено контраст відеосигналу у відеокамері, а відповідно і контраст отриманих зображень. Таким чином, можлива зміна параметрів «Яскравість» і «Контраст» відеокамер на базі як КМОН-фотоприймачів, так і ПЗЗ. Кадри відеопотоку (цифрові зображення f_n) зчитувалися з фоточутливої матриці в режимі ізохронного передавання. Тому USB-інтерфейс використовувався як для конфігурування відеокамери (при встановленні значень її параметрів), так й для зчитування відеопотоку.

З урахуванням схеми КОЕС (рис. 3.13) розроблено метод та алгоритм (рис. 3.14) для адаптивної зміни параметру B_r «Яскравість» відеокамери. Згідно з алгоритмом для відеокамери встановлюється Q_B значень параметру B_r, які змінюються в допустимих межах від B_{rMin} до B_{rMax} із заданим кроком. Для кожного значення параметру B_r обчислюється критерій якості зображення, за максимумом якого визначається результуюче значення B_r (методом повного перебору).Обчислення критерію якості зображень виконується на основі значень рівня шуму σ_{NE} для зображень, отриманих з відеокамери. Обчислення рівня шуму виконується за допомогою алгоритмів, які використані у запропонованих методах LLROI (із застосуванням низькочастотної фільтрації при виділенні шумової складової) або HLROI (із застосуванням високочастотної фільтрації) [177-180].

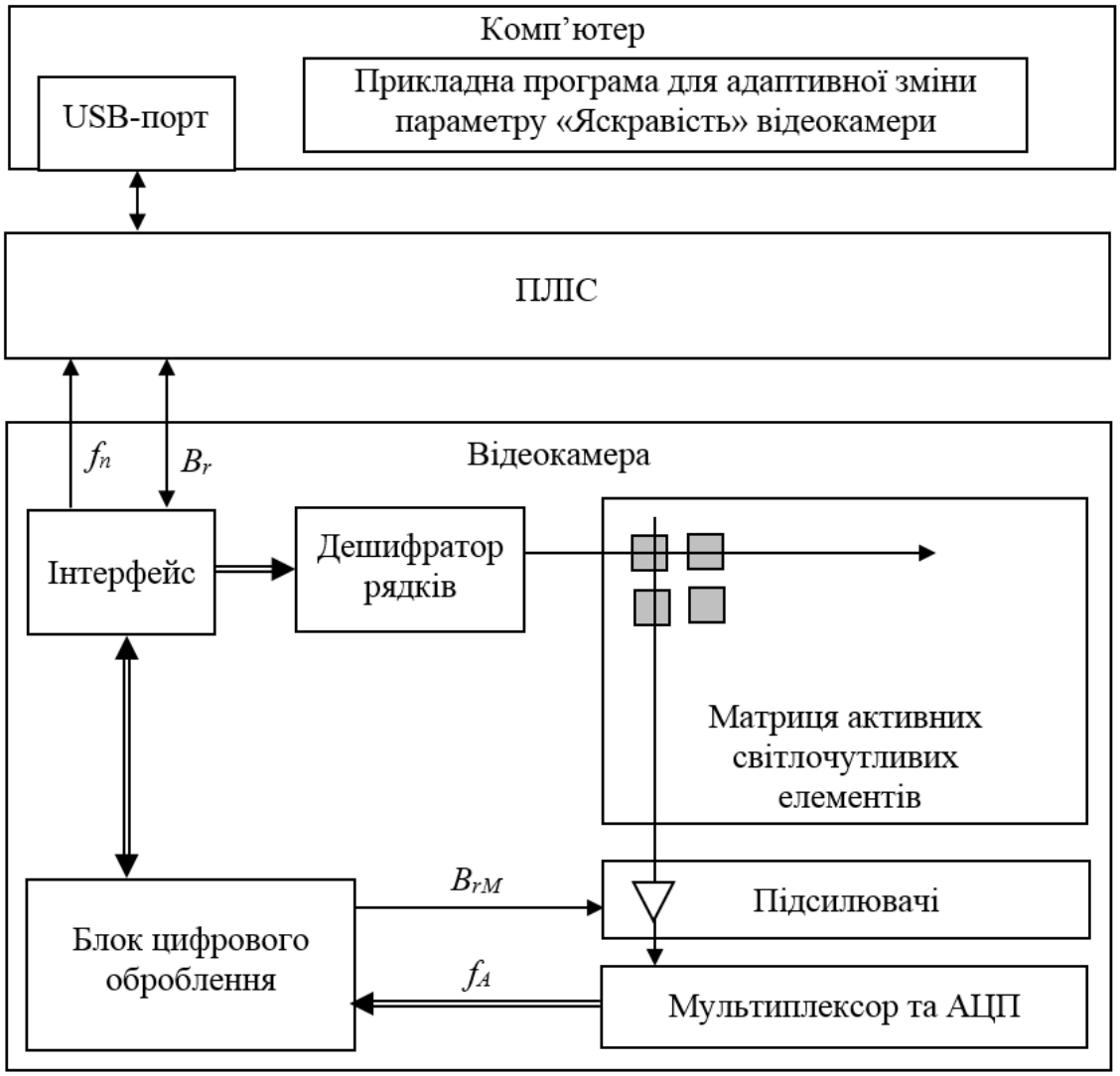


Рисунок 3.13 – Структурна схема комп'ютеризованої оптико-електронної системи, призначеної для адаптивної зміни параметру «Яскравість» цифрової відеокамери на базі КМОН-фотоприймача

На основі запропонованого алгоритму зміни параметру «Яскравість» відеокамери (рис. 3.14) в системі Matlab розроблено програму "VideoParameter18" [192], в якій керування параметрами відеокамери виконується за допомогою об'єкту oVidObj (origin Video Object)

oVidObj = videoinput(adaptorName, deviceID, vidFormat),

де adaptorName – назва відеоадаптера (наприклад, 'winvideo');

deviceID – номер пристрою (наприклад, 1);

vidFormat – формат відео (наприклад, 'YUY2_320x240'), за допомогою кого вибирається роздільна здатність зчитаних зображень.

Адаптивна зміна параметру B_r «Яскравість» передбачає, що інші параметри

відеокамери (контраст «Contrast», експозиція «Exposure», насиченість «Saturation» та ін.) залишаються незмінними. У процесі зміни параметру «Яскравість» керуюча програма отримує за допомогою відеокамери серію зображень f_n одного об'єкта при однакових умовах освітлення, але при різних значеннях параметру B_r (рис. 3.13). Згідно із запропонованим алгоритмом (рис. 3.14) у циклі за номером n_b встановлюються значення параметру B_r «Яскравість» відеокамери у вибраному діапазоні.

Рисунок 3.14 – Схема алгоритму адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамери

Для кожного значення яскравості B_r визначено експериментальний рівень шуму σ_{NE} на зображенні, а також співвідношення сигнал шум (ВСШ)

$$S_{NR} = \frac{\sigma_S^2}{\sigma_{NE}^2} = \frac{\sigma_{S0}^2 - \sigma_{NE}^2}{\sigma_{NE}^2}, \qquad (3.2)$$

де σ_S – СКВ корисного сигналу;

σ_{NE} – СКВ шуму; σ_{S0} – СКВ початкового зображення f_n.

На експериментальних зображеннях, отриманих за допомогою відеокамери, при високих рівнях параметра «Яскравість» спостерігається насичення зображення, що негативно впливає на візуальну якість зображень. Дослідження експериментальних зображень показали, що як об'єктивний критерій K_V якості зображення доцільно використати параметр R_A [179], який враховує насичення зображення й обчислюється за емпіричною формулою

$$R_A = \sqrt{S_{NR}} \cdot A_{ST}, \qquad (3.3)$$

де A_{ST} – відносна кількість пікселів, для яких яскравість z знаходиться в діапазоні $[0, T_{hA}]$; поріг $T_{hA} = 0.95$ (для нормованої до 1 яскравості).

Використаний параметр R_A (3.3) дозволив врахувати ефект насичення тільки для світлих ділянок зображення, проте на експериментальних зображеннях відбувається відсікання (кліпірування, від англ. clipping) – вихід значень яскравості за межі допустимого діапазону $[z_{LMin}, z_{LMax}]$; при цьому для зображень, яскравість яких змінюється від 0 до 255, допустимим діапазоном вважаються значення від 30 до 225 [204]. Тому для зменшення ефекту кліпірування як критерій K_V якості зображення запропоновано використати параметр R_L, який обчислюється на основі (3.2) з врахуванням тих пікселів, яскравість яких знаходиться в межах діапазону $[z_{LMin}, z_{LMax}]$, за формулою

$$R_L = \sqrt{\frac{\sigma_{S0}^2(z_{LMin}, z_{LMax}) - \sigma_{NE}^2}{\sigma_{NE}^2}} = \frac{\sigma_{SL}}{\sigma_{NE}}, \qquad (3.4)$$

де σ_{NE} – СКВ шуму;

$\sigma_{S0}(z_{LMin}, z_{LMax})$ – СКВ початкового зображення f_n з врахуванням тільки тих пікселів, яскравість z яких знаходиться в допустиму діапазоні $[z_{LMin}, z_{LMax}]$;

σ_{SL} – СКВ корисного сигналу для пікселів з яскравістю $z_{LMin} \le z \le z_{LMax}$.

Результуюче значення параметру «Яскравість» відеокамери визначено за максимальним значенням критерію K_V якості зображення, де як критерій K_V

використано параметр R_A (3.3) або R_L (3.4).

На основі розробленого алгоритму (рис. 3.14), а також з врахуванням будови та принципів роботи цифрових відеокамер, синтезовано структуру підсистеми адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамери в КОЕС, яка використовується у комплексі з підсистемою визначення рівня гаусового шуму σ_{NE} (рис. 3.15). Джерелом початкового відеосигналу f_M в КОЕС є ФМ (КМОН або ПЗЗ), а зміна параметру «Яскравість» виконується в блоках підсистеми (рис. 3.13). Аналогове оброблення відеосигналу f_A (зокрема, зміна його яскравості та контрасту) виконується у блоці аналогового оброблення (БАО) відеокамери. Перетворення в цифрову форму та додаткове оброблення відеосигналу виконується у блоці цифрового оброблення (БЦО) відеокамери, на виході якого отримується цифрове зображення f_n.

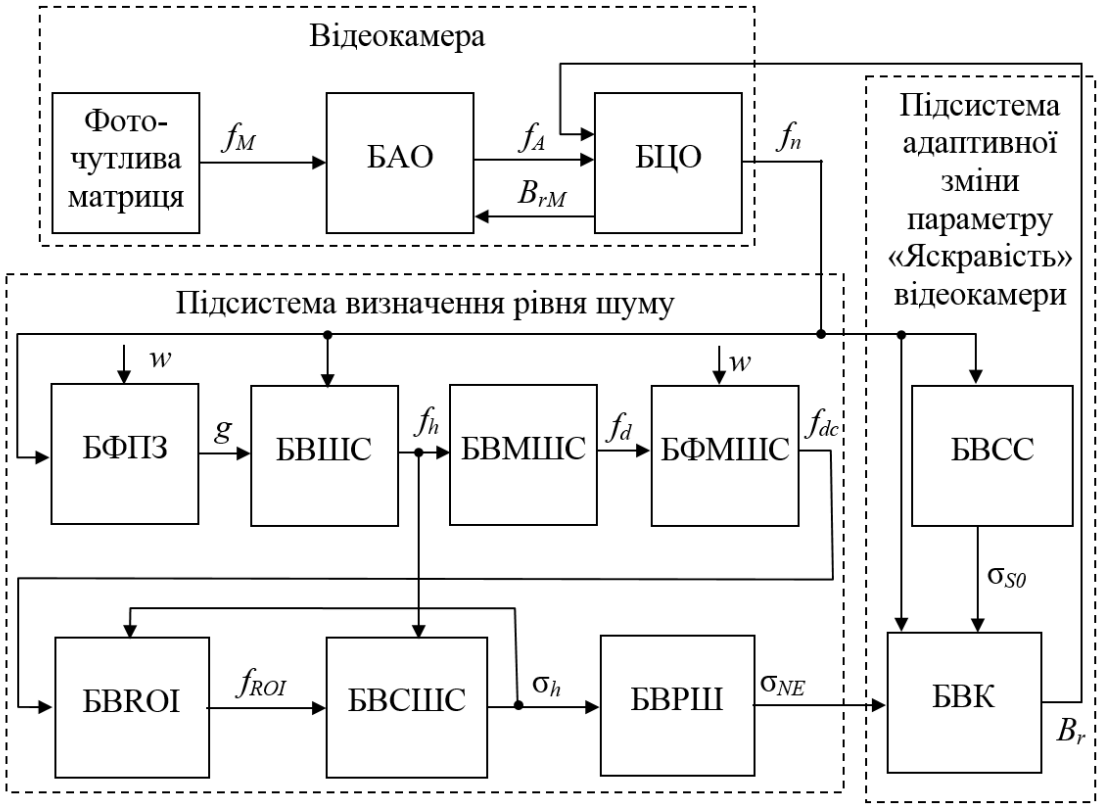


Рисунок 3.15 – Структура підсистем визначення рівня шуму та адаптивної зміни параметру B_r «Яскравість» відеокамери в КС: f_M – відеосигнал на виході фоточутливої матриці, f_A – аналоговий відеосигнал на виході БАО

Для кожного значення параметру B_r «Яскравість» відеокамери отримується зображення f_n, обчислюються його рівень шуму σ_{NE} і СКВ сигналу

σ_S, а також критерій якості зображення K_V. Тобто зміною параметру B_r «Яскравість» реалізується зворотний зв'язок між КОЕС і відеокамерою. Результуюче значення параметру «Яскравість» визначається за максимальним значенням критерію K_V, який обчислюється за формулами (3.3) або (3.4).

Обчислення СКВ σ_{NE} шуму виконується у блоках БФПЗ, БВШС, БВМШС, БФМШС, БВROI, БВСШС та БВРШ підсистеми визначення рівня шуму. У блоці визначення СКВ сигналу БВСС обчислюється СКВ σ_{S0} початкового зображення f_n (рис. 3.16), а у блоці визначення критерію якості БВК отримується критерій якості зображення K_V і формується значення параметру B_r «Яскравість» відеокамери (рис. 3.17).

Структурна схема блоку БВСС описує операцію обчислення СКВ σ_{S0} на основі початкового зображення f_n (рис. 3.16). За допомогою комбінаційних суматорів *SM*1-*SM_Q*1 обчислюється сума $\sum_{i=1}^{M}\sum_{k=1}^{N} f_n(i,k)$ яскравостей зображення f_n, яка в операційному блоці ділення *DIV*1 ділиться на кількість пікселів $Q_{MN} = M \times N$ (зчитаних з регістру *RG*1), у результаті чого обчислюється середня яскравість зображення z_C. Отримане значення z_C інвертується в блоці інвертора *BI*1 і віднімається від яскравостей f_n в комбінаційних суматорах *SM_Q*2- *SM_Q*4. Обчислені значення $(f_n(i, k) - z_C)$ підносяться до квадрату в блоках множення *MUL*1 – *MUL_Q*2, а їх сума $\sum_{i=1}^{M}\sum_{k=1}^{N}(f_n(i,k) - z_c)^2$ обчислюється за допомогою комбінаційних суматорів *SM_Q*5-*SM_Q*6. Шляхом ділення отриманої суми на кількість пікселів $Q_{MN} = M \times N$ у блоці ділення *DIV*2 та обчислення кореня у блоці розрахунку кореня квадратного *BRK*1 визначається СКВ сигналу σ_{S0}. Згідно зі структурною схемою БВСС потрібно $(M \times N)$ блоків множення, $(3 \times M \times N - 2)$ суматорів, два блоки ділення, один блок інвертора, один блок регістру й один блок розрахунку кореня, тобто всього $(4 \times M \times N + 3)$ блоків. Апаратні витрати на реалізацію блоку складають $\approx 50 \times M \times N$ вентилів [199].

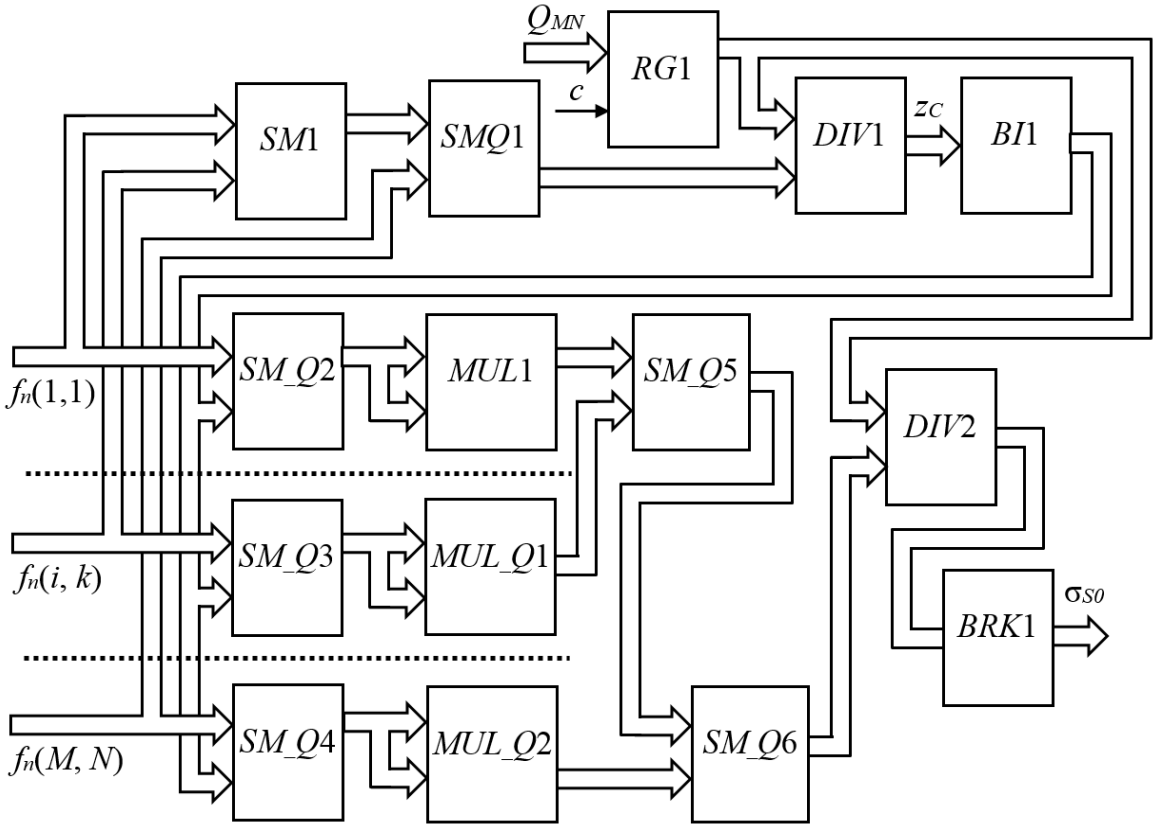


Рисунок 3.16 – Структурна схема блоку визначення СКВ сигналу БВСС (рис. 3.15); *c* – сигнал синхронізації

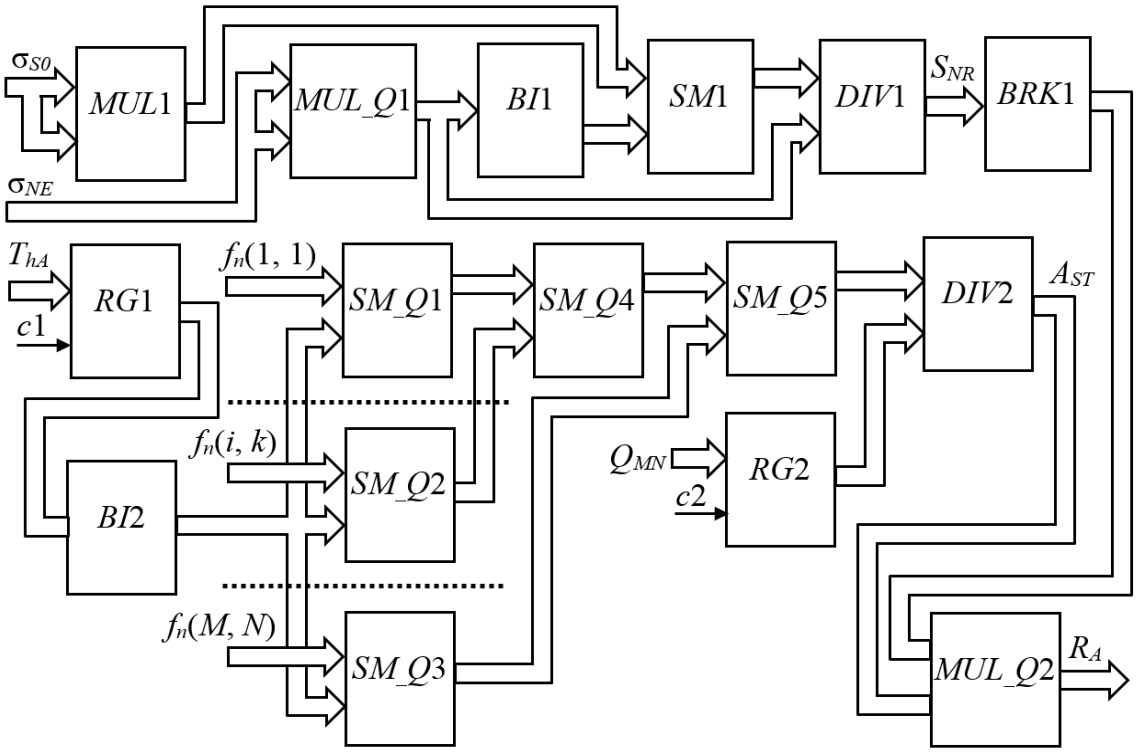


Рисунок 3.17 – Структурна схема визначення критерію якості зображення R_A у блоці БВК (рис. 3.15); *c*1, *c*2 – сигнали синхронізації

На основі структури КОЕС (рис. 3.15) розроблено її Simulink-модель (рис. 3.18). У розробленій моделі початкове зображення зчитується в блоці «fn0», операції згортання реалізують блоки «2-D Conv», а операцію обчислення СКВ зображення – блоки «2D Standard Deviation». Початкове зображення fn0 зчитується з графічного файлу. Перед зчитуванням зображення у блоці «KV» встановлюється параметр B_r «Яскравість» відеокамери. Послідовність оброблення зображень у запропонованій моделі така.

Яскравість початкового зображення fn0 нормалізується в межах від 0 до 1 у блоці «fn_Norm» (з кодом MATLAB). Ядро фільтру w обчислюється в блоці «w» (з кодом MATLAB) на основі СКВ фільтра «Sigma_w». Згортання початкового зображення f_n з ядром фільтра w, у результаті чого отримується фільтроване зображення g, виконується в боці «2-D Conv_g». Зображення шумової складової f_h обчислюється в блоці «Substract_fh» (аналог БВШС) як різниця g та f_n. Модуль шумової складової f_d обчислюється в блоці «Abs_fd» (аналог БВМШС). Згортання зображення f_d виконується в блоці «2-D Conv_fdc» (аналог БФМШС).

Початкове СКВ Sigma_h шумової складової f_h обчислюється в блоці «2-D Standard Deviation_sh» (аналог БВСШС). У блоці «Th» з врахуванням Sigma_h обчислюється поріг T_h ділянки інтересу ROI, на основі якого та зображення f_{dc} у блоці «bROI» обчислюються значення ROI. У блоці «2-D Standard Deviation_shROI» (аналог БВСШС) обчислюється СКВ shROI шумової складової f_h з врахуванням ділянки ROI. СКВ shROI ітеративно уточнюється за допомогою блоку «Th», в якому вихід sh0 означає СКВ shROI для попередньої ітерації.

Для встановлення початкових значень сигналів shROI (-1) та sh2(1) використано блоки пам’яті «Memory_shROI» та «Memory_sh0» відповідно. Ітераційний процес у блоці «Th» завершується, якщо різниця між значеннями shROI (новим) та sh2 (попереднім) стає меншим за поріг (0.0004). Рівень шуму sNE /σ_{NE}/ обчислюється в блоці «sNE» (аналог БВРШ), СКВ ss0 зображення f_n обчислюється в блоці «2-D StDev_ss0» (аналог БВСС), площа A_{ST} (3.3) обчислюється в блоці «AST»; на основі вище-описаних сигналів у блоці «KV» (аналог БВК) обчислюється критерій якості K_V.

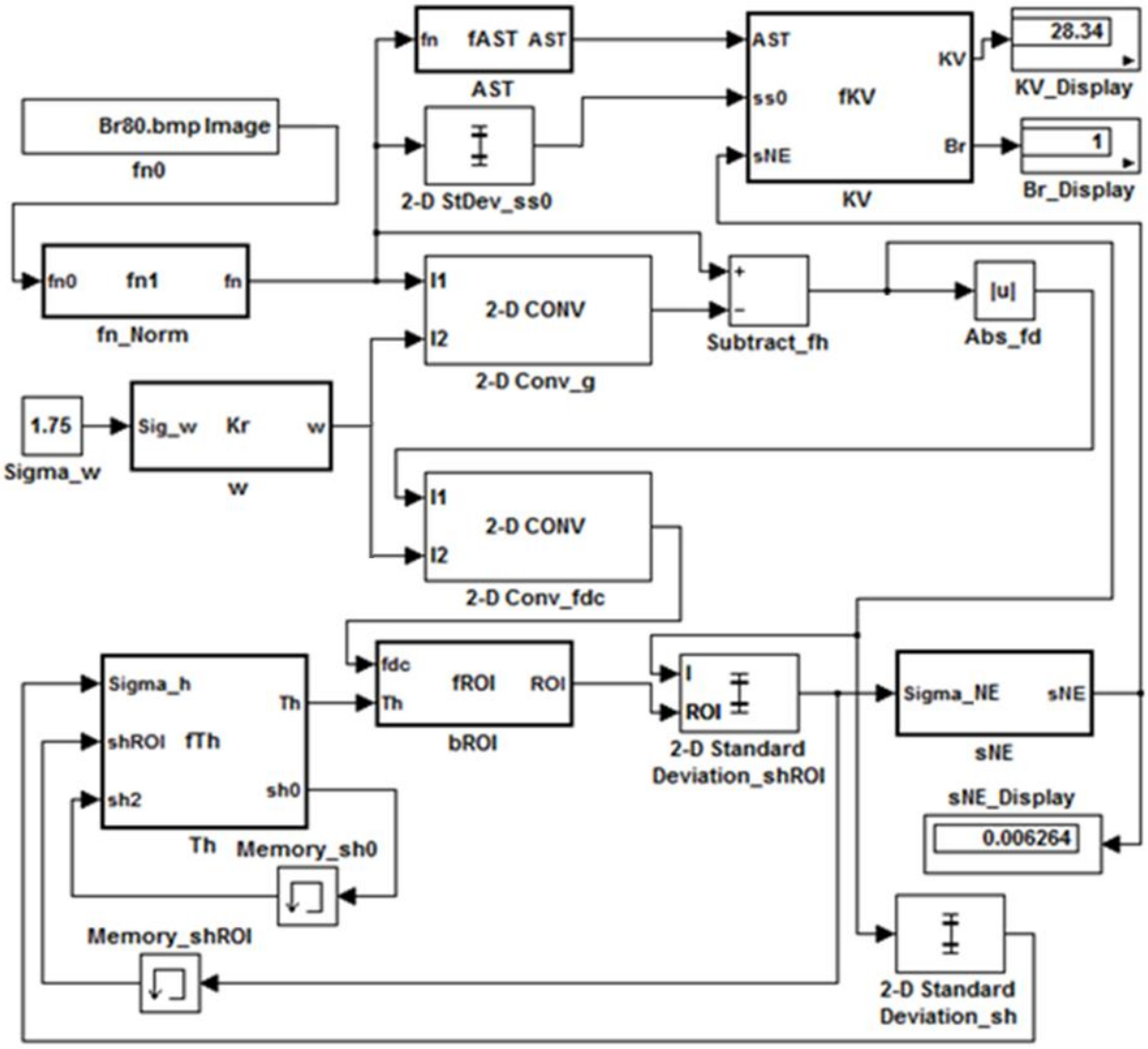


Рисунок 3.18 – Simulink-модель підсистеми адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамери

Результати моделювання (зокрема, рівень шуму σ_{NE}, критерій якості зображення K_V), отримані за допомогою розробленої Simulink-моделі (рис. 3.18), узгоджуються з результатами роботи програми "VideoParameter18".

Виконано експериментальні дослідження розроблених засобів адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамери, а саме програми "VideoParameter18" та Simulink-моделі КОЕС (рис. 3.18). З цією метою отримано серію зображень за допомогою відеокамери «A4Tech PK-835MJ» з КМОН-матрицею для низької освітленості об’єкту. Значення параметру «Яскравість» (B_r) у відносних одиницях для даної моделі камери змінювалися в діапазоні від -10 до 15 (рис. 3.19).

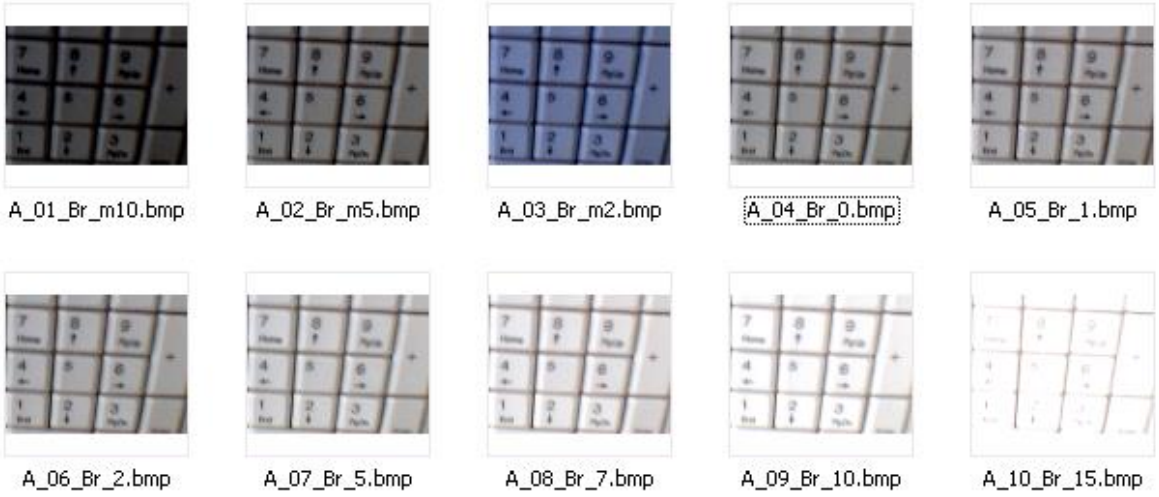


Рисунок 3.19 – Серія зображень (розміром 320 × 240 пікселів), отриманих відеокамерою «A4Tech PK-835MJ»; значення параметру «Контраст» рівне 17

Для кожного зображення f_n серії (рис. 3.19) обчислено експериментальний рівень шуму σ_{NE}, критерії якості зображень R_A (3.3) та R_L (3.4) (табл. 3.1), а також гістограми зображень. У результаті отримано, що результуюче значення параметру «Яскравість» згідно з критерієм R_L та з критерієм R_A дорівнює 5 (табл. 3.1, рис. 4.20). Згідно з суб'єктивним критерієм візуальної якості зображення [205]-[207], отриманим за порівняльною оцінкою якості (за рішенням 5-ти експертів), оптимальне значення параметру «Яскравість» дорівнює 5, що підтверджує коректність критеріїв R_A та R_L.

Запропоновані критерії R_A та R_L використовуються, якщо умови для яскравості z зображення у формулах (3.4) та (3.4) відповідно виконуються для більш ніж 25% пікселів зображення. В іншому випадку значення критерію приймається рівним 0, а відповідне значення параметру «Яскравість» (B_r) згідно із використаним критерієм вважається недопустимим.

Показано, що збільшення значення параметру B_r «Яскравість» призводить до збільшення середньої яскравості зображення, але практично не змінює діапазон значень відеосигналу. З цієї причини СКВ корисного сигналу σ_S та СКВ шуму σ_{NE} для більшості значень B_r ($-5 \le B_r \le 7$) є практично постійними (табл. 3.1). Проте, для низьких та високих значень B_r спостерігаються ефекти відсікання яскравостей пікселів зображення, які виходять за допустимий

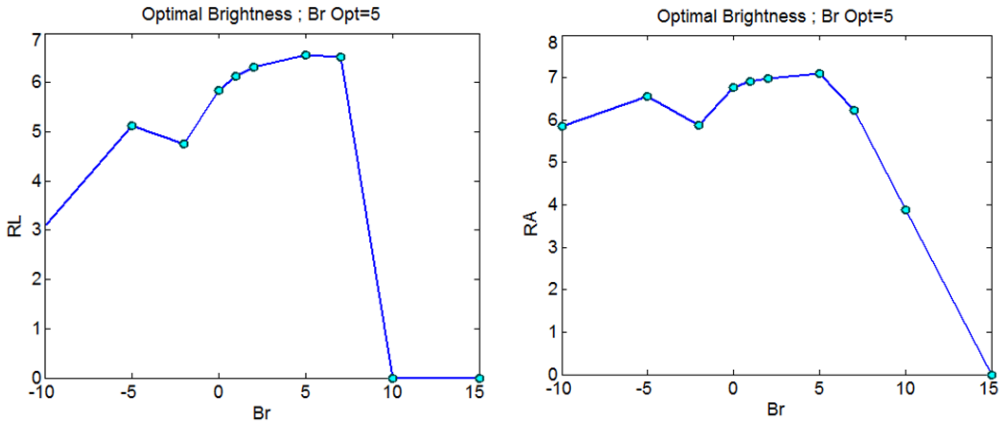
діапазон [0…1], що призводить до зменшення σ_S та σ_{NE}.

Середній час адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамери при обробленні на комп'ютері з процесором AMD A4-6300 Processor, 3.70 ГГц серії з 10-ти зображень розміром 320 × 240 пікселів (рис. 3.19) складає ≈12 с, що на порядок менше у порівнянні з налаштуванням у ручному режимі.

Таблиця 3.1 – Параметри серії зображень, отримані за допомогою веб-камери «A4Tech PK-835MJ» (рис. 3.19); значення параметру «Яскравість» (B_r) за замовчуванням дорівнює 1; результуючі значення параметру «Яскравість» дорівнюють 5 (R_L, R_A); n_b – номер значення параметру B_r

n_b	B_r	σ_{NE}, 10^{-2}	σ_S	σ_{SL}	R_L	A_{ST}	R_A
1	-10	1.80	0.1049	0.0559	3.1146	1.0000	5.8410
2	-5	1.99	0.1306	0.1019	5.1144	1.0000	6.5548
3	-2	2.15	0.1265	0.1021	4.7419	1.0000	5.8709
4	0	1.99	0.1346	0.1161	5.8463	1.0000	6.7789
5	1	1.99	0.1378	0.1222	6.1322	0.9994	6.9117
6	2	1.98	0.1385	0.1250	6.3136	0.9990	6.9891
7	5	1.97	0.1404	0.1293	**6.5659**	0.9955	**7.0989**
8	7	1.91	0.1289	0.1243	6.5079	0.9155	6.2283
9	10	1.69	0.1307	0	0	0.5027	3.8922
10	15	0.01	0.0720	0	0	0	0

Адаптивну зміну параметру B_r «Яскравість» відеокамери «Toshiba Satellite Pro» на основі критеріїв візуальної якості зображення R_A та R_L виконано при обробленні серії зображень одного об'єкта, отриманих при однакових умовах освітлення (рис. 3.21). Значення параметру B_r у відносних одиницях для даної моделі камери змінювалися від 0 до 100. Для кожного зображення f_n серії обчислено експериментальний рівень шуму σ_{NE}, критерії візуальної якості R_A (3.4) та R_L (3.4) (табл. 3.2), а також гістограми зображень.



а) б)

Рисунок 3.20 – Значення параметрів R_L (а) та R_A (б), обчислені при різних значеннях параметру «Яскравість» (B_r) відеокамери (табл. 3.1)

У результаті отримано, що результуюче значення параметру B_r згідно з критерієм R_L дорівнює 100, а згідно з критерієм R_A дорівнює 50 (табл. 3.2, рис. 3.22). Згідно з суб'єктивним критерієм візуальної якості зображення, отриманим за порівняльною оцінкою якості, оптимальне значення параметру «Яскравість» близьке до 80, що узгоджується з середнім значенням результатів критерію R_L і R_A (табл. 3.2). Для результуючого значення параметру «Яскравість» $B_r = 80$ спостерігається насичення зображення. Однак таке насичення відбувається для ділянок фону зображення, а не об'єкта, тому візуальна якість зображення об'єкта не зменшується. Отримані за допомогою програми "VideoParameter18" параметри зображення (табл. 3.2, $B_r = 80$) узгоджуються з результатами моделювання на основі Simulink-моделі КОЕС.

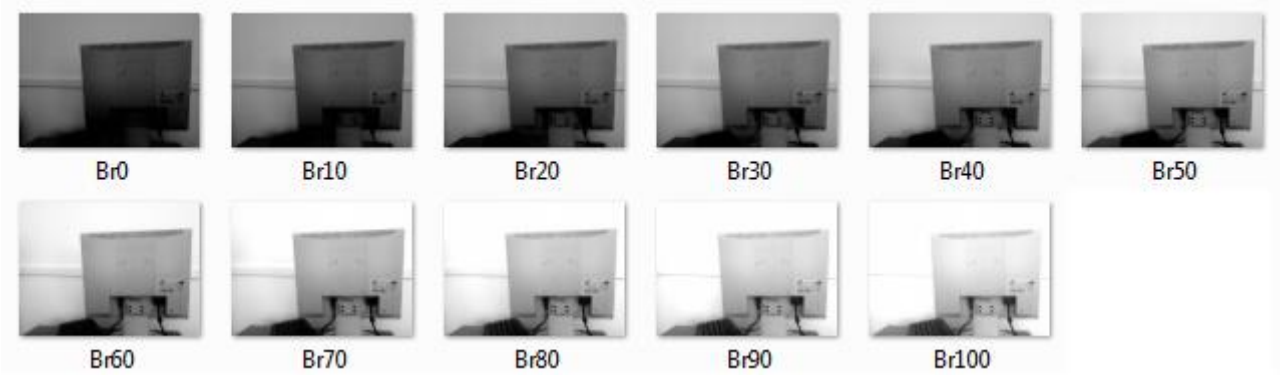
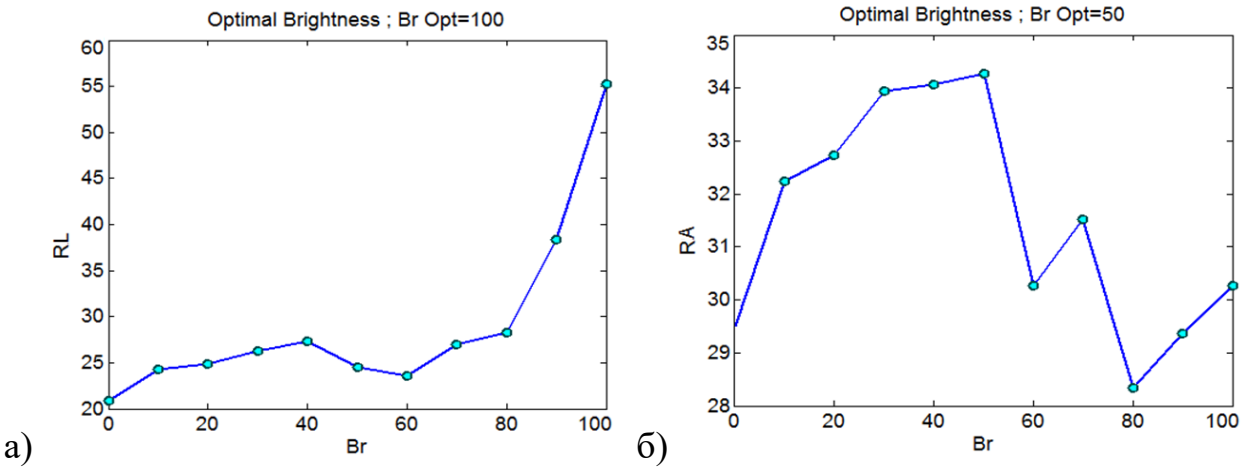


Рисунок 3.21 – Серія зображень (розміром 320 × 240 пікселів), отриманих відеокамерою «Toshiba Satellite Pro»; значення параметру «Контраст» рівне 50

Таблиця 3.2 – Параметри серії зображень, отримані за допомогою відеокамери «Toshiba Satellite Pro» (рис. 3.21); значення параметру «Яскравість» (B_r) за замовчуванням дорівнює 50; результуючі значення параметру «Яскравість» дорівнюють 100 (R_L) та 50 (R_A); n_b – номер значення B_r

n_b	B_r	σ_{NE}, 10^{-2}	σ_S	σ_{SL}	R_L	A_{ST}	R_A
1	0	0.68	0.2005	0.1417	20.8577	1.0000	29.5096
2	10	0.68	0.2177	0.1638	24.2419	1.0000	32.2296
3	20	0.71	0.2327	0.1765	24.8307	1.0000	32.7327
4	30	0.72	0.2454	0.1897	26.2333	1.0000	33.9397
5	40	0.75	0.2547	0.2044	27.3319	1.0000	34.0713
6	50	0.77	0.2638	0.1892	24.5705	1.0000	**34.2653**
7	60	0.76	0.2720	0.1794	23.5941	0.8461	30.2666
8	70	0.66	0.2698	0.1767	26.9448	0.7659	31.5157
9	80	0.63	0.2585	0.1783	28.2535	0.6916	28.3312
10	90	0.49	0.2420	0.1895	38.3607	0.5991	29.3558
11	100	0.38	0.2220	0.2086	**55.2988**	0.5143	30.2623



а) б)

Рисунок 3.22 – Значення критеріїв якості зображень R_L (а) та R_A (б) у залежності від значень параметру «Яскравість» (B_r) відеокамери (табл. 3.2)

Аналогічно за допомогою розробленого методу проведено зміну

параметру «Яскравість» відеокамери «Logitech C270» для зображень об’єкта, отриманих при однакових умовах освітлення (рис. 3.23). Значення параметру «Яскравість» (B_r) у відносних одиницях для даної моделі камери змінювалися в діапазоні від 0 до 250. Для кожного зображення f_n серії (рис. 3.23) обчислено експериментальний рівень шуму σ_{NE}, критерії якості зображення R_A (3.3) та R_L (3.4) (табл. 3.3, рис. 3.24), а також їх гістограми. У результаті отримано, що результуюче значення параметру B_r згідно з критерієм R_L дорівнює 140, а згідно з критерієм R_A дорівнює 100 (табл. 3.3).

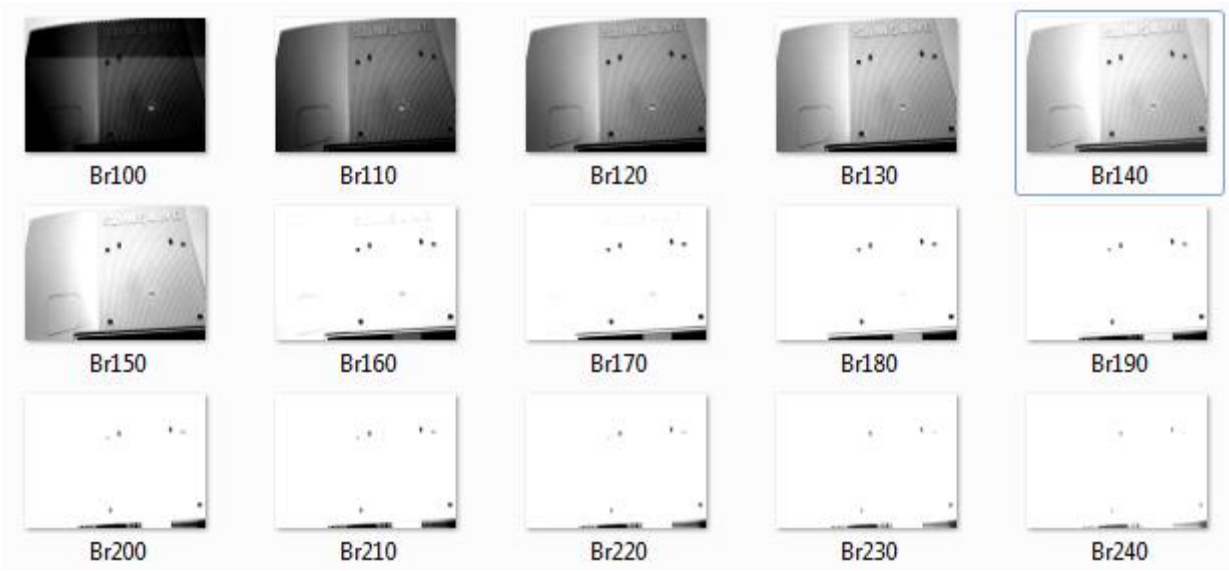
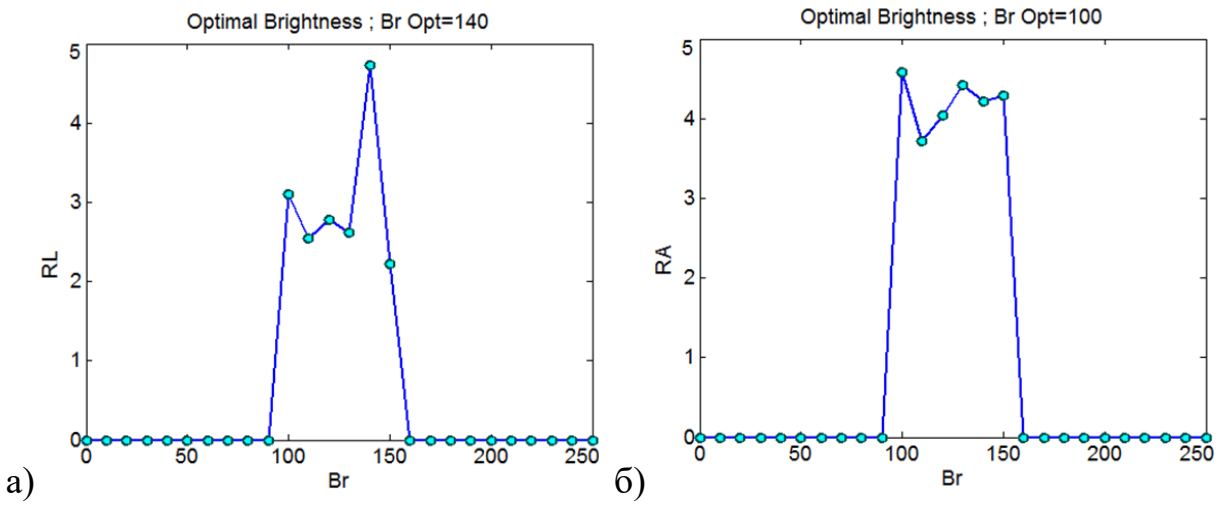


Рисунок 3.23 – Серія зображень, отриманих за допомогою відеокамери «Logitech C270»; значення параметру «Контраст» рівне 127



а) б)

Рисунок 3.34 – Значення параметрів R_L (а) та R_A (б), обчислені при різних значеннях параметру «Яскравість» (B_r) відеокамери (табл. 3.3)

Таблиця 3.3 – Параметри серії зображень, отримані за допомогою відеокамери «Logitech C270» (рис. 3.23); значення параметру «Яскравість» (B_r) за замовчуванням дорівнює 127; результуючі значення параметру «Яскравість» дорівнюють 140 (R_L) та 100 (R_A); n_b – номер значення B_r

n_b	B_r	σ_{NE}, %	σ_S	σ_{SL}	R_L	A_{ST}	R_A
10	90	0.01	0.1490	0	0	0	0
11	100	3.61	0.1673	0.1119	3.0968	0.9909	**4.5862**
12	110	5.04	0.1919	0.1279	2.5387	0.9775	3.7233
13	120	4.98	0.2063	0.1384	2.7792	0.9767	4.0449
14	130	4.85	0.2226	0.1271	2.6193	0.9632	4.4174
15	140	4.09	0.2105	0.1934	**4.7247**	0.8208	4.2216
16	150	4.50	0.2427	0.0996	2.2152	0.7946	4.2878
17	160	0.01	0.2248	0	0	0	0

Згідно з суб’єктивним критерієм візуальної якості зображення, отриманим за порівняльною оцінкою якості, оптимальне значення параметру «Яскравість» близьке до 120, що підтверджує коректність використання середнього значення результатів критеріїв R_L та R_A (табл. 3.3).

Аналіз результатів адаптивної зміни параметру «Яскравість» відеокамер «A4Tech PK-835MJ», «Toshiba Satellite Pro» та «Logitech C270» (табл. 3.1 – табл. 3.3) показує, що таке налаштування практично не змінює ВСШ на зображеннях у порівнянні зі значенням ВСШ для параметру «Яскравість» за замовчуванням (у більшості випадків це середнє значення діапазону допустимих значень параметру). В окремих випадках у результаті налаштування параметру «Яскравість» ВСШ збільшувався на величину ~6 дБ (табл. 3.2).

Отримане результуюче значення параметру відеокамери B_r «Яскравість» в подальшому використано як значення за замовчуванням. Значення параметру «Яскравість» коректується періодично або при зміні умов освітлення об’єкта. За рахунок вищеописаного уточнення параметру «Яскравість» відеокамери можливо частково підвищити співвідношення сигнал/шум для отриманих

зображень. Подальше підвищення якості зображень виконано шляхом адаптивної зміни параметру «Контраст» відеокамери.

Розроблені методи та засоби адаптивної зміни параметрів відеокамер можуть використовуватися в системах підтримки прийняття рішення при адаптивній зміні параметрів систем технічного зору та відеоспостереження. При цьому за рахунок програмного оброблення зображень час адаптивної зміни параметрів відеокамер, у порівнянні з налаштуванням у ручному режимі, зменшено на порядок.

4. УЩІЛЬНЕННЯ І ЗАХИСТ ДАНИХ В СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧІ ІНФОРМАЦІЇ

У даному розділі розглядаються питання особливостей апаратно-програмних рішень для задач захисту інформації та ущільнення потоків даних, які формуються кінцевими користувачами в засобах технологій інтернету речей, системах телеметрії та телекерування, розподілених кіберфізичних системах. Однією головних проблем, в таких системах, є забезпечення конфіденційності великих масивів даних, які генеруються елементами сенсорних мереж і кінцевими пристроями в реальному часі. Часто такі системи є системами критичного застосування, і порушення або втручання в їх діяльність може приводити до аварійних ситуацій. Тому пропонуються методики, які забезпечують покращення потокового шифрування для каналів відкритої комунікації. Новизною пропонованих методів є застосування динамічно змінних наборів криптоключів у системах з нелінійним зворотним зв'язком реалізованим на основі регістрів зсуву даних, а також квазі періодичного реконфігурування кодера/декодера в системах передачі даних на основі пропонованої технології.

4.1 Самореконфігуровний криптопроцесор для потокового шифрування в задачах телеметрії та Інтернету речей

4.1.1 Актуальність задачі ущільнення і захисту даних в кібезфізичних системах з застосуванням технології інтернету речей

Розподілені і вбудовані комп'ютерні системи (РВКС) і пристрої займають все більше місця у повсякденному людському житті. Основною особливістю, яка наразі в них закладається у процесі проектування, є здатність адаптуватись до алгоритмів виконуваних задач відповідно до потреб користувачів. Такі комп'ютери і комп'ютерні засоби стають основою реалізації сучасних технологій інтернету речей (IoT) і кіберфізичних систем (CPS). Вони призначені для вирішення задач обміну інформацією між

технічними об’єктами і пристроями та віддаленими серверами і користувачами. Пристрої і засоби IoT та CPS можна віднести до систем критичного застосування, оскільки несанкціоноване втручання в алгоритм функціонування таких об’єктів може приводити до збоїв у технічних системах управління і техногенних аварій з катастрофічними наслідками, наприклад механічного руйнування об’єктів, пожеж, виходу з ладу електрообладнання, та ін. Тому важливим є питання захисту інформаційних потоків, що транслюються між кінцевими пристроями та серверами і модулями керування від зовнішнього впливу зловмисників і технічних завад.

4.1.2 Постановка задачі, методика досліджень

Технічні засоби IoT та CPS наразі реалізують за принципами побудови систем телеметрії і телекерування оскільки завдання, які при цьому вирішують обумовленні необхідністю віддаленого вимірювання станів і технічних параметрів контрольованих об’єктів, а також генерації сигналів для управління віддаленими пристроями. Інформаційною основою цих систем є мережі інтелектуальних сенсорів, які можуть взаємодіяти між собою за технологією так званих Mesh-мереж використовуючи в тому числі протоколи ZigBee для обміну даними. Для віддаленого керування часто використовують мобільні платформи смартфонів, планшетних комп’ютерів, спеціальних гаджетів, які за своєю суттю і є системами з вбудованими комп’ютерними засобами і реалізуються на основі сучасних мікроконтролерів з ARM архітектурою. В таких гаджетах все частіше використовуються інформаційні пристрої з сенсорами різних типів сигналів для контролю температури, рівня ультрафіолетового випромінення, вимірювачів швидкості і прискорення, просторової орієнтації, і т.п., тому вони і самі можуть виступати кінцевими хабами в системах IoT та CPS.

Згідно з результатами досліджень Швейцарського федерального інституту Цюриха (ETHZ) частка мобільних пристроїв на основі сучасної комп’ютерної бази, придатних для вказаних вище застосувань, за останні роки

зросла на 3-5 порядків порівняно з великими обчислювальними системами і персональними комп’ютерами [208-213]. Основними проблемами при реалізації таких розподілених систем є безпека бездротового зв'язку, та потреба гнучкої платформи для розширення функціональності систем.

Сучасний підхід вирішення вказаних проблем передбачає застосування криптографічних методів кодування інформаційних потоків даних, а також динамічних частково реконфігуровних (DPR) засобів для їх апаратної реалізації на основі програмованих логічних інтегральних середовищ (ПЛІС).

Метою даних досліджень є аналіз типових рішень криптографічного захисту даних у відкритих каналах передачі інформації і створення модифікованої моделі нелінійного потокового шифрування даних у відкритих каналах передачі інформації з динамічною зміною типу і розмірності ключа шифрування.

Методи дослідження – системний підхід, імітаційне комп’ютерне моделювання, об’єктно-орієнтовані технології програмування, статистичні методи аналізу на основі стандартизованого програмного засобу NIST STS 2.1.2.

4.1.3 Обгрунтування вимог до моделі реконфігуровного криптопроцесора

Основною вимогою для захисту даних в телеметричних системах технологій IoT та CPS є забезпечення режиму реального часу обробки інформації сенсорної мережі. Тому найбільш вдалим рішенням для синтезу програмної моделі захисту цифрового потоку є використання методики потокового шифрування, що дозволяє мінімізувати час обробки трафіку. Однак, стандартні способи реалізації цього методу, зокрема із застосуванням лінійного кодування володіють низькою крипто стійкістю [214, 215]. Способи нелінійного потокового шифрування на основі регістрів зсуву зі зворотними зв’язками (NFSR) [215-217] потребують значних апаратних чи програмних ресурсів. Спростити технічну реалізацію потокового шифратора, при

збереженні його крипто стійкості, на нашу думку можливо при застосуванні методики динамічної зміни розмірності кодованих груп, а відповідно, і ключів, та суміщення процесів синтезу псевдовипадкового ключа і шифрування інформаційної послідовності. В основі даного підходу використано той факт, що накладання випадкової і детермінованої послідовності дає випадковий результат, а багатократна лінійна комбінація випадкових послідовностей заданої розмірності забезпечує формування статистично однорідного випадкового потоку [214, 215]. З одного боку збільшення розрядності кодованих слів дозволяє зменшити кількість циклів шифрування, а відповідно підвищує швидкість передачі коду. Проте зменшення кількості циклів спрощує задачу крипто аналізу, тому модифікований метод може ускладнити таку задачу за рахунок динамічної зміни довжини кодових груп. Випадковість вибірки довжини кодового слова утруднює пошук циклічних закономірностей шифру.

4.1.4 Модифікований метод потокового шифрування

У модифікованому методі пропонується для *i*-го циклу шифрування в якості ключа коду K_{ci}, який визначає довжину кодованої групи (ключа) і кількість тактів шифрування використовувати n–бітове слово інформаційної послідовності. Перша частина цього слова Q_{gi} рівна, наприклад, *k* біт, визначає модуль, тобто довжину кодованої групи (кількість біт або байт K_{cpi} ключа), друга частина (*n-k* біт) – Q_{ci} є модулем кількості тактів шифрування інформаційної послідовності у даному циклі за ключем K_{cpi}, який визначається кодом Q_{gi}. Таким чином, крім випадкового вибору значення слова K_{ci}, випадковий характер мають і модулі шифрування Q_{gi} та Q_{ci}, а також ключ K_{cpi}. Довжина (кількість біт/байт) інформаційної послідовності одного циклу шифрування еквівалентна добутку десяткових значень модулів $P_i = Q_{ci} * Q_{gi}$, і є випадковою величиною від циклу до циклу.

Застосування потокового шифрування у вигляді суми за модулем 2 кодованих груп Q_{gi} з довжиною циклу в Q_{ci} тактів, спрощує технічну

реалізацію пристрою до рівня синтезу елементарних блоків у вигляді вузлів суми за модулем 2, буферних регістрів і комбінаційних схем синхронізації цифрового потоку.

Недоліком потокового шифрування також є ефект розповсюдження помилки, який полягає в тому що прийняття хибного біту, особливо в ключовому слові розмірністю n може привести до збою синхронізації цифрових потоків передавача і приймача. Для уникнення ефекту розповсюдження помилки пропонується застосування:

- завадозахисного кодування з виправленням помилок для передачі хоча б n-розмірних інформаційних ключів K_{ci};
- вставок синхроімпульсів для циклів шифрування.

Синхроімпульси можна формувати, наприклад, у вигляді двох n-розмірних груп з (1) і (0), як старт-стопові команди окремих циклів шифрування шляхом додавання за модулем 2 до основної n-групи відповідно її n-бітного інвертованого та прямого коду. Зрозуміло, що таке рішення приводить до певної надлишковості трафіку і зменшення реальної швидкості передачі інформації.

Перевагою запропонованої моделі є простота дешифрування прийнятого цифрового потоку: у системі без додаткової синхронізації та захисного кодування функції дешифратора крипто коду виконує той самий шифратор, оскільки подвійне додавання за модулем 2 одного і того ж коду до інформаційної послідовності забезпечує її повне відновлення.

4.1.5 Структурна схема модифікованого потокового шифратора

Структурний синтез модифікованого потокового шифратора/дешифратора телеметричної системи IoT реалізовано у вигляді структурної схеми (рис. 4.1), що містить дешифратор ключа K_{ci} (DCK), схему формування сигналів синхронізації (ShS), завадозахисний кодер Хемінга (CDH), вхідний регістр формування прямого чи оберненого коду з вхідного потоку (IRD), та комутатори (DMX, DMX2).

Інформаційний потік з вхідного регістра даних (IRD) у вигляді паралельного n-бітового коду завантажується у DCK. Після отримання значень Q_{gi} та Q_{ci} у буфер даних (BD) подаються Q_{gi} інформаційні біти, що є ключем для першого циклу шифрування з Q_{ci} тактів. Перші Q_{gi} біт передаються у вихідний регістр (ORD) за першим тактом через (SM2) без змін. Для цього на суматор за модулем 2 (SM2) з регістра модифікованих даних (MDR) за перший такт циклу подається нульове значення, а далі – модифіковані дані. Після закінчення кожного i-го циклу Q_{ci}, дані в MDR обнульовуються за сигналами з ShS. Таким чином реалізується режим потокового групового шифрування за кільцевою схемою, що включає SM2–MDR–DMX2 та BD.

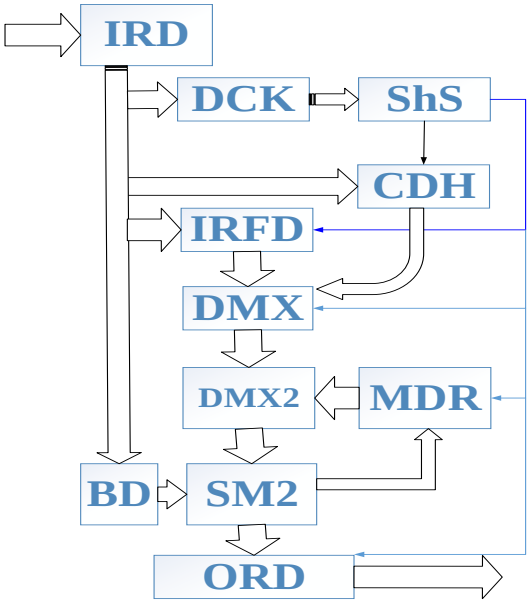


Рисунок 4.1 – Структурна схема модифікованого спецпроцесора потокового шифрування даних

Режими завадозахисного кодування та додаткової синхронізації реалізуються з допомогою блоків CDH, IRFD, DMX. При цьому вибірка даних режимів також забезпечується сигналами з ShS та комутатором DMX.

Головні задачі, які виконує ShS, полягають у формуванні сигналів керування для реалізації відповідних режимів функціонування системи. У найпростішому випадку, без додаткової синхронізації і кодування, ShS

реалізується як набір лічильників, для формування довжини кодових груп Q_{gi} і числа тактів Q_{ci}, а також цифрових автоматів, для сигналів синхронізації даних у регістрах IRD, BD, MDR та ORD. Для конфігурації з синхронізацією потрібно реалізувати додаткову схему затримки даних в IRD на $2Q_{gi}$ тактів для попереднього завантаження в ORD коду синхронізації перед кожним новим циклом шифрування. У режимі захисного кодування ShS містить блок кодування/декодування, CDH, та забезпечує додаткову затримку даних потокового шифру для передачі перевірних r елементів коду. Такі схеми реалізували у вигляді VHDL моделей самореконфігуровного співпроцесора для FPGA Spartan 3N фірми Xilinx.

4.1.6 Імітаційна модель модифікованого шифратора

Імітаційне моделювання запропонованого модифікованого методу проведено використовуючи засоби об’єктно-орієнтованого програмування Delphi7 (рис. 4.2). Програмна модель складається з трьох модулів перетворення інформаційного потоку даних: вхідних даних; ASCII представлення вхідних даних; криптографічного шифрування даних за розробленим FC* або типовим методом (DES, 3DES, RSA, RC4, та ін.). Передбачена можливість прямого і зворотного перетворення даних, та перевірки правильності шифрування у режимі тестування. Кожен модуль дозволяє зберегти вихідний або перетворений файл даних, чи відкрити дані з файлу.

Результати тестування. Надійність шифрування даних запропонованим методом перевіряли за допомогою програмного пакету NIST STS 2.1.2. Результати тестувань (рис. 4.3) показують, що проходження базових тестів забезпечується на рівні вище 95%, а мінімальні значення для всіх статистик крім random excursion складає не менше 97,3 %.

Таким чином, отримані результати імітаційного моделювання та статистичних досліджень запропонованого методу удосконалення потокового шифрування і реалізації спецпроцесора з динамічною зміною криптоключа

підтверджують його коректність і конкурентоспроможність.

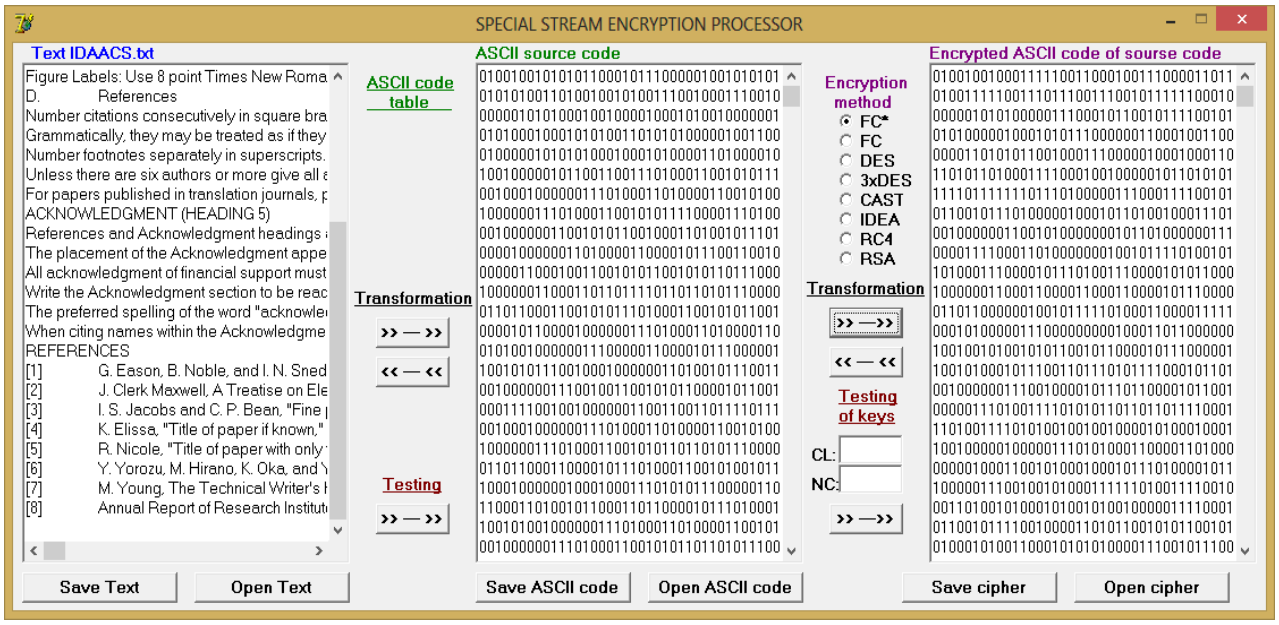


Рисунок 4.2 – Вікно інтерфейсу користувача імітаційної моделі модифікованого протокового шифратора з відображенням результатів вихідних і перетворених даних

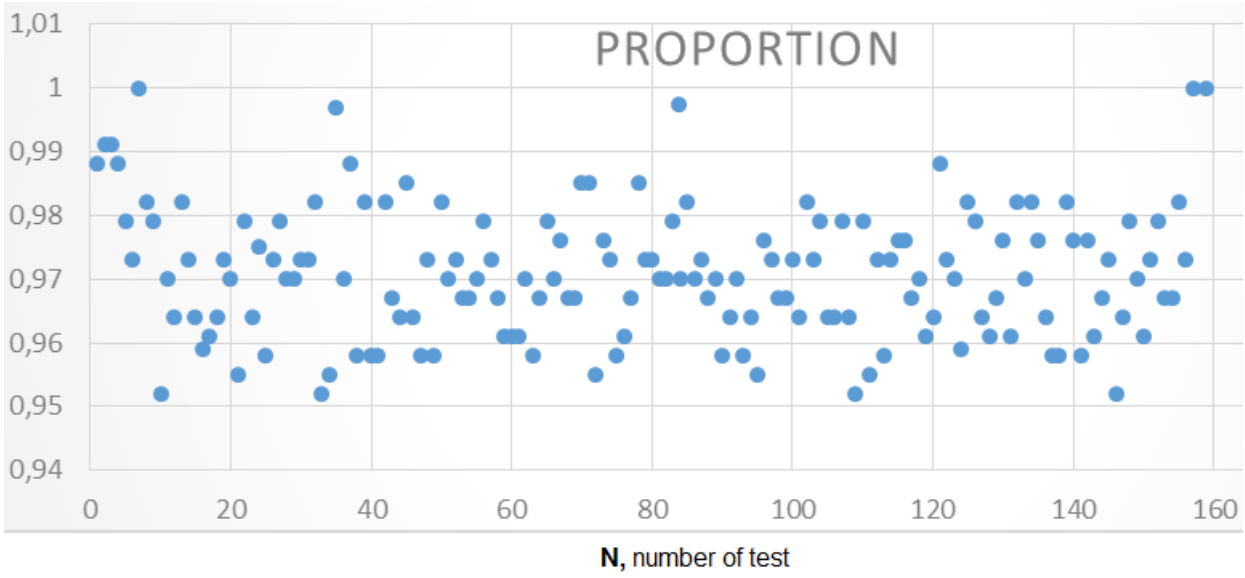


Рисунок 4.3 – Приклад результатів тестування імітаційної моделі модифікованого потокового шифратора/дешифратора з допомогою пакету NIST STS 2.1.2

У порівнянні з відомими методиками зпропонований підхід має перевагу у простоті його реалізації та підвищеній завадостійкості завдяки його динамічності.

4.2 Особливості синтезу і статистичні властивості модифікованого потокового шифратора з динамічною корекцією ключа

Урізноманітнення та розширення функціональності сервісів, що реалізуються сучасними технологіями Інтернету речей (IoT) та кіберфізичними системами (КФС), потребують підвищення захищеності каналів передачі даних (КПД) [225]. При цьому також важливими стають питання швидкодії та стабільності функціонування системи кодування/шифрування даних. Зокрема, технології IoT та КФС використовують обробку аудіо- та відеопотоків у режимів реального часу [226]. Це потребує збільшення пропускної спроможності КПД, які функціонують за стандартизованими протоколами обміну даними в мережах WiFi, Internet, Ethernet. У підсистемах критичного застосування реалізуються короткочасні передачі команд керування різними типами енергетичних установок, сервоприводів побутових і технологічних пристроїв та систем. Передача даних в таких підсистемах здійснюється за нестандартизованими протоколами обміну інформацією, що також вимагає забезпечення підвищеної функціональної стабільності та гарантоздатності КПД [227].

Застосовувані наразі криптографічні методи та завадостійке кодування до певної міри вирішують вказані задачі. Однак, вони, по-перше, реалізують складні обчислювальні алгоритми, які орієнтовані в переважній більшості на застосування у високопродуктивних комп’ютерних системах і засобах [228-230], а по-друге, з розвитком продуктивності сучасних комп’ютерів зростає ймовірність та зменшується час пошуку секретних криптоключів [231]. Тому актуальним постає питання пошуку нових підходів і методів шифрування даних в КПД для технологій IoT та КФС. Запропонована в [232] методика та її модельна реалізація при тестуванні показала обнадійливі результати проходження тестів за технологією NIST STS 2.1.2 при шифруванні текстових документів. Метою даних досліджень було удосконалення моделі програмного процесора модифікованого потокового шифратора з

реконфігуровною архітектурою та динамічною корекцією ключа, і розширення його функціональності для шифрування та передачі документів у різних форматах, включаючи аудіо та відео файли формату mp3, mp4, і виконувані exe-файли, які при передачі у звичайній формі блокуються засобами захисту WEB браузерів.

4.2.1 Обгрунтування вимог до удосконалення методу

Для передачі даних в телекомунікаційних та комп'ютерних мережах до останнього часу успішно використовували методики шифрування E0, A5/1, RC4 [7]. Останні, зокрема, як протоколи TLS для захисту інтернет трафіка, та WEP – для WLAN мереж. Проте в нових версіях популярних браузерів їх рекомендовано не використовувати через виявлену уразливість. У 2004-2008 роках за програмою EU Crypto реалізовано проект eSTREAM з пошуку ефективних потокових шифрів [233-235].

Цікаві рішення, орієнтовані на максимальну швидкодію та мінімальні апаратні ресурси, з можливістю реалізації засобами FPGA представлено в проекті Grain [233]. В проекті MICKEY 2.0 [234] запропоновано методику бітової комутації елементів ключа з різною частотою, що дозволяє підвищити захищеність шифрованого потоку до атак з виявлення періодичності ключа. Генерування 256-розрядного секретного ключа та 256-бітного вектора ініціалізації у проекті HC-256 дозволяє реалізувати швидкість шифрування близько 1,9 біт на такт, або 4,2 циклів/байт на процесорі Intel Pentium 4 [235].

Таким чином, у переважній більшості пропонованих рішень використовується методика синтезу синхронізованого шифрованого потоку даних на основі псевдовипадкової послідовності згенерованого секретного ключа розмірністю від 80 до 256 біт. Однак сучасні системи криптоаналізу дозволяють виявляти періодичні закономірності таких псевдовипадкових послідовностей за час від кількох годин до кількох днів [234, 236-239]. Особливо це стосується довготривалих неперервних потоків даних.

В той же час, для технологій IoT та КФС більш характерні пересилання коротких повідомлень, що приводить до втрати змісту застосування довгих секретних ключів. В окремих випадках синхронізація таких ключів між джерелом і приймачем інформації може бути більш тривалою ніж передача самої інформації. На нашу думку, в багатьох випадках для IoT та КФС досить ефективним може бути застосування самосинхронізованих потокових шифрів з нелінійними функціями перетворення кодового слова. Нелінійність перетворення можна забезпечити зміною закономірності формування довжини кодового слова та кількості циклів шифрування, що визначаються із самої інформаційної послідовності [232]. Це забезпечує статистичну псевдовипадковість динамічно генерованого ключа. Однак його статистичні властивості можна опосередковано оцінити тільки за результатами досліджень статистичних властивостей отриманої шифрограми [232]. Попередні оцінки підтверджують, що такий ключ відповідає вимогам, які ставляться до генераторів псевдовипадкових ключів синхронних схем: мають довжину не менше довжини кодованої послідовності; непередбачувані для різних фрагментів цифрового потоку [227]. Слабким їх місцем можна вважати можливе відхилення від рівномірного розподілу вибірок різної довжини для однорідних потоків з довгими послідовностями нулів чи одиниць. Одним з методів вирішення вказаної проблеми може бути найпростіше маскування, що полягає в накладанні, наприклад, послідовності типу «меандр» на вхідний потік, та/чи вибірка непарної кількості біт для кодування ключа і циклу шифрування.

4.2.2 Модифікування програмної моделі процесора

Удосконалена модель модифікованого потокового шифратора з динамічною корекцією ключа враховує вказані вище недоліки. У початковому варіанті [232] для ілюстрації процесу шифрування використовували ASCII таблиці представлення текстової інформації та, відповідно, по-байтове кодування шифрованого потоку. Модифікована модель забезпечує побітову

обробку потоку даних. «Візуалізація потоку» при тестуванні моделі для окремих типів файлів даних забезпечується приведенням їх до псевдо *.bmp формату. При цьому реальні *.bmp файли відображаються в їх істинному вигляді, а статистичну неоднорідність інших типів файлів можна оцінити за неоднорідністю сформованих псевдо зображень.

Одним з недоліків попередньої апаратної моделі була ускладнена схема додаткової синхронізації етапів декодування параметрів потокового ключа та шифрування інформаційної послідовності [232]. Це приводить до невиправданих витрат апаратних ресурсів, особливо при реалізації проекту засобами FPGA. Тоді таке рішення було вимушене через застосування по-байтового шифрування цифрової послідовності. Перевагою модифікованого підходу є використання властивостей самосинхронізації потокового шифрування. Удосконалено також етап завершення шифрування цифрового потоку у довільний момент часу при припиненні подання даних на шифратор. Таким чином знято обмеження на розмір і типи інформаційних послідовностей, які можна досліджувати з допомогою синтезованої удосконаленої програмної моделі.

Відповідно спрощується і апаратна реалізація шифратора, яка наближається до класичного підходу із застосуванням двох лінійних регістрів зсуву, додаткових декодерів динамічно змінних параметрів потокового ключа і комбінаційних лічильників циклів шифрування.

Спрощене структурне рішення (рис.4.4) програмної моделі удосконаленого шифратора реалізовано на основі двох лінійних регістрів зсуву, один з яких (LSR) використовується для прямої послідовної подачі на суматор за модулем 2 (XOR) інформаційного потоку, а другий (LSFR) задіяний у ланці зворотного зв’язку для синтезу кодового ключа. З паралельних виходів LSR завантажуються регістри ключа кодового слова (RKC), та циклів кодування (RC). Дешифрування двійкових кодів в RKC та RC здійснено з допомогою лічильників кількості біт кодового слова (CK) та кількості зворотних циклів (CC). Мультиплексор (MX), який комутується станом

тригера (Т), дозволяє за перший цикл завантажити початкову вибірку кодового ключа з вхідного інформаційного потоку, а за наступні цикли – з вихідного.

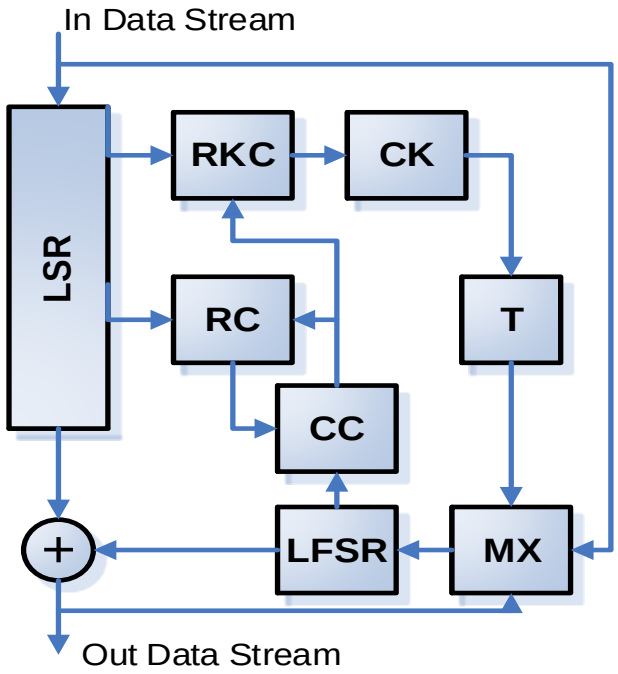


Рисунок 4.4 – Структура програмної поделі удосконаленого модифікованого потокового шифратора з динамічною корекцією кодового ключа

Прогармна модель реалізована засобами об'єктно орієнтованого програмування, і дозволяє підготувати для статистичних досліджень файли даних довільного типу. Зашифровані файли для подальшого користування і зберігання отримують розширення *.cdf. Перевірка коректності шифрування різних типів файлів здійснювалася після їх наступного дешифрування та запуску з початковим розширенням.

Програмна модель дозволяє імітувати динаміку зміни параметрів потокового ключа за певними функціональними залежностями. При цьому можлива корекція довжини кодового слова та/чи зміна співвідношення між частинами що задають довжину ключа і його циклічність. Це еквівалентно застосуванню динамічного реконфігурування чи самореконфігурування FPGA ядра у залежності від застосовуваного базового алгоритму аналогічно до [232], [238].

4.2.3 Результати статистичних досліджень

Дослідження статистичних властивостей зашифрованих з допомогою синтезованої моделі цифрових даних проводили з використанням пакетну програм NIST STS 2.1.2 створеного для досліджень криптографічної стійкості генераторів псевдовипадкових послідовностей. При трактуванні результатів, як і у [232] вважали справедливим твердження, що ймовірнісний показник сум випадкової та детермінованої події має випадковий розподіл. Тобто за результатами аналізу криптостійкості зашифрованого потоку можна робити висновок про криптостійкість використовуваного ключа.

Для аналізу криптостійкості запропонованого методу шифрування сформовано вибірки по 15÷30 файлів наступних типів: *.djvu, *.exe, *.jpg, *.mp3, *.mp4, *.pdf, *.ppt, *.xls, *.rar. Розмір файлів вибирали згідно вимог програми NIST STS 2.1.2 в межах 12-15 Мбайт, тобто не менше 100 Мбіт. Режим тестування – комплексний за всіма 189 тестами, що сформовано з 15 основних груп, приведених в таблиці 4.1.

Таблиця 4.1 – Результати статистичних досліджень модифікованого шифратора / дешифратора за окремими типами файлів.

Test	**JPG**	**MP4**	**MP3**
Frequency	0,99	0,98	0,98
Block Frequency	0,63	0,93	0,07
Cumulative Sums	0,99	0,98	0,98
Runs	0,99	0,97	0,97
Longest Run of Ones	0,99	0,97	0,91
Rank	0,99	0,97	0,96
Descrete Fourier Transform	0,99	0,97	0,98
Nonperiodic Template Matching	0,99	0,97	0,98
Overlapping Template Matching	0,98	0,97	0,94
Universal Statistical	0,96	0,96	0,75
Approximate Entropy	0,93	0,94	0,85
Random Excursions	0,99	0,99	0,99
Random Excursions Variant	0,99	0,99	0,99
Serial	0,89	0,95	0,90
Linear Complexity	0,96	0,98	0,98

Узагальнені результати тестувань отримані для окремих типів файлів (табл.4.1.) показують, що більшість сформованих шифрограм проходять більшість тестів з показниками 96-99 %. Для підтвердження ефективності шифрування порівнювали статистичні портрети одноіменних шифрованих та нешифрованих файлів (рис. 4.5,б). Цікаво, що навіть нешифровані файли, за окремими групами тестів, можуть давати розсіювання ймовірнісного параметра наближене до статистично максимального – 0,96÷0,99, зокрема це стосується груп тестів типу Rank, Descrete Fourier Transform, Random Excursion, Random Excursions Variant, Linear Complexity. Такий результат зрозумілий, якщо врахувати суть досліджуваної статистики. Наприклад тест Rank визначає рівномірність розподілу 0 та 1 на основі аналізу кількості поява матриць різних рангів, які явно відсутні на рисунку 4.5,а. Це ж можна сказати і про нормалізовану різницю кількості частотних компонент, що спостерігаються порівняно із тією, що очікується за дискретним перетворенням Фур'є (Descrete Fourier Transform), і які перевищують 95% за пороговий рівень. В той же час статистика шифрованого файлу дає високі показники практично незалежно від показників статистики нешифрованого.

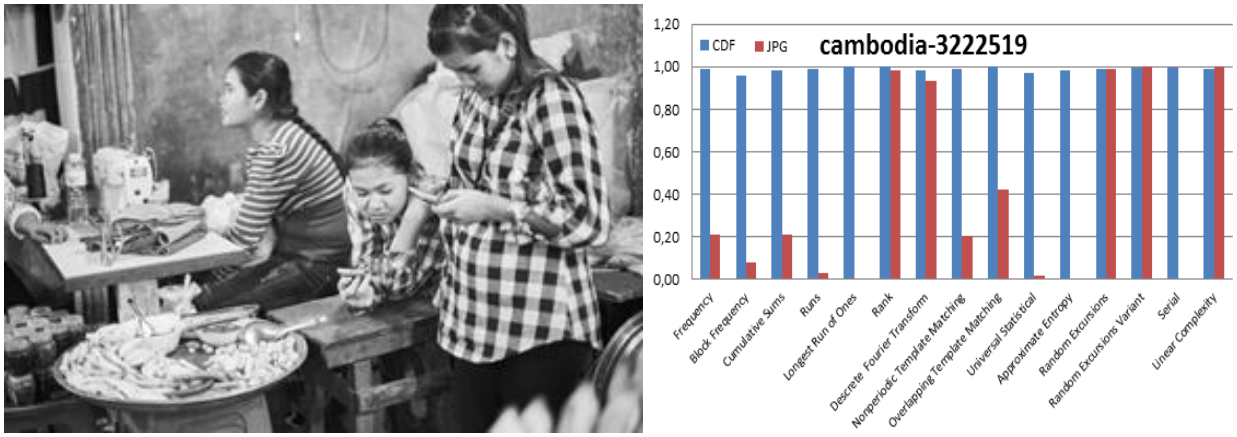
Загалом нижчі показники на рівні 0,85÷0,95 можна спостерігати для файлів типу *.ppt, *.xls, де явно присутні певні періодичні структури.

Стандартна методика the NIST STS 2.1.2 передбачає кілька етапів тестування цифрових послідовностей на перевірку їх подібності до псевдовипадкових. Згідно алгоритму цифрову послідовність ємністю не менше 100 Мбіт структурують у вигляді матриці розмірністю 100 рядків (підгруп) по 10^6 стовпців (біт). Для кожного рядка (j=1, 100), що містить послідовність S з не менше як 10^6 елементів ($S_j = \{s_i \mid i = 1, 10^6\}$, j=1, 100) розраховують за всіма тестами пакету NIST STS 2.1.2 ймовірнісні параметри $P_j = \{p_i(s_i)\}$, які формують так званий статистичний портрет тестованої послідовності.

Вважають, що аналізована послідовність відповідає умовам псевдовипадковості якщо розраховані значення ймовірностей статистичного

портрету P_j приймають відповідні значення з заданого довірчого інтервалу з рівнем значимості $\alpha \in [0.001; 0.01]$, а кількість позитивних рішень для кожного з 189 тестів не менше 96%. Для зручності аналізу будували діаграми залежності параметра статистики P від номера тесту N (рис. 4.6 і 4.7), а також порівнювали статистики для шифрованих і нешифрованих даних (рис. 4.5 і 4.8).

Результати в таблиці 4.1 показують, що нижчими за необхідне значення p=0,96 для файлів *.jpg, *.mp3, *.mp4 є статистики Block Frequency, Approximate Entropy та Serial. При цьому, якщо для файлів *.mp4 p=0,93÷0,95, то для *.mp3 варіюється від 0,07 для Block Frequency, до 0, 90 для тесту Serial.



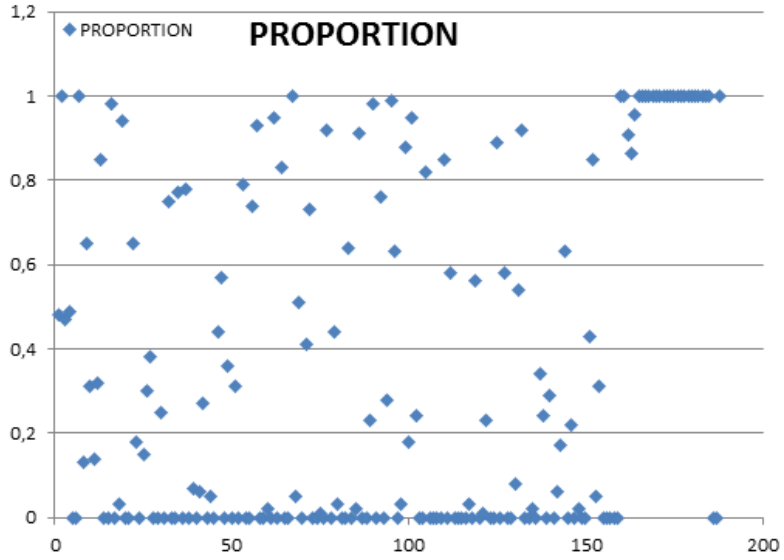
а) б)

Рисунок 4.5 – Статистичні дослідження файлу «cambodia-3222519»: а) вигляд нешифрованого файлу; б) порівняння статистичних даних шифрованого та нешифрованого файлів.

Порівняння статистики однотипових *.jpg файлів (рисунки 4.6 – 4.8) показує, в «незручних» файлах з довгими послідовностями 0 чи 1, як і передбачали, може спостерігатись порушення частоти появи одиниць у блоках від ідеального значення ½ (рис. 4.8,б), що виявляється статистикою Block Frequency. Такий недолік успішно усувається застосуванням додаткової маски у вигляді послідовності типу «меандр».

а)

б)



в)

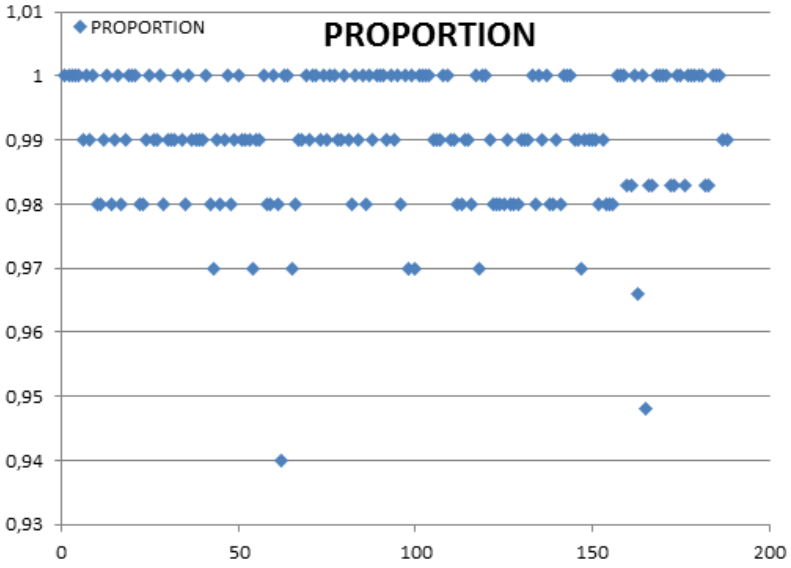
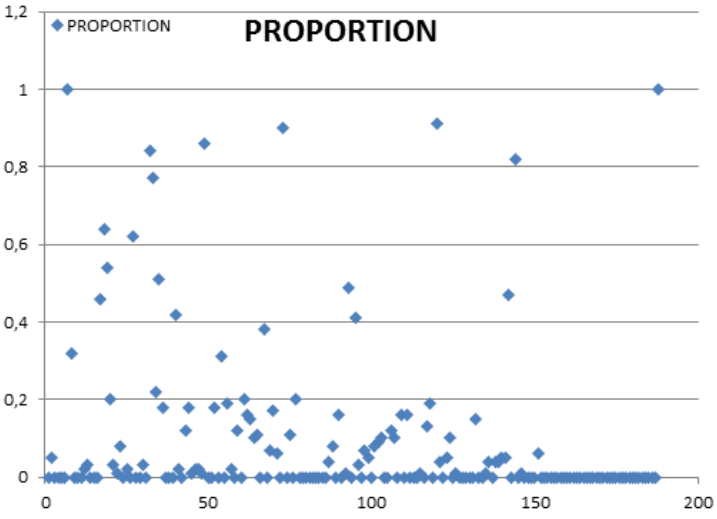


Рисунок 4.6 – Статистичні дослідження файлу «rocks-1281322»: вигляд нешифрованого файлу(а); статистичнs дані нешифрованого (б) і шифрованого (в) файлів.

а)

б)



в)

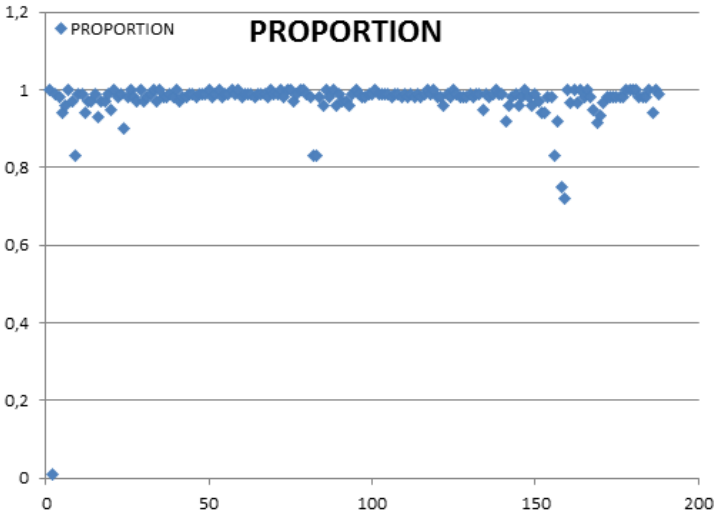
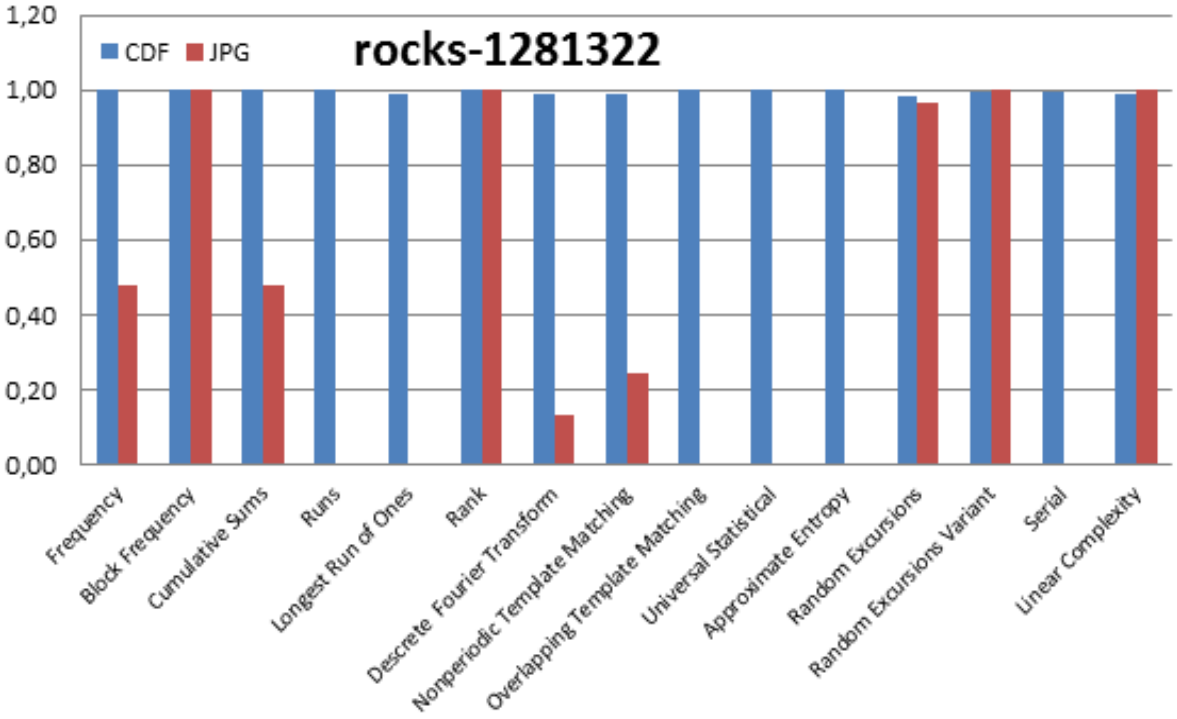
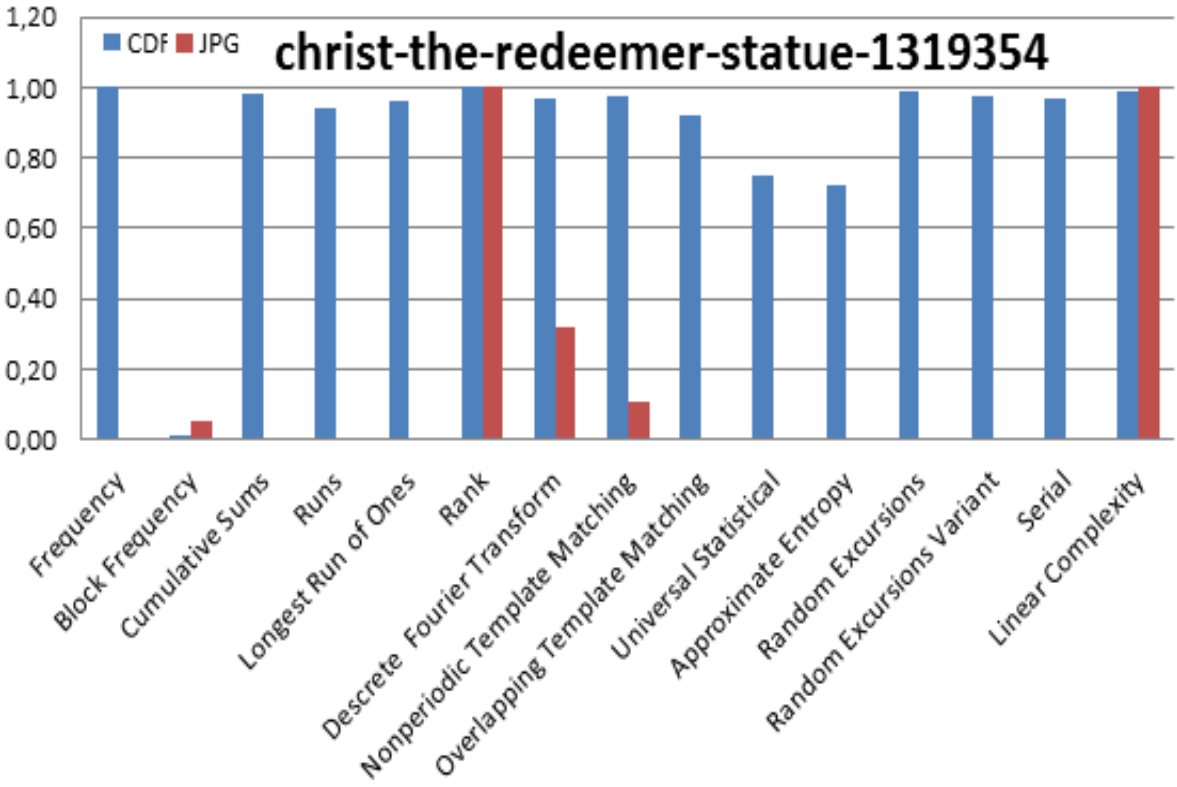


Рисунок 4.7 – Статистичні дослідження файлу «christ-the-redeemer-statue-1319354»: вигляд нешифрованого файлу(а); статистичнs дані нешифрованого (б) і шифрованого (в) файлів



а)



б)

Рисунок 4.8 – Порівняльні діаграми шифрованих “cdf” та нешифрованих “jpg” файлів: а) rocks-1281322; б) christ-the-redeemer-statue-1319354

Як підсумок, варто відзначити деякі загальні зауваження та особливості застосування запропонованого удосконаленого методу потокового шифрування для різних типів цифрових потоків. Зокрема перевагою запропонованого підходу є простота його реалізації та достатньо високі статистичні показники стосовно відповідності його параметрів вимогам псевдовипадковості – у більше 95 % випадків. Однак для окремих файлових структур можуть спостерігатись «провали» окремих статистичних тестів. Наприклад, файли *.mp3 формату, як правило, містять періодично повторювані фрагменти, що і приводить до значного завалу тесту Block Frequency (табл. 4.1) порівняно як з іншими тестами, так і з іншими типами файлових структур.

В той же час, краща початкова статистика цифрового потоку не завжди гарантує її покращення внаслідок шифрування, як показує аналіз рисунків 4.6,б та 4.7,б. Так 100% статистика для тестів типу RandomExcursions та RandomExcursionsVariant погіршується для окремих тестів на 1,5 і навіть на 3,5-5 %. (рис. 4.6,в), а нульова статистика цих тестів на рис. 4.7,б після шифрування підвищується до тих же значень 95÷99 % (рис. 4.7,в). Ці дані також підтверджують доцільність застосування у процесі синтезу криптопроцесора для модифікованого потокового шифрування технології самореконфігурування ядра за результатами аналізу типу вхідних даних.

4.3 Застосування системного підходу для синтезу моделей базових елементів реконфігуровних структур в системах передачі інформації

Для модуль-орієнтованої технології синтезу цифрових систем удосконалено методику системного підходу до розробки і моделювання спеціалізованих кодерів та потокових шифраторів у комп'ютерних засобах з реконфігуровною архітектурою. Обґрунтовано математичну модель відображення набору станів кіберфізичної системи множиною виконуваних комп'ютерною компонентою процедур, функцій, процесів. Запропоновано

алгоритм пошуку оптимізованого програмованого логічного середовища для реалізації проекту.

4.3.1 Застосування реконфігуровних середовищ – основа оптимізації мультифункціональних кіберфізичних систем

Сучасні технічні системи (ТС), наприклад системи телеметрії та автоматики [240], робототехнічні комплекси промислового та індивідуального застосування, кіберфізичні системи (КФС) [241] та засоби інтернету речей (IoT) все частіше проектують і використовують для розв'язку багатопланових задач, що потребують комплексного підходу до вирішення питань отримання, обробки і захисту інформації. Кіберскладовою компонентою (КСК) [242] вказаних ТС і комплексів, тобто складовою, що відповідає за «інтелектуалізацію» опрацювання інформації та прийняття рішень про функціонування ТС, є вбудовані (ВКСЗ) чи розподілені комп'ютерні системи і засоби (РКСЗ), здатні реалізувати складні алгоритми аналізу і опрацювання даних.

До ВКСЗ в ТС, зокрема портативного і мобільного призначення для технологій IoT і КФС, поряд з мультизадачністю часто виставляються вимоги мініатюризації їх конструктивного виконання та мінімізації енергоспоживання.

Одним із сучасних підходів для вирішування вказаних задач є застосування КСК з реконфігуровною архітектурою на основі програмованих логічних інтегральних структур і середовищ (ПЛІС, FPGA – Field Programmable Gate Array, CPLD – Complex Programmable Logic Device) [243, 244] для реалізації високопродуктивних обчислювачів ВКСЗ, спеціалізованих систем з паралельною обробкою даних, тощо. Проте наразі залишаються недостатньо обґрунтованими низка питань щодо ефективного аналізу і синтезу систем з реконфігуровною архітектурою: оцінки доцільності застосування такої архітектури порівняно з традиційною, раціонального використання ресурсів ПЛІС для реалізовуваних проектів, коректного вибору

структурних рішень проектів, та інші. Метою даного дослідження є обгрунтування застосування методів системного аналізу та модуль-орієнтованої технології для вирішення задач аналізу і синтезу реконфігуровних цифрових пристроїв ВКСЗ в роботизованих ТС і комплексах, системах телеметрії та керування, тощо, де реалізуються складні алгоритми завадозахисного кодування і шифрування даних при передачі інформації у відкритих каналах зв'язку [245, 246].

4.3.2 Особливості обробки інформації в мультизадачних телеметричних системах

ТС телеметрії і телекерування можна розглядати як один з прикладів систем, де яскраво виражена мультизадачність їх функціонування. Такі системи застосовуються в комп'ютерній томографії у медичній галузі, космічних дослідженнях, атомній енергетиці, нафтовій і газовій промисловості, в тому числі на об'єктах критичного застосування [240, 247, 248]. В залежності від функціонального призначення та множини й особливостей вирішуваних задач, КСК таких ТС забезпечують вимірювання і контроль сотень і тисяч різних типів параметрів. Це, наприклад, потребує опрацювання різних за фізичною природою інформаційних сигналів, лінеаризації характеристик вимірювальних перетворювачів [241], нормалізації та масштабування сигналів для коректного аналізу даних, математичної й функціональної обробки векторних чи матричних величин, баз даних, тощо. Змінюється обсяг даних, які опрацьовуються безпосередньо окремими модулями КСК ВКСЗ чи транспортуються між модулями.

Розширення функціональних можливостей і переліку технічних, зокрема високоенергетичних, об'єктів, для яких впроваджуються технології IoT і КФС [241], застосування при цьому мобільних і портативних пристроїв (аджетів) для передачі інформації потребують підвищення надійності і захисту даних в комунікаційних каналах.

Прикладом портативної мобільної ТС може бути багатофункціональний модуль обробки сигналів розподіленої мережі інтелектуальних сенсорів для вирішення задач технологічного чи біомедичного профілю та моніторингу екологічного стану довкілля [249]. Сенсорна мережа в даному випадку може реалізуватись за принципами функціонування Mesh Wi-Fi мереж [250, 251], в тому числі з використанням ZigBee протоколів [251, 252]. В таких ТС критично зростає загальний обсяг інформації, що підлягає контролю з боку її КСК і потребує додаткової обробки та аналізу ресурсами ВКСЗ, чи застосування ресурсів РКСЗ, наприклад, для моделювання й аналізу процесів [245] із застосуванням технічних можливостей високопродуктивних кластерів, «хмарних» чи «туманних» обчислень, тощо [253].

Таким чином, раціональний розподіл і балансування обчислювального навантаження між кінцевими пристроями КСК ТС, серверами, модулями ВКСЗ і РКСЗ, упорядкування маршалінгу даних в ТС та Internet/Ethernet трафіку при використанні «хмарних» технологій чи технологій IoT, захисту потоків даних від несанкціонованого доступу є складними задачами, що потребують системного підходу і комплексних апаратно-програмних рішень [245, 246, 249]. Одним з ключових завдань з вказаного переліку є оцінка ресурсів ПЛІС, необхідних для апаратного відображення множини всіх алгоритмів мультизадачної ТС засобами синтезованої КСК з урахуванням часового розподілу їх реалізації.

4.3.3 Опис КСК ТС як об’єкта узагальненої задачі системного аналізу

Суть ієрархічно-модульного підходу до проектування ВКСЗ/РКСЗ полягає в декомпозиції задачі, а, відповідно, загального алгоритму її розв’язку та структурного рішення ТС, на окремі сегменти з ієрархічним підпорядкуванням від найпростішого до найскладнішого. Запропонована в [254] ієрархія: Структура – Пристрій – Модуль – Процес – Функція – Процедура/Дія (Structure - Device - Module - Process - Function - Procedure/Action, S-D-M-P-F-A), дозволяє достатньо деталізувати довільний

алгоритм для його реалізації апаратними засобами. Основою даної ієрархії виступає об'єкт "Модуль" як функціонально завершений вузол для реалізації певного нескладного процесу. Реалізовуваний "Процес" описується деякою логічною/арифметичною "Функцією", що складається з послідовності елементарних "Процедур/Дій". Певний набір модулів реалізує певну підпрограму із узагальненого функціонального алгоритму і розглядається як окремий "Пристрій" у загальній "Структурі" КСК ТС. Таким чином, модуль-орієнтована технологія може розглядатись як підхід до уніфікації структурних (апаратних) рішень, що є відображенням наборів алгоритмів, реалізовуваних мультизадачною ТС.

Узагальнена структура КСК ТС (рис.4.9) як правило містить: центральний мікропроцесорний пристрій (CPU); та/чи модуль логічного аналізу (МА) вхідних умов $X(t)=\{x_i(t) \mid i=\overline{1,I}\}$, та вихідних результатів $Y(t)=\{y_m(t) \mid m=\overline{1,M}\}$ отриманих при виконанні команд $U(t)=\{u_h(t) \mid i=\overline{1,H}\}$; програмовне середовище (FPGA) із засобами програмування/реконфігурування (PR) і вбудовані засоби зберігання (LB) у вигляді певної бібліотеки, чи засоби зовнішнього/мережевого доступу (I/O Ext) до реконфігураційних файлів виконуваних задач $Z=\{z_j \mid j=\overline{1,J}\}$. Для коректного інтелектуального управління процесами ТС множина її фізичних станів має бути відображена відповідними станами КСК у мультизадачному просторі станів (рис. 4.10) $S(t)=\{s_k \mid k=\overline{1,q}\}$, що визначається його розмірністю S=<LNZ>.

Можливі три основні класичні варіанти реалізації структури КСК ТС: 1) у вигляді лінійної системи з послідовним виконанням задач Z, і, відповідно, послідовними переходами між станами S системи; 2) розпаралеленої структури, в якій певні задачі Z^* з множини Z реалізуються одночасно, що відповідає синхронізації певних станів системи; 3) комбінована структура з паралельно-послідовним виконання множини задач Z. Задача синтезу КСК ТС в залежності від умов реалізовуваних процесів може формулюватись як задача

системного аналізу, що визначається цільовою функцією мінімізації використовуваних апаратних ресурсів при задовільній швидкодії системи, чи функцією максимальної швидкодії синтезованої ТС при задовільних значеннях використовуваних ресурсів.

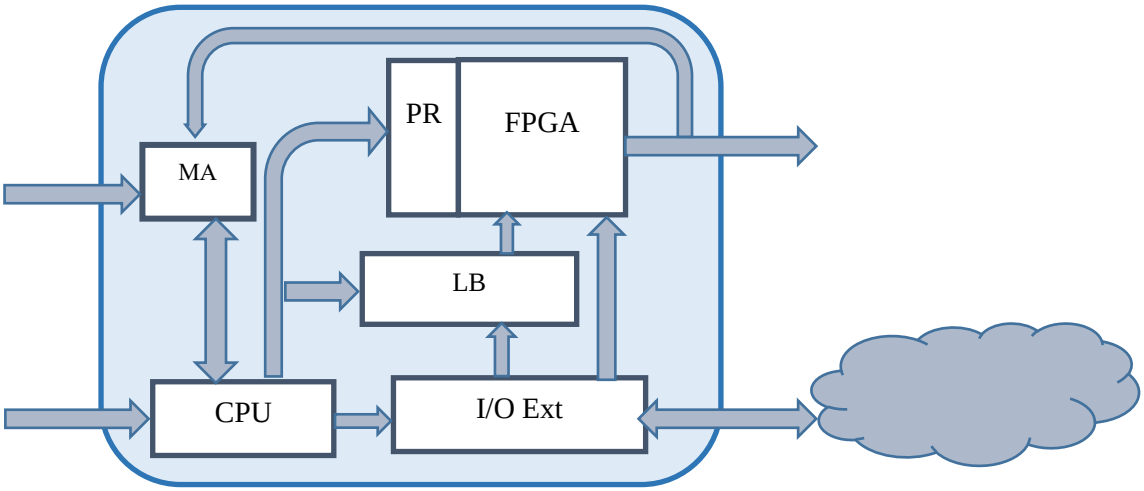


Рисунок 4.9 – Узагальнена структура кіберскладової компоненти технічної системи

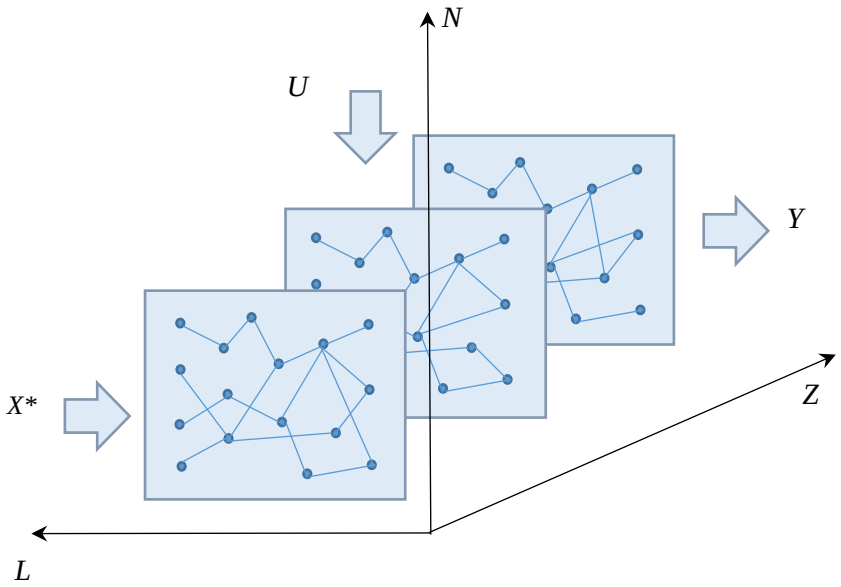


Рисунок 4.10 – Модельне відображення кіберскладовою компонентою простору станів технічної системи

У першому випадку необхідно забезпечити максимальне суміщення модулів, а, відповідно, елементів, що виконують певні процедури у загальному просторі станів S. Тоді задача синтезу зводиться до пошуку оптимального за розмірністю програмованого середовища FPGA за значенням відповідної цільової функції з урахуванням обмежень мінімально необхідної кількості елементів FPGA для реалізації конкретних процедур виконуваних алгоритмів.

Другий випадок є складнішим, оскільки оптимізація цільової функції потребує врахування як розмірностей виконуваних алгоритмів за реалізовуваними станами, так і синхронізації цих алгоритмів.

4.3.4 Постановка та опис узагальненої задачі системного аналізу КСК ТС

Розглянемо модельне представлення КСК ТС (рис. 4.10) для простішого випадку, коли набір задач виконуваних ТС можна відобразити окремими площинами Z тривимірного простору S. Набір станів для окремої задачі з множини $Z=\{z_j \mid \mathrm{j}=\overline{1,J}\}$ зображено вузлами на площинах z_j, переходи між ними відповідними ребрами. Отриманий граф у простішому випадку відтворює алгоритм виконуваної задачі z_j для деякого процесу, що описується відповідною множиною функцій $\mathrm{F(t)}=\left\{\mathrm{f_n}(t) \mid n=\overline{1,N}\right\}$, кожна з яких використовує стандартизовані набори процедур / дій / актів $A=\left\{a_l(t) \mid \ell=\overline{1,L}\right\}$, тобто $\mathrm{f}_n(t)=g(A)$. Якщо елементарна процедура виконується певним типом елементів FPGA, то реалізовуваний деяким модулем M процес $p_q \in P$, де $P(t)=\left\{\mathrm{p}_q(t) \mid q=\overline{1,Q}\right\}$ для окремої задачі потребує апаратних ресурсів:

$$R_{p_q}(t)=\sum_{n=1}^{N} f_n(t)=\sum_{n=1}^{N}\sum_{l=1}^{L} a_{nl}(t), \qquad (4.1)$$

де $a_{nl}(t)$ є коефіцієнтами матриці P розмірністю P=<LN>, які приймають вагові значення відповідно до кількості використовуваних типів елементів FPGA. У випадку виконання умови «один модуль M – один процес q» структурна складність η синтезованого модуля M визначається записаним в (1)

параметром R_{p_q}: $\eta(M(P_q)) = R_{p_q}$. При паралельному виконанні кількох процесів в одному модулі потрібно записати суму:

$$\eta(M(P)) = \sum_{q=1}^{Q} P_q(t). \tag{4.2}$$

Для випадку, коли задачі мультизадачної ТС розв'язуються однопроцесними модулями реконфігуровне середовище FPGA має забезпечувати можливість відображення Z файлів реконфігурації, що потребує визначення загальних мінімально необхідних ресурсів Ф для різних функціональних типів алгоритмів ТС:

1) для послідовного алгоритму функціонування ТС –

$$\Phi_{ser} = \min_{\delta}(\max_{1\le z\le Z}\eta(M(P))) = \min_{\delta}(\max_{1\le z\le Z}(\sum_{q=1}^{Q} P_q(t))), \tag{4.3}$$

що з мінімальним коефіцієнтом запасу $\delta_{ser} = R_0 - R_{P_{\max}}$, де R_0 – сумарний ресурс вибраного середовища FPGA, забезпечує завантаження файлу конфігурації задачі z_j, яка потребує максимальної кількості ресурсів $R_{P_{\max}}$ у реконфігуровній матриці;

2) для паралельного алгоритму функціонування ТС –

$$\Phi_{par} = \min_{\delta}\eta(M(P)) = \min_{\delta}\sum_{j=1}^{J}\sum_{q=1}^{Q} P_{jq}(t), \tag{4.4}$$

що з мінімальним коефіцієнтом запасу $\delta_{par} = R_0 - R_{P_\Sigma}$ забезпечує одночасне завантаження в реконфігуровну матрицю деякого набору Z^* з усіх файлів конфігурації задач з повного набору Z, які повинні виконуватись паралельно і потребують сумарних ресурсів R_{P_Σ};

3) для комбінованого алгоритму $\Phi_{complex}$ описується виразом подібним до (4) для кожного нового етапу переконфігурації структури новим набором Z^* і може приймати проміжне значення між Φ_{ser} та Φ_{par}, однак коефіцієнт запасу $\delta_{complex} = R_0 - R_{P_{opt}}$ визначається для структури оптимально упакованої за використовуваними ресурсами $R_{P_{opt}}$ для наборів Z^*. Критерієм оптимального

упакування є мінімізація кількості невикористаних базових елементів вибраної FPGA. При цьому потрібно враховувати, що для другого і третього типів алгоритмів можливі додаткові витрати ресурсів для синхронізації паралельних процесів і вводу/виводу певних проміжних результатів обробки інформації.

Для другого і третього типів алгоритмів матриця процесів використовуваних ресурсів для ТС структурної складності $\eta(M(P))$ трансформується у тривимірний тензор з коефіцієнтами $a_{jnl}(t)$: $V = \left\{ a_{jnl}(t) \mid j = \overline{1,J};\, n = \overline{1,N};\, \ell = \overline{1,L} \right\}$. Кількість ресурсів для реалізації паралельного і комбінованого типів алгоритму функціонування ТС описується виразом:

$$R_P = \sum_{j=1}^{J} R_{p_q}(t) = \sum_{j=1}^{J} \sum_{n=1}^{N} \sum_{l=1}^{L} a_{jnl}(t)\,. \qquad (4.5)$$

Обмежуючими факторами щодо прийняття рішення про вибір типу FPGA для синтезу реконфігуровного середовища є особливості і доступні ресурси $B = \{b_k \mid k = \overline{1,K}\}$ елементної бази, яка розроблена для конкретної серії ПЛІС і дозволяє реалізувати елементарні процедури/дії $a_{jnl}(t)$ для виконання алгоритмів вирішуваних задач: кількість базових універсальних логічних блоків (LUT), перемикальних і тригерних елементів (Flip Flops), буферних елементів та мультиплексорних фрагментів (Number of BUFGMUXs), ліній/шин вводу/виводу сигналів (IOBus), а також можливостей їх конфігурації для міжелементної компоновки. Особливості реалізації міжелементних/міжмодульних з'єднань, а також вибір способу синхронізації сигналів різних модулів можуть значно впливати на загальні витрати ресурсів для реалізації проекту. Останній фактор може значно відрізнятися для різних серій FPGA.

Таким чином, узагальнена задача системного аналізу для синтезу КСК мультизадачної ТС полягає у визначенні мінімально необхідних, але достатніх ресурсів ПЛІС для забезпечення повної функціональності системи, і формулюється як задача пошуку мінімуму цільової функції $F^* = f(\delta)$ для

відповідних типів функціональних алгоритмів, яка обмежена базисом $B=\{b_k\}$ у *K*-вимірному просторі.

Дискретними станами *K*-вимірного $B=\{b_k\}$ простору є точки, що відповідають конфігурації конкретних типів FPGA. Тому алгоритм пошуку розв'язків сформульованої задачі в геометричній інтерпретації зводиться до знаходження точок найближче розташованих до опуклого многогранника необхідних ресурсів Ф для різних функціональних типів алгоритмів ТС побудованого у цьому ж *K*-вимірному просторі.

Остаточне рішення щодо реалізації цілісного проекту КСК ТС залежить від супутніх компонент, синтезованих виробником в одному корпусі з програмованим середовищем, зокрема процесорного ядра (CPU), додаткових модулів пам'яті (RAM), інтерфейсів комутації з периферією, тощо. Наявність таких компонент в FPGA, що пропонують фірми Xilinx, Altera спрощує синтез ТС і забезпечує їй більшу гнучкість включаючи можливість динамічного реконфігурування програмованого середовища.

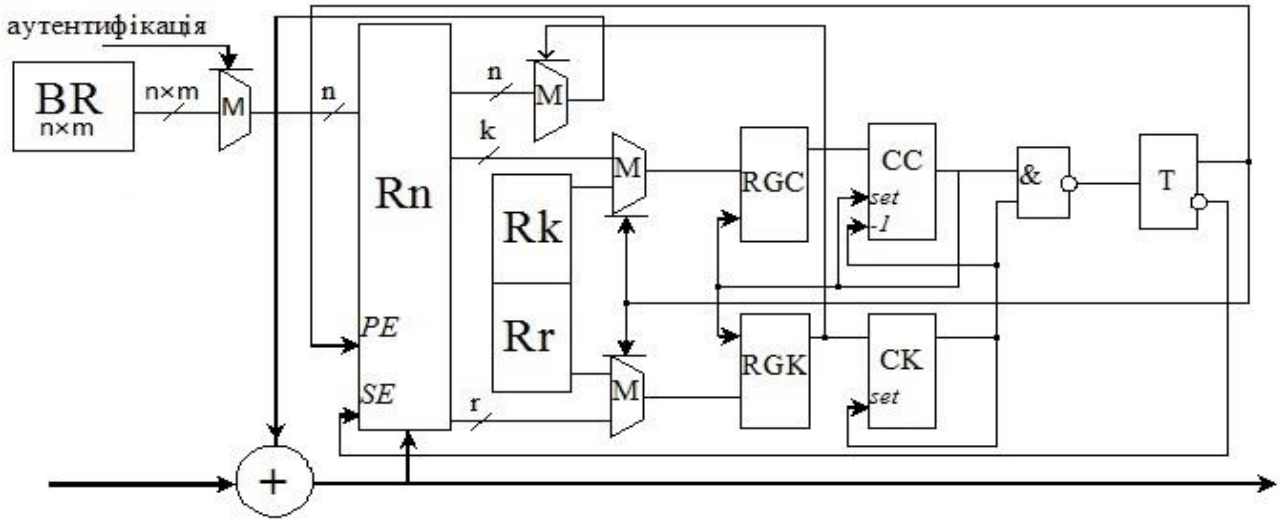


Рисунок 4.11 – Варіант схеми потокового шифратора для телеметричної системи

4.3.5 Особливості синтезу моделей файлів реконфігурації КСК ТС на основі системного підходу

Розглянемо приклад синтезу моделі потокового шифратора [246] для телеметричної системи (рис. 4.11) на основі системного підходу. Результати досліджень удосконалених рішень потокових шифраторів з динамічною зміною автоключа [246] підтверджують їх високі статистичні показники за тестами NIST STS 2.1.2. Однак, в залежності від типів шифрованих файлів для покращення їх криптостійкості доцільно динамічно модифікувати вектор ініціалізації та принципи формування автоключа. Це досягається за рахунок реконфігурування базового модуля шифрування за результатами аутентифікації учасників транзакції перед кожним наступним сеансом передачі даних.

Алгоритм синтезу моделей реконфігуровних файлів для набору задач шифрування / дешифрування наступний: 1) синтезують схемотехнічні рішення подібні до рис. 4.11 для всього набору задач; 2) синтезують VHDL моделі для схемотехнічних рішень; 3) проводять симуляцію VHDL моделей програмними засобами рекомендованими виробником ПЛІС; 4) синтезують комплексну системну модель; 5) визначають коефіцієнти використання ресурсів для задач проекту; 6) розраховують мінімально необхідні ресурси для заданого алгоритму функціонування системи та оцінюють цільову функцію; 7) вибирають потрібний для проекту кристал FPGA за критерієм мінімуму невикористаних надлишкових ресурсів і реалізують синтезований модуль.

Особливістю середовища ISE WebPack, створеного фірмою Xilinx для роботи з кристалами FPGA їхнього виробництва є наявність модуля симуляції проекту, який після завантаження VHDL моделі і її компіляції дозволяє згенерувати звіт у вигляді таблиці з розрахунками використаних для проекту базових елементів кристалу. Як видно з таблиці 1, у заголовному рядку приведено крім назви всіх типів базових елементів також інформацію про їх загальну кількість у кристалі, а у стовпцях – кількість використаних елементів для синтезу елементарного вузла (регістра reg_spispo_16, лічильника

count_down_4, мультиплексора mux_16_1, тощо), що виконує певну процедуру чи функцію. Таким чином, приведені в таблиці значення і є коефіцієнтами $a_{jnl}(t)$ для записаних вище співвідношень, а значеннями $B=\{b_k \mid k=\overline{1,K}\}$, які визначають обмеження за ресурсами для реалізації проекту виступають величини максимального числа базових елементів, приведені у верхньому рядку під їх назвами.

Отримати оцінку використаних ресурсів для синтезу базового вузла можна як використовуючи його окрему VHDL модель (рис. 4.12, 4.13), так і модель повної конфігурації реконфігуровного файлу (рис. 4.14).

Таблиця 4.2 – Фрагмент таблиці використаних ресурсів FPGA Spartan 3NE для реалізації однієї конфігурації

Module Name	Logic Utilization											
	Number of Slice Flip Flops		Number of 4 input LUTs		Number of occupied Slices		Number of Slices containing only related logic		Total Number of 4 input LUTs		Number of bonded IOBus	
	11,776		11,776		5,888				11,776		372	
reg_spispo_16	31	1%	18	1%	18	1%	18(18)	100%	18	1%	37	9%
reg_pipo_16											34	9%
reg_pipo_8									18	4%		
reg_pipo_4											10	2%
ad_m2											1	1%
CC	4	1%	9	1%	5	1%	5(5)	100%	9	1%	7	1%
count_down_4	4	1%	9	1%	5	1%	5(5)	100%	9	1%	7	1%
mux_4_1			4	1%	2	1%	2(2)	100%	4	1%	13	3%
mux_8_n_8_1			32	1%	16	1%	16(16)	100%	32	1%	82	22%
mux_16_1			8	1%	4	1%	4(4)	100%	8	1%	21	5%
n_and (n_or)			1	1%	1	1%	1(1)	100%	1	1%	3	1%
trig	2	1%			2	1%	2(2)	100%			4	1%

```
entity reg_sispo is
    Port ( sin : in  STD_LOGIC;
           R : in  STD_LOGIC;
           L : in  STD_LOGIC;
           clk : in  STD_LOGIC;
           pout : out  STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0);
           sout : out  STD_LOGIC);
end reg_sispo;
architecture Behavioral of reg_sispo is
begin
 process (clk,R,L)
        variable temp : STD_LOGIC_VECTOR (7 downto 0):="00000000";
        begin
                    if (R='1') then pout<="00000000";
                                                    sout<='0';
                    else if (rising_edge (clk) and L='1') then
                                                                temp(7 downto 1)
:= temp(6 downto 0);
                                                            temp(0) := sin;
                        end if;
                    sout <= temp(7);
                    pout <= temp;
                end if;
 end process;
end Behavioral
```

Рисунок 4.12 - Текст фрагмента VHDL коду для моделювання регістра з послідовним введенням та послідовним і паралельним виведенням даних

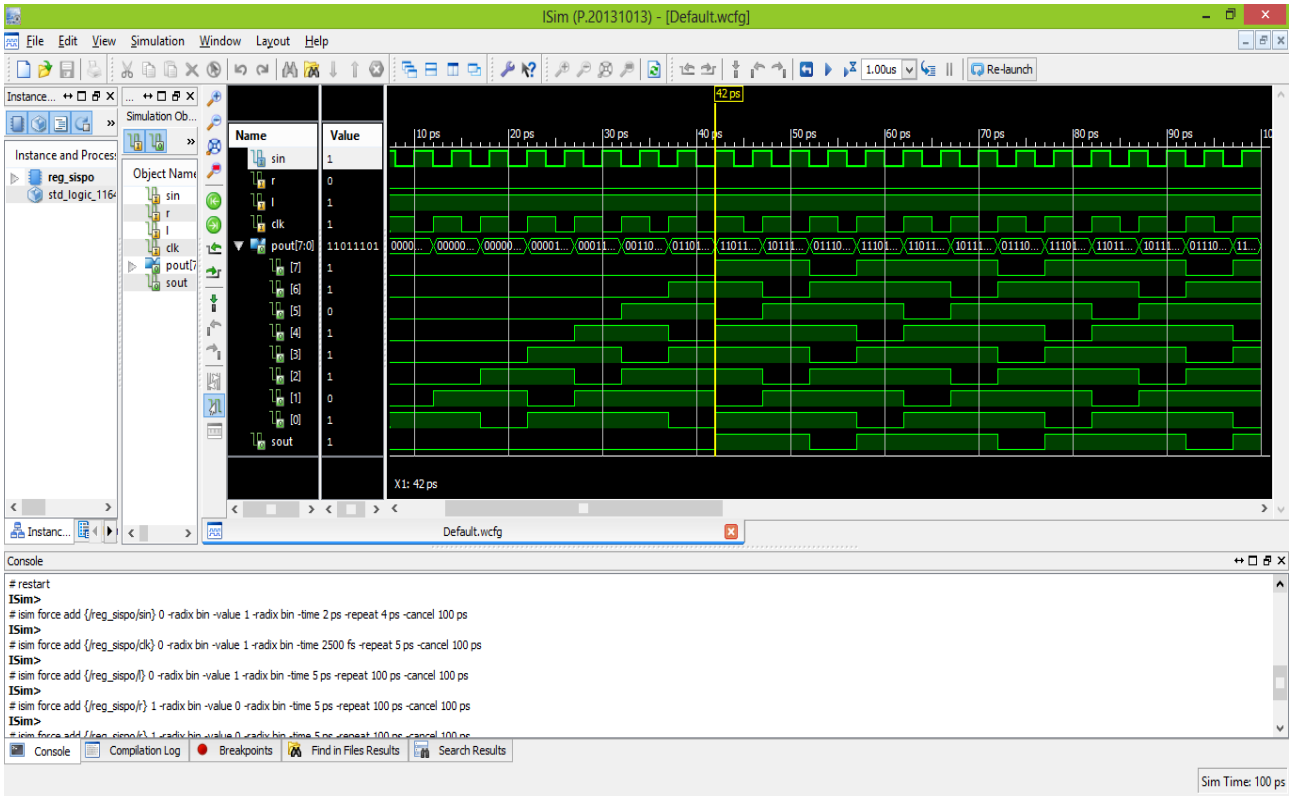


Рисунок 4.13 – Результати тестування VHDL моделі 8-розрядного регістра

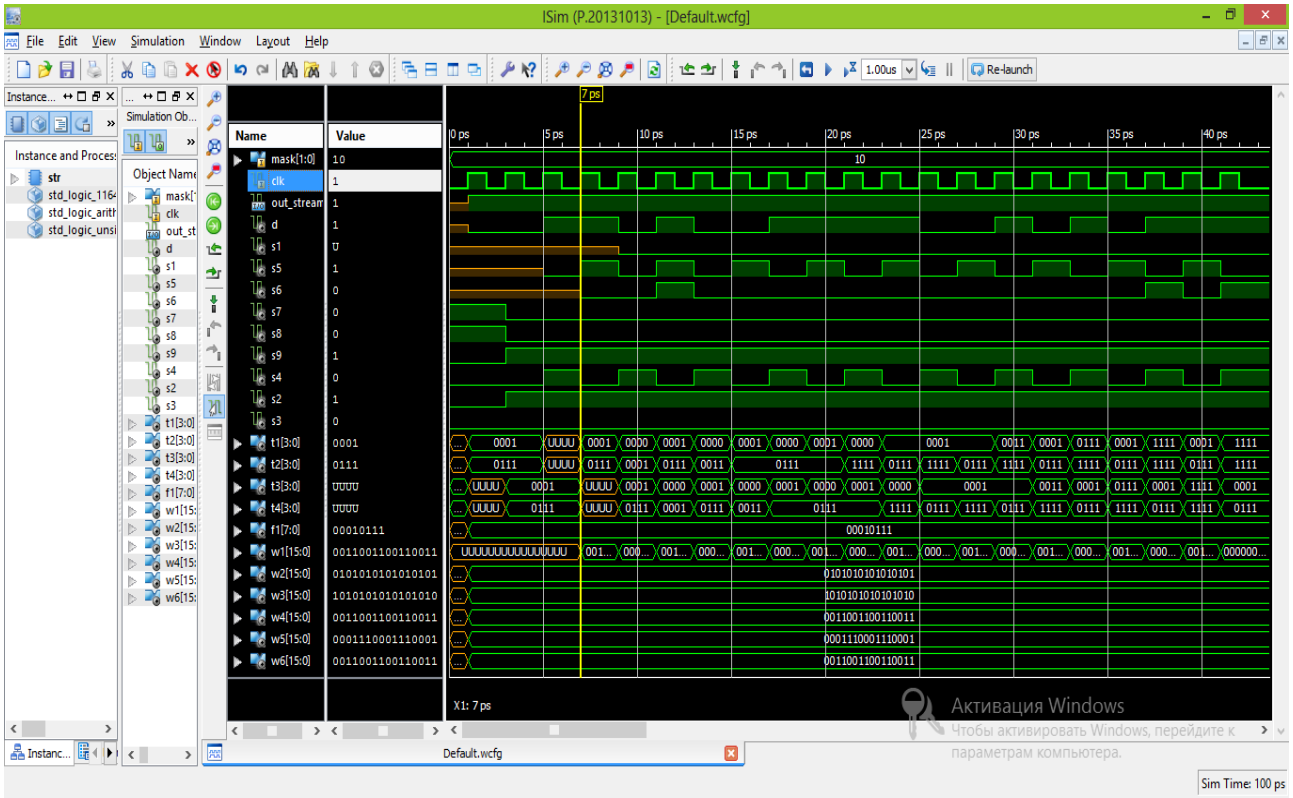


Рисунок 4.14 – Налагоджування синхронізації сигналів між окремими елементами шифратора

Використовуючи VHDL моделі окремих компонент середовище програмування ISE Xilinx WebPack дає можливість протестувати побітову трансформацію інформаційних сигналів у кожному вузлі (рис. 4.13). У вікні користувача “Console” відображено інформацію про коректність чи наявність колізій при трансформації даних у досліджуваній компоненті.

При досліджуванні VHDL моделей файлів конфігурації завершених модулів можна прослідкувати зміну станів сигналів на входах/виходах окремих компонент загальної схеми, що відображено у двох лівих колонках консолі користувача на рисунку 4.14.

Слід зауважити, що коефіцієнти $a_{jnl}(t)$ отримані цими двома способами можуть дещо відрізнятися, як зазначено вище, оскільки в повній конфігурації проводиться валідація всіх комутованих з'єднань та синхросигналів, на відміну від моделей окремих вузлів. Модель функціонально завершеного модуля (рис. 4.14) також дозволяє провести оцінку можливості його реалізації ресурсами всіх доступних типів структур FPGA кристалів відповідних серій, що є в наявності у підключених бібліотеках використовуваного пакету ISE WebPack. Таким чином, синтезувавши всі файли реконфігурації для множини задач Z ТС та отримавши шукані коефіцієнти $a_{jnl}(t)$ достатньо скласти зведені таблиці використаних та доступних ресурсів, і з допомогою нескладних аналітичних розрахунків вибрати кристал FPGA з оптимальною конфігурацією як за мінімумом надлишковості використовуваних ресурсів, так і за загальною вартістю проекту.

Приведені в таблиці 4.1 та рисунках 4.13 і 4.14 результати моделювання реалізовано засобами Spartan-3A-3AN FPGA Starter Kit Board [255].

Відмітимо, що паралельні і комбіновані функціональні алгоритми ТС доцільно реалізовувати на кристалах з можливим динамічним реконфігуруванням, оскільки для реалізації на простіших структурах їх потрібно фрагментувати для синхронного послідовно завантаження

паралельно виконуваних фрагментів в кристал. Математичні моделі задачі системного аналізу для таких алгоритмів потребують подальших досліджень.

4.4 Застосування методології клітинних автоматів для захисту даних

4.4.1. Криптографічні хеш-функції на основі клітинних автоматів

Запропонована програмна реалізація криптографічних хеш-функцій на основі одно, дво- та тривимірних клітинних автоматах із застосуванням псевдовипадкових перестановок криптографічної губки за допомогою різних правил обробки 30, 54, 86, 150 та 158. Розроблені конструкції дозволяють одержати значення хешу 224, 256, 384, 512 бітів та виявили високоякісні розсіювальні властивості та належний рівень захисту.

1. Сумісне використання лінійних та нелінійних правил обробки КА спільно з побітовими операціями забезпечують проходження 99 % усіх статистичних тестів пакету NIST STS, вказуючи на псевдовипадковий характер згенерованих двійкових послідовностей
2. Реалізована паралельна обробка векторів внутрішнього стану криптографічної губки забезпечує задовільні швидкості перетворень, а використання багатовимірних клітинних автоматів дозволяє покращити швидкодію та значно скоротити кількість раундів обробки.
3. Запропоновані функції перетворення виявили стійкий лавинний ефект, при якому найменші зміни у вхідному повідомленні викликають повне оновлення хешу. Дана характеристика вважається однією з найважливіших при оцінці криптографічних хеш-функцій.

Більш детально отримані результати за цим напрямком досліджень описані в публікаціях [271-274].

4.4.2 Блокові шифри на основі зворотних одновимірних клітинних автоматів

Мета даної роботи – розробка та програмна реалізація алгоритму

симетричного шифрування на основі клітинних автоматів і дослідження статистичних властивостей блокових шифрів на його основі.

В алгоритмі, який покладений в основу досліджуваного блокового шифру, довжина блоку становить 128, 256 або 512 бітів. В процесі шифрування використовується один зворотний одновимірний клітинний автомат, кількість клітин в якому дорівнює подвійному розміру блоку. Ключ шифрування отримується за допомогою модуля «System.Security.Cryptography» .NET Framework з наступною обробкою за визначеним правилом обробки КА. Ключ складається з номера правила, яке використовується для перетворення КА, та спеціальних бітів для його приховання. В алгоритмі використовується правило радіусу 3, яке записується на 128 бітах. Інша частина ключа визначається розміром блоку. Отже, загальна довжина ключа складала 256, 384 або 640 бітів.

У процесі шифрування повідомлення зчитується і, за потреби, доповнюють до довжини, кратної довжині блоку. КА ініціалізується випадковою величиною і блоком інформації визначеної довжини, який необхідно зашифрувати. Перед надходженням до КА дані підлягають процедурі заміни за таблицями AES або спеціально згенерованиими таблицями заміни. Правила КА застосовуються до блоку протягом скінченної кількості раундів, після чого одержується порція зашифрованої інформації, а також дані, які використовуються для ініціалізації клітинного автомату при шифруванні наступного блоку інформації. Дані останнього блоку приховуються за допомогою шифру Вернама [3]. Для розшифрування названі вище кроки виконуються в зворотному порядку.

Досліджено криптостійкість розробленої конструкції блокового шифру в залежності від комбінації правил та кількості раундів обробки. Згідно з отриманими результатами щонайменше 97% усіх згенерованих послідовностей проходило всі статистичні тести NIST STS.

Більш детально отримані результати за цим напрямком досліджень описані в публікаціях [275-281].

5. ЗАСТОСУВАННЯ КВАНТОВОГО КОМП'ЮТИНГУ ДЛЯ ВИСОКОПРОДУКТИВНИХ ОБЧИСЛЕНЬ

У даному розділі приведено результвти досліджень впливу частотного шуму на коректну роботу багатоконтрольованих зворотних елементів Тоффолі, Фредкіна та Переса. У рамках моделі Ізінга отримано енергетичний спектр ланцюжка атомів з ядерними спінами ½ у безспіновій напівпровідниковій матриці та визначено допустимі переходи, що відповідають алгоритму роботи цих логічних елементів. Вірність спрацювання отриманих переходів вивчено в залежності від кількості контрольних кубітів та параметрів радіочастотних керуючих імпульсів. Показано, що правильна робота зворотних елементів Тоффолі та Фредкіна не залежить від кількості контролюючих кубітів, тоді як вірність спрацювання елементів Переса значно зменшується зі збільшенням кількості керуючих сигналів. Розраховане відношення частоти Лармора до постійної обмінної взаємодії добре узгоджується з результатам інших досліджень.

5.1. Чіткість спрацювання зашумлених багатоконтрольованих зворотних логічних елементів

Розвиток класичних комп'ютерних технологій пов'язаний як зі зростанням продуктивності, так і з мініатюризацією комп'ютерних пристроїв та систем. Ці виклики регламентуються законом Мура, що зумовлено природними обмеженнями розміру елементарних затворів і, з точки зору термодинаміки, призводить до збільшення кількості теплоти, яка виділяється на одиницю площі процесора. Як наслідок, згідно з принципом Ландауера [256], кожен втрачений біт інформації пов'язаний з генерацією теплової енергії, тому енергія в незворотних цифрових пристроях споживається на логічному рівні. Експериментально підтверджено виділення енергії kTln2 (Дж) на кожен біт інформаційних втрат [257]. Використання зворотної логіки

в пристроях обробки та передачі інформації робить такі пристрої безвтратними як на фізичному, так і на логічному рівнях. Ідея квантових обчислень, від чисто теоретичної, набуває практичного втілення в наш час [258]. Оскільки на атомному рівні всі процеси є зворотними, тому ідея створення квантових комп'ютерів безпосередньо покладається на створення та використання зворотних цифрових пристроїв. З цією метою було запропоновано багато логічних зворотних логічних елементів. Наразі найбільш традиційно використовуваними є трикубітові вентилі Тоффолі, Фредкіна та Переса як з точки зору апаратної складності (квантова вартість), так і можливостей експериментальної реалізації [259-261]. Запропоновано різні схеми для їх реалізації на основі елементарних одно- та двокубітових контрольованих вентиів (NOT, CNOT, CV, CV^+ тощо), квантова вартість яких приймається за одиницю [262]. Однак спроби побудови зворотних логічних схем, які є оптимальними з точки зору кількості примітивів (квантова вартість), продовжуються. Зокрема, відомо, що квантова вартість вентилів Тоффолі та Фредкіна становить 5, а квантова вартість вентиля Переса - 4 [263].

Незважаючи на велику кількість методів синтезу зворотних схем, їх практична реалізація суттєво залежить від технологій виготовлення квантових процесорів. Напівпровідникові квантові процесори з ядерними спіновими ланцюгами у безспіновій матриці є перспективною версією ЯМР-квантових комп'ютерів завдяки великому часу когерентизації, відносній простоті в маніпуляціях з кубітами та можливості масштабування [266,267]. У цьому випадку дозволені атомні переходи здійснюються під дію послідовності імпульсів керування. Експериментальна реалізація найпростіших трикубітових вентилів [268] показала, що кількість імпульсів у такій послідовності відповідає складності обчислювального пристрою. У цьому випадку кількість імпульсів керування є характеристикою квантової вартості схеми, і ці величини не завжди узгоджуються між собою. Важливою проблемою у побудові масштабованого квантового комп'ютера на основі спінового кубітового ланцюга є точність реалізації зворотних квантових

вентилів без втрат. Зокрема, це оптимальний вибір квантових елементів зіоротної логіки як з точки зору їх фізичної реалізації, так і функціональної універсальності. На наш погляд, такими вентилями можуть бути багатоконтрольовані елементи Тоффолі, Фредкіна та Переса. Крім того, ці логічні елементи є важливими компонентами квантових схем корекції помилок [256]. Практична реалізація зворотних квантових пристроїв також може бути оцінена за чіткістю виконання логічних операцій [260], спричиненими різними технологічними факторами (неточність настройки магнітних полів за їх амплітудою та частотою, кількістю керуючих імпульсів, характером взаємодії між кубітами) та декогеренцією, що, зокрема, може призвести до уширення енергетичних рівнів системи тощо.

У роботі ми обговорюємо реалізацію багатоконтрольованих вентилів Тоффолі, Фредкіна та Переса в моделі ядерного спінового ланцюга у безспіновій напівпровідниковій матриці. Проведено порівняння кількості необхідних переходів, що забезпечує реалізацію правильної роботи елементів, та кількості контролюючих кубітів. Показано, що складність узагальнених вентилів Тоффолі та Фредкіна в цій технічній реалізації не залежить від кількості контролюючих кубітів. Обговорено кількість π-імпульсів (квантова вартість), що забезпечують коректну роботу багато контролюючих логічних елементів. Основною метою роботи було вивчити вплив шуму на правильну роботу узагальнених зворотних логічних елементів. Зокрема, розглядається вплив частотного дисбалансу на чіткість їх спрацювання. Також вивчався ефект обмінної взаємодії між кубітами для підвищення коректності роботи зворотних вентилів.

5.2. Фізична модель та її імплементація

Для опису логічних елементів та їх технічних параметрів у присутності шуму ми розглянемо одновимірну спінову модель Ізінга для системи з N взаємодіючих ядерних спінів одна-друга, які лінійно розташовані вздовж x –

осі в якості квантово-механічної фізичної моделі квантового процесора. Ця проста модель дозволяє аналізувати та оцінювати процеси, що розглядаються в логічних елементах. Ланцюг спінів знаходиться під дією сильного магнітного поля, спрямованого вздовж осі z, і керуючого поперечного радіочастотного (РЧ) поля з круговою поляризацією в площині (xOy). Фізична реалізація гейтів на основі напівпровідникової нанотехнології пов'язана з можливістю контролювати спінові стани ядер домішкових атомів (кубітів) у напівпровідниковій безспіновій матриці [259]. Дозволеними будемо вважати переходи між енергетичними рівнями такої системи, якщо вони задовольняють принципу Паулі (зміна лише одного спінового стану регістру), що передбачає зміну вихідного стану. Ми розглядаємо як чисті (цифрові), так і суперпозиційні стани. Зокрема, рівноймовірно заповнений суперпозиційний стан для чотирикубітної системи можна представити як

$$\frac{1}{\sqrt{16}}\left(\left|0000\right\rangle+\left|0001\right\rangle+\ldots+\left|1111\right\rangle\right)$$

Трикубітовий елемент Тоффолі складається з двох керуючих входів, які передаються безпосередньо на вихід, і одного інформаційного вхідного сигналу, який додається за модулем два до добутку сигналів керування і з'являється на виході (Control-Control-NOT). Узагальнений N-кубітовий (N > 3) вентиль Тоффолі (рис. 5.1) може бути описана наступним чином:

$$\begin{aligned} Y_i &= X_i\,, 1 \le i \le N-1, \\ Y_N &= X_1 X_2 \ldots_{N-1} \oplus X_N\ , \end{aligned} \qquad (5.1)$$

де X_i та $Y_i = X_i$ (i = 1, ..., N - 1) - це вхідні та вихідні керуючі кубіти відповідно, а X_N та Y_N - вхідні та вихідні керовані кубіти.

Вентилі Фредкіна також мають три вхідні кубіти, один з яких є

контролюючим і передається на вихід без змін. Дві інші вхідні лінії, залежно від кількості контролюючих кубітів, можуть обмінюватися інформацією між собою або передаватися на вихід без змін (Control-SWAP). Для узагальненого вентиля Фредкіна (рис. 5.1) вихідний та вхідний сигнали пов'язані наступним чином [264]:

$$Y_i = X_i, 1 \le i \le N-2,$$
$$Y_{N-1} = X_{N-1}\overline{X_1 X_2 \ldots X_{N-2}} \oplus X_N X_1 X_2 \ldots X_{N-2},$$
$$Y_N = X_N \overline{X_1 X_2 \ldots X_{N-2}} \oplus X_{N-1} X_1 X_2 \ldots X_{N-2}. \quad (5.2)$$

Поряд з функціональною повнотою елемент Фредкіна, на відміну від вентиля Тоффолі, зберігає парність, тобто, сума по модулю два вхідних сигналів дорівнює сумі вихідних сигналів, що є важливою перевагою.

Трикубітові вентилі Переса мають мінімальну квантову вартість (QC = 4) серед усіх трикубітових зворотних вентилів. Їх багатоконтролюючі узагальнення були запропоновані в [265] і можуть бути описані наступним чином:

$$Y_i = \bigoplus_{j=1}^{i} X_j \quad i = 1, \ldots, N-1,$$
$$Y_N = X_N \oplus X_1 X_2 \ldots X_{N-1}. \quad (5.3)$$

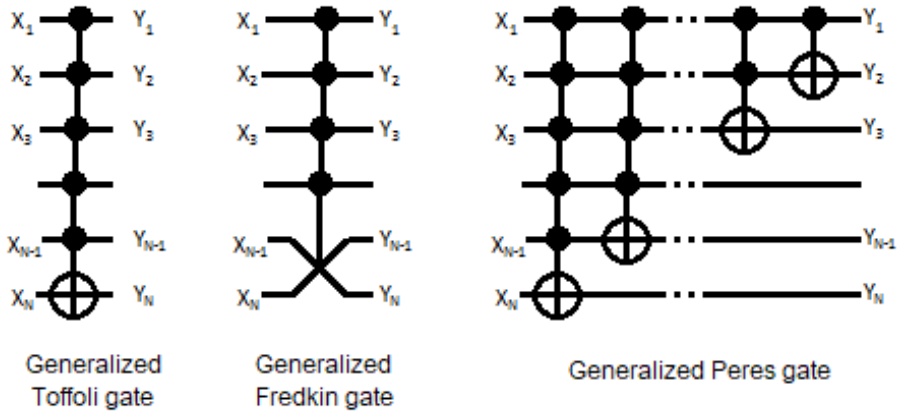


Рисунок 5.1. – Узагальнені вентилі Тоффолі, Фредкіна та Переса

5.3. Енергетичний спектр та динаміка системи

Гамільтоніан моделі описаної системи запишемо у вигляді:

$$\hat{H} = \hat{H}_0 + \hat{W}\,, \tag{5.4}$$

де

$$\hat{H}_0 = -\hbar\left(\sum_{k=0}^{N-1}\omega_k I_k^z + 2J\sum_{k=0}^{N-2} I_k^z I_{k+1}^z + 2J'\sum_{k=0}^{N-3} I_k^z I_{k+2}^z\right), \tag{5.5}$$

$$\hat{W} = -\frac{\hbar\Omega}{2}\sum_{k=0}^{N-1}\left[I_k^+ \exp(i\omega t) + I_k^- \exp(-i\omega t)\right]. \tag{5.6}$$

Тут ми використали наступні позначення: I_k^z оператор проекції спіну k-го ядра на вісь z; $\omega_k = \gamma B(x_k)$ – ларморова частота прецесії; γ – гіромагнітне відношення протона; J та J' константи обмінної взаємодії між найближчими та другими сусідами. Магнітне поле враховане в наступній формі $\boldsymbol{B} = (b\cos\omega t, -b\sin\omega t, B(x_k))$; $\Omega = \gamma b$ - частота Рабі, яка відповідає поперечному обертовому магнітному полю амплітуди b. Це електромагнітне радіочастотне поле використовується для контролю напрямку ядерного спіну кубіта і може розглядатися як збурення, оскільки за величиною воно є значно меншим за $B(x_k)$. процес спінового тьюнінгу можна описати з допомогою операторів підвищення та пониження $I_k^+ = |0_k\rangle\langle 1_k|$ and $I_k^- = |1_k\rangle\langle 0_k|$ для k-ого спіну.

Розв’язуючи стаціонарне рівняння Шредінгера в базисі власних станів ядерних спінів $|i_{N-1},...,i_2,i_1,i_0\rangle$, можна отримати енергетичний спектр системи (2^N) спінів. Величини i_N рівні 0 або 1 і представляють містиме кожного розряду залежно від спінової орієнтації кожного кубіту. Алгоритм роботи логічного елемента забезпечується переходами між отриманими рівнями енергії під дією зовнішнього керуючого поля з частотою ω. Еволюцію системи в часі можна описати нестаціонарним, тобто залежним від часу, рівнянням Шредінгера:

$$i\hbar\frac{\partial\Psi(t)}{\partial t} = \hat{H}\Psi(t). \tag{5.7}$$

Повна хвильова функція $\Psi(t)$ може бути представлена у повному базисі $\left|i_{N-1},...,i_2,i_1,i_0\right\rangle$. Деталі числового розв'язку (7) описані в [269].

Імплантація іонів ^{31}P з ядерними спінами $|\uparrow\rangle$ та $|\downarrow\rangle$ в безспінову ізотопно-збагачену напівпровідникову матрицю ^{28}Si показала, що ці спінові кубіти мають рекордний час декогерентизації, що перевищує 30 с, і чіткість спрацювання однокубітового вентиля досягає 99% [259]. Цей інтригуючий факт передбачає моделювання більш складних зворотних відмовостійких багатоконтролюючих логічних елементів на основі вищезгаданої простої моделі. Зокрема, при моделюванні нами були вибрані наступні параметри моделі: ларморові частоти кубітів змінювалися за законом $\omega_k = 100\cdot 2^k$, (k = 0, 1, …, N – 1). Це досягається зміною величини градієнту магнітного поля $B(x_k)$ вздовж осі x. Параиетри обмінної взаємодії J та J' вибиралися таким чином, щоб задовольнити умовам селективного збудження ($\Omega \ll J \ll \omega$). Діаграма отриманих стаціонарних енергетичних рівнів для узагальнених (багатоконтрольованих) вентилів Тоффолі, Фредкіна і Переса наведена на рисунку 5.2. В розрахунках було прийнято, що перші кубіти є контролюючими, а останні – контрольованими.

Розглянемо дозволені переходи, що реалізують чотири кубітові зворотні гейти.

1) Дозволені переходи, що відповідають алгоритму функціонування чотирикубітового вентиля Тоффолі (рис. 5.2, а) є:

$$15\left|1110\right\rangle \to 16\left|1111\right\rangle \text{ та } 16\left|1111\right\rangle \to 15\left|1110\right\rangle,$$

де останній (контрольований) кубіт змінює свій стан на виході відповідно до (1). На рисунку 5.2 відповідні стани для зручності показані в десяткових позначеннях.

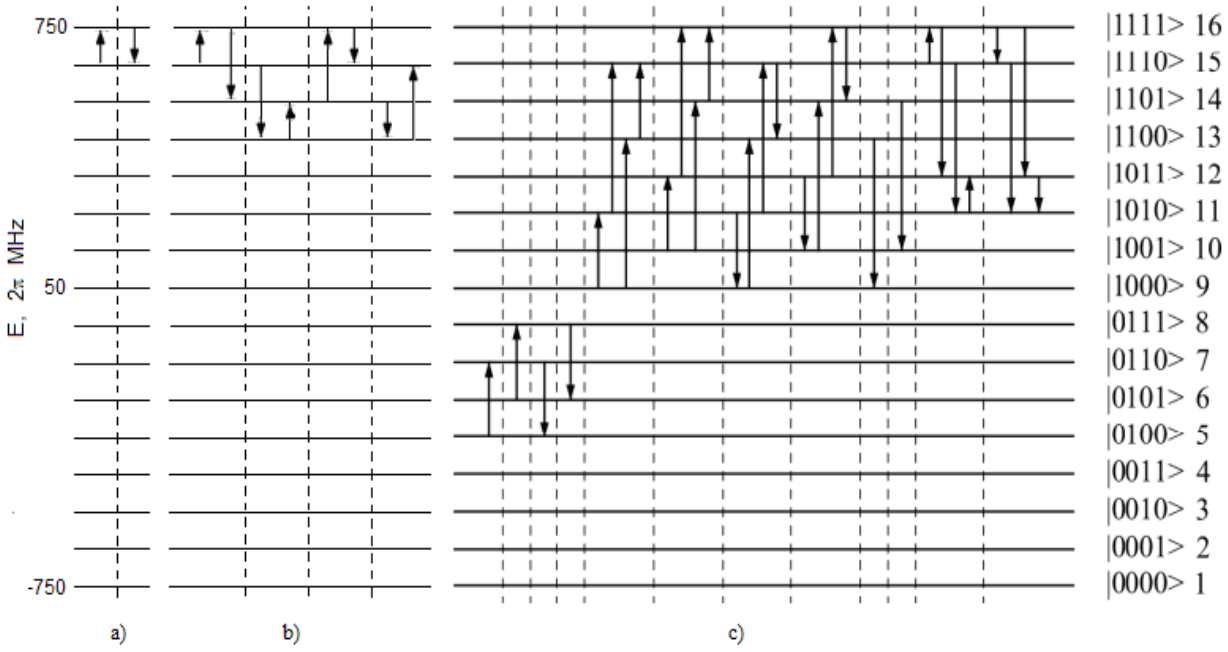


Рисунок 5.2. – Енергетичні рівні і дозволені переходи для чотирикубітових вентилів Тоффолі(a), Фредкіна(b) та Переса(c)

2) Чотирикубітовий вентиль Фредкіна в розглянутій моделі може бути імплементований лише за допомогою двох переходів, зокрема (рис. 5.2,b):

$$15|1110\rangle \to 14|1101\rangle \text{ та } 14|1101\rangle \to 15|1110\rangle .$$

Однак, згідно з принципом Паулі ці переходи є забороненими, тому їх реалізація можлива лише за допомогою деяких проміжних станів. Наступні двостадійні переходи, реалізовані за допомогою двох π-імпульсів (тривалістю π/Ω), є дозволеними, коли радіочастотне контролююче магнітне поле настроєне в резонанс:

$$15|1110\rangle \to 16|1111\rangle \to 14|1101\rangle,$$
$$15|1110\rangle \to 13|1100\rangle \to 14|1101\rangle,$$

та

$$14|1101\rangle \to 16|1111\rangle \to 15|1110\rangle,$$
$$14|1101\rangle \to 13|1100\rangle \to 15|1110\rangle.$$

У цьому випадку, коли перші два (контрольні) кубіти встановлені в стан 1, останні два (цільові) кубіти обмінюються своїми значеннями відповідно до (2). Збільшення кількості контрольних кубітів не змінює кількість π- імпульсів, що забезпечують алгоритмічні переходи вентиля, оскільки в одно- і двоступеневих переходах змінюються лише цільові кубіти, тоді як контрольні кубіти залишаються незмінними. Цей ефект також діє для багатоконтролюючих елементів Тоффолі.

3) Дозволені переходи, що реалізують чотирикубітовий вентиль Переса відповідно до (3) подані на рис. 5.2,с [269]:

$$5|0100\rangle \to 7|0110\rangle,\ \ 6|0101\rangle \to 8|0111\rangle,$$
$$7|0110\rangle \to 5|0100\rangle,\ \ 8|0111\rangle \to 6|0101\rangle,$$
$$13|1100\rangle \to 9|1000\rangle,\ \ 14|1101\rangle \to 10|1001\rangle.$$

Для простоти ми використали як двійкові, так і десяткові позначення. Заборонені переходи $9 \to 15$, $10 \to 16$, $11 \to 13$, $12 \to 14$, $15 \to 12$, і $16 \to 11$ можуть бути реалізовані у два етапи. Наприклад, заборонений перехід $9 \to 15$ можна реалізувати двома різними способами:

$$12|1011\rangle \to 16|1111\rangle \to 14|1101\rangle,\ \ 12|1011\rangle \to 10|1001\rangle \to 14|1101\rangle.$$

Для дозволених переходів частота радіочастотного поля визначається енергією переходу:

$$\omega_{mn} = \frac{E_m - E_n}{\hbar}. \qquad (5.8)$$

Поряд із чистими цифровими станами, квантові вентилі також реалізують переходи між суперпозицій ними станами. У подальших розрахунках під

цифровими станами ми будемо розуміти чисті (не суперпозиційні) стани. Одночасно ми проводили аналіз станів суперпозиції на прикладі рівноймовірної суперпозиції. Однак як на перші, так і на другі негативно впливає частотний шум, який викликаний неточним налаштуванням генератора радіочастотних імпульсів за частотою, а також за фазою. Ці фактори неминуче вплинуть на вірність(чіткість) спрацювання логічних елементів. Зокрема, нещодавно експериментально спостерігалося значення чіткості в оптичних системах близько 68% для елементів Фредкіна та 81% для елементів Тоффолі [260].

5.4 Вплив частотного шуму на чіткість спрацювання багатоконтрольованих зворотних логічних елементів

Коректність виконання квантового алгоритму можна кількісно описати з допомогою поняття чіткості [269]:

$$F = \left\langle \Psi(t) \middle| \Psi_0(t) \right\rangle \tag{5.9}$$

Тут, $\Psi(t)$ та $\Psi_0(t)$ є вірні хвильові функції, отримані як розв'язок рівняння (7) при частотах ω та ω_{mn}, відповідно. В нашій інтерпретації величина $|F|^2$ є ймовірністю коректності спрацювання вентиля.

Ларморові частоти ($\omega_k = \gamma B(x_k)$), так само, як і частоти Рабі ($\Omega = \gamma b$), залежать від зовнішнього магнітного поля (статичного $B(x_k)$ та поперечного радіочастотного b, відповідно).

В ідеальній моделі їх амплітуди розглядаються як постійні протягом керуючого імпульсу. Однак під впливом навколишнього середовища та через неточності в налаштуванні генератора РЧ-імпульсів відбуваються зміни цих частот, що призводить до так званого частотного шуму. Останнє є причиною дисбалансу системи і, як наслідок, веде до неправильної роботи досліджуваних квантових вентилів.

По-перше, розглянемо негативний вплив частотних шумів на коректну роботу багатоконтролюючих зворотних елементів залежно від кількості керуючих сигналів. Цей шум може бути викликаний неточністю налаштування частоти ω радіочастотного генератора, яка відрізняється від резонансної частоти ω_{mn} переходу:

$$\omega = \omega_{mn}(1+\eta), \tag{5.10}$$

де η – безрозмірний параметр дисбалансу частоти. На рисунку 5.3 ми представили чіткість *F* як функцію параметра η для чотирикубітового вентиля Тоффолі (15 → 16), Фредкіна (15 → 16 → 14) та Переса (12 → 16 → 14).

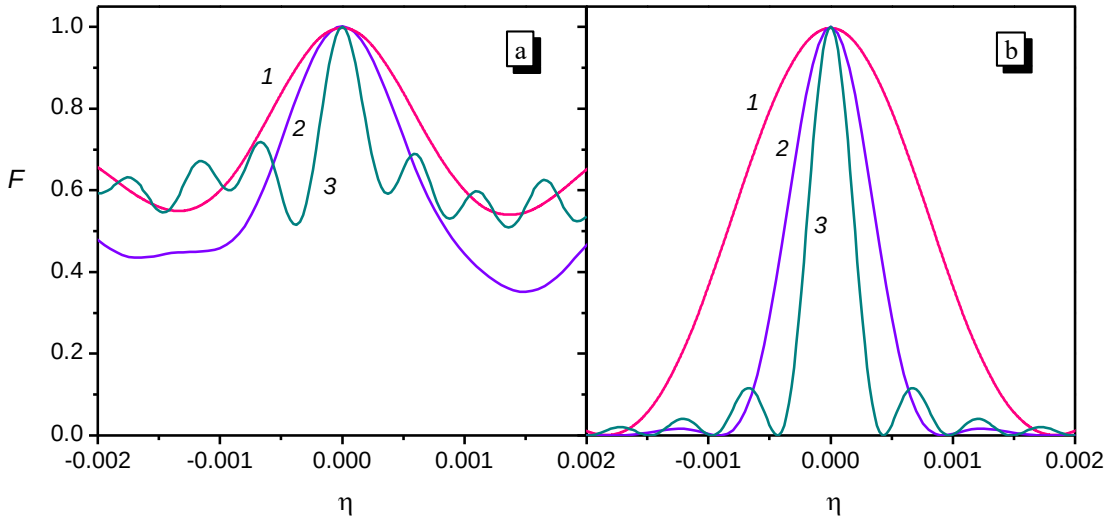
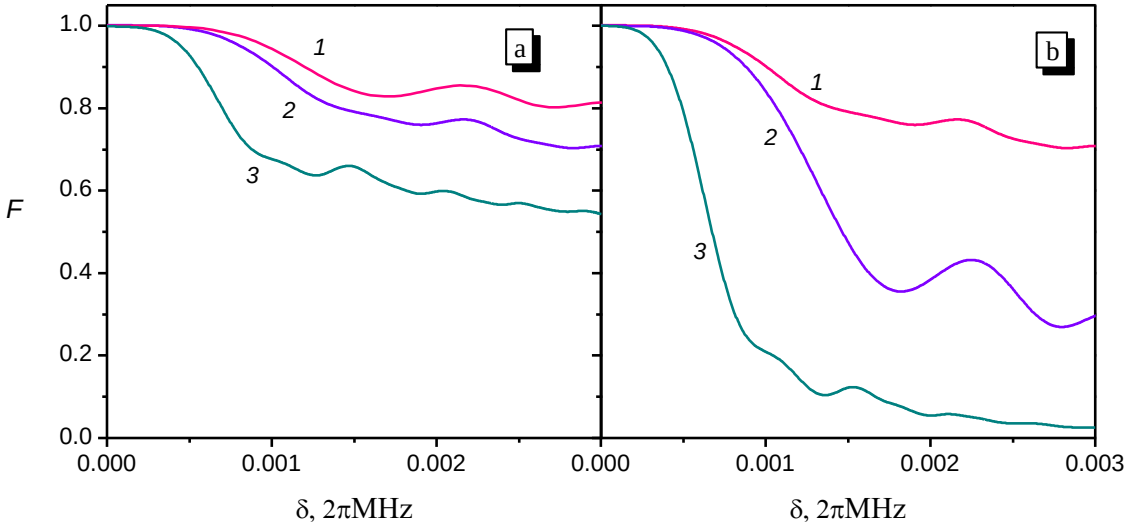


Рисунок 5.3. – Чіткість як функція відносної похибки η для чотирикубітових вентилів: *1* – Тоффолі(15→16), *2* – Фредкіна(15→16→14) *3* – Переса(12→16→14): a) суперпозиційні стани; b) цифрові стани.



а) б)

Рисунок 5.4. – Чіткість як функція параметра δ для чотирикубітових вентилів: *1* – Тоффолі(15→16), *2* – Фредкіна(15→16→14) *3* – Переса(12→16→14): a) суперпозиційні стани; b) цифрові стани.

Для цифрових станів чіткість різко спадає зі зростанням η (рис. 5.3,b), причому максимум дисбалансу відповідає $F = 0.9$, тобто незалежно як від кількості контрольних кубітів вентилів Тоффолі та Фредкіна, так і від типу переходу (див. таблицю). У той же час залежність $F(\eta)$ спадає зі зростанням кількості керуючих кубітів для узагальненого вентиля Переса, що можна пояснити його більш складною логічною структурою. Розрахунок для рівномірно заповнених станів суперпозиції з імовірністю 1/16 дає набагато складнішу залежність $F(\eta)$ (рис. 5.3,a). Зокрема, максимальне значення параметра η, яке відповідає правильній роботі ($F = 0.9$) вентиля, значно зростає і залежить від типу алгоритмічного переходу.

Зі збільшенням кількості кубітів N ситуація для станів суперпозиції така ж, як і у випадку з цифровими станами, тобто чіткість залишається незмінною для елементів Тоффолі та Фредкіна і зменшується для елемента Переса (Табл.5.1). Ці результати можуть бути пов'язані з різними максимальними значеннями енергій переходу для розглянутих вентилів. Наприклад,

максимальні енергії переходу в елементах із чотирма кубітами складають: 95,5·2π MHz для переходу 15 → 16 у воротах Тоффолі, 189,5·2π MHz для переходів 15 → 16 → 14 в елементах Фредкіна і 389,5·2π MHz для переходу 12 → 16 → 14 у вентилі Переса. Чим вище ці енергії, тим більш чутливим є вхід до частотного шуму. Це також вірно зі збільшенням числа кубітів N, оскільки максимальні енергії переходу збільшуються лише в елементі Переса зі зростанням N.

Таблиця 5.1. Параметр частотного дисбалансу η (відносні одиниці) та параметр дисбалансу модуляції δ (2π MHz) для N-кубітових вентилів (N = 3, 4, 5, 6, 7).

N	Цифрові чтани						Суперпозиційні стани					
	Тоффолі		Фредкін		Перес		Тоффолі		Фредкін		Перес	
	$\eta,10^{-4}$	$\delta,10^{-4}$	$\eta,10^{-4}$	$\delta,10^{-4}$	$\eta,10^{-4}$	$\delta,10^{-4}$	$\eta, 10^{-4}$	$\delta, 10^{-4}$	$\eta,10^{-4}$	$\delta, 10^{-4}$	$\eta,10^{-4}$	$\delta, 10^{-4}$
3	6.82	8.84	2.63	5.68	1.4	2.22	7.61	12.1	3.52	3.87	2.62	3.22
4	6.82	8.84	2.65	1.33	0.72	1.54	7.61	12.1	3.54	1.79	0.32	2.16
5	6.82	8.84	2.57	0.68	0.34	0.65	7.61	12.1	3.48	0.75	0.15	0.88
6	6.82	8.84	2.55	0.12	0.13	0.09	7.61	12.1	3.47	0.56	0.09	0.37

Інший тип частотного шуму - це малі періодичні коливання частоти з часом, які можна описати як

$$\omega = \omega_{mn} \cos(\delta t), \tag{5.11}$$

де параметр δ характеризує відхилення в часі частоти РЧ-генератора відносно резонансної частоти переходу, що реалізує едементи Тоффолі, Фредкіна та Переса. Аналіз залежностей чіткості для цього виду шуму від параметрів дисбалансу дозволяє стверджувати, що, як і в попередньому випадку для цифрових станів, F(δ) досить різко спадає зі зростанням параметра δ (рис. 5.4,б) і не залежить від типу переходу. Для станів суперпозиції було виявлено збільшення можливих значень параметра δ для коректної роботи (F = 0,9).

Як випливає з табл.5.1, збільшення кількості контрольних кубітів для

узагальнених вентилів Тоффолі не впливає на значення його чіткості. Однак залежності $F(\delta)$ для вентилів Фредкіна та Переса демонструють спадання залежно від параметра частотного дисбалансу δ РЧ керуючого поля. Слід зазначити, що, незалежно від типу шуму, правильність роботи вентилів Тоффолі та Фредкіна з кількома керуючими сигналами залишається незмінною для цифрових станів зі збільшенням N. У той же час частотний шум призводить до руйнування станів суперпозиції в узагальнених елементах Фредкіна та Переса.

Результати можуть бути узагальнені на випадок з багато контролюючими гейтами з довільною кількістю кубітів. Для елементів Тоффолі та Фредкіна збільшення кількості контрольних кубітів не впливає на структуру дозволених переходів і призводить лише до перенумерації рівнів енергії системи (рис. 5.2,а, 5.2,б). Водночас збільшення N для вентилів Переса призводить до більш складної структури дозволених переходів (рис. 5.2,в), відповідно до алгоритму (3). Щоб врахувати неточність настройки частоти РЧ-генератора, необхідно вибрати оптимальні значення параметрів дисбалансу. На рис. 5.5 наведено залежності параметра дисбалансу η від безрозмірного параметра ω_0/J, що дозволяє вибрати найкращі значення як величини магнітного поля, так і параметра обмінної взаємодії. Вибір останнього визначається фізичними властивостями домішкового атома (кубіта), відстанню між кубітами тощо [270]. Зокрема, для правильної роботи чотирикубітових вентилів Фредкіна на чистих цифрових станах параметр дисбалансу $\eta = 2{,}65\ 10–4$ відповідає $\omega_0/J = 20$, тоді як для станів суперпозиції $\eta = 3{,}54\ 10–4$ відповідає до $\omega_0/J = 8$.

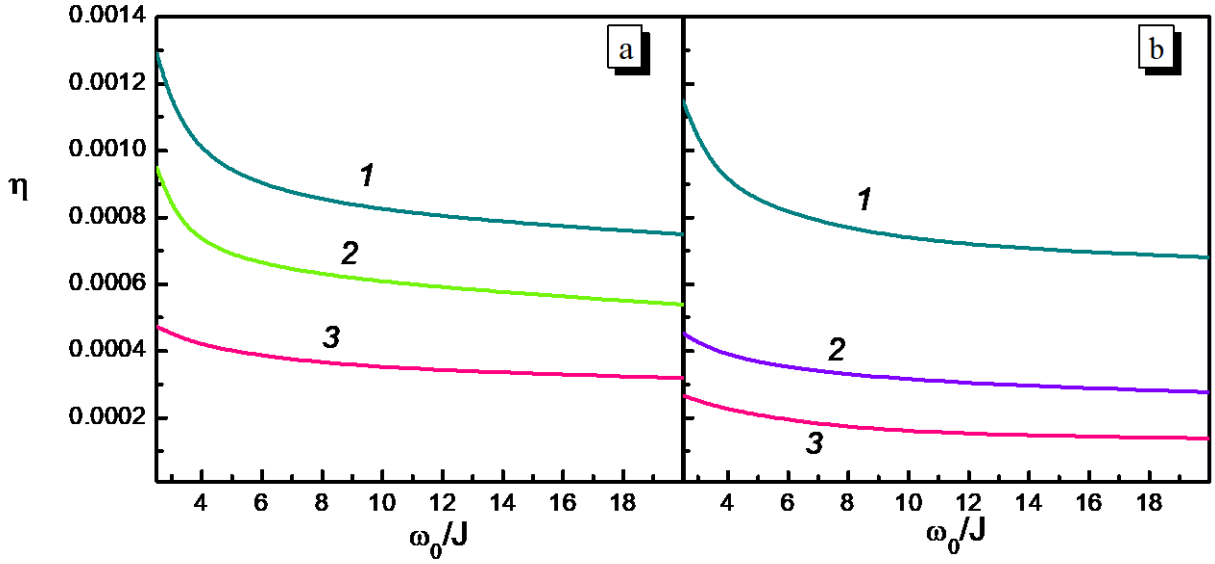


Рисунок 5.5 - Залежність параметра дисбалансу η від відношення ω_0/J для чотирикубітових гейтів: *1* – Тоффолі (15 → 16), 2 – Фредкіна (15 → 16 → 14) *3* – Переса (12 → 16 → 14): a) суперпозиційні стани; b) чисті стани.

Значення ω_0/J, отримане для чотирикубітових вентилів, узгоджується з оцінкою [260], де вона становить ~ 23. Представлені на рис. 5.5 залежності також дозволяють знайти оптимальне відношення ω_0/J для вентилів Тоффолі ~ 16 ([260]) та для вентилів Переса ~ 12.

ВИСНОВКИ

За отриманими результатами проведених на всіх етапах досліджень можна зробити наступні узагальнення і висновки.

Розроблений метод обробки зображень дозволяє підвищувати локальний контраст зображень (до 5-8 разів) і видаляти неоднорідний фон без появи помітних артефактів, що забезпечує значне підвищення деталізації та візуальної якості відновлених сигналів. Для покращенння результатів обробки зображень доцільно використовувати штучні нейронні мережі. Для підвищення швидкості навчання запропоновано багатомасштабне оброблення вхідних векторів X та алгоритм багатомасштабного навчання ШНМ.

Завдяки встановленню параметрів трансформацій, які наближують зображення зразка до зображення еталону, є можливість кількісного врахування експериментальних умов отримання зображень, зокрема зміни їх масштабу. Завдяки суміщенню серії електронно-дифракційних зображень можна перетворити їх до одного масштабу, орієнтації, яскравості та контрасту, що мінімізує вплив експериментальних факторів на оброблені зображення.

У процесі досліджень також виконано теоретичне узагальнення багатопарамтеричного та багатомасштабного підходу до ідентифікації та обробки інформації, що дозволило отримати нове вирішення важливої науково-технічної проблеми підвищення точності та швидкодії оброблення сигналів і зображень для комп’ютерних і комп’ютеризованих систем, зокрема:

1. Розроблено концепцію багаторівневого підходу до оброблення експериментальних сигналів, яка полягає в обчисленні й аналізі додаткових рівнів сигналів, комплексному обробленні сигналів множиною взаємопов’язаних методів, що забезпечує підвищення швидкодії та (або) точності вищевказаних методів на порядок. Розроблено та програмно реалізовано комплекс методів і алгоритмів для поетапного оброблення електронно-дифракційних зображень у комп’ютеризованих інформаційно-вимірювальних системах на базі електронних мікроскопів, комплекс методів і алгоритмів для оброблення Х-променевих сигналів та зображень у КІВС на базі Х-променевих дифрактометрів.

2. Розроблено теоретичні основи, метод і програмні засоби для аналізу та

синтезу профілів розподілу інтенсивності експериментальних зображень. Характерною особливістю запропонованого методу є використання конічних перерізів як обвідних серії профілів і обчислення усереднених профілів на основі їх серії, що дозволяє підвищити точність обчислення просторових параметрів усереднених профілів на порядок. Залежно від експериментальних умов отримання сигналів як обвідні використано відрізки прямих, дуги кіл та еліпсів, гіперболи і параболи. Розроблені методи реалізують режим класифікації, в якому формування усередненого профілю виконується тільки на основі найменш спотворених профілів серії. Показано, що коректне усереднення серії з Q профілів в $\sqrt{Q}$ разів зменшує рівень шуму.

3. Запропоновано і програмно реалізовано високоточні методи та апаратно-програмні засоби для багаторівневої інтерполяції, в яких інтерпольовані одновимірні та двовимірні сигнали складаються з суми коректованої та узгоджувальної функцій, де коректована функція обчислюється з використанням згортання з ядром фільтра Гауса кускових поліноміальних функцій (сплайнів), зокрема лінійних або кубічних, а узгоджуюча функція забезпечує проходження сумарного інтерпольованого сигналу через вузли інтерполяції. Розроблені методи дозволяють при мінімальній похибці інтерполяції підвищити роздільну здатність експериментальних сигналів. При обробленні електронно-дифракційних зображень КСКП розробленого методу інтерполяції, порівняно з аналогами, у середньому на 16% менший.

4. Розроблено новий швидкодійний метод підвищення локального контрасту і видалення неоднорідного фону зображень, який використовує значення обвідних мінімальних та максимальних значень сигналів у межах локальних вікон, що обчислюються шляхом апроксимації з використанням кубічних поліноміальних функцій. Встановлено, що запропоновнаий метод дозволяє підвищувати локальний контраст зображень (до 8 разів) без появи помітних артефактів і забезпечує значне підвищення візуальної якості відновлених сигналів, особливо у випадку оброблення Х-променевих медичних та електронно-мікроскопічних зображень.

5. Розроблено новий високоточний і швидкодійний метод суміщення

зображень об’єктів із використанням генетичного алгоритму та алгоритму координатного спуску. Для генетичного алгоритму вибрано структуру хромосом, яка описує основні просторові перетворення зображень та зміни їх яскравості. У результаті дослідження різних видів селекції хромосом при суміщенні зображень зроблено висновок про більшу ефективність турнірного методу, порівняно з селекцією методом рулетки та ранговим методом. Для досліджуваних зображень найкращі результати отримано при амплітуді мутації ≈20% і кількості хромосом ≈ 64, що забезпечує незначну похибку суміщення зображень за масштабом (≈0.01%) і кутом повороту (≈0.05°).

6. Запропоновано новий метод багаторівневого аналізу енергетичних спектрів зображень, зокрема Х-променевих муарових зображень, який використовує багатомасштабне оброблення енергетичних спектрів, завдяки чому похибка обчислення середньої просторової радіальної частоти зображення є незначною. Встановлено, що вибором оптимального масштабу зображення за шириною і висотою забезпечується мінімальне спотворення радіального розподілу для енергетичного спектру зображення і до 2 разів вища точність вирішення оберненої задачі при обчисленні параметрів досліджуваних зразків.

7. Розроблено швидкодійний метод використання штучних нейронних мереж для вирішення обернених задач відновлення структурних параметрів кристалів CdTe на основі експериментальних *X*-променевих сигналів, де як нейронну мережу застосовано багатошаровий персептрон із використанням багатомасштабного оброблення вхідних даних, що дозволило зменшити час навчання нейромережі в середньому в 2 рази.

8. Розроблено реконфігуровну систему визначення рівня шуму σ_{NE} на зображеннях на основі запропонованих методів LLROI та HLROI, які використовують при виділенні шумової складової низькочастотну та високочастотну фільтрації відповідно. На основі запропонованих методів створено програми в системі MATLAB, синтезовано структури КОЕС та їх Simulink-моделі, розроблено структурні схеми блоків підсистеми. Апаратна реалізація блоків фільтрації зображень у КОЕС виконана засобами FPGA Artix-

7, що дозволило на порядок підвищити швидкодію оброблення зображень. Точність методів перевірено при обробленні множини 100 тестових зображень, при цьому КСКП обчислення σ_{NE} дорівнює ≈ 0.002, що на 30% менше, ніж для найкращого методу-аналогу PCAP.

9. Розроблено методи адаптивної зміни параметрів «Яскравість» і «Контраст» відеокамер у КОЕС. На основі запропонованих методів розроблено програмні й апаратні засоби для підсистеми адаптивної зміни параметрів відеокамер, синтезовано структуру КОЕС та її Simulink-моделі, а також розроблено структурні схеми блоків підсистеми. Розроблено програму в системі MATLAB, призначену для адаптивної зміни параметрів відеокамери на основі критеріїв якості зображення K_V. Критерії якості K_V побудовано на основі ВСШ з врахуванням насичення зображення (параметр R_A) та ВСШ з обмеженнями на екстремальні значення сигналу (параметр R_L). Точність розроблених методів перевірено при адаптивній зміні трьох моделей відеокамер.

10. Результати проведених досліджень з ущільнення і способів захисту даних в локальних системах передачі інформації підтверджують, що запропонована модифікована методика потокового групового шифрування даних задовільняє вимогам тесту NIST STS 2.1.2, і може бути реалізована у вигляді спеціалізованого співпроцесора з реконфігуровною архітектурою для вирішення задач захисту даних в локальних мережах технології IoT.

11. Отримані результати статистичних досліджень модифікованого потокового шифру з динамічною зміною ключа можуть свідчити про коректність запропонованої моделі і можливість її застосування для шифрування різних типів цифрових потоків. Для отримання підтвердження криптостійкості даного методу потрібні подальші його дослідження.

12. Запропоновано удосконалений системний підхід до аналізу і синтезу вбудованої кіберскладової компоненти для складних мультизадачних комп’ютеризованих систем, та апробовано його для послідовних функціональних алгоритмів обробки інформації в технічних системах з реконфігуровною архітектурою комп’ютерних засобів.

13. Обґрунтовано математичну модель комп’ютерної компоненти технічної систем, яка дозволяє відобразити множину станів системи на множину виконуваних комп’ютерною складовою процедур, функцій, процесів. Вперше сформульовано узагальнену постановку задачі системного аналізу для пошуку мінімаксного рішення цільової функції синтезу комп'ютерної кібер компоненти мультизадачної технічної системи, особливістю якої є використання 3D розмірної матриці для опису кількісних параметрів необхідних базових логічних структур FPGA, чи CPLD типу, які дозволяють синтезувати схемні рішення для виконання вказаних процесів, функцій, процедур.

14. Запропоновано алгоритм пошуку оптимізованого рішення щодо вибору програмованого логічного середовища для реалізації проекту. Показано, що такий підхід спрощує прийняття рішень щодо вибору елементної бази для реалізації проектів, та підвищує їх техніко-економічну ефективність за рахунок обґрунтованої мінімізації надлишковості використовуваних ресурсів програмованих логічних структур.

15. Описано особливості застосування запропонованої методики для синтезу і моделювання багато режимного потокового шифратора в системах захисту при передачі даних, що реалізуються в технологіях інтернету речей і кіберфізичних систем, дозволяють легко адаптувати запропоновану методику, наприклад використовуючи засоби програмного пакету ISE WebPack фірми Xilinx, для синтезу двовимірних матриць і тривимірних тензорів розрахункових коефіцієнтів цільової функції і обмежуючих факторів та визначення необхідних ресурсів програмованого логічного середовища для реалізації файлів реконфігурації синтезованого мультизадачного проекту практично довільної складності.

16. Проаналізовано багатоконтролюючі зворотні вентилі Тоффолі, Фредкіна та Переса в моделі ядерного спінового ланцюга в безспіновій напівпровідниковій матриці. Проведено порівняння кількості необхідних переходів, що забезпечує реалізацію правильної роботи вентилів, з різним

числом контрольних кубітів. Визначено допустимі переходи, що реалізують роботу логічних елементів для одного та двох π-імпульсів. Проведено аналіз чіткості як характеристики коректної роботи системи.

17. Показано, що для багатоконтролюючих елементів Тоффолі та Фредкіна чіткість не залежить від кількості кубітів керування для різних типів частотних шумів, спричинених дисбалансом РЧ-генератора. У той же час для багатоконтрольних вентилів Переса чіткість досить чутлива до кількості контрольних кубітів і різко зменшується зі зростанням кількості цих кубітів. З вищевикладеного випливає, що багатоконтрольовані елементи Тоффолі та Фредкіна є більш придатними для практичного використання, оскільки на них менше впливає частотний шум, ніж елементи Переса.

18. Порівняння чіткості цифрового та суперпозиійного станів дозволяє зробити несподіваний висновок про вищу стійкість останнього, що характерно для всіх досліджуваних вентилів. Розрахункові значення параметра ω_0 / J дають можливість зробити оптимальний вибір зовнішнього постійного магнітного поля та параметра обмінної взаємодії між кубітами. Отримані результати можуть бути використані при проектуванні квантових напівпровідникових ЯМР-процесорів.

Результати даних досліджень було використано для створення низки теоретичних курсів та лабораторних робіт за магістерською освітньо-науковою програмою «Комп’ютерна інженерія технологій інтернету речей та кіберфізичних систем» зі спеціальності 123 – Комп’ютерна інженерія, впровадженою у Чернівецькому національному університеті, в тому числі і за підтримки Erasmus+ проекту "Internet of Things: Emerging Curriculum for Industry and Human Applications" (ALIoT) No. 573818-EPP-1-2016-1-UK-EPPKA2-CBHE-JP, відповідно грантової угоди 2016-2967 / 001-001 з Європейським Союзом. Зокрема, наприклад, для таких навчальних дисциплін як “Основи квантового комп'ютингу”, “Комп'ютерні системи штучного інтелекту”, “ Моделювання комп'ютерних smart-систем”, “Методи цифрової обробки зображень”, "IoT technologies for cyber physical systems", та інших.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

[1] A.L. Bovik, *The Essential Guide to Image Processing*. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier Inc., 2009.

[2] W. Burger and M.J. Burge, *Principles of Digital Image Processing. Fundamental Techniques*. London, UK: Springer-Verlag, 2009.

[3] E. R. Davies. *Computer and Machine Vision: Theory, Algorithms, Practicalities*. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier, 2012.

[4] R. Gonzalez, and R. Woods. *Digital image processing*. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2002.

[5] R. Gonzalez, R. Woods, and L. Eddins. *Digital Image Processing using MATLAB*. New Jersey, USA: Prentice Hall, 2004.

[6] Image Processing Place. Image Databases. [Online]. Available: http://www.imageprocessingplace.com/root_files_V3/image_databases.htm. Accessed on: May 4, 2018.

[7] A. , *Image Registration. Principles, Tools and Methods*. London, UK: Springer-Verlag, 2012.

[8] S.G. Hoggar, *Mathematics of digital images. Creation, Compression, Restoration, Recognition*. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2006.

[9] J.C. Russ, *The Image Processing. Handbook*. Abingdon-on-Thames, UK: Taylor & Francis Group, 2011.

[10] В.П. Бабак, В.С. Хандецький, та Е. Шрюфер, *Обробка сигналів: Підручник*. Київ, Україна: Либідь, 1996.

[11] Р. Гонсалес, и Р. Вудс, *Цифровая обработка изображений*. Москва, Россия: Техносфера, 2005.

[12] Р. Гонсалес, Р. Вудс, и С. Эддинс, *Цифровая обработка изображений в среде MATLAB*. Москва, Россия: Техносфера, 2006.

[13] I. H. Bankman, *Handbook of Medical Image Processing and Analysis*. Amsterdam, The Netherlands: Elsevier Inc., 2009.

[14] K. Doi, and K. Rossmann, "Computer-aided diagnosis in medical imaging: Historical review, current status and future potential", *Computerized Medical Imaging and Graphics*, vol. 31, no. 4-5, pp. 198–211, 2007.

[15] Basics of EBSD. [Online]. Available: http://www.ebsd.com/basicsofebsd1.htm. Accessed on: May 14, 2018.

[16] D. J. Dingley, A.J. Wilkinson, G. Meaden, and P.S. Karamched, "Elastic strain tensor measurement using electron backscatter diffraction in the SEM", *Journal of Electron Microscopy*, vol. 59, pp. 155-163, 2010.

[17] E. Neri, D. Caramella, and C. Bartolozzi, *Image Processing in Radiology. Current Applications*. London, UK: Springer-Verlag, 2008.

[18] И.М. Фодчук, С.Н. Новиков, Я.М. Струк, и И.В. Фесив, "Рентгенодифракционные изображения микроцарапин, представленных в виде многорядных распределений сосредоточенных сил", *Металлофизика и новейшие технологи*, т. 35, № 5, с. 711-723, 2013.

[19] А.А. Яровий, І.Р. Арсенюк, та Д.Г. Пасічник, "Проектування системи цифрової корекції та підвищення якості растрових зображень у сфері рентгенографії", *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т.1, № 38, с. 72–77, 2017.

[20] A. Buades, B. Coll, and J.M. Morel, "A review of image denoising algorithms, with a new one", *SIAM Journal on Multiscale Modeling and Simulation*, vol. 4, pp. 490-530, 2005.

[21] P. Chatterjee, and P. Milanfar, "Is denoising dead?", *IEEE Trans. Image Processing*, vol. 19, no. 4, pp. 895-911, 2010.

[22] R. Chellappa, "Mathematical statistics and computer vision", *Image and Vision Computing*, vol. 30, no. 8, pp. 467-468, 2012.

[23] M. Hari Krishman, and R. Viswanathan, "A New Concept of Reduction of Gaussian Noise in Images Based on Fuzzy Logic", *Applied Mathematical Sciences*, vol. 7, no. 12, pp. 595-602, 2013.

[24] Research at Microsoft, research areas Computer Vision, Graphics and Multimedia. [Online]. Available: http://research.microsoft.com/en-us/. Accessed on: May 15, 2018.

[25] C. Liu, R. Szeliski, S. B. Kang, C. L. Zitnick, and W. T. Freeman, "Automatic Estimation and Removal of Noise from a Single Image", *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, vol. 30, no. 2, pp. 299-314, 2008.

[26] В. Б. Мокін, В. Г. Сторчак, Є. М. Крижановський, О. В. Гавенко, та В. Ю. Балачук, *Інформаційні технології автоматизації обробки параметрів геоінформаційних систем з геометричними мережами: монографія*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2014.

[27] R. Louban, *Image Processing of Edge and Surface Defects. Theoretical Basis of Adaptive Algorithms with Numerous Practical Applications*. London, UK: Springer-Verlag, 2009.

[28] Э.С. Айчифер, и Б.У. Джервис, *Цифровая обработка сигналов: практический подход*. Москва, Россия: Вильямс, 2004.

[29] E. C. Ifeachor, and B. W. Jervis, *Digital signal processing: a practical approach*. New York, USA: Prentice Hall, 2002.

[30] L. Roger, and Jr. Easton, *Fourier methods in imaging. Series in Imaging Science and Technology*. Springfield, USA: Wiley-IS&T, 2010.

[31] Н.Н. Бондина, и Р.Ю. Муратов, "Адаптивные алгоритмы фильтрации и изменения контраста изображения", *Вестник НТУ «ХПИ»*, № 35, с.35-42, 2014.

[32] D. Baleanu, *Advances in wavelet theory and their applications in engineering, physics and technology*. London, UK: InTech, 2012.

[33] R. V. Meera Devi, and B. S. Sathish Kumar, "Gaussian Noise Reduction on Image Automatically", *International Journal of Research in Engineering and Technology*, vol. 4, pp. 61-64, 2015.

[34] D. D. Muresan, and T. W. Parks, "Adaptive principal components and image denoising", in *IEEE Int. Conf. on Image Processing*, Barcelona, Spain, 2003, pp. 101-104.

[35] M. Polyakova, V. Krylov, and N. Volkova, "The method of wave lets construction by transformation of a graph of power function for edge detection", *International Journal of Computing*, vol. 11, no. 3, pp. 203-214, 2012.

[36] F. Safaraa, Sh. Doraisamya, A. Azmana, A. Jantana, and A. Ramaiahc, "Multi-level basis selection of wavelet packet decomposition tree for heart sound classification", *Computers in Biology and Medicine*, vol. 43, no. 10, pp. 1407–1414, 2013.

[37] В.П. Дьяконов, *Вейвлеты. От теории к практике*. Москва, Россия: СОЛОН-Пресс, 2004.

[38] О. В. Капшій, О. І. Коваль, та Б. П. Русин, *Вейвлет-перетворення у компресії та попередній обробці зображень*. Львів, Україна: Сполом, 2008.

[39] Н. К. Смоленцев, *Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB*. Москва, Россия: ДМКПрес, 2008.

[40] О. І. Черняк, та П. В. Захарченко, *Інтелектуальний аналіз даних: підручник*. Київ, Україна: Знання, 2014.

[41] В. И. Васильев, и А. И. Шевченко, *Искусственный интеллект*. Донецк, Украина: ДонДИИИ, 2000.

[42] Ю. П. Зайченко, *Основи проектування інтелектуальних систем. Навчальний посібник*. Київ, Україна: Слово, 2004.

[43] Б. М. Герасимов, В. М. Локазюк, О. Г. Оксіюк, та О. В. Поморова. *Інтелектуальні системи підтримки прийняття рішень : навч. посібник*. Київ, Україна: Вид-во Європ. ун-ту, 2007.

[44] М. М. Глибовець, та О. В. Олецький, *Штучний інтелект: підручник*. Київ, Україна: КМ Академія, 2002.

[45] Дж.Ф. Люгер, *Искусственный интеллект: Стратегии и методы решения сложных проблем*. Москва, Россия: Вильямс, 2003.

[46] С. Рассел, и П. Норвиг, *Искусственный интеллект: современный подход*. Москва, Россия: Вильямс, 2006.

[47] E. Kussul, T. Baidyk, and D. Wunsch, *Neural Networks and Micromechanics*. Berlin Heidelberg, Germany: Springer-Verlag, 2010.

[48] L. Rutkowski, *Computational Intelligence. Methods and Techniques*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2008.

[49] S. Theodoridis, and K. Koutroumbas. *Introduction to the Pattern Recognition: a MATLAB approach*. Burlington, USA: Elsevier, 2010.

[50] I. Turchenko, V. Kochan, and A. Sachenko, "Accurate Recognition of Multi-Sensor Output Signal Using Modular Neural Networks", *International Journal of Information Technology and Intelligent Computing*, vol. 2, no. 1, pp. 27-47, 2007.

[51] О.Г. Руденко, та Є.В. Бодянський, *Штучні нейронні мережі: Навчальний посібник*. Харків, Україна: СМІТ, 2006.

[52] Д. Рутковская, М. Пилиньский, и Л. Рутковский, *Нейронные сети, генетические алгоритмы и нечеткие системы*. Москва, Россия: Горячая линия-Телеком, 2004.

[53] Ф. Уосермен, *Нейрокомпьютерная техника. Теория и практика*. Москва, Россия, 1992.

[54] С.Д. Штовба, та В.В. Мазуренко, *Інтелектуальні технології ідентифікації залежностей. Лабораторний практикум: електронний навчальний посібник*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2014.

[55] Y. P. Chen, and M. H. Lim, *Linkage in Evolutionary Computation*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2008.

[56] P.F. Hingston, L.C. Barone, and Z. Michalewicz. *Design by Evolution. Advances in Evolutionary Design*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2008.

[57] S.N. Sivanandam, and S.N. Deepa. *Introduction to Genetic Algorithms*. Berlin, Germany: Springer-Verlag, 2008.

[58] М. М. Байас, В. М. Дубовой, "Координація рішень про розподілення ресурсів на основі генетичного алгоритму", *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т.2, № 30, с. 4-12, 2014.

[59] Т.К. Вороновский, К.В. Махотило, С.Н. Петрашев, и С.А. Сергеев, *Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности*. – Харьков, Украина: Основа, 1997.

[60] С. М. Захарченко, Н. Р. Романівна, та О. О. Манаєва, "Дослідження можливостей генетичного алгоритму в задачі кластеризації користувачів мережі Internet", *Інформаційні технології та комп'ютерна інженерія*, т. 2, № 18, с. 67-72, 2010.

[61] Ю. О. Скобцов. *Основи еволюційних обчислень: навч. посібник*. Донецьк, Україна: ДонНТУ, 2008.

[62] Б. Яне, *Цифровая обработка изображений*. Москва, Россия: 2007.

[63] V. Petruk, O. Kvaternyuk, and S. Kvaternyuk, "Methods and means of measuring control and diagnostics of biological tissues in vivo based on measurements of color coordinates and multispectral image", *Proc. SPIE*, vol. 9816, 98161H, pp. 98161H-1– 98161H-5, 2015.

[64] С. М. Кватернюк, "Метод та засоби мультиспектрального телевізійного вимірювального контролю стану неоднорідних біологічних середовищ", *Вісник Вінницького політехнічного інституту*, №. 1, с. 15-22, 2017.

[65] С. М. Кватернюк, "Аналіз структурних схем засобів мультиспектрального телевізійного вимірювального контролю параметрів та діагностування стану неоднорідних біологічних середовищ", *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології (OEIET)*, т. 33, №. 1, с.54-60, 2017.

[66] Р.А. Кожемякин, и А.Н. Земляченко, Н.Н. Пономаренко, и В.В. Лукин, "Автоматическое сжатие гиперспектральных изображений с использованием вариационно-стабилизирующего преобразования", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 1 (60), с. 58-65, 2013.

[67] В.В. Старовойтов, и Ю.И. Голуб, *Цифровые изображения: от получения до обработки*. Минск, Беларусь: ОИПИ НАН Беларуси, 2014.

[68] Д. Даджион, и Р. Мерсеро, *Цифровая обработка многомерных сигналов*. Москва, СССР: Мир, 1988.

[69] Т. Б. Мартинюк, А. В. Кожем’яко, та Т. Ю.Позднякова, "Особливості двовимірного оброблення даних за різницевими зрізами", *Оптико-електронні інформаційно-енергетичні технології (OEIET)*, т.29, №.1, с. 10-17, 2015.

[70] A. K. Boyat, and B. K. Joshi, "A Review Paper: Noise Model in Digital Image", *Processing, Signal & Image Processing: An International Journal (SIPIJ)*, vol. 6, No. 2, pp. 63-75, 2015.

[71] J. Immerkaer, "Fast Noise Variance Estimation", *Computer Vision and Image Understanding*, vol. 64, No. 2, pp. 300-302, 1996.

[72] X. Liu, M. Tanaka, and M. Okutomi, "Single-Image Noise Level Estimation for Blind Denoising", *IEEE Transactions on Image Processing*, vol. 22, No. 12, pp. 5226- 5237, 2013.

[73] S. Pyatykh, J. Hesser, and L. Zheng, "Image noise level estimation by principal component analysis", *IEEE Transaction on Image Processing*, vol. 22, no.2, pp.687-699, 2013.

[74] В.В. Абрамова, С.К. Абрамов, В.В. Лукин, и Г.А. Проскура, "Исследование возможности повышения быстродействия метода оценивания дисперсии помех на цифровых изображениях", *Радіоелектронні і комп’ютерні системи*, № 2 (82), С.4-9, 2017.

[75] В.В. Абрамова, С.К. Абрамов, и В.В. Лукин, "Многоэтапный автоматический метод оценивания дисперсии аддитивного шума с использованием детектора однородных участков на основе момента четвертого порядка", *Радіоелектронні і комп’ютерні системи*, № 4 (63), С.15-24, 2013.

[76] П.Е. Ельцов, С.К. Абрамов, М.Л. Усс, и В.В. Лукин, "Обнаружение однородных участков изображений на основе тестов на гауссовость", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 1 (49), с. 38-45, 2011.

[77] Р.Н. Квєтний, В.Ю. Дементьєв, М.О.Машницький, та О.О. Юдін, *Різницеві методи та сплайни в задачах багатовимірної інтерполяції. [монографія]*. Вінниця, Україна: УНІВЕРСУМ-Вінниця, 2009.

[78] И. М. Фодчук, С. М. Новиков, та И. В. Яремчук, "Воспроизведение остаточного деформационного поля в кристалле-анализаторе LLL-интерферометра", Металлофизика и новейшие технологи, т. 38, № 3, с. 389-403, 2016.

[79] І. М. Фодчук, та С. В. Баловсяк, *Діагностика поверхні твердого тіла. Загальний стан проблеми та Х-променеві методи: Навчальний посібн*ик. Чернівці, Україна: Рута, 2007.

[80] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Спосіб визначення середньої арифметичної висоти нерівностей поверхні кристалу методом повного зовнішнього відбивання Х-променів", *Патент на корисну модель 104335 Україна, МПК G01T 1/16 (2006.01), G06F 17/17 (2006/01), G06T 17/30 (2006/01), G09B 23/26 (2006/01), № u201506834*, 25.01.2016.

[81] С. В. Баловсяк, В. М. Ткач, та І. М. Фодчук, "Спосіб визначення локальних деформацій кристалів на основі профілів розподілу інтенсивності зворотно відбивних електронів", *Патент на корисну модель 100924 Україна, МПК G01T 1/16 (2006.01), G06F 17/17 (2006.01), G06T 17/30 (2006.01), № u201502816*, 10.08.2015.

[82] С. В. Баловсяк, П. М. Литвин, І. М. Фодчук, та І. В. Яремчук, "Спосіб визначення величини деформаційних полів кристала на основі Х-променевого муарового зображення в кремнієвому LLL-інтерферометрі", *Патент на корисну модель 121378 Україна, МПК G01T 1/16, G06F 17/00, G06F 17/17, № u201702011*, 11.12.2017.

[83] I. Fodchuk, S. Balovsyak, M. Borcha, Ya. Garabazhiv, and V. Tkach, "Determination of structural inhomogeneity of synthesized diamonds by back

scattering electron diffraction", *Phys. Status Solidi A*, vol. 208, no. 11, pp. 2591-2596, 2011. doi: 10.1002/pssa.201184266.

[84] М. Д. Борча, С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажив, В. М. Ткач, и И. М. Фодчук, "Определение структурной неоднородности искусственных кристаллов алмазов методом Кикучи – дифракции", *Металлофизика и новейшие технологии*, т. 31, № 7, с. 911-925, 2009.

[85] М. Д. Борча, С. В. Баловсяк, И. М. Фодчук, В. Ю. Хоменко, и В. Н. Ткач, "Определение структурной неоднородности кристаллов по данным анализа картин Кикучи", *Металлофизика и новейшие технологии*. т. 35, № 8, с. 1135-1148, 2013.

[86] С. В. Баловсяк и др., "Локальные деформации в окрестности трещин сварочного шва никелевого сплава, определенные с помощью Фурье-преобразования картин Кикучи", *Металлофизика и новейшие технологии*. т. 35, № 10, с. 1359-1370, 2013.

[87] M. Borcha, M. Solodkiy, I. Fodchuk, S. Balovsyak, and V. Tkach, "Deformation state of Ge crystals from data of method of electron backscattering diffraction", in *14th Biennial Conference on High-Resolution X-Ray Diffraction and Imaging "X-Top 2018",* Bari, Italy, 2018, pp.170.

[88] И. М. Фодчук, Ю. Т. Роман, и С. В. Баловсяк, "Новые подходы анализа рентгеновских дифрактограмм на основе вейвлет-преобразований", *Металлофизика и новейшие технологии*, т. 39, № 7, с. 855-863, 2017. doi: 10.15407/mfint.39.07.0855.

[89] I. M. Fodchuk, et al., "Distribution in Angular Mismatch between Crystallites in Diamond Films Grown in Microwave Plasma", *Diamond and Related Materials*, vol. 19, pp. 409-412, 2010. doi: 10.1016/j.diamond.2010.01.020

[90] M. D. Borcha, S. V. Balovsyak, I. M. Fodchuk, V. Yu. Khomenko, and V. N. Tkach, "Distribution of local deformations in diamond crystals according to the analysis of Kikuchi lines profile intensities", *Journal of Superhard Materials*, vol.35, no. 4, pp. 220-226, 2013. doi: 10.3103/S1063457613040035.

[91] M. D. Borcha, S. V. Balovsyak, I. M. Fodchuk, V. Yu. Khomenko, O. P. Kroitor, and V. N. Tkach, "Local deformation in diamond crystals defined by the Fourier transformations of Kikuchi patterns", *Journal of Superhard Materials*, vol.35, no. 5, pp. 284-291, 2013. doi: 10.3103/S1063457613050031.

[92] I. M. Fodchuk, M. D. Borcha, V. Yu. Khomenko, S. V. Balovsyak, V. M. Tkach, and O. O. Statsenko, "A Strain State in Synthetic Diamond Crystals by the Data of Electron Backscatter Diffraction Method", *Journal of Superhard Materials*, vol. 38, no. 4, pp. 271-276, 2016. doi: 10.3103/S1063457616040080

[93] S. Balovsyak, M. Borcha, Ya. Garabazhiv, I. Fodchuk, and V. Tkach, "Use of electron diffraction for determination of strain distribution in synthetic diamonds", *Proceedings SPIE*, vol. 8338, pp. 700819-1 - 700819-7, 2011. doi: 10.1117/12.921051.

[94] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Суміщення зображень об’єктів з використанням генетичних та градієнтних алгоритмів", *Комп’ютинг*, т. 12, № 2, с. 160-169, 2013.

[95] I. Fodchuk, S. Balovsyak, M. Borcha, Ya. Garabazhiv, and V. Tkach, "Determination of Structural Homogeneity of Synthetic Diamonds from analysis of Kikuchi lines intensity distribution", *Semiconductor physics, quantum electronics and optoelectronics*, vol. 13, no. 3, pp. 262-267, 2010.

[96] І. М. Фодчук, С. В. Баловсяк, О. С. Кшевецький, та О. М. Потапов, "Програмне забезпечення для цифрової обробки зображень в Х-променевій топографії", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Фізика. Електроніка*, № 2013, с. 16-21, 2004.

[97] I. M. Fodchuk, et al., "Magnetic force microscopy of YLaFeO films implanted by high dose of nitrogen ions", *Semiconductor physics, quantum electronics and optoelectronics*, vol. 16, no. 3, pp. 246-252, 2013. doi: 10.15407/spqeo16.03

[98] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Використання штучних нейронних мереж для визначення параметрів напівпровідників за даними Х-променевих методів", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Фізика. Електроніка*, № 420, с. 45-51, 2008.

[99] В. М. Ткач, та ін., "Визначення структурної неоднорідності синтезованих алмазів та розорієнтації кристалітів/зерен полікристалічних матеріалів методом Кікучі-дифракції", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Фізика. Електроніка*, № 438, с. 72-85, 2009.

[100] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Алгоритми і програмне забезпечення розв’язку деяких задач розсіяння електронів та Х-променів", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Фізика. Електроніка*, № 438, с. 113-121, 2009.

[101] І. М. Фодчук, М. Д. Борча, В. Ю. Хоменко, В. М. Ткач, та С. В. Баловсяк, "Особливості розподілу деформацій в кристалах, визначених методом дифракції зворотно-розсіяних електронів", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Фізика. Електроніка*, т. 3, № 2, с. 29-38, 2014.

[102] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Програмне забезпечення для проведення віртуальних лабораторних робіт на базі Х-променевого дифрактометра ДРОН-3", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Фізика. Електроніка*, т. 3, № 2, с. 46-53, 2014.

[103] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Програмне забезпечення для автоматизованого керування Х-променевими дифрактометрами", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Комп’ютерні системи та компоненти*, т. 2, № 2, с. 56-61, 2011.

[104] С. В. Баловсяк, та І. М. Фодчук, "Апаратно-програмний комплекс для автоматизації фізичного експерименту на Х-променевому дифрактометрі ДРОН-4", *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*, № 4, с. 100-103, 2005.

[105] Н. В. Рощупкіна, А. О. Саченко, С. В. Баловсяк, та О. Ю. Рощупкін, "Дослідження методу обробки сигналів багатопараметричних сенсорів", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Комп'ютерні системи та компоненти*, т. 5, № 2, с. 57-64, 2014.

[106] С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажів, та І. М. Фодчук, "Програмний комплекс для аналізу ліній Кікучі", *Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки*, № 4 (137), с. 68-73, 2009.

[107] С. В. Баловсяк, И. М. Фодчук, Ю. Н. Соловей, и Я. В. Луцик, "Многоуровневый метод повышения локального контраста и удаления неоднородного фона изображений", *Кибернетика и вычислительная техника*, № 182, с. 15-26, 2015.

[108] С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажив, и И. М. Фодчук, "Ориентированная фильтрация цифровых электронно-дифракционных изображений", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 3 (77), с. 4-13, 2016.

[109] С. В. Баловсяк, та Х. С. Одайська, "Автоматичне видалення гаусового шуму на цифрових зображеннях за допомогою квазіоптимального фільтра Гауса", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 3 (83), с. 26-35, 2017.

[110] S. V. Balovsyak, and Kh. S. Odaiska, "Automatic Highly Accurate Estimation of Gaussian Noise Level in Digital Images Using Filtration and Edges Detection Methods", *International Journal of Image, Graphics and Signal Processing (IJIGSP)*, vol. 9, no. 12, pp. 1-11, 2017. doi: 10.5815/ijigsp.2017.12.01.

[111] S. Balovsiak, N. Roshchupkina, A. Sachenko, O. Roshchupkin, V. Kochan, and R. Smid, "Improved Multisensors Signal Processing", in *IEEE 35th Intern. Conf. on Electronics and Nanotechnology (ELNANO-2015)*, Kyiv, Ukraine, 2015, pp. 341-346. doi: 10.1109/ELNANO.2015.7146906.

[112] С. В. Баловсяк, И. М. Фодчук, и О. Н. Потапов, "Методы цифровой обработки изображений в рентгеновской топографии", на *II Укр. наук. конф. з фізики напівпровідників*, Чернівці-Вижниця, 2004, с. 415-416.

[113] М. Д. Борча, С. В. Баловсяк, О. П. Кройтор, В. Н. Ткач, и И. М. Фодчук, "Тензометрия упругих деформаций на границах раздела многослойных наноразмерных систем с помощью дифракции отраженных электронов", на *V Укр. наук. конф. з фізики напівпровідників УНКФН-5*, Ужгород, 2011, с. 468.

[114] М. Д. Борча, та ін., "Визначення деформацій в околі тріщини у зварному шві нікелевого сплаву з аналізу картин Кікучі", на *VI Укр. наук. конф. з фізики напівпровідників УНКФН-6*, Чернівці, 2013, с. 453-454.

[115] С. В. Баловсяк, І. М. Фодчук, та В. М. Ткач, "Підвищення точності діагностики локальних деформацій в штучних кристалах алмазу шляхом цифрової обробки електронно-мікроскопічних зображень", на *VII Укр. наук. конф. з фізики напівпровідників УНКФН-7*, Дніпро, 2016, с. 302-303.

[116] С. В. Баловсяк, и И. М. Фодчук, "Анализ и цифровая обработка рентгенотопографических изображений", на *Юбилейной X Междунар. конф. по физике и технологии тонких пленок*, Ивано-Франковск, Украина, 2005, с. 165-166.

[117] С. В. Баловсяк, и И. М. Фодчук, "Использование искусственных нейронных сетей для определения параметров нанорельефа поверхности полупроводников за данными метода полного внешнего отражения рентгеновских лучей", на *XI Междунар. конф. по физике и технологии тонких пленок и наносистем*, Ивано-Франковск, Украина, 2007, с. 77-78.

[118] В. Н. Ткач, М. Д. Борча, С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажив, И. М. Фодчук, и С. В. Ткач, "Определение структурной однородности искусственных кристаллов алмазов методом Кикучи-дифракции", на *XII Междунар. конф. по физике и технологии тонких пленок и наносистем*, Ивано-Франковск, Украина, 2009, с. 192-194.

[119] В. Н. Ткач, и др., "Структурные характеристики алмазных пленок, выращенных в СВЧ-плазме", на *XII Междунар. конф. по физике и технологии тонких пленок и наносистем*, Ивано-Франковск, Украина, 2009, с. 271-272.

[120] С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажив, и И. М. Фодчук, "Определение деформаций линий Кикучи с помощью корреляционной функции", на *XII Междунар. конф. по физике и технологии тонких пленок и наносистем*, Ивано-Франковск, Украина, 2009, с. 209-210.

[121] M. Borcha, S. Balovsyak, Ya. Garabazhiv, I. Fodchuk, and V. Tkach, "Possibilities of Kikuchi diffraction in researches of multilayer nanoscaled systems", на *XIII Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносистем*, Івано-Франківськ, Україна, 2011, с. 183.

[122] S. V. Balovsyak, I. V. Lutsyk, and I. M. Fodchuk, "Methods of Reconstruction and Restoration of Images", на *XV Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносистем*, Івано-Франківськ, Україна, 2015, с. 93.

[123] V. Khomenko, M. Borcha, I. Fodchuk, S. Balovsyak, and V. Tkach, "Strain Distribution in Synthesized Diamonds", на *XV Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносисте*м, Івано-Франківськ, Україна, 2015, с. 271.

[124] V. Khomenko, et al., "EBSD Based Studies of Strain Distribution in Weld Joint of NiCrFe Alloy", на *XV Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносистем*, Івано-Франківськ, Україна, 2015, с. 363.

[125] M. Borcha, S. Balovsyak, I. Fodchuk, Y. Garabazhiv, O. Sumariuk, and V. Tkach, "Strain Analysis of Synthetic Diamond and Diamond Films Using Electron Backscatter Diffraction", на *XVI Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносистем*, Івано-Франківськ, Україна, 2017, с. 271.

[126] S. Balovsyak, I. Fodchuk, Yu. Roman, and M. Solodkyi, "Processing of X-Ray Diffractograms of TiN Thin Films Using Wavelet Transforms", на *XVI Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносистем*, Івано-Франківськ, Україна, 2017, с. 331.

[127] I. Yaremchuk, S. Balovsyak, I. Fodchuk, and S. Novikov, "The Fourier Energy Spectrum for X-Ray Moiré Images Arising Under the Action of

Concentrated Forces in Si", на *XVI Міжнар. конф. з фізики і технології тонких плівок та наносистем*, Івано-Франківськ, Україна, 2017, с. 357.

[128] S. V. Balovsyak, O. V. Derevyanchuk, and I. M. Fodchuk, "Method of calculation of averaged digital image profiles by envelopes as the conic sections", in *The First Intern. Conf. on Computer Science, Engineering and Education Applications (ICCSEEA2018)*, Kiev, Ukraine, 2018, pp. 2-4.

[129] M. D. Borcha, S. V. Balovsyak, V. M. Tkach, I. M. Fodchuk, and V. Yu. Khomenko, "Strain measurement of residual deformations in diamond crystals from Kossel and Kikuchi lines", in *11th Biennial Conf. on High Resolution X-Ray Diffraction and Imaging "X-Top 2012"*, St. Petersburg, Russia, 2012, pp. 366-367.

[130] M. Borcha, et al., "Strain distribution in local areas of synthesized diamonds and weld joint of NiCrFe alloy", in *12th Biennial Conf. on High Resolution X-Ray Diffraction and Imaging "X-Top 2014"*, Villard de Lans, France, 2014, pp. 83.

[131] I. Fodchuk, M. Borcha, V. Khomenko, S. Balovsyak, V. Tkach, and O. Statsenko, "Full strain tensor determination in synthesized diamonds and diamonds films", in *13th Biennial Conf. on High-Resolution X-Ray Diffraction and Imaging "X-Top 2016"*, Brno, Czech Republic, 2016, pp. 285.

[132] С. В. Баловсяк, та А. І. Недбаєвська, "Порівняння зображень об'єктів з використанням генетичних алгоритмів", на *Всеукр. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2012"*, Чернівці, 2012, с. 100-101.

[133] С. В. Баловсяк, та М. О. Якимчук, "Підвищення візуальної якості зображень за допомогою штучної нейронної мережі Хопфілда", на *ІІІ Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2014"*, Чернівці, 2014, с. 101-103.

[134] С. В. Баловсяк, С. Л. Воропаєва, та Л. М. Карча, "Програмне забезпечення для підвищення візуальної якості сканованих текстів за допомогою модифікованих методів просторової фільтрації", на *IV Міжнар.*

наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2015”, Чернівці, 2015, с. 149-151.

[135] С. В. Баловсяк, та К. В. Цигира, "Програмне забезпечення для підвищення локального контрасту та видалення неоднорідного фону зображень", на *V Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2016”*, Чернівці, 2016, с. 135-137.

[136] С. В. Баловсяк, та А. Ю. Мельничук, "Орієнтована фільтрація зображень в просторовій області", на *V Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2016”*, Чернівці, 2016, с. 131-133.

[137] С. В. Баловсяк, О. О. Пшеничний, та В. І. Шушельницький, "Детектування відрізків прямих ліній на зображеннях з шумом за допомогою перетворення Хафа", на *VI міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2017”*, Чернівці, 2017, с. 97-99.

[138] И. М. Фодчук, и С. В. Баловсяк, "Использование искусственных нейронных сетей для определения параметров нанорельефа поверхности по данным рентгеновской рефлектометрии", на *Нац. конф. по применению рентгеновского, синхротронного излучений, нейтронов и электронов для исследования материалов РСНЭ НАНО-2005*, Москва, Россия, 2005, с. 267.

[139] В. Н. Ткач, М. Д. Борча, С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажив, и И. М. Фодчук, "Кикучи-дифракция в структурно неоднородных кристаллах искусственных алмазов", на *VII Нац. конф. "Рентгеновское, синхротронное излучения, нейтроны и электроны для исследования наносистем и материалов" (РСНЭ - НБИК 2009)*, Москва, Россия, 2009, с. 204.

[140] М. Д. Борча, С. В. Баловсяк, Я. Д. Гарабажив, И. М. Фодчук, и В. Н. Ткач, "Тензометрия наноразмерных систем из анализа линий Кикучи", на *VIII Нац. конф. "Рентгеновское, синхротронное излучения, нейтроны и электроны для исследования наносистем и материалов" (РСНЭ - НБИК 2011)*, Москва, Россия, 2011, с. 145.

[141] С. В. Баловсяк, та Н. В. Личук, "Розпізнавання зображень символів за допомогою штучних нейронних мереж з використанням перетворення Фур'є", на *16-й Міжнар. конф. з автоматичного управління „АВТОМАТИКА-2009”*, Чернівці, 2009, с. 291-293.

[142] С. В. Баловсяк, И. М. Фодчук, и Я. Д. Гарабажив, "Корреляционный способ определения деформаций изображений, полученных методами дифракции электронов", на *Междунар. конф. „Современные проблемы и пути их решения в науке, транспорте, производстве и образовании’ 2007”*, Одесса, 2007, с. 85-89.

[143] С. В. Баловсяк, та О. О. Пшеничний, "Детектування кіл та еліпсів на зображеннях з шумом за допомогою перетворення Хафа", на *VI Міжнар. наук.-практ. конф. «Практичне застосування нелінійних динамічних систем в інфокомунікаціях»*, Чернівці, 2017, с. 81-82.

[144] С. В. Баловсяк, Т. А. Паньків, та І. М. Фодчук, "Побудова карти просторового розподілу для середніх частот і періодів зображень з використанням квадродерев", на *II Всеукр. наук.-практ. конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки, інформаційних та комп’ютерних систем» MEICS-2017*, Дніпро, 2017, с. 106-107.

[145] I. M. Fodchuk, and S. V. Balovsyak, "New possibilities for determination of solids surface parameters by X-ray reflectivity", *Phys. Status Solidi A*, vol. 204, no. 5, pp. 1543-1554, 2007. doi: 10.1002/pssa.200622171.

[146] С. В. Баловсяк, и И. М. Фодчук, "Новые подходы в моделировании кривых полного внешнего отражения рентгеновских лучей. Метод частиц", *Металлофизика и новейшие технологии*, т. 31, № 11, с. 1493-1504, 2009.

[147] У. Прэтт, *Цифровая обработка изображений*. Кн. 1. Москва, СССР: Мир, 1982.

[148] В.Г. Колобродов, та В.І. Микитенко. *Комплексування інформації в багатоканальних оптико-електронних системах спостереження: монографія*. Київ, Україна: Аверс, 2013.

[149] Zeiss.microscopy. [Online]. Available: http://www.zeiss.com/microscopy/en_de/home.html. Accessed on: April 15, 2018.

[150] Nano Technology System Division. [Online]. Available: http://www.smt.zeiss.com/leo. Accessed on: April 15, 2018.

[151] Центр колективного користування науковими приладами. Інститут надтвердих матеріалів ім. В.М. Бакуля НАН України. [Електронний ресурс]. Доступно: http://www.ism.kiev.ua/index.php?i=17. Дата звернення: 16.04.2018.

[152] Центр Колективного користування приладами НАН України при інституті фізики напівпровідників НАНУ. [Електронний ресурс]. Доступно: http:// www.microscopy.org.ua. Дата звернення: 16.04.2018.

[153] В. В. Березин, А. А. Умбиталиев, Ш. С. Фахми, А. К. Цыцулин, и Н. Н. Шипилов, *Твердотельная революция в телевидении: Телевизионные системы на основе приборов с зарядовой связью, систем на кристалле и видеосистем на кристалле*. Москва, Россия: Радио и связь, 2006.

[154] Р.Г. Джексон, *Новейшие датчики*. Москва, Россия: Техносфера, 2007.

[155] А. А. Горбачев, В. В. Коротаев, и С. Н. Ярышев, *Твердотельные матричные фотопреобразователи и камеры на их основе*. Санкт-Петербург, Россия: НИУ ИТМО, 2013.

[156] С. А. Молодяков, *Фотоприемники в системах потоковой обработки сигналов и изображений*. Санкт-Петербург, Россия: Изд-во Политехн. ун-та, 2014.

[157] В. Г. Пантелеев, О. В. Егорова, и Е. И. Клыкова, *Компьютерная микроскопия*. Москва, Россия: Техносфера, 2005.

[158] Й.Й. Білинський, *Методи обробки зображень в комп'ютеризованих оптико-електронних системах: монографія*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2010.

[159] Hough transform. Mathworks. [Online]. Available: http://www.mathworks.com/help/images/ref/hough.html?requestedDomain=www.mathworks.com. Accessed on: April 17, 2018.

[160] J. L. Pach, P. Bilski, "A robust binarization and text line detection in historical handwritten documents analysis", *International Journal of Computing*, vol. 15, no. 3, pp. 154-161, 2016.

[161] *Дифрактометр рентгеновский ДРОН-3М. Техническое описание и инструкция по эксплуатации*, Ленинград, СССР: ЛОМО, 1985.

[162] *Гониометр ГУР-8. Техническое описание и эксплуатация*. Ленинград, СССР: ЛОМО, 1985.

[163] И. Е. Ануфриев, А. Б. Смирнов, и Е. Н. Смирнова, *MATLAB 7*. Санкт-Петербург, Россия: БХВ-Петербург, 2005.

[164] А. Ф. Дащенко, В. Х. Кириллов, Л.В. Коломиец, и В.Ф. Оробей. *Matlab в инженерных и научных расчетах*. Одеса, Україна: Астропринт, 2003.

[165] Ю.Л. Кетков, А.Ю. Кетков, и М.М. Шульц, *Matlab 7: программирование, численные методы*. Санкт-Петербург, Россия: БХВ-Петербург, 2005.

[166] D. Zoran, and Y. Weiss, "Scale invariance and noise in natural images", in *Proc. IEEE 12th Int. Conf. Comput. Vis*., 2009, pp. 2209-2216.

[167] B. R. Corner, R. M. Narayanan, and S. E. Reichenbach, "Noise estimation in remove sensing imagery using data masking", *Int. J. Remote Sensing*, vol. 24, no. 4, pp. 689-702, 2003.

[168] S.-C. Tai, and S.-M. Yang, "A fast method for image noise estimation using Laplacian operator and adaptive edge detection", in *Proc. 3rd Int. Symp. Commun. Control Signal Process (ISCCSP)*, 2008, Malta, pp. 1077-1081.

[169] W. Pratt, *Digital Image Processing*. New Jersey, USA: John Wiley & Sons, 1978.

[170] О.И. Еремеев, Д.В. Февралев, Н.Н. Пономаренко, и В.В.Лукин, "Визуальное качество изображений при различных типах помех", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 2 (54), с. 49-57, 2012.

[171] D. Suresha, and H. N. Prakash, "Data Content Weighing for Subjective versus Objective Picture Quality Assessment of Natural Pictures", *International Journal of Image, Graphics and Signal Processing (IJIGSP)*, vol. 9, no. 2, pp. 27-36, 2017.

[172] С. К. Абрамов, А. А. Зеленский, В. В. Лукин, и Н. Н. Пономаренко, "Использование базы TID2008 при разработке метрик визуального качества и методов обработки изображений", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 4(56), с. 99-109, 2012.

[173] А. А. Зеленский, С. К. Абрамов, и В. В. Лукин, "Проблемы и методы автоматического определения характеристик помех на изображениях", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 2 (36), с. 25-34, 2009.

[174] А. Л. Приоров, И. В. Апальков, и В. В.Хрящев, *Цифровая обработка изображений: учебное пособие*. Ярославль, Россия: ЯрГУ, 2007.

[175] C. Fowlkes, D. Martin, and J. Malik, "Local Figure/ Ground Cues are Valid for Natural Images", *Journal of Vision*, vol. 7(8), no. 2, pp. 1-9, 2007.

[176] The Berkeley Segmentation Dataset and Benchmark. BSDS300. [Online]. Available: https://www.eecs.berkeley.edu/Research/Projects/ CS/vision/bsds. Accessed on: May 20, 2018.

[177] С. В. Баловсяк, та Х. С. Одайська, "Автоматичне визначення рівня гаусового шуму на цифрових зображеннях методом виділених областей", *Кибернетика и вычислительная техника*, т. 189, № 3, с. 44-60, 2017. doi: 10.15407/kvt189.03.044.

[178] S. V. Balovsyak, and Kh. S. Odaiska, "Automatic Determination of the Gaussian Noise Level on Digital Images by High-Pass Filtering for Regions of Interest", *Cybernetics and Systems Analysis*, vol. 54, no. 4, pp. 662-670, 2018. https://doi.org/10.1007/s10559-018-0067-3.

[179] S.V. Balovsyak, and Kh.S. Odaiska, "Hardware and Software Complex for Automatic Level Estimation and Removal of Gaussian Noise in Images", *Advances in Computer Science for Engineering and Education, ICCSEEA 2018, Advances in Intelligent Systems and Computing*, vol. 754, pp.144-154, 2019. doi: 10.1007/978-3-319-91008-6_15.

[180] С. В. Баловсяк, та Х. С. Одайська, "Оцінка рівня Гаусового шуму на цифрових зображеннях за допомогою виділення області інтересу методом

сегментації", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Комп'ютерні системи та компоненти*, т. 7, № 1, с. 92-99, 2016.

[181] С. В. Баловсяк, Х. С. Одайська, та Н. В. Рощупкіна, "Визначення рівня гаусового шуму на цифрових зображеннях методом фільтрації", *Науковий вісник Чернівецького національного університету. Комп'ютерні системи та компоненти*, т. 7, № 2, с. 75-82, 2016.

[182] С. В. Баловсяк, та Х. С. Одайська, "Реконструкція зображень символів за допомогою штучних нейронних мереж на основі аналізу локальних областей", на *III Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2014"*, Чернівці, 2014, с. 99-101.

[183] С. В. Баловсяк, та Х. С. Одайська, "Метод автоматичної просторово-однорідної фільтрації зображень з Гаусовим шумом", на *IV Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2015"*, Чернівці, 2015, с. 151-153.

[184] С. В. Баловсяк, та Х. С. Одайська, "Визначення оптимальної дисперсії ядра фільтра Гауса при фільтрації Гаусового шуму на зображеннях з однією просторовою частотою корисного сигналу", на *V Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2016"*, Чернівці, 2016, с. 133-135.

[185] S. V. Balovsyak, and Kh. S. Odaiska, "Automatic estimation of Gaussian noise level in digital images by methods of low-pass and high-pass filtrations", in *VI International Scientific Practical Conference (I International Symposium) "Practical Application of Nonlinear Dynamic Systems for Infocommunication"*, Chernivtsi, Ukraine, 2017, pp. 79-80.

[186] С. В. Баловсяк, Х. С. Одайська, та О. С. Чуб, "Обчислення рівня гаусового шуму для фотосенсорів веб-камер методами низькочастотної фільтрації зображень", на *II Всеукр. наук.-практ. конф. «Перспективні напрямки сучасної електроніки, інформаційних та комп'ютерних систем» MEICS-2017*, Дніпро, 2017, с. 104-105.

[187] С. В. Баловсяк, Х. С. Одайська, та О. В. Фочук, "Розпаралелювання обчислень при визначенні рівня гаусового шуму на цифрових зображеннях", на *VII Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2018"*, Чернівці, 2018, с. 76-78.

[188] С. В. Баловсяк, С. Л. Воропаєва, С. О. Летучий, та Х. С. Одайська, "Апаратно-програмний комплекс для автоматичного вибору параметрів відеокамер з використанням паралельних обчислень", на *VII Міжнар. наук.-практ. конф. «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки» „ПІКТ – 2018"*, Чернівці, 2018, с. 116-118.

[189] S. V. Balovsyak, O. V. Derevyanchuk, I. M. Fodchuk, O. P. Kroitor, Kh. S. Odaiska, and O. O. Pshenychnyi, "Adaptive oriented filtration of digital images in the spatial domain", *in Intern. Scientific and Technical Internet Conf. "Computer Graphics and Image Recognition"*, Vinnytsya, Ukraine, 2018, vol. 2, pp. 5-10.

[190] Х.С. Одайська, та С.В. Баловсяк, Комп'ютерна програма "Визначення рівня гаусового шуму на зображеннях", ("GaussNoise18"), *Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір, № 91159*, 31.07.2019.

[191] Х.С. Одайська, та С.В. Баловсяк, Комп'ютерна програма "Видалення гаусового шуму на зображеннях фільтром Гауса", ("GNoiseFilter18"), *Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір, № 91158*, 31.07.2019.

[192] Х.С. Одайська, та С.В. Баловсяк, Комп'ютерна програма "Налаштування параметру "Яскравість" цифрової відеокамери", ("VideoParameter18"), *Свідоцтво про реєстрацію авторського права на твір, № 91160*, 31.07.2019.

[193] M. B. Mansour, Y. Mlouhi, I. Jabri, T. Battikh, L. Maalej, M. N. Lakhoua, "An image-processing technique for glaucoma detection on the basis of ophthalmic images", *International Journal of Computing*, vol. 14, no. 3, pp. 165-171, 2015.

[194] Е. В. Высоцкая, А. Н. Страшненко, С. А. Синенко, и Ю. А. Демин, "Информационная система ранней диагностики первичной открытоугольной глаукомы", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 1 (53), с. 105-109, 2012.

[195] Чернівецький національний університет. [Електронний ресурс]. Доступно: https://skyandmethod.com. Дата звернення: 16.05.2018.

[196] EasyDiagnost Eleva DRF. Система цифровой рентгенографии и рентгеноскопии. [Електронний ресурс]. Доступно: https://www.philips.ua/ru/healthcare/product/HC706037/easydiagnost-eleva-drf. Дата звернення: 18.07.2018.

[197] Philips PrimaryDiagnost DR. Рентгеновская система. [Електронний ресурс]. Доступно: http://southmedica.ru/cifrovaya_rentgenograficheskaya_sistema_ philips_primarydiagnost_dr. Дата звернення: 19.07.2018.

[198] Р. Н. Квєтний, І. В. Богач, О. Р. Бойко, О. Ю. Софина, та О.М. Шушура; за заг. ред. Р.Н. Квєтного, *Комп'ютерне моделювання систем та процесів. Методи обчислень. Частина 1: навчальний посібник*. Вінниця, Україна: ВНТУ, 2012.

[199] М.П. Бабич, та І.А. Жуков, Комп'ютерна схемотехніка: Навчальний посібник. Київ, Україна: МК-Пресс, 2004.

[200] А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, и Е.Б. Соловьева. *Основы цифровой обработки сигналов*. Санкт-Петербург, Россия: БХВ-Петербург, 2005.

[201] Nexys Video Artix-7 FPGA: Trainer Board for Multimedia Applications. [Online]. Available: https://store.digilentinc.com/nexys-video-artix-7-fpga-trainer-board-for-multimedia-applications. Accessed on: May 20, 2018.

[202] Xilinx. Artix-7 Product Advantage. [Online]. Available: https://www.xilinx.com/products/silicon-devices/fpga/artix-7.html. Accessed on: May 20, 2018.

[203] Gauss-filter-FPGA-for-video-processing. Pipeline-architecture-gauss-filter. [Online]. Available: https://github.com/Wirilila/gauss-filter-FPGA-for-video-

processing. Accessed on: May 21, 2018.

[204] В.В. Абрамова, С.К. Абрамов, и В.В. Лукин, "Многоэтапный автоматический метод оценивания дисперсии аддитивного шума с использованием детектора однородных участков на основе момента четвертого порядка", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 4 (63), С.15-24, 2013.

[205] D. Suresha, and H. N. Prakash, "Data Content Weighing for Subjective versus Objective Picture Quality Assessment of Natural Pictures", *International Journal of Image, Graphics and Signal Processing (IJIGSP)*, vol. 9, no. 2, pp. 27-36, 2017.

[206] О.И. Еремеев, Д.В. Февралев, Н.Н. Пономаренко, и В.В.Лукин, "Визуальное качество изображений при различных типах помех", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 2 (54), с. 49-57, 2012.

[207] С. К. Абрамов, А. А. Зеленский, В. В. Лукин, и Н. Н. Пономаренко, "Использование базы TID2008 при разработке метрик визуального качества и методов обработки изображений", *Радіоелектронні і комп'ютерні системи*, № 4(56), с. 99-109, 2012.

[208] G. Chen, "Internet of Things towards ubiquitous and mobile computing," in Proceedings of the Faculty Summit Microsoft Research Asia, 18-19 October 2010, Shanghai, China. [Online]. Available: https://www.microsoft.com/en-us/research/wp-content/uploads/2010/07/Guihai-Chen_Oct19.pdf

[209] G. Sowa, A. Marchlewska, "The Internet of Things: Technological and social aspects," Journal of Applied Computer Science Methods (JACSM), de Gryter open, vol. 8, no. 1, pp. 17–27, 2016.

[210] R. D. Sriram, "Toward Internet of everything: IoT, CPS, and SNSS," Civil and Environmental Engineering, [Online]. Available: http://cee.umich.edu/toward-internet-everything-iot-cps-and-snss.

[211] O. Vermesan, R. Bahr, Internet of things and cyber-physical systems, [Online]. Available: https://www.sintef.no/en/information-and-communication-

technology-ict/communication-systems/internet-of-things-and-cyber-physical-systems/

[212] O. Bondarenko, Problems of protection of mobile devices – interception of data, [Online]. Available: http://isearch.kiev.ua/uk/news/security/1427-problems-of-protection-of-mobile-devices-intercept-data. (in Ukrainian)

[213] Apple gadgets can be "hacked" in one minute. – http://isearch.kiev.ua/uk/news/security/1713-gadgets-apple-can-qhackq-for-one-minute. (in Ukrainian)

[214] W. Winiecki, P. Bilski, “Implementation of symmetric cryptography in embedded measurement systems,” International Journal of Computing, vol. 14, issue 2, pp. 66-76, 2015.

[215] T. Wollinger, J. Guajardo, and C. Paar, “Cryptography in embedded systems: an overview,” in Proceedings of the Embedded World 2003 Exhibition and Conference, Design & Elektronik, Nuernberg, Germany, February 18-20, 2003, pp. 735-744, [Online]. Available: https://www.emsec.rub.de/media/crypto/veroeffentlichungen/2011/01/21/wollingeretalembeddedworld2003.pdf.

[216] O. Kehret, A. Walz, A. Sikora, “Integration of hardware security modules into a deeply embedded TLS stack,” International Journal of Computing, vol. 15, issue 1, pp. 24-32, 2016.

[217] Plug and play integration of hardware security modules, [Online]. Available: https://www.escrypt.com/en/solutions/Plug-and-play-integration.

[218] Hardware Security Modules, [Online]. Available: https://www.futurex.com/products/category/hardware-security-modules-hsm.

[219] Data Encryption for Enterprises, [Online]. Available: https://safenet.gemalto.com/data-ezsancryption/

[220] B. Sklar, Digital Communications. Fundamentals and Applications, Second Edition, New Jersey : Prentice Hall PTR, 2001, 1011 p.

[221] B. Schneier, Applied Cryptography: Protocols, Algorithms, and Source Code in C, Second Edition, Hardcover, 1995, 784 p.

[222] T. Rachwalik, J. Szmidt, R. Wicik, and J. Zablocki, “Generation of nonlinear feedback shift registers with special-purpose hardware,” [Online]. Available: https://eprint.iacr.org/2012/314.pdf

[223] J. Szmidt, P. DŒbrowski, “The construction of nonlinear feedback shift registers of small orders,” in Proceedings of the 2015 International Conference on Military Communications and Information Systems (ICMCIS), 18-19 May 2015.

[224] V. Edemskiy, O. Antonova, “The evaluation of the linear complexity and the autocorrelation of generalized cyclotomic binary sequences of length 2npm ,” International Journal of Mathematical Models and Methods in Applied Sciences, vol. 9, pp. 512-517, 2015.

[225] IoT devices are attacked every 2 minutes. – Access mode: http://internetua.com/IoT-ustroistva-podvergauatsya-napadeniyam-kajdie-2-minuti. (in Ukrainian)

[226] A. Biryukov, A. Shamir and D. Wagner. Real Time Cryptanalysis of A5/1 on aPC. FSE 2000, Springer Verlag, LNCS 1978, Jan 2001, pp. 1–13.

[227] M.J.B. Robshaw. Stream Ciphers : RSA Laboratories Technical Report TR-701. Version 2.0, July 25, 1995. – RSA Laboratories, 100 Marine Parkway: Redwood City, CA 94065-1031. - 46 p.

[228] Matus Nemec, Marek Sys, Petr Svenda, Dusan Klinec, Vashek Matyas (2017). The Return of Coppersmith's Attack: Practical Factorization of Widely Used RSA Moduli. *24th ACM Conference on Computer and Communications Security (CCS'2017)* (ACM). P. 1631–1648. ISBN 978-1-4503-4946-8. doi:10.1145/3133956.3133969

[229] Ayush Kesarwani, Milind Mathur. Comparison Between DES, 3DES, RC2, RC6, BLOWFISH and AES . // Proceedings of National Conference on New Horizons in IT - NCNHIT 2013. – P.143-148. - ISBN 978-93-82338-79-6.

[230] Shaza D. Rihan, Ahmed Khalid, Saife Eldin F. Osman. A Performance Comparison of Encryption Algorithms AES and DES// International Journal of

Engineering Research & Technology (IJERT). - Vol. 4, Issue 12, December-2015. - P.151-154. - ISSN: 2278-0181

[231] Penting wireless networks with Kali Linux. - Access mode: https://grishnan.ru/index.html. (in Russia)

[232] Vorobets, H. Self - reconfigurable cryptographical coprocessor for data streaming encryption in tasks of telemetry and the Internet of Things / H. Vorobets, O.Vorobets, V. Horditsa, V. Tarasenko, O. Vorobets // Proceedings of the 2017 IEEE 9th International Conference on Intelligent Data Acquisition and Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2017 Volume 2, 3 November 2017, # 8095259, Pages 1117-1120; Bucharest; Romania; 21 - 23 September 2017; DOI: 10.1109/IDAACS.2017.8095259

[233] Martin Hell1, Thomas Johansson and Willi Meier. Grain - A Stream Cipher for Constrained Environments // International Journal of Wireless and Mobile Computing Volume 2 Issue 1, May 2007. - P. 86-93

[234] Steve Babbage, Matthew Dodd. The stream cipher MICKEY 2.0. – Access mode: www.ecrypt.eu.org/stream/p3ciphers/mickey/ mickey_p3.pdf

[235] Hongjun Wu. Stream Cipher HC-256. – Access mode: http://www.ecrypt.eu.org/stream/p3ciphers/hc/hc256_p3.pdf

[236] Yu. I. Gorbenko, R. S. Hansia. Analysis of the ways of development of cryptography after the appearance of quantum computers. - 2014. - p. 40-48. // The Bulletin of the National University "Lviv Polytechnic". Computer systems and networks. - 2014. - No. 806. - P. 40-48. - Access mode: http://nbuv.gov.ua/UJRN/VNULPKSM_2014_806_9. (in Ukrainian)

[237] Shor P. W. Polynomial-Time Algorithms for Prime Factorization and Discrete Logarithms on a Quantum Computer [Text] / P. W. Shor //S IAM J. Comput. – 1997. – 26 (5). – P. 1484–1509.

[238] Grover L.K. A fast quantum mechanics algorithm for database search [Text] / L. K. Grover // Proceeding of the 28th ACM Symposium on Theory of Computation, New York: ACM Press. – 1996. – P. 212–219.

[239] Bernstein, D. Post-quantum cryptography [Text] / D. Bernstein, J. Buchmann, E. Dahmen. – Berlin: Springer, 2009. – 246 p.

[240] Козырев, Г. И. Современная телеметрия в теории и на практике. Учебный курс. [Текст] / Г. И. Козырев, А. В. Назаров, И. В. Шитов, и др. – М.: Наука и техника, 2007. – 672 с.

[241] Lee, E. A. Introduction to Embedded Systems. A Cyber-Physical Systems Approach. [Electronic resours] / Lee E. A., Seshia S. A. // http://LeeSeshia.org, ISBN 978-0-557-70857-4, 2011. [Electronic Resource]. – Access Mode: https://ptolemy.berkeley.edu/books/ leeseshia/.

[242] Воробець, Г. І. Самореконфігуровні комп'ютерні засоби як модельна основа інтелектуальної самоорганізації кіберфізичних систем. / Воробець Г. І., Тарасенко, В. П. – Lviv Polytechnic National University Institutional Repository http://ena.lp.edu.ua / [Електронний ресурс]. – Режим доступу : http://ena.lp.edu.ua:8080/bitstream/ ntb/39386/1/20-114-120.pdf

[243] Mazurenko, M. I. WEB-system dynamical reconfiguration based on metric analysis of vulnerability databases OTS-components. [Text] / M. I. Mazurenko, V. S. Kharchenko, A. V. Gorbenko // Radio electronic and computer systems. – 2014. – № 5 (69). – P. 135–139.

[244] Palagin, A. V. Design and Application of the PLD-Based Reconfigurable Devices. [Text] / A. V. Palagin, V. M. Opanasenko // Design of Digital Systems and Devices. Series: Lecture Note in Electrical Engineering. – 2011. – Vol. 79. – P. 59–91.

[245] Vorobets, G. I. Application of the self-adaptive and self-reconfigurable computer devices for micro- and nanoelectronics. [Text] / G. I. Vorobets, V. P. Tarasenko // Radio electronic and computer systems. – 2015. – № 1 (71). – P.143–148.

[246] Vorobets, H. Self - reconfigurable cryptographical coprocessor for data streaming encryption in tasks of telemetry and the Internet of Things. [Electronic resours] / H. Vorobets, O. Vorobets, V. Horditsa, at al., // Proceedings of the 2017 IEEE 9th International Conference on Intelligent Data Acquisition and

Advanced Computing Systems: Technology and Applications, IDAACS 2017. – Vol. 2. – 3 November, 2017. – Bucharest; Romania; 21-23 September 2017. – pp. 1117–1120. – DOI: 10.1109/IDAACS.2017.8095259. – Режим доступа: https://ieeexplore.ieee.org/document/ 8095259/.

[247] Аппаратно-программный комплекс сбора, передачи и обработки данных системы телеметрии. [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://radmirtech.com.ua/processing-data-system-telemetry/

[248] Мурашов, В. А. Применение современных технологий передачи данных при модернизации системы телеметрии. / В. А. Мурашов, А. В. Зотов [Электронный ресурс]. – Режим доступу: https://gaselectro.ru/stati/primenenie-sovremennyh-tehnologij-peredachi-dannyh-pri-modernizacii-sistemy-telemetrii.html

[249] Воробець, Г. І. Комп'ютеризована система з реконфігуровною архітектурою для моніторингу параметрів довкілля. [Текст] / Г. І. Воробець, Р. Д. Гуржуй, М. А. Кузь // Восточно-Европейский журнал передовых технологий ISSN 1729-3774-2015-№2, С. 55–59.

[250] Pawan, C. Study of Wireless Networks and WMN Architecture [Electronic resours] / C. Pawan, Bangar, at all.. // International Journal of Engineering Innovation & Research. – Vol. 1, Is. 2. – 2012. – pp. 61–65. – Access Mode: https://ijeir.org/administrator/components/com_jresearch/files/publications/IJEIR_45_Final.pdf

[251] Raniwala, K. Centralized Channel Assignment and Routing Algorithms for Multi-Channel Wireless Mesh Networks. [Text] / K. Raniwala, T. Gopalan, C. Chiueh // Mobile Computing and Communication Review. Vol. 8, no. 2. – 2004. – pp. 50–65.

[252] Abu Ali, N.A. IEEE 802.16 Mesh Schedulers: Issues and Design Challenges. [Text] / N. A. Abu Ali, A. E. M. Taha, H. S. Hassanein, H. T. Mouftah // IEEE Network. – 2008. –.Vol. 22, No. 1. – pp. 58–65.

[253] Воробець, Г.І. Застосування моделей розсіювання Гауса та "хмарних" технологій для прогнозування розповсюдження домішок в атмосфері.

[Текст] / Г. І. Воробець, М. І. Скрипський // Східно-Європейський журнал наукових досліджень. – 2013. – №6. – С.18–21.

[254] Воробець, Г.І. Методика синтезу архітектури самореконфігуровних вбудованих комп'ютерних засобів технологічних кіберфізичних систем. [Текст] // Матеріали міжнародної наукової конференції «Проблеми інформатики і комп'ютерної техніки», ПІКТ'2015. – Чернівці, 26-29 травня 2015 р. – С.20–23.

[255] Spartan-3A-3AN FPGA Starter Kit Board User Guide. UG334 (v1.1) June 19, 2008 [Electronic resours] – Access Mode: https://www.xilinx.com/support/documentation/boards_and_kits/ug334.pdf

[256] Nielsen M.A., Chuang I.L. *Quantum Computation and Quantum Information*. Cambridge: Cambridge University Press, 2000.

[257] Bérut A., Petrosyan A., Ciliberto S. Information and thermodynamics: Experimental verification of Landauer's erasure principle. *Journal of Statistical Mechanics: Theory and Experiment.* 2015. **2015**, No 6. P06015. https://doi.org/10.1088/1742-5468/2015/06/P06015.

[258] IBM QX backend information (2018). Available at https://github.com/QISKit/ibmqx-backend-information.

[259] Morello A., Tosi G., Mohiyaddin F.A. *et al.* Scalable quantum computing with ion-implanted dopant atoms in silicon. *IEEE International Electron Devices Meeting*. 2018. P. 6.2.1–6.2.4. San Francisco, CA. https://doi.org/10.1109/IEDM.2018.8614498.

[260] Stojanović V.M. Feasibility of single-shot realizations of conditional three-qubit gates in exchange-coupled qubit arrays with local control. *Phys. Rev. A.* 2019. **99**, No 1. P. 012345. https://doi.org/10.1103/PhysRevA.99.012345.

[261] Maslov D., Dueck G., Miller D. Synthesis of Fredkin-Toffoli reversible networks. *IEEE Trans-actions on VLSI Systems.* 2005. **13**, No 6. P. 765–769. https://doi.org/10.1109/TVLSI.2005.844284.

[262] Saeedi M. and Markov I.L. Synthesis and optimization of reversible circuits – a survey. *ACM Comput. Surv*. 2013. **45**, No 2. Article 21. https://doi.org/10.1145/2431211.2431220.

[263] Donald J., Jha N.K. Reversible logic synthesis with Fredkin and Peres gates. *J. Emerg. Technol. Comput. Syst.* 2008. **4**, No 1. Article 2. https://doi.org/10.1145/1330521.1330523.

[264] P.D. Modified Fredkin gates in logic design. *Microelectron. J.* 1994. **25**, No 6. P. 437–441.

[265] Szyprowski M., Kerntopf P. Low quantum cost realization of generalized Peres and Toffoli gates with multiple-control signals. *Proc. 13th IEEE Conference on Nanotechnology*, Beijing, China, 5-8 Aug. 2013. P. 802–807. https://doi.org/10.1109/NANO.2013.6721034.

[266] Pla J.J., Tan K.Y., Dehollain J.P. *et al*. High-fidelity readout and control of a nuclear spin qubit in silicon. *Nature.* 2013. **496**(7445). P. 334–338. https://doi.org/10.1038/nature12011.

[267] Zhang X., Li H., Cao G., Xiao M., Guo G. Semiconductor quantum computation. *National Science Review*. 2019. **6**, No 1. P. 32–54. https://doi.org/10.1093/nsr/nwy153.

[268] Xue F., Du J.-F., Shi M.-J. *et al*. Realization of the Fredkin gate by three transition pulses in a nuclear magnetic resonance quantum information processor. *Chin. Phys. Lett.* 2002. **19**, No 8. P. 1048–1050.

[269] Rozhdov O., Yuriychuk I., and Deibuk V. Building a generalized Peres gate with multiple control signals. *Advances in Intelligent Systems and Computing*. 2019. **754**. P. 155–164. https://doi.org/10.1007/978-3-319-91008-6_16.

[270] Yuriychuk I., Hu Z., and Deibuk V. Effect of the noise on generalized Peres gate operation. *Advances in Intelligent Systems and Computing*. 2020. **938**. P. 428–437. https://doi.org/10.1007/978-3-030-16621-2_40.

[271] Танасюк Ю.В. Розробка та дослідження криптографічних хеш-функцій на основі клітинних автоматів / Ю.В. Танасюк, Х.В. Мельничук // V-th

International Scientific Practical Conference «Physical and technological problems of transmission, processing and storage of information in infocommunication system», 3-5 November 2016. – Chernivtsi, Ukraine, 2016.– P. 227.

[272] Konstantynyuk O., Tanasyuk Yu., S. Ostapov S. Hash functions on the basis of one- and multidimensional cellular automata // VI Міжнародна науково-практична конференція «Методи та засоби кодування, захисту й ущільнення інформації», 24-25 жовтня 2017 р. – Вінниця, ВНТУ, 2017. –С. 25 – 28.

[273] Танасюк Ю.В., Мельничук Х.В., Остапов С.Е. Розробка і дослідження криптографічних хеш-функцій на основі клітинних автоматів. – Системи передачі інформації, 2017. – Випуск 4 (150), С. 122-127. http://www.hups.mil.gov.ua/periodic-app/journal/soi/2017/4

[274] Tanasyuk Yu. V., Malysh I. V. Development and research of cryptografic hash functions based on two-dimensional cellular automata // VI International Scientific Practical Conference, I International Symposium «Practical Application of Nonlinear Dynamic Systems For Infocommunication», 9-11 November 2017, Chernivtsi, Ukraine. – P. 102-103.

[275] Tanasyuk Yu., Perepelitsyn A., Ostapov S. Parametrized FPGA-based implementation of cryptographic hash functions using cellular automata // Conference Proceedings of 2018 IEEE 9th International Conference on Dependable Systems, Services and Technologies DESSERT'2018 Ukraine, Kyiv, May 24-27, 2018. – P. 238 – 241. https://ieeexplore.ieee.org/document/8409133

[276] Konstantynyuk O., Tanasyuk Yu., Ostapov S. Deploying Multydimensional Cellular Automata in the Hash Function Construction //14th International Conference on Advanced Trends in Radioelectronics, Telecommunications and Computer Engeneering, February 20 – 24, 2018, Lviv – Slavske, Ukraine. – P. 158-163. https://ieeexplore.ieee.org/document/8336177

[277] Остапов С. Е., Танасюк Ю. В. Інформаційні технології: сучасний стан та перспективи: монографія / за заг. Ред. В.С. Пономаренка. – Х: ТОВ «ДІСА ПЛЮС», 2018 – 462 с. (С. 223 – 237)

[278] Танасюк Ю.В., Бурдейний П.І., Гульпак В.В. Блокові шифри на основі зворотних клітинних автоматів // VII Міжнародна науково-практична конференція "Фізико-технологічні проблеми передавання, оброблення та зберігання інформації в інфокомунікаційних системах", 8-10 листопада 2018 р., Чернівці, Україна. - С. 132.

[279] Yuliya Tanasyuk, Sergey Ostapov. Development and research of cryptografic hash functions based on two-dimensional cellular automata. – Informatyka, Automatyka, Pomiary w Gospodarce I Ochronie Srodowiska (IAPGOS), Poland. – V.1, 2018. – P. 24 – 27. https://e-iapgos.pl/resources/html/article/details?id=159762

[280] Саміла А.П., Ластфвка Г. І., Танасюк Ю.В. Актуальні проблеми комп'ютерної параметричної ідентифікації ямр та якр спектрів: огляд. Журнал нано- та електронної фізики, Т. 11, № 5, 2019. 05036. https://doi.org/10.21272/jnep.11(5).05036 https://jnep.sumdu.edu.ua/uk/full_article/2873

[281] Yuliya Tanasyuk, Petro Burdeinyi.Block ciphers on the basis of reversible cellular automata. - IAPGOS, 1/2020, Poland. – P. 8 –11.