

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ
ТЕРНОПІЛЬСЬКИЙ НАЦІОНАЛЬНИЙ ЕКОНОМІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

На правах рукопису

Мельничук Степан Іванович

УДК 004.31:681.325

**МЕТОДИ ТА ПРОГРАМНО-АПАРАТНІ ЗАСОБИ
ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ З ПОЛПАРАМЕТРИЧНОЮ
ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ**

05.13.05 – Комп'ютерні системи та компоненти

Дисертація на здобуття наукового ступеня
доктора технічних наук

Науковий консультант –
доктор технічних наук,
професор **Николайчук Я.М.**

Ідентичність всіх примірників дисертації

ЗАСВІДЧУЮ:

*Учений секретар спеціалізованої
вченої ради*

/ Я.Луцик /

Тернопіль – 2015

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП	9

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ ТЕОРІЇ, МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ
ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ ТА
КОМУНІКАЦІЙНИХ КАНАЛАХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

1.1. Теорія аналізу і методів опрацювання сигналів як інформаційних функцій параметрів об'єктів та процесів.....	21
1.1.1. Математичний апарат аналізу та опрацювання сигналів у цифрових системах	21
1.1.2. Поняття поліпараметричної інформаційної ентропії сигналів в комп'ютерних системах	28
1.2. Тенденції розвитку первинних перетворювачів та інформаційно-вимірювальних каналів витрати газу в еталонних повірочних системах	35
1.2.1. Методи та засоби формування вимірювальних сигналів в первинних перетворювачах витрати газу.....	40
1.2.2. Аналіз джерел формування та поширення інформаційно-вимірювальних сигналів при переміщенні контрольованого середовища	49
1.3. Теоретичні основи, методи та засоби формування і опрацювання комунікаційних сигналів в розподілених комп'ютерних системах	58
1.3.1. Методи формування та опрацювання широкосмугових сигналів в каналах обміну даними.....	58
1.3.2. Дослідження ефективності використання смуги частотного спектру традиційними методами реалізації комунікацій	70
1.3.3. Перспективи розвитку теорії та вдосконалення методів обміну даними на основі імовірнісного підходу до опрацювання випадкових широкосмугових сигналів.....	74

1.4. Основні підходи та методи опрацювання цифрових відображень в комп'ютерних системах ідентифікації і діагностування.....	79
1.4.1. Методи опрацювання цифрових відображень в задачах ідентифікації символів та знаків систем контролю і обліку споживання енергоносіїв.....	83
1.4.2. Основні підходи та методи ідентифікації спотворень широкосмугових фрагментів акустичних сигналів в задачах діагностування.....	88
ВИСНОВКИ ДО ПЕРШОГО РОЗДІЛУ	97

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ ОПРАЦЮВАННЯ ВИПАДКОВИХ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ ЗІ ЗМІННОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ

2.1. Дослідження теоретичних оцінок статистичних характеристик при опрацюванні широкосмугових випадкових сигналів вимірюваного середовища.....	99
2.1.1. Статистичні характеристики випадкових сигналів потоку контрольованого середовища	99
2.1.2. Оцінювання основних характеристик інформаційно-вимірювального сигналу	105
2.1.3. Адекватність моделей опрацювання сигналів на основі статистичних оцінок їх широкосмугових реалізацій	110
2.2. Метод опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів зі змінною інформаційною ентропією	124
2.3. Дрейф нуля при оцінюванні інформаційної ентропії амплітуд вимірювальних сигналів первинного перетворювача	133

2.4. Ентропійна інформативність смуг частотного спектру широкосмугових інформаційно-вимірювальних сигналів.....	137
2.5. Моделювання впливу розрядності аналого-цифрового перетворювача та ефективність інформаційних мір розрахунку оцінок ентропії	148
2.5.1. Вплив апертури станів аналого-цифрового перетворювача при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів	148
2.5.2. Оцінювання інформаційних мір розрахунку ентропії при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів	153
2.6. Оцінка ефективності опрацювання ентропійних характеристик випадкових сигналів перетворювача при вимірюванні витрати газу	166
ВИСНОВКИ ДО ДРУГОГО РОЗДІЛУ	171

РОЗДІЛ 3

ТЕОРІЯ ТА МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ І ОПРАЦЮВАННЯ ВИПАДКОВИХ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ З МАНІПУЛЬОВАНОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ

3.1. Метод формування та опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією.....	173
3.2. Формування інформаційних ознак при маніпуляції різними імовірнісними характеристиками амплітуд випадкових сигналів.....	186
3.3. Обмеження множини станів випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією	198
3.4. Формування інформаційних ознак при маніпуляції сигналами різної форми.....	203
3.5. Завадостійкість розробленого методу маніпуляції ознакою інформаційної ентропії широкосмугових сигналів	209
3.5.1. Вихідні умови дослідження завадостійкості.....	209
3.5.2. Характер та симетрія функцій правдоподібності сигналів	210
3.5.3. Імовірність спотворення бінарного символу інформаційного повідомлення.....	213

3.5.4. Імовірність спотворення бінарного символу повідомлення при введенні пасивних фрагментів в реалізації випадкових сигналів .	223
3.5.5. Відношення потужностей сигнал/завада в точці прийняття рішень щодо символів інформаційного повідомлення	228
3.6. Завадостійкість маніпуляції інформаційною ентропією при дії експлуатаційних завад	232
ВИСНОВКИ ДО ТРЕТЬОГО РОЗДІЛУ	238

РОЗДІЛ 4

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА ОПРАЦЮВАННЯ ПРОЕКЦІЙ ВАРІАТИВНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕНТРОПІЇ ЗНАКОВО-СИМВОЛЬНИХ ОБ'ЄКТІВ У СИСТЕМАХ ІДЕНТИФІКАЦІЇ

4.1. Теоретичні основи ідентифікації знаково-символьних об'єктів представлених векторами характерних ознак	240
4.2. Метод побудови і опрацювання проєкцій з варіативною інформаційною ентропією	247
4.3. Взаємкореляційні властивості еталонних проєкцій двомірних символьних об'єктів для різних статистичних характеристик	255
4.4. Опрацювання ентропійних проєкцій при рівномірному спотворенні представлення об'єкту	263
ВИСНОВКИ ДО ЧЕТВЕРТОГО РОЗДІЛУ	272

РОЗДІЛ 5

ІМПЛЕМЕНТАЦІЯ ЕНТРОПІЙНИХ ОЦІНОК ПРИ ОПРАЦЮВАННІ СИГНАЛІВ З МАЛОІНФОРМАТИВНИМИ СПЕКТРАЛЬНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ В СИСТЕМАХ ДІАГНОСТУВАННЯ

5.1. Теоретичні основи опрацювання біоакустичних сигналів в задачах медичного діагностування	274
5.2. Метод опрацювання широкосмугових акустичних реалізацій діагностичних сигналів зі змінною інформаційною ентропією	281

5.3. Формування векторів інформативних ознак за різними імовірнісними характеристиками при опрацюванні реалізацій діагностичних сигналів	289
5.4. Моделювання впливу апертури амплітуд сигналу діагностування при використанні різних інформаційних мір розрахунку ентропії.....	303
ВИСНОВКИ ДО П'ЯТОГО РОЗДІЛУ	307

РОЗДІЛ 6

СТРУКТУРНЕ, АЛГОРИТМІЧНЕ ТА ПРОГРАМНО-АПАРАТНЕ ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИСТЕМ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ З ПОЛІПАРАМЕТРИЧНОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ

6.1. Розробка структурних та апаратних рішень компонентів комп'ютерної інформаційно-вимірювальної системи еталонної повірочної установки з ентропійним перетворювачем витрати газу.....	309
6.2. Синтез алгоритмічних та програмних рішень цифрового опрацювання сигналів зі змінною інформаційною ентропією вимірювального каналу витрати.....	320
6.3. Розробка схемотехнічних та алгоритмічних рішень цифрових пристроїв формування і опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією.....	330
6.3.1. Схемотехнічні рішення компонентів формування випадкових сигналів та їх ентропійної маніпуляції	330
6.3.2. Схемотехнічні рішення компонентів опрацювання ширококутових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією	342
6.4. Реалізація алгоритмічного та програмного забезпечення компонентів формування та опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією	346

6.5. Синтез структури, алгоритмічних та програмних рішень інформаційної системи контролю ефективності знімних конструкцій за ентропійними оцінками тестових акустичних сигналів	352
ВИСНОВКИ ДО ШОСТОГО РОЗДІЛУ	357
ВИСНОВКИ ТА ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ	359
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	364
ДОДАТКИ.....	402

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

ІВС – інформаційно-вимірювальна система
АЦП – аналого-цифровий перетворювач
ЦОП – цифровий обчислювальний пристрій
МК – мікроконтролер
СКВ – середній квадратичний відхил
СП – спецпроцесор
УКХ – ультракороткохвильовий
ЦАП – цифро-аналоговий перетворювач
AWGN – (Additive White Gaussian Noise) адитивний білий гаусів шум
BPSK – (Binary Phase Shift Keying) двійкова фазова маніпуляція
CAN – (Controller Area Network) шина з'єднання контролерів
DSSS – (Direct Sequence Spread Spectrum) розширення прямою послідовністю
DSP – (Digital Signal Processor) цифровий сигнальний процесор
DPSK – (Differential Phase Shift Keying) диференційна фазова маніпуляція
FHSS – (Frequency Hopping Spread Spectrum) стрибкоподібна зміна частоти
FM - (Frequency Modulation) частотна модуляція
FSK – (Frequency Shift Keying) частотна маніпуляція
MC – (Multi Carrier) багаточастотний
MLDS – (Multi Level Direct Sequence) багаторівнева пряма послідовність
NFM – (Narrow Frequency Modulation) вузькосмугова частотна модуляція
NRZ – (Non Return to Zero) кодування без повернення до нуля
OFDM - (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) розділення за частотами
QAM – (Quadrature Amplitude Modulation) квадратурна амплітудна модуляція
QPSK – (Quadrature Phase Shift Keying) квадратурна фазова маніпуляція
SR – (Stored Reference) зберігання еталону сигналу
TR – (Transmitted Reference) передавання еталону сигналу
UWB – (Ultra Wide Band) надширокосмуговий

ВСТУП

Дисертаційна робота присвячена вирішенню актуальної проблеми розвитку теорії та впровадженню програмно-апаратних засобів на основі ентропійного підходу до створення нових ефективних технологій опрацювання сигналів у комп'ютерних системах, зокрема компонентах первинного перетворення інформації, цифрових компонентах реалізації обміну даними а також ідентифікації та діагностування у інформаційно-вимірювальних системах.

Актуальність теми дослідження особливостей інтенсивного впровадження цифрових технологій при реалізації компонентів первинного перетворення форми інформації в комп'ютерних інформаційно-вимірювальних системах (ІВС), зокрема еталонних, зумовлює необхідність пошуку нових рішень на теоретичному, структурному, методичному, метрологічному, апаратному та алгоритмічному рівнях для покращення їх надійності, метрологічних характеристик та експлуатаційної ефективності. В сучасних умовах дефіциту енергоносіїв важливою прикладною проблемою є вдосконалення контролю витрати енергоносіїв, зокрема природного газу. Традиційно перетворювачі форми інформації в ІВС споживання енергоносіїв ґрунтуються на використанні впливу (механічного, температурного, акустичного тощо) на вимірювальне середовище, що зумовлює механічне зношення рухомих конструктивних елементів, створення додаткових опорів в системах транспортування, поступове зростання невизначеності вимірювання тощо. Найширше застосовуються технології первинного перетворення інформації на основі методу змінного перепаду тиску (для великих витрат) та рухомого механічного мірного елементу (для малих витрат). Слід зазначити, що згадані технології реалізуються такими виробниками як Rosemount, Krohne, ABB, SICK/МАІНАК, ДП "Арсенал", НВФ "Темпо" та ін., проте мають низку недоліків, зокрема вузький вимірювальний діапазон та високі вимоги щодо якості інструментального виготовлення. Перетворювачі механічного типу характеризуються неконтрольованими перетоками

середовища, які зумовлені наявністю допусків при виготовленні та зношенням вузлів, що приводить до втрати точності. Використання альтернативних додаткових джерел вимірювальної інформації, зокрема, оцінок інформаційної ентропії випадкових коливань, що породжуються контрольованим середовищем, в тому числі і при взаємодії із формувачами випадкових сигналів, дозволяє забезпечити ряд суттєвих переваг, зокрема: інваріантність до дрейфу нуля сенсора перетворювача, зменшення впливу сторонніх шумів на вимірювальні сигнали, розширення діапазону, зменшення невизначеності вимірювальних даних та створення надійних інформаційно-вимірювальних систем.

Реалізація сучасних цифрових компонентів комп'ютерних систем в області контролю, вимірювання, ідентифікації та діагностування ґрунтується на використанні інформаційно-вимірювальних каналів, які забезпечують перетворення аналогових неелектричних величин у відповідні електричні: амплітуда, частота, фаза тощо, з подальшим їх опрацюванням та інтерпретацією. Виділення інформативної частини сигналу з потоку даних традиційно реалізується на основі методів статистичного, спектрального, кореляційного та кластерного аналізу за згаданими характеристиками чи їх комбінаціями. Найефективнішим з відомих вважають кореляційні, проте такий підхід потребує забезпечення спеціальних форм сигналів оскільки кореляційні властивості останніх є вирішальними при опрацюванні та інтерпретації. Для сигналів, які не володіють прийнятними кореляційними властивостями згаданий підхід не ефективний. Найпоширеніші реалізації комп'ютерних систем контролю, ідентифікації та діагностування, при опрацюванні сигналів, ґрунтуються на аналізі амплітудних, частотних, фазових і т.п. характеристик сигналів досліджуваних процесів, що потребує значних обчислювальних затрат і не дозволяє оцінити диференційні характеристики сигналу, що не завжди прийнятно для короткотривалих широкосмугових процесів. Додаткове використання нових параметрів інформаційного сигналу, зокрема, оцінок інформаційної ентропії відповідних

його фрагментів, дозволяє отримати ряд суттєвих переваг, зокрема: низька залежність апертури оцінок ентропії від потужності сигналу, імовірнісна інформативність широкосмугових реалізацій, спрощення апаратного і програмного забезпечення, а також дозволяє реалізувати надійні інформаційно-вимірювальні комп'ютерні системи діагностування та контролю.

Сучасні досягнення в технологіях обміну даними комп'ютерних систем, зростання кількості комунікаційних каналів зумовило виникнення нового покоління цифрових засобів, реалізованих на основі опрацювання широкосмугових сигналів, що підтверджується значною кількістю публікацій. Традиційно забезпечення прийнятної достовірності обміну даними в комунікаційних каналах ґрунтується на використанні широкосмугових сигналів з великою базою (функція тривалості та ширини спектру сигналу), найширше застосовуються засоби реалізовані на основі дискретних псевдовипадкових послідовностей та кореляційного опрацювання сигналів. Згадані технології реалізуються такими виробниками як Zilog, Zarlink, AMD, Intersil та ін., проте мають ряд недоліків, зокрема необхідність застосування складних апаратних і алгоритмічних методів формування псевдовипадкових послідовностей, потребою зберігання еталонів сигналів, використанням громіздких алгоритмів кореляційного опрацювання, а також переважним використанням неоптимальних методів опрацювання гармонійних сигналів-носіїв. При цьому, як маніпульовані ознаки символів повідомлень, традиційно використовують амплітуду, частоту, фазу або їх комбінації. Застосування альтернативних підходів до формування і опрацювання широкосмугових сигналів в каналах обміну даними комп'ютерних систем, зокрема представлення символів повідомлення значеннями інформаційної ентропії випадкових сигналів (при формуванні і статистичному оцінюванні), створює низку переваг, зокрема: ефективніше використання частотної смуги каналу даних, спрощення апаратного і програмного забезпечення, забезпечення належної

завадостійкості за малих відношень сигнал/завада а також дозволяє реалізувати надійні, малогабаритні комунікаційні компоненти в комп'ютерних системах.

Отже, наукова проблема розробки і дослідження нового імовірнісного, зокрема ентропійного, підходу до питань реалізації ефективних технологій формування, представлення та опрацювання цифрових сигналів, спрямованих на підвищення надійності, ефективності та спрощення апаратного і програмного забезпечення у інформаційно-вимірювальних комп'ютерних системах орієнтованих на різні предметні області є актуальною.

Зв'язок роботи з науковими програмами, планами, темами.

Розроблені в роботі методи та засоби формування і опрацювання сигналів, а також їх використання при реалізації компонентів інформаційно-вимірювальних комп'ютерних систем і мереж пов'язані з науково-дослідними роботами, що здійснювались Івано-Франківським національним технічним університетом нафти і газу, Івано-Франківським Науково-дослідним і проектним інститутом ВАТ "Укрнафта", Івано-Франківським державним центром стандартизації, метрології і сертифікації та Тернопільським національним економічним університетом:

ІФНТУНГ – Виконання держбюджетної тематики кафедри інформаційно-вимірювальної техніки: "Наукові основи розробки методів, систем і нормативної бази для вимірювання витрати та контролю обладнання і технологічних параметрів в нафтогазовій галузі К1/2009 РК 0109U008878" (2009-2014); "Методологічні засади побудови систем управління, діагностування та енергозберігаючих систем частотного управління електроприводом для об'єктів нафтогазового комплексу НДР 0112U006554" (2013-2015); НДПІ ВАТ "Укрнафта" – НД і ДКР № 711466 "Розробка та обґрунтування сучасних технологічних схем збору та підготовки продукції на Бориславському родовищі з метою зниження рівня загазованості (01.07.2006 – 31.12.2009)"; НДПІ ПАТ "Укрнафта" – ДКР № 221501

"Проектування інформаційних систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій на об'єктах Качанівського ГПЗ" (01.2010-06.2010); НДПІ ПАТ "Укрнафта" – НД і ДКР № 611591А "Вивчення та аналіз систем обліку нафти та газу на автоматизованих замірних установках НГВУ "Надвірнафтогаз" (08.2009-12.2009); ІФДЦСМС – НД-ДКР "Забезпечення відтворення та зберігання одиниць об'єму та об'ємної витрати газу, що відтворюються державним еталоном", реєстраційний номер КПИВ 5361050, 1-205-09/03; ТНЕУ – № 0112U008458 "Розробка теоретичних засад методів формування та цифрового опрацювання даних в розподілених СКС". Участь автора полягала в розробці методу отримання та опрацювання вимірювальної інформації про контрольований параметр на основі випадкових сигналів зі змінною інформаційною ентропією, методу обміну даними, що ґрунтується на використанні випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, методів ідентифікації та діагностування об'єктів, що ґрунтуються на використанні їх ентропійних проєкцій та представлень.

Мета і завдання дослідження. Метою роботи є підвищення ефективності процесів опрацювання сигналів у інформаційно-вимірювальних комп'ютерних системах, зокрема у компонентах первинного перетворення, використання каналів обміну даними у комунікаційних компонентах, засобах ідентифікації та діагностування на основі розвитку теорії, ефективних технологій, методів та засобів опрацювання цифрових сигналів з поліпараметричною інформаційною ентропією.

Для досягнення поставленої мети необхідно вирішити такі завдання:

– провести аналіз рівня розробки та впровадження комп'ютерних систем та їх компонентів для контролю витрати газу в повірочних еталонних установках, огляд особливостей реалізації первинних перетворювачів витрати та їх основних характеристик, стану розвитку сучасних методів і засобів реалізації комунікацій та методів опрацювання діагностичних сигналів у інформаційно-вимірювальних комп'ютерних системах;

– розробити метод опрацювання сигналів первинного перетворювача витрати газових середовищ на основі використання випадкових сигналів зі змінною інформаційною ентропією;

– дослідити смуги частотного спектру з метою виявлення максимальної залежності зміни ентропійних характеристик інформаційно-вимірювального сигналу перетворювача та оцінки впливу дрейфу нуля амплітуди вихідних сигналів для запропонованого методу;

– розробити метод формування та опрацювання широкосмугових сигналів у комунікаційних засобах комп'ютерних систем на основі використання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією;

– дослідити характеристики завадостійкості та ефективності використання смуги частотного спектру широкосмугових сигналів, що формуються на основі традиційних та запропонованого методів;

– розробити методи ідентифікації та діагностування об'єктів на основі опрацювання імовірнісних проекції та представлень, що формуються шляхом оцінювання значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів їх характеристик;

– дослідити ефективність кореляційного опрацювання ентропійних проекцій та представлень сигналів, що формуються на основі варіативної інформаційної ентропії їх фрагментів;

– реалізувати програмно-апаратні імплементації структурних, алгоритмічних, апаратно-програмних та схемотехнічних рішень комп'ютерної інформаційно-вимірювальної системи витрати на основі первинного перетворювача, з функцією контролю несанкціонованих впливів, засобів реалізації обміну даними канального рівня, а також цифрової системи ідентифікації та діагностування на основі розроблених методів.

Об'єкт дослідження: процеси формування, опрацювання і передавання широкосмугових вимірювальних та комунікаційних сигналів з

поліпараметричною ентропією в інформаційно-вимірювальних комп'ютерних системах.

Предмет дослідження: методи та засоби формування і цифрового опрацювання широкосмугових випадкових сигналів зі змінною, маніпульованою та варіативною інформаційною ентропією.

Методи дослідження: в ході розв'язання поставленого комплексу задач, вирішуваної у дисертаційній роботі проблеми, використовувались методи теорії інформації, теорії імовірностей, теорії сигналів та теорії вимірювань, на основі котрих проводилось обґрунтування та вибір найбільш ефективних принципів та методів формування інформаційних широкосмугових сигналів, джерелом яких є фізичні процеси; методи теорії спектрального, кореляційного та імовірнісного аналізу, що лягли в основу маніпуляції ентропією сигналів при реалізації методів комунікацій; теорія та методи ідентифікації і діагностування, методи комп'ютерного моделювання, автоматизованого проектування та прикладного програмування, на основі яких реалізовано відповідні схемотехнічні та програмні рішення систем цифрового опрацювання сигналів з поліпараметричною інформаційною ентропією.

Наукова новизна отриманих результатів. У результаті проведення теоретичних та експериментальних досліджень а також їх практичного впровадження розв'язано важливу науково-технічну проблему підвищення ефективності формування, передавання та опрацювання широкосмугових випадкових сигналів на основі ентропійного підходу шляхом розробки методології побудови апаратно-програмно засобів інформаційно-вимірювальних систем, компонентів реалізації комунікацій, комп'ютерних системах ідентифікації та діагностування. При цьому отримано такі наукові результати:

– вперше запропоновано метод формування та опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів зі змінною інформаційною ентропією, що зумовлені стохастичними пульсаціями тиску потоку газового

середовища, в якому, на відміну від відомих методів, для визначення витрати використано імовірнісні характеристики, що дозволило зменшити вплив неінформативних складових випадкових сигналів середовища на результат вимірювання;

– вперше запропоновано метод формування широкосмугових сигналів на основі маніпуляції реалізаціями випадкового сигналу з керованою інформаційною ентропією, що дозволило відмовитись від використання псевдовипадкових послідовностей для збільшення бази сигналу а також покращити завадостійкість нормованого відношення сигнал/завада на вході системи опрацювання;

– вперше запропоновано метод опрацювання широкосмугових випадкових сигналів, за яким виділення біт повідомлення здійснюється за статистичним оцінюванням значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів таких сигналів, що на відміну від кореляційних методів не потребує зберігання еталонів форми сигналів а також за характеристиками наближається до оптимальних кореляційних методів і при опрацюванні сигналів в умовах однакової часової складності дозволяє покращити завадостійкість не менше як в півтора рази при заданій ймовірності помилок;

– удосконалено метод опрацювання вимірювальних сигналів, що реалізується шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії амплітуд послідовних фрагментів шумів контрольованого середовища який, на відміну від характеристик відомих методів, є інваріантним до дрейфу нуля амплітуди сигналів перетворювача, що дозволило забезпечити експлуатаційну стабільність та зменшити відносну стандартну невизначеність вимірювальних даних;

– удосконалено обчислювальний проєкційний метод ідентифікації об'єктів, за яким побудову проєкцій запропоновано здійснювати шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів двомірних бінарних матриць їх представлень, що дозволяє спростити програмну реалізацію та забезпечити практично таку ж

адекватність ідентифікації, як і при кореляційному опрацюванні в умовах випадкових спотворень з рівномірним розподілом;

– отримали подальший розвиток методи опрацювання діагностичних сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками, що ґрунтуються на використанні імовірнісних представлень послідовних фрагментів їх амплітуд, які отримуються шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії, що вперше дозволило ввести кількісну міру ефективності – верхню межу флуктуації коефіцієнта взаємкореляції модульної функції, ентропійних векторів інформативних ознак.

Практичне значення отриманих результатів. Отримані результати стали основою для побудови високоефективних компонентів комп'ютерних систем, зокрема цифрових взірцевих первинних перетворювачів інформаційно-вимірювальних каналів витрати газу, компонентів засобів комунікацій, комп'ютерних систем діагностування та ідентифікації. Практичну цінність мають такі результати:

– розроблено первинний перетворювач витрати газу за оцінками інформаційної ентропії шумів потоку, відповідне алгоритмічне та програмне забезпечення, що дозволило забезпечити визначення витрати з відносною стандартною невизначеністю, яка не перевищує 0.5% а також у ≈ 2.1 рази зменшити час формування даних, на основі якого реалізовано інформаційно-вимірювальний канал витрати на еталонній дзвоновій установці.

– розроблено структурні та схемотехнічні рішення цифрових пристроїв формування та опрацювання широкосмугових випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією на базі універсального мікроконтролера, синтезовано структуру спецпроцесора формування та опрацювання таких сигналів, що дозволило збільшити швидкість опрацювання сигналів у 8.1 раз порівняно з оптимальними кореляційними методами і покращити завадостійкість не менше як на 2дБ при ймовірності помилок 10^{-6} ;

– розроблено апаратне, алгоритмічне та програмне забезпечення засобів обміну даними низових комп'ютерних систем контролю та обліку енергоносіїв і матеріальних ресурсів, на рівні обміну даними з віддаленими первинними перетворювачами, яке при базі сигналу 17 дБ і відношенні $S/N = -17$ дБ, дозволяє отримати показник ефективності -1.6 дБ., що практично не відрізняється від такого ж показника інших оптимальних кореляційних методів формування та опрацювання псевдовипадкових широкосмугових сигналів канального рівня, які характеризуються значно більшою алгоритмічною та обчислювальною складністю;

– розроблено алгоритмічні та програмні рішення комп'ютерної системи діагностування артикуляційного простору при постановці знімних конструкцій на основі представлення сигналів з низькою амплітудно-частотною інформативністю у вигляді векторних наборів оцінок інформаційної ентропії, що дозволило вперше використати верхню межу флуктуації модульної взаємкореляційної функції, як кількісний критерій формування висновку при діагностуванні та дозволило забезпечити збіжність у 82% результатів опрацювання діагностичних сигналів.

Впровадження результатів роботи. Основні результати дисертаційної роботи знайшли застосування: в науково-дослідних та дослідно-конструкторських роботах проектування каналів обміну даними розподілених комп'ютерних систем та вузлів комерційного обліку споживання енергоносіїв об'єктів нафтогазової промисловості НДПІ ВАТ "Укрнафта"; при вдосконаленні інформаційно-вимірювального каналу контролю витрати комп'ютерної системи еталонної установки повірки побутових лічильників газу ІВФ "Темпо"; при реалізації комп'ютерної системи електроміографічного діагностування жувальних м'язів ІФНМУ. Крім того теоретичні, методологічні та технічні результати досліджень дисертаційної роботи, використовуються у навчальному процесі при викладанні курсів "Комп'ютерні системи" та "Мережні інформаційні

технології", які читаються згідно освітньо-професійної програми напрямку "Комп'ютерна інженерія" у ПВНЗ "ГА", ІФНТУНГ (м. Івано-Франківськ), ТНЕУ (м. Тернопіль).

Особистий внесок здобувача. Усі положення, які виносяться на захист, отримані автором особисто. В публікаціях, написаних у співавторстві, автору належить: [95, 98, 139, 141, 143, 145, 149, 154, 165, 190, 196, 222, 230, 233, 242, 243, 258, 272, 280, 281, 285, 292, 294, 296, 305, 306] – сформульовано ідею і визначено шляхи її розв'язання; [148, 180, 201, 226, 274, 287, 297] – створення методу формування та опрацювання широкосмугових випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією; [155, 158, 162, 195, 223, 270, 290, 291, 293, 295] – створення методу формування та опрацювання вимірювальних сигналів зі змінною інформаційною ентропією; [142, 152, 163, 271, 278, 286] – розроблення методу ідентифікації об'єктів на основі оцінювання інформаційної ентропії фрагментів бінарних матриць їх представлень; [53, 146, 170, 175, 225, 333, 341] – розроблення методу опрацювання діагностичних сигналів на основі імовірнісних представлень послідовних фрагментів їх амплітуд; [99, 182, 202, 221, 251, 273, 279, 289, 339, 340] – організація методів досліджень, розрахунків та проведення експериментів; [96, 128, 138, 140, 147, 164, 171, 172, 181, 189, 224, 231, 232, 241, 249, 277, 284, 288, 307, 338] – розроблено теоретичні основи та отримано математичні співвідношення, здійснено розробку структурних і алгоритмічних рішень.

Апробація результатів дисертації. Основні наукові результати досліджень і положень дисертаційної роботи доповідались та отримали позитивні оцінки на таких конференціях: науково-технічна конференція "Приладобудування: стан і перспективи" (м. Київ, 2002, 2003, 2004, 2005, 2006, 2007, 2008, 2009, 2010); Proceedings of the International conference TCSET "Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science" (Lviv-Slavsko, 2004, 2006); IV міжнародна науково-технічна конференція "Метрологія та вимірювальна техніка" (м. Харків, 2004);

всеукраїнська науково-технічна конференція "Вимірювання витрати та кількості газу" (м. Івано-Франківськ, 2003, 2005, 2011); XIII міжнародна конференція з автоматичного управління "Автоматика – 2006" (м. Вінниця, 2006); XXIV міжнародної міжвузівської школи-семінару "Методи і засоби діагностики в техніці та соціумі" (м. Івано-Франківськ, 2007); XV міжнародної конференції з автоматичного управління "Автоматика – 2008" (м. Одеса, 2008); проблемно-наукова міжгалузєва конференція "Інформаційні проблеми комп'ютерних систем, юриспруденції, економіки та моделювання" (м. Бучач, 2009, 2012); VI міжнародна науково-практична конференція "Математичне та програмне забезпечення інтелектуальних систем" (м. Дніпропетровськ, 2008, 2013); XVIII міжнародна наукова конференція студентів і молодих учених "Наука і вища освіта" (м. Запоріжжя, 2010); XI міжнародна конференція "Контроль і управління в складних системах КУСС" (м.Вінниця, 2012, 2014); міжнародна науково-практична конференція "Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки ПКТ" (м. Чернівці, 2014, 2015).

Публікації. За результатами досліджень опубліковано 86 робіт, з яких 46 статей (з них 7 одноосібні), в т. ч. 42 у фахових наукових виданнях України в т. ч. 8, що реферуються наукометричними базами: SCOPUS, Scopus, РИНЦ чи закордонних виданнях, 11 патентів України на винахід (з них 3 одноосібні), а також 29 тез доповідей у матеріалах конференцій, в т.ч. міжнародних.

Структура і обсяг дисертації. Дисертаційна робота складається із переліку умовних позначень, вступу, шести розділів, висновків, переліку використаних джерел та додатків. Загальний обсяг роботи складає 457 сторінок, з яких 363 сторінки основного тексту, що містить 190 рисунків та 27 таблиць. Список використаних джерел містить 342 найменування.

РОЗДІЛ 1

АНАЛІЗ ТЕНДЕНЦІЇ РОЗВИТКУ ТЕОРІЇ, МЕТОДІВ І ЗАСОБІВ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ В ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ ТА КОМУНІКАЦІЙНИХ КАНАЛАХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ

1.1. Теорія аналізу і методів опрацювання сигналів, як інформаційних функцій параметрів об'єктів та процесів

В основі вирішення багатьох проблем в області комп'ютерних систем моніторингу, контролю, вимірювання і керування є аналіз та опрацювання сигналів, фізична природа яких, після ряду прямих та непрямих перетворень, зводиться до електричної. При такому підході фізичний процес представляє собою матеріальну реалізацію інформаційного повідомлення – зміню деякого параметра чи групи параметрів (напруга, струм, частота, фаза тощо). Тобто сигнали розглядають як деяку інформацію (відомості чи повідомлення) про можливі стани, процеси чи параметри об'єктів, що представлено у формі, зручній для зберігання, передавання та опрацювання. В такому випадку доцільно припустити, що сигнали, з певною достовірністю, представляють інформаційну функцію деякої фізичної системи, об'єкта чи середовища, яка містить дані про її фізичні властивості, параметри чи поточний стан [1, 2, 3].

1.1.1. Математичний апарат аналізу та опрацювання сигналів у цифрових системах

Теорія та методи аналізу сигналів передбачають їх математичні та функціональні перетворення, основним завданням таких маніпуляцій є отримання відомостей щодо специфічних особливостей об'єктів чи процесів, що їх породжують. В загальному, до основних завдань теорії аналізу сигналів можна віднести [1, 3, 4, 5]:

- оцінювання кількісних характеристик сигналів (апертура, енергія, потужність тощо);
- оцінювання складу сигналів, шляхом розкладання на елементарні, зокрема гармонійні, компоненти;
- оцінювання міри подібності чи відмінності сигналів, їх реалізацій та кількісних оцінок.

Застосування того чи іншого підходу до опрацювання фактично залежить від типів задіяних сигналів, характеру їх зміни, прийнятної точності перетворення та обчислювальної складності. В теорії аналізу, опис сигналу реалізується на основі функціональної залежності обраного інформаційного параметра від незалежної змінної, що дозволяє їх розділити за відповідними класами [4, 5, 6].

Серед детермінованих сигналів вирізняють періодичні та неперіодичні. До періодичних відносять гармонійні та мультигармонійні. Гармонійні сигнали описують такими аналітичними виразами [6, 7]:

$$\begin{aligned} s(t) &= A \sin(2\pi f_0 t + \phi) = A \sin(\omega_0 t + \phi), \\ s(t) &= A \cos(\omega_0 t + \phi), \end{aligned} \quad (1.1)$$

де: $A, f_0, \omega_0, \phi, \phi$ - постійні величини, які представляють інформаційний параметр: A - амплітуда, f_0 - циклічна частота, ω_0 - кутова частота та початкові фазові кути ϕ, ϕ .

Мультигармонійні сигнали фактично описують як суму гармонійних складових [6, 7]:

$$s(t) = \sum_{i=0}^N A_i \sin(2\pi f_i + \phi_i), \quad (1.2)$$

Частотний спектр таких сигналів є дискретним оскільки мультигармонійні сигнали є сумою деякої постійної складової і довільної, у межах нескінченного, кількості N гармонійних складових, які мають довільні значення A_i та ϕ_i з періодами, що кратні f_p - періоду основної частоти коливань.

Математичний апарат аналізу та опрацювання згаданих сигналів, які для зручності опрацювання подають в дискретному базисі, традиційно ґрунтується на розкладі періоду реалізації сигналу T в ряд Фур'є з кроком за частотою Δf , що рівний основній частоті коливань [5, 6, 7]:

$$s(t) = \sum_{k=0}^K (a_k \cos(2\pi k \Delta f t) + b_k \sin(2\pi k \Delta f t)), \quad (1.3)$$

де: $a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$, $a_k = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \cos(2\pi k \Delta f t) dt$, $b_k = \frac{2}{T} \int_0^T s(t) \sin(2\pi k \Delta f t) dt$, .

Кількість членів ряду Фур'є K обмежується максимальними частотами гармонійних складових. В якості інформаційних характеристик мультигармонійних сигналів найчастіше використовують форму, апертуру, період, математичне сподівання, екстремальні значення і т.д. всього сигналу а також його окремих гармонійних складових. Для аналізу складних періодичних сигналів традиційно використовують такі характеристики [6, 7]:

$$\frac{1}{T} \int_t^{t+T} s(t) dt \quad - \text{поточне середнє інтервалу спостереження};$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt \quad - \text{постійна складова періоду};$$

$$\frac{1}{T} \int_0^T |s(t)| dt \quad - \text{середнє випрямлене значення};$$

$$\sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s(t)^2 dt} \quad - \text{середнє квадратичне значення};$$

Доцільно зазначити, що при практичній реалізації інформаційно-вимірювальних та каналів обміну даними комп'ютерних систем, гармонійні та мультигармонійні сигнали зустрічаються нечасто, що зумовлено впливом інтенсивних широкосмугових завад.

Іншим класом сигналів є неперіодичні, серед яких вирізняють майже періодичні та аперіодичні. Основним інструментом аналізу таких сигналів вважають методи оцінювання частотних характеристик.

Майже періодичні сигнали наближаються за своєю формою і спектром (який також дискретний) до мультигармонійних, оскільки представляються сумою гармонійних складових з довільними (для мультигармонійних – з кратними) частотами, відношення яких є ірраціональними числами, в результаті основний період сумарних коливань є нескінченно великим. Аналітичний опис цих сигналів є тотожним до мультигармонійних.

Аперіодичні сигнали, до яких також відносять імпульсні, задають довільними функціями часу. Частотний спектр таких сигналів неперервний і може містити довільні гармонійні складові на всьому інтервалі існування. Для оцінювання частотного спектру використовують інтегральне перетворення Фур'є [6, 7]:

$$\begin{aligned}
 s(t) &= \int_0^{\infty} S(f) \cos(2\pi ft - \varphi(f)) df, \\
 S(f) &= \sqrt{a(f)^2 + b(f)^2}, \\
 a(f) &= \int_0^T s(t) \cos(2\pi ft) dt, \quad b(f) = \int_0^T s(t) \sin(2\pi ft) dt, \quad \varphi(f) = \operatorname{arctg} \frac{b(f)}{a(f)}.
 \end{aligned}
 \tag{1.4}$$

Частотні функції $a(f)$, $b(f)$ та $\varphi(f)$ представляють розподіл спектральної щільності амплітуд гармонійних складових на частотній шкалі а не їх амплітудні значення на певних частотах.

Аналітичний опис радіоімпульсу можна подати так [6, 7]:

$$s(t) = u(t) \cos(2\pi f_0 t + \varphi_0), \tag{1.5}$$

де: $u(t)$ - огибающая радіоімпульсу;

$\cos(2\pi f_0 t + \varphi_0)$ - гармонійне коливання заповнення радіоімпульсу.

Положення головного піку спектра такого сигналу на частотній шкалі відповідає частоті заповнення, а ширина визначається тривалістю. При чому при збільшенні тривалості зменшується ширина головного частотного піка радіоімпульсу. Найпоширенішим серед наявних ортогональних перетворень вважають перетворення Фур'є, що в сукупності з \sin та \cos перетвореннями а також перетворенням Хартлі забезпечує найвищу ефективність при аналізі

мультигармонійних та періодичних сигналів, проте є малопродатними для опрацюванні випадкових широкосмугових сигналів.

Частотно-часове подання сигналів, що отримується на основі вейвлет-перетворення, було розроблено як альтернатива віконного перетворення Фур'є. Такий метод опрацювання реалізується на основі розкладу сигналу на піддіапазони, що забезпечує підсмугове кодування дискретних послідовностей сигналу. Згідно з теорією вейвлет-перетворення масштабні і малохвильові функції розглядаються як функції фільтрів, які виводяться з передумов кратномасштабного аналізу [8, 9]. Розклад на малохвильові складові послідовностей дискретних значень вхідного сигналу відбувається за рахунок операції згортки його значень із фільтровими коефіцієнтами. Крім того, стає можливим обчислення малохвильових і масштабних коефіцієнтів $d_{j,n}$ та $c_{j,n}$ для різних масштабів j [8, 9]:

$$c_{j,n} = \sqrt{2} \sum_k h_{k+2n} \cdot c_{j-1,n}, \quad (1.6)$$

$$d_{j,n} = \sqrt{2} \sum_k g_{k+2n} \cdot c_{j-1,n}, \quad (1.7)$$

де: $c_{j-1,n}$ – вхідна послідовність коефіцієнтів, довжина яких удвічі більша за вихідні послідовності $c_{j,n}$ і $d_{j,n}$;

h_k та g_k – вихідні послідовності низькочастотного та високочастотного фільтрів відповідно.

Особливістю такого перетворення сигналів є те, що базисні функції мають роздільну здатність в часі, яка зменшується з масштабом і роздільну здатність за частотою, що збільшується з масштабом.

Випадкові сигнали не можуть бути описані явною аналітично залежністю оскільки представляють разове відтворення випадкового процесу $\{x(t)\}$. В такій ситуації найчастіше застосовують статистичний апарат аналізу, який дозволяє отримати прийнятні результати за умови багаторазового повторення спостережень. Окремо взята реалізація процесу

(фізичного явища), яка його відображає на деякому інтервалі спостереження формує вибірккову функцію такого сигналу. Відповідно сукупність усіх можливих вибіркових функцій формує випадковий (стохастичний) процес. Такі процеси поділяють на стаціонарні і нестаціонарні, у свою чергу стаціонарні процеси поділяють на ергодичні та не ергодичні [4, 5].

Основним інструментом аналізу сигналів породжених згаданими процесам вважають методи статистичного та кореляційного опрацювання їх реалізацій. У випадку стаціонарного процесу, імовірнісні характеристики якого не залежать від моменту початку спостереження, середнє M_x обчислюється як сума миттєвих значень вибіркових функцій ансамблю, для заданого спостереження, поділена на кількість вибіркових функцій а автокореляція R_{xx} для двох різних моментів часу обчислюється шляхом усереднення за ансамблем добутків відповідних миттєвих значень [4, 5]:

$$M_x(t_i) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} x_k(t_i), \quad (1.8)$$

$$R_{xx}(t_i, t_i + \tau) = \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{1}{N} x_k(t_i) \cdot x_k(t_i + \tau), \quad (1.9)$$

Випадковий процес $\{x(t)\}$ вважають нестаціонарним, якщо M_x і R_{xx} залежать від моменту початку спостереження, якщо такої залежності нема то випадковий процес вважають слабо стаціонарним або стаціонарним в широкому сенсі. Для слабо стаціонарного процесу $M_x = \text{const}$ а R_{xx} залежить лише від величини зміщення τ . Для визначення повного набору функцій розподілу, що визначають структуру $\{x(t)\}$, обчислюють нескінченне число моментів і змішаних моментів вищих порядків. У випадку коли моменти і змішані моменти інваріантні в часі процес $\{x(t)\}$ вважають строго стаціонарним або стаціонарним у вузькому сенсі.

Для ергодичних процесів M_x та R_{xx} отримані шляхом усереднення за часом (як і інші характеристики, розраховані усередненням за часом) рівні аналогічним характеристикам, які обчислені шляхом усереднення за

ансамблем. Отже, стаціонарними вважають ергодичні випадкові процеси, проте не ергодичними можуть бути і стаціонарні випадкові процеси. На практиці випадкові стаціонарні процеси часто є ергодичними, що дозволяє аналізувати їх властивості за однією сигнальною реалізацією. Властивості нестаціонарних випадкових процесів не залежать від моменту початку спостереження і можуть оцінюватись усередненням окремих спостережень за ансамблем вибіркової функції, які формують такий процес [4, 5].

Розширенням теорії ортогональних перетворень, для опрацювання стохастичних сигналів, стали не синусні перетворення Хаара, Лапласа, Уолша-Адамара, які відрізняються базовими функціями з різними модифікаціями спектральних компонент, ваговими функціями та методикою використання. В окремих випадках вдається вирішувати проблеми аналізу шляхом перетворення Габора та швидкого перетворення Фур'є, проте їх часо-частотні вікна незмінні для усього діапазону частот. Використання мало хвильового (вейвлет) перетворення, яке забезпечує декореляцію сигналів одночасно в часовій та частотній областях дозволяє суттєво покращити результати опрацювання. При аналізі випадкових сигналів такий підхід має перевагу оскільки високочастотні характеристики цих сигналів добре локалізовані а для виявлення повільно-змінних варіацій достатньо забезпечити прийнятну роздільну здатність.

Кореляційний аналіз випадкових сигналів, у сфері комунікаційних каналів комп'ютерних систем, найчастіше ґрунтується на оцінюванні міри подібності реалізацій параметрів сигналу та відповідних еталонів – парна кореляція (взаємкореляція). Математичний апарат такого опрацювання, для дискретного базису, можна подати такими функціями [4, 5, 10]:

$$H_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} \overset{\circ}{\text{sign}}(x_i) \cdot \overset{\circ}{\text{sign}}(x_{i+j}) \quad \text{- знакова} \quad (1.10)$$

$$B_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^n x_i \cdot \overset{\circ}{\text{sign}}(x_{i+j}) \quad \text{- релейна} \quad (1.11)$$

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} x_i \cdot x_{i+j} \quad - \text{коваріаційна} \quad (1.12)$$

$$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} x_i \cdot x_{i+j} \quad - \text{кореляційна (АКФ)} \quad (1.13)$$

$$\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_x} \quad - \text{нормована кореляційна} \quad (1.14)$$

$$C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} (x_i - x_{i+j})^2 \quad - \text{структурна} \quad (1.15)$$

$$G_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} |x_i - x_{i+j}| \quad - \text{модульна} \quad (1.16)$$

$$F_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} Z_{ij}, \quad Z_{ij} = \begin{cases} x_i, & x_i \leq x_{i+j} \\ x_{i+j}, & x_i > x_{i+j} \end{cases} \quad - \text{еквівалентності} \quad (1.17)$$

До недоліків згаданого підходу можна віднести необхідність додаткового використання громіздких і складних методів формування псевдовипадкових послідовностей з прийнятними кореляційними властивостями, зберігання еталонів форм оброблюваних сигналів та значних обчислювальних затрат при розрахунку кореляційних функцій.

Таким чином, розвиток теорії та методів опрацювання сигналів зазвичай ґрунтується на ортогональних перетвореннях та кореляційному аналізі. Основним джерелом інформаційних функцій сигналів є амплітудні, частотні та фазові характеристики а також кореляційні зв'язки їх реалізацій.

1.1.2. Поняття поліпараметричної інформаційної ентропії сигналів в комп'ютерних системах

Одним із перспективних напрямків розвитку дискретних методів опрацювання випадкових широкосмугових сигналів може стати використання їх імовірнісних характеристик, як окремої інформаційної

функції, що характеризує параметри об'єкту чи процесу за яким здійснюється формування. Якщо розглянути реалізацію випадкового сигналу як деякий набір елементарних повідомлень (станів) з обмеженим ансамблем та множину відповідних імовірностей їх появи, то можна оцінити кількість інформації яка припадає на один стан i , як наслідок, характеризує дискретне джерело повідомлень, що формує цей сигнал, в цілому. Таку характеристику називають інформаційною ентропією, вона має фізичний зміст середньостатистичної міри невизначеності випадкової величини [2, 10, 11].

В ході розвитку теорії інформації запропоновано та досліджено властивості різних аналітичних виразів для розрахунку оцінок інформаційної ентропії, які локалізовано для опрацювання сигналів з різними розподілами імовірностей появи повідомлень (станів) у ансамблі [10, 11, 12, 13], табл.1.1.

Таблиця 1.1.

Автор	Аналітичний вираз розрахунку інформаційної ентропії
1	2
К. Шеннон (<i>C. Shannon</i>)	$H = -k \sum_{i=1}^n p_i \cdot \log p_i$ де k – коефіцієнт, який враховує основу логарифма, (1.18) p_i – ймовірність появи i -го стану.
Р. Хартлі (<i>R. Hartley</i>)	$H = \log_2 S^n = n \cdot \log_2 S$ де S – кількість незалежних рівноймовірних станів, (1.19) n – розмір вибірки.
К. Крамп (<i>C. Kramp</i>)	$H = \log_2 \sqrt{2\pi e \sigma^2}$ або $H = \hat{E}[\log_2 3\sigma]$ (1.20) де $\hat{E}[\]$ – функція округлення до більшого цілого.
Н. Колмогоров (ε -ентропія)	$H_\varepsilon \leq \frac{T}{\Delta t} + \log \frac{C}{\varepsilon}$ де Δt – крок дискретизації, що забезпечує прийнятну точність квантування ε , C – діапазон квантування, (1.21) T – інтервал часу спостереження. В частковому випадку при $\frac{C}{\varepsilon} = 2^m$, $\frac{T}{\Delta t} = 2^n$ $H_\varepsilon \leq \log_2(2^m \cdot 2^n) = m + n$.

Продовження таблиці 1.1

1	2
Дж. Лонго (<i>G. Longo</i>)	$H(u, p) = -k \sum_{i=1}^n [u_i p_i \cdot \log p_i]$ де $u_i \geq 0$ – коефіцієнти корисності, k – стала величина, p_i – ймовірність i -го стану. (1.22)
Г. Шульц (<i>G. Shults</i>)	$H(p, w) = -\sum_{i=1}^n \left[p_i w_i / \sum_{j=1}^n p_j w_j \cdot \log p_i w_i / \sum_{j=1}^n p_j w_j \right]$ вагові функції базису Радемахера $W_0 = 2^0 = 1, W_1 = 2^1 = 2, W_2 = 2^2 = 4 \dots W_n = 2^n,$ $w_0 = W_0 / \sum_{i=1}^n W_i \dots w_n = W_n / \sum_{i=1}^n W_i, p = const,$ $H(w) = -\sum_{i=1}^n w_i \log w_i, H(n) = -n \sum_{i=1}^n \log \frac{1}{n} = \log n.$ (1.23)
Б.Олівер (<i>B. Oliver</i>)	$H = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{\log N}{n}$ де $N = n! / \prod_j S_j$ або $\log N = \log n! - \sum_j S_j.$ (1.24)
Д. Мідлтон (<i>D. Middleton</i>)	$H(X) = -\sum_{l_1}^L \dots \sum_{l_n}^L p(X) \log p(X)$ де X – апріорна невизначеність, X_i, y_i – статистично залежні стани, $W_1(y_1, t_1), W_1(y_1, t_1; y_2, t_2), W_1(y_1, t_1; \dots; y_n, t_n)$ – сумісні щільності імовірностей, (1.25) $H(X/Y) = \sum_{l_1}^L \dots \sum_{l_n}^L \sum_{m_1}^M \dots \sum_{m_k}^M p(x_1, \dots, x_n, y_1, \dots, y_m) \cdot$ $\cdot \log p(x_1, \dots, x_n / y_1, \dots, y_m)$ де x_i, y_i – статистично залежні стани.
В.Таллер (<i>W. Tuller</i>)	$H = k \cdot n \log S_{ave}, H \leq k 2BT \left(1 + \frac{S}{N} \right)$ де S_{ave} – середнє значення станів, BT – інформаційна база, N – значення рівня шуму, $1/S$ – інтервал кореляції між відліками. (1.26)

Продовження таблиці 1.1

1	2
В. Боюн (δ -ентропія)	$h_{\delta} = \frac{ f'_{cep}(t) }{ f'_{max}(t) } \quad (1.27)$ <p>де $f'_{cep}(t)$, $f'_{max}(t)$ – середнє і максимальнє значення похідних зміни кількості станів відповідно.</p>
Я. Николайчук	$H = n \cdot \hat{E} \left[\frac{1}{2} \log_2 \frac{1}{m} \sum_{j=1}^m (D_x^2 - R_{xx}^2(j)) \right]$ <p>де $x_i = x_i - M_x$ – центровані значення станів, m - кількість станів на інтервалі кореляції, (1.28) $M_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i$, $D_x = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (x_i - M_x)^2$ – математичне сподівання та дисперсія $\{x\}$ відповідно, $R_{xx}(j)$ – автокореляційна функція (1.13).</p>

Вперше поняття інформаційної ентропії введено К.Шенноном (1.18) як міру кількості інформації, що пов'язує можливі повідомлення (стани) дискретного джерела інформації та імовірності їх появи p_i незалежно від виду розподілу [2, 10, 11]. Для випадку рівномірного розподілу p_i Р.Хартлі запропонував оцінювати ентропію як функцію логарифма кількості можливих станів (2.19). В загальному випадкові процеси, породжені стохастичними об'єктами, підлягають гаусовому закону розподілу імовірностей. В такому випадку більшість результатів спостережень випадкової величини знаходиться в околі 3σ її M_x , що дозволяє звести формулу (1.18) до виду (1.20) запропоновану К.Крампом [2, 11, 12].

З метою врахування втрату точності, що зумовлена представленням неперервних джерел інформації в дискретному вигляді, Н. Колмогоровим запропоновано \mathcal{E} -ентропію, яка визначається кількістю елементів \mathcal{E} при переході між різними станами (1.21).

Для розширення інформаційної міри К.Шеннона, Дж.Лонго введено поняття “якісних” параметрів (1.22), які характеризують корисність

інформації, тоді як (1.18) використовує тільки імовірнісні характеристики. При такому підході кожному з можливих станів ставиться у відповідність деякий коефіцієнт $u_i \geq 0$, причому розподіл u_i не залежить від розподілу ймовірностей, а визначається із семантичних міркувань [11, 12, 13].

Іншим варіантом розширення міри (1.18) стало введення Г. Шульцом оціночної шкали, за якою найбільш “несприятливому” стану надавалось мінімальне значення, а найбільш “сприятливому” – максимальне (1.23). При такому підході ентропію визначається як середнє значення об’єму інформації окремих станів $\log(1/p_i)$, що дозволяє її використовувати для оцінювання значимості інформації. Доцільно зазначити, що вибір оціночних коефіцієнтів практично немає обмежень, що зумовлює суб’єктивність оцінювання [2, 14].

Для джерел з незалежними і нерівноймовірними станами Б.Олівер запропонував оцінку загальної кількості можливих комбінацій станів (1.24), яку на основі наближення Стірлінга можна звести виду (1.18) [11, 15].

Статистична залежність можливих станів врахована при оцінюванні середньої умовної ентропії (1.25), запропонованої Д. Мідлтоном. При такому підході до оцінювання ентропії використовуються сумісні щільності ймовірностей появи станів різного порядку $W_1(y_1, t_1)$, $W_1(y_1, t_1; y_2, t_2), \dots$, $W_1(y_1, t_1; \dots; y_n, t_n)$. Слід зазначити, що в більшості випадків для повного опису ергодичних стаціонарних процесів достатньо мати двомірні розподіли і відповідно статистично середні. В результаті, ентропія і швидкість формування повідомлень виявляються меншими порівняно з оцінкою міри Хартлі, що пояснюється наявністю кореляційних зв’язків між різними станами та нерівномірності розподілу [11, 12].

Використання кореляційного підходу сумісно з усуненням внутрішньої кореляції станів, які формуються джерелом запропоновано В. Талером (1.26). Тобто, якщо джерело інформації представлено ансамблем станів $\{S\}$ переходить тільки в S_j можливих станів, то аналіз дійсного інформаційного змісту його повідомлень приводиться до меншого об’єму інформації в

порівнянні з функцією найбільшої інформації. Величина $1/S$, в такому випадку є інтервалом кореляції між відліками відповідних станів [11, 12].

Характер невизначеності значення дискретного випадкового процесу і його динаміку можна оцінювати за δ - ентропією (1.27) описаної В.Боюном. Такий підхід до оцінювання не залежить від вибраних кванта за рівнем і кроку дискретизації (при переході від неперервних до дискретних величин), а визначається лише законом розподілу похідних [1].

Оцінювання інформаційної ентропії з врахуванням імовірності переходу між можливими станами, запропоновано Я.Николайчуком (1.28), таку міру інформації визначають з врахуванням автокореляційних характеристик (1.10 – 1.17) джерела інформації [16, 17].

Таким чином, математичний апарат теорії інформації дозволяє реалізувати ґрунтовне опрацювання інформаційної ентропії стохастичних дискретних джерел (об'єктів, процесів), які породжують випадкові сигнали. З врахуванням того, що сучасні технології опрацювання випадкових широкосмугових сигналів в комп'ютерних систем традиційно ґрунтуються на кореляційному аналізі та ортогональних перетвореннях, доцільно розглянути введення імовірнісної складової сигналу, як додаткового параметру.

Інформаційною основою реалізації методів опрацювання сигналів є їх параметри: традиційно – амплітуда, форма, частота, фаза чи відповідні комбінації, що прямо чи опосередковано відображають характеристики процесу чи об'єкту який є джерелом їх формування. Слід зазначити, що однією із незадіяних характеристик є інформаційна ентропія, яка дозволяє розглянути імовірнісне представлення сигналу.

Зокрема в первинних перетворювачах витати, джерелом формування випадкових коливань, зумовлених стохастичними пульсаціями тиску вимірюваного (газового) середовища, є його механічне переміщення. В результаті формуються сигнали зі змінною інформаційною ентропією які, в задачах реалізації первинних перетворювачів витрати газу, опосередковано представляють параметр витрати контрольованого середовища.

Використання випадкових широкосмугових сигналів в задачах реалізації цифрових компонентів обміну даними каналного рівня, де інформаційна ентропія є мірою апріорної невизначеності випадкової величини (наявних станів сигналу-носія), які використовується в якості ознаки маніпуляції, що при опрацюванні реалізує виділення біт повідомлення шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії символних інтервалів. В результаті ентропія таких сигналів представляє параметр маніпуляційної ознаки символу інформаційного повідомлення.

У випадку опрацювання сигналів в задачах ідентифікації, задіяні ймовірно-статистичні методи ґрунтуються на теорії статистичних рішень, що реалізується шляхом опрацювання відповідних представлень. Відповідні характеристики об'єкту представляються наборами векторів оцінок ентропії, які мають обмежену кількість можливих значень, тобто опрацьовуються представлення з варіативною інформаційною ентропією, які опосередковано представляють параметр інформативної ознаки, що використовується для прийняття рішень чи формування відповідних рекомендацій.

При цифровому опрацюванні діагностичних сигналів акустичного діапазону, найчастіше реалізується фрагментарний аналіз, що зумовлено наявністю ділянок з малоінформативними спектральними характеристиками. В результаті формуються діагностичні сигнали зі змінною інформаційною ентропією які, в задачах діагностування артикуляційної системи, опосередковано представляють параметр інформативної ознаки та дозволяють забезпечити можливість їх подальшого кореляційного аналізу.

З огляду на вище викладене узагальнення доцільно виокремити поняття поліпараметричної інформаційної ентропії, яка в залежності від джерела формування опосередковано представляє змінний параметр випадкового сигналу, зокрема: величини витрати, маніпульований параметр ознаки бінарного повідомлення, варіативний параметр інформативної ознаки представлення відповідних характеристик об'єктів ідентифікації а також змінний параметр широкосмугових фрагментів діагностичних сигналів.

1.2. Тенденції розвитку первинних перетворювачів та інформаційно-вимірювальних каналів витрати газу в еталонних повірочних системах

Розвиток комп'ютерних систем в області вдосконалення наявних та створення нових перетворювачів, які є основою для побудови інформаційно-вимірювальних каналів, ґрунтується технічній базі еталонних та зразкових первинних перетворювачів, які забезпечують єдність вимірювань при відтворенні, передаванні та зберіганні одиниці фізичної величини [18, 19]. Висока комерційна значимість еталонних інформаційно-вимірювальних систем у сфері кількісного обліку і контролю споживання енергоносіїв, зокрема об'єму та об'ємної витрати газу, зумовлює інтенсивне залучення цифрових засобів і методів опрацювання вимірювальних сигналів.

На основі огляду сучасних еталонних систем, можна відзначити, що відтворення одиниць об'єму і об'ємної витрати газу, найчастіше реалізується на основі способів: зважування еквівалентної кількості витісненої речовини; вимірювання переміщення поршня, що рухається мірною ділянкою; вимірювання переміщення дзвонового мірника, що витісняє калібрований об'єм а також використанням критичних сопел та взірцевих первинних перетворювачів різних типів [19, 20].

Статичні еталонні системи відтворення одиниць об'єму газу традиційно реалізуються на основі мірних елементів механічного типу та підсистем контролю поточних параметрів, зокрема: переміщення, положення, миттєвої витрати, тиску, температури тощо. Найбільш поширені структури конструкцій еталонних установок подано на рис.1.1, до складу яких зазвичай входять такі компоненти: пристрої відтворення витрати з датчиками, засоби регулювання та стабілізації витрати і тиску; дослідно-монтажну ділянку (з перетворювачами температури, тиску, параметрів потоку, контролю пульсацій тощо а також параметрів навколишнього середовища),

що повіряють; засобів отримання даних з первинного перетворювача, що повіряють та комп'ютерної системи управління процесом [20 - 24].

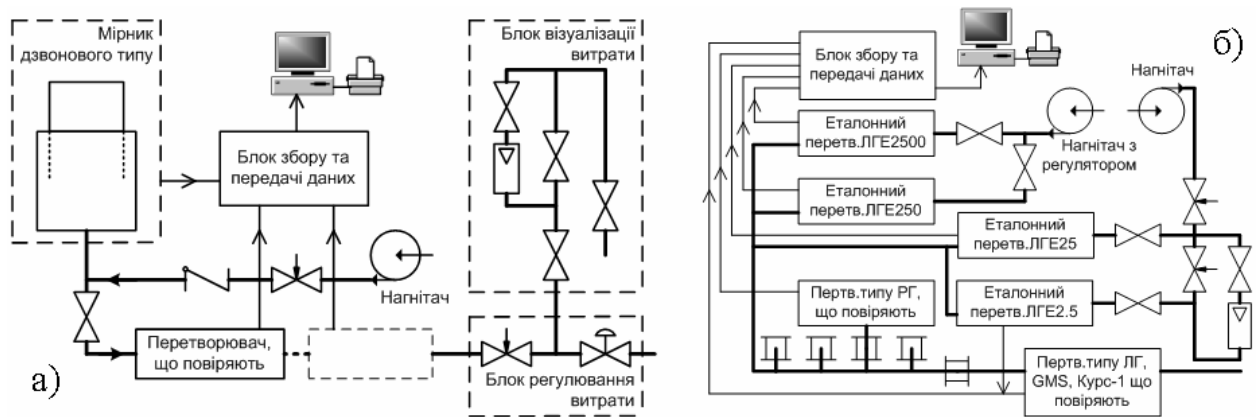


Рис. 1.1. Типові структури комп'ютерних систем еталонного відтворення об'єму та об'ємної витрати газу на основі а) дзвонового мірника (РЕОВГ-02), б) зразкових турбінних перетворювачів (УПЛГ-2500)

Типовим прикладом реалізації комп'ютерних інформаційно-вимірювальних систем на основі мірного елемента дзвонового типу є РЕОВГ-02, рис. 1.1а, (виробник – ТзОВ “СКБ ЗА” м. Івано-Франківськ, Україна) [25], яка призначена для автоматизованої повірки первинних перетворювачів об'єму газу для діапазону витрат від 0,016 до 16 м³/год. Основним джерелом інформації про параметри об'єму та витрати вимірювального середовища є дзвоновий мірник. При опусканні мірника газ (повітря) витісняється і проходить через замірну ділянку. Оскільки об'єм витісненого з мірного елемента фіксований (обчислений за геометричними розмірами) то, порівнюючи його з відповідними показами первинного перетворювача оцінюють його метрологічні характеристики. Інформація про температуру та тиск отримується з відповідних перетворювачів і опрацьовується та відображається засобами комп'ютерної системи. Відносна похибка відтворення об'єму для РЕОВГ-02 не перевищує $\delta \leq \pm 0.2\%$. Одним із суттєвих недоліків використання мірників дзвонового типу є низька продуктивність джерела інформації, що обмежує їх застосування.

Іншою розробкою ТЗОВ “СКБ ЗА” є модернізована комп’ютерна система для визначення метрологічних характеристик перетворювачів об’єму газу УПЛГ-2500М, рис. 1.1 б, яка призначена для повірки лічильників турбінного і роторного типів ЛГ, ЛГ-К, РГ, РГ-К та ультразвукових Курс-01 типорозмірів від G25 до G1000, GMS типорозмірів від G16 до G250. Відносна похибка відтворення об’єму не перевищує $\delta \leq \pm 0.3\%$ [26, 27].

Еталонними джерелами інформації про витрату є перетворювачі турбінні ЛГЕ-2,5, ЛГЕ-25, ЛГЕ-250, ЛГЕ-2500 в ході функціонування яких здійснюється фіксація обертання роторів магніто-індуктивними чи оптичним перетворювачами та контроль різниці тисків на вході і виході [28, 29].

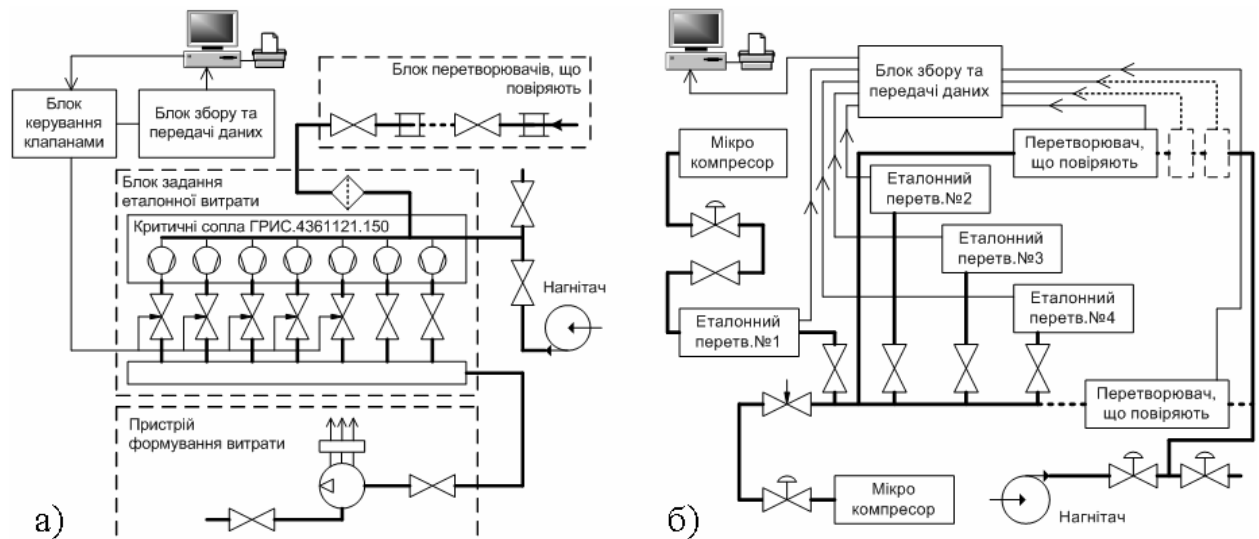


Рис. 1.2. Типові структури комп’ютерних систем еталонного відтворення об’єму та об’ємної витрати газу на основі а) критичних сопел (АУП-16В), б) зразкових барабаних перетворювачів ТЕМПО-3-МР

Іншим варіантом реалізації комп’ютерних інформаційно-вимірювальних систем оцінювання метрологічних характеристик є АУП-16в, рис. 1.2 а (виробник – СП “РАДМИРТЕХ”, м. Харків, Україна) [30].

Еталонним джерелом витрати такої системи сопла, які працюють в режимі критичного витікання потоку, що досягається шляхом створення на соплі відповідного перепаду тиску [21, 22]. Сопла виконують одночасно дві

функції: задавання та вимірювання витрати а також об'єму (інтегрована в часі величина витрати). Кожне із сопел чи будь яка їх комбінація забезпечує задавання витрати, приведеної до тиску на вході первинного перетворювача, що повіряють. Для розрахунку об'ємної витрати повітря, що пройшло через сопло, в інформаційно-вимірювальній системі передбачено перетворювачі абсолютного та диференціального тиску, температури та відносної вологості, які призначені для контролю стабільності параметрів витікання середовища і забезпечують формування електричних вимірювальних сигналів які пропорційні до зміни вимірювального параметру. Відносна похибка відтворення об'єму АУП-16в не перевищує $\delta \leq \pm 0.3\%$ для діапазону від 0,5 до 16 м³/год і $\delta \leq \pm 0.4\%$ для діапазону від 0,016 до 0,5 м³/год [26, 27].

Дот суттєвих недоліків систем такого класу слід віднести дискретність задавання величини витрати а також значні габаритні розміри, що зумовлено необхідністю встановлення для кожного із сопел колектора, запірної арматури (електромагнітних клапанів, кульових кранів тощо).

Схожою за способом реалізації інформаційно-вимірювальною системою, джерелом еталонної витрати в якій є еталонні перетворювачі роторного та барабанного типів, є комп'ютеризована установка для оцінювання метрологічних характеристик перетворювачів об'єму газу ТЕМПО-3-МР, рис. 1.2б, (виробник – ІВФ “Темпо”, м. Івано-Франківськ, Україна). Принцип роботи системи полягає у безпосередньому звірванні даних з перетворювачів та еталонного засобу. Відносна похибка відтворення об'єму системи ТЕМПО-3-МР з використанням еталонних перетворювачів роторного, турбінного та барабанного типів не перевищує $\delta \leq \pm 0.4\%$ [31].

Забезпечення єдності вимірювань в області об'єму та об'ємної витрати газу в Україні реалізовано на основі типових, рис.1.1 а, інформаційно-вимірювальних еталонних систем дзвонового типу [19, 20, 32]:

- державний спеціальний еталон одиниці об'єму та об'ємної витрати газу ДЕТУ 03-01-96. Для робочих умов $V = 1\text{м}^3$, СКВ $9 \cdot 10^{-4}$, НСП $5 \cdot 10^{-4}$,

діапазон витрати від $1.11 \cdot 10^{-3}$ до $5.55 \cdot 10^{-2}$ м³/с (4...200 м³/год.), СКВ $1 \cdot 10^{-3}$; НСП $6 \cdot 10^{-4}$;

- вихідні еталонні системи дзвонового типу РКДУ 0.44, РКДУ 2.8, “ТЕМПО” а також ВЕТУ 03-01-01-08. Для робочих умов $V_{\text{РКДУ 0.44}} = 2 \text{ м}^3$, $V_{\text{РКДУ 2.8}} = 14 \text{ м}^3$, $V_{\text{ТЕМПО}} = 0.001$ і 0.003 м^3 відповідно, $\delta_{\text{РКДУ 0.44}} = \pm 0.13\%$, $\delta_{\text{РКДУ 2.8}} = \pm 0.14\%$, $\delta_{\text{ТЕМПО}} = \pm 0.12\%$, $\delta_{\text{ВЕТУ}} = \pm 0.15\%$ діапазон об’ємних витрат складає: 20...1600 м³/год., 100...6500 м³/год., 0.002...16 м³/год. та 0.016...16 м³/год. відповідно.

До складу еталонних установок зазвичай входять дзвоновий мірник, комп’ютерна система контролю та керування, інформаційно-вимірювальні канали переміщення мірника, атмосферного тиску, надлишкового тиску в мірнику та робочому еталоні, температури в мірнику та робочому еталоні, вихідної частоти (кількості імпульсів) робочого еталону який додатково використовується для контролю поточної витрати, що відтворюється еталонною системою. Доцільно зауважити, що низька інформаційна продуктивність мірного елемента, що в більшості випадків обмежується одиницями герц, не дозволяє забезпечити прийнятну швидкість налаштувань в області малих витрат газу при проведенні процедур повірки чи атестації. Крім того, необхідно забезпечувати періодичні звіряння, які для установок стаціонарного типу можливі тільки за умови використання вторинних еталонних транспортних перетворювачів [19 - 21]. В більшості випадків вирішення проблеми додаткового інформаційно-вимірювального каналу витрати реалізуються на базі взірцевих первинних перетворювачів, найчастіше барабанного, мембранного, роторного та турбінного типів, які допускають транспортування. Такий підхід суттєво збільшує швидкість формування вимірювальних сигналів, проте приводить до спотворення режиму руху потоку, формування пульсацій, збільшення пневматичного опору і, як наслідок, втрати точності. Крім того унітарний базис, який тут традиційно використовується для представлення даних, є нестійким до

імпульсних завад, це приводить до потреби зменшення інформаційного навантаження імпульсу шляхом збільшення їх кількості, що не дозволяє забезпечити ефективне передавання сигналів, ускладнює апаратну частину перетворювачів та інтерфейсу інформаційно-вимірювального каналу.

Отже, одним з важливих факторів, який визначає експлуатаційні та метрологічні характеристики стаціонарних еталонних інформаційно-вимірювальних систем витрати газу, є інформативність первинного перетворювача, що в свою чергу визначається його конструктивними особливостями, вибором інформаційної складової вимірювального сигналу та методом опрацювання. Традиційно первинні перетворювачі витрати чи об'єму вимірювального середовища реалізують трансформацію зміни фізичної величини у відповідну зміну електричного сигналу з подальшим опрацюванням в обчислювачах, коректорах тощо. Сучасні технології формування та опрацювання сигналів інформаційно-вимірювальних систем ґрунтуються на використанні таких складових сигналу як амплітуди, частоти та фази а також їх комбінації, що обумовлюється відносною простотою, і як наслідок низькою вартістю, при реалізації апаратного та програмного забезпечення відповідних компонентів системи [33, 34].

1.2.1. Методи та засоби формування вимірювальних сигналів в первинних перетворювачах витрати газу

При реалізації інформаційно-вимірювальних каналів комп'ютерних систем на об'єктах нафтогазової промисловості найпоширеніші первинні перетворювачі в яких джерелом інформації про вимірювальний параметр є величина різниці тисків [22, 35], що створюється стандартним звужуючим пристроєм (діафрагмою, соплом тощо). Суть методу полягає в тому, що при проходженні потоку через звужуючий пристрій (рис. 1.3а) відбувається зміна

його потенціальної енергії, частина якої внаслідок місцевого стиснення потоку, відповідно зумовлює збільшення швидкості, перетворюється в кінетичну [35]. Зміна потенціальної енергії призводить до появи різниці статичних тисків, яка перетворюється дифманометром у відповідні зміни амплітуди електричного сигналу. Широке використання згаданого методу зумовлено рядом властивих йому переваг: простоти, надійності, відсутності рухомих конструктивних частин, легкості серійного виготовлення для широкого діапазону тисків і температур вимірювального середовища, низької вартості та можливості застосування без індивідуального градуювання.

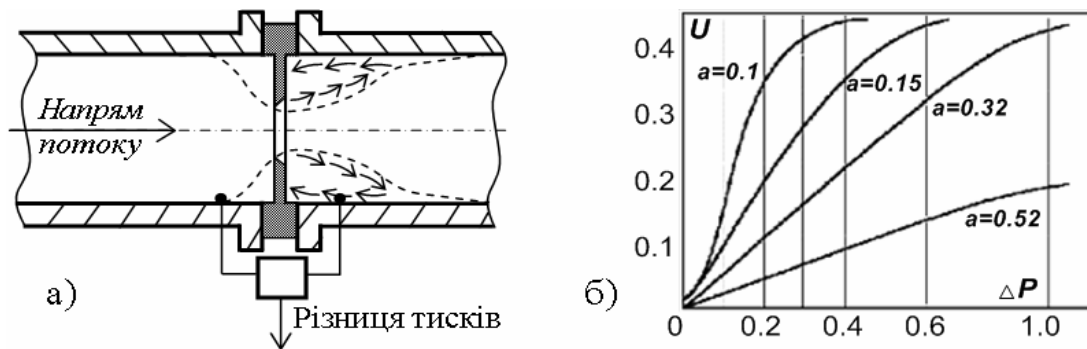


Рис. 1.3. Схема перетворювача фізичної величини перепаду тиску а) у електричний сигнал б) для перетворювача Rosemount 3051 SFC

До недоліків слід віднести обмежений діапазон Q_{\min} / Q_{\max} витрат, що не перевищує 15:1. Крім того, наявність механічних домішок у вимірювальному середовищі, їх налипання приводить до спотворення геометричних розмірів звужуючого пристрою, що в свою чергу погіршує адекватність і точність перетворення [21, 35].

Типовим варіантом промислової реалізації перетворювача згаданого типу є Rosemount 3051 SFC (виробник – Fisher Rosemount, США), який складається з компактної стабілізуючої діафрагми Rosemount 405 C з чотирма отворами, розміщеними симетрично відносно осі та перетворювача перепаду тиску Rosemount 3051 S [36]. Вимірювальне середовище, проходячи через отвори, перемішується, що забезпечує усереднення швидкості потоку і,

як наслідок, досягається зменшення флуктуацій тиків (до та після тіла обтікання) різниця яких трансформується у відповідні значення амплітуди вимірювального сигналу (рис. 1.3б) первинного перетворювача [21, 22, 36].

Основні характеристики Rosemount 3051 SFC: $\delta = \pm 0.75\%$, діапазон Q_{\min} / Q_{\max} вимірювання для виконання Classik складає 1:8.

Іншими пристроями, які часто використовується в промисловості, є перетворювачі в яких джерелом інформації про вимірювальний параметр є частота формування вихрів (низькочастотних пульсацій), яка перетворюється у відповідні коливання амплітуди електричного сигналу. Принцип дії таких пристроїв ґрунтується на тому, що тіло, яке знаходиться на шляху руху вимірюваного середовища (рис. 1.4а), змінює його напрям і збільшує швидкість потоку за рахунок зменшення тиску. За міделевим перерізом тіла обтікання відбувається зворотній процес: зменшення швидкості і збільшення тиску [21, 22, 30]. Потік газу, що обтікає тіло, проходить міделевий переріз і під впливом пониженого тиску за тілом змінюючи напрям потоку утворює завихрення, в результаті чого формується вихрова доріжка Кармана, частота утворення вихрів трансформується у відповідні частотні характеристики вимірювального сигналу і є пропорційною до швидкості потоку [21].

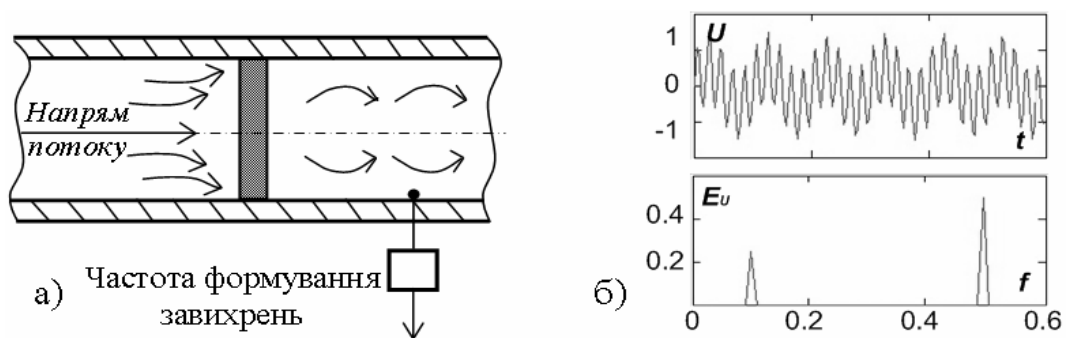


Рис. 1.4. Схема перетворювача фізичної величини, періодичних пульсацій тиску, а) у електричний сигнал б) для перетворювача OPTIWIRL 4070

До переваг первинних перетворювачів такого типу можна віднести відсутність рухомих частин, надійність та простота виконання, незалежність

результатів спостережень від тиску та температури [20, 21]. До недоліків слід віднести втрати тиску, що сягають 30-50 кПа, обмеження умовних діаметрів замірної ділянки від 25 до 150-300 мм. Згадані перетворювачі не придатні для використання при малих швидкостях середовища, коли $Re < 10^3 \div 10^4$. Як і для перетворювачів змінного перепаду тиску вихороутворюючий елемент забруднюється, зазнає корозії та ерозії, проте це не призводить до суттєвої зміни експлуатаційних та метрологічних характеристик [21, 22].

Типовим варіантом промислової реалізації згаданого класу перетворювачів є OPTIWIRL 4070 (виробник – KROHNE, Німеччина). Періодичні пульсації тиску потоку в такому перетворювачі трансформуються у коливання напруги електричного сигналу з подальшим опрацюванням зміни частоти коливань (рис. 1.4б) за якою розраховується швидкість переміщення вимірювального середовища [22, 37].

Основні характеристики OPTIWIRL 4070: $\delta = \pm 1.0\%$ при $Re \geq 20000$ і $\delta = \pm 2.0\%$ при $10000 \leq Re \leq 20000$, діапазон Q_{\min} / Q_{\max} вимірювання 1:80.

Розвиток методів та засобів цифрового опрацювання сигналів зумовив створення акустичних ультразвукових перетворювачів. Конструктивно чутливі елементи такого пристрою контактують із середовищем, але не мають рухомих механічних частин. Згадані пристрої ґрунтуються на визначенні зміни швидкості ультразвукових коливань, яка залежить від переміщення вимірювального середовища. Використовуються різні способи формування ультразвукових вимірювальних сигналів, зокрема за потоком, проти потоку та поперечне поширення контрольованого впливу замірною ділянкою найбільше поширення отримали засоби, що ґрунтуються на визначенні різниці часу проходження ультразвукових коливань (рис. 1.5б) за потоком та проти нього. При цьому, встановлення формувачів ультразвукових коливань один навпроти одного можливе і паралельно, та під кутом не рівним 180^0 (рис. 1.5а), що найбільш притаманно для промислових реалізацій [38, 39].

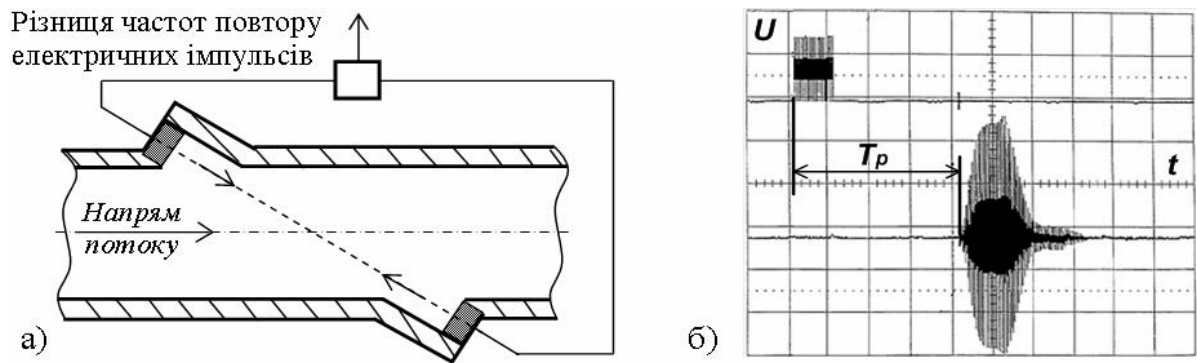


Рис. 1.5. Схема перетворювача величини, різниці часу проходження імпульсів, а) у електричний сигнал б) для перетворювача FLOWSIC 600

До переваг ультразвукових перетворювачів слід віднести: збереження техніко-експлуатаційних характеристик, висока точність у широкому динамічному діапазоні, відсутність рухомих і виступаючих конструктивних елементів, відсутність втрат тиску, незалежність показів від зміни електропровідності середовища, можливість імітаційної перевірки [40, 41].

Основними труднощами практичної реалізації інформаційно-вимірювальних каналів на основі ультразвукових перетворювачів є втрата вимірювального сигналу за наявності несиметричних профілів зміни швидкості, при малих числах Re , необхідність постійного контролю фізико-хімічних властивостей вимірювального середовища тощо.

Типовим варіантом промислової реалізації згаданого класу перетворювачів є FLOWSIC 600 (виробник – SICK/МАІНАК, Німеччина), що працює при великих та атмосферних тисках. Завдяки застосуванню спеціальних матеріалів, може застосовуватись для контролю потоків з високою динамікою зміни швидкості, а також забезпечує адекватне перетворення в широкому температурному діапазоні [42].

Основні характеристики FLOWSIC 600: $\delta = \pm 0.2\%$ при використанні 4-ох сенсорів і $\delta = \pm 2.0\%$ при використанні 2-ох сенсорів, діапазон Q_{\min} / Q_{\max} вимірювання 1:90.

З метою більш адекватного порівняння первинних перетворювачів витрати газу доцільно розглянути пристрої, які широко використовуються

при реалізації інформаційно-вимірювальних каналів а також при формуванні еталонної бази. Традиційно, принцип дії таких пристроїв ґрунтується на фрагментації вимірювального середовища (газу) на фіксованого об'єми, що відповідають одному циклу ходу мірного елемента [21, 22].

До першої категорії первинних перетворювачів згаданого типу можна віднести камерні, які умовно розділяють на три групи: без рухомих розділювальних елементів, з еластичними стінками камер та з рухомими розділювальними елементами. Найпоширенішими є перетворювачі з рухомими розділювальними елементами, зокрема роторні, які різняться за формою та кількістю роторів [27, 28].

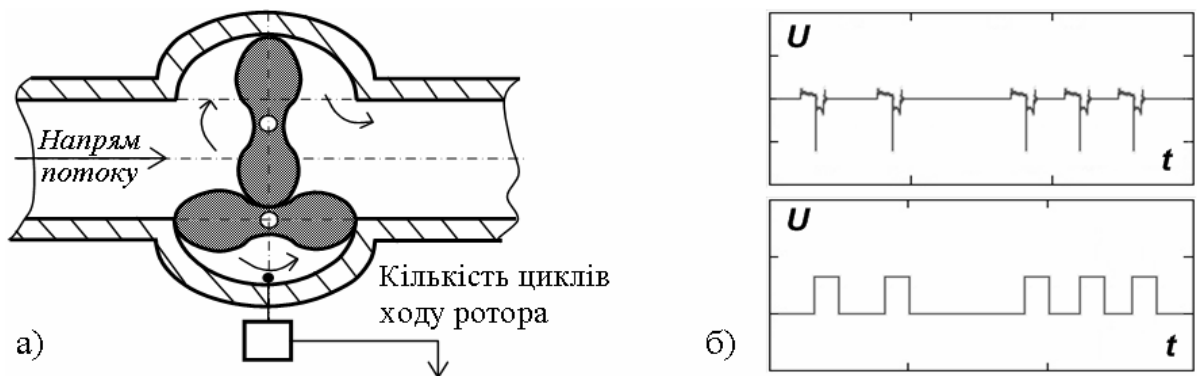


Рис. 1.6. Схема перетворювача кількості циклів ходу мірного елемента, а) у електричний імпульсний сигнал б) для перетворювача ТЕМПІ G250

До основних переваг таких первинних перетворювачів можна віднести відносну простоту виконання, широкий діапазон вимірювання а також практичну відсутність впливу характеристик, зокрема забруднення, вимірювального середовища на точність вимірювання.

Суттєвими недоліками є створення додаткового опору на шляху протікання газового середовища, висока складність точного виготовлення рухомих чутливих елементів (роторів), необхідність встановлення фільтрів а також їх механічне зношення в ході експлуатації.

Типовим варіантом промислової реалізації згаданого класу перетворювачів є ТЕМПІ G250 (виробник – НВФ “Темпо”, Івано-Франківськ,

Україна), що перетворює обертальні переміщення мірного елементу у дискретні імпульси напруги низької частоти (типу “контакт з нульовим потенціалом”), кількість імпульсів прямо пропорційна до об’єму вимірюваного середовища [22, 43].

Основні характеристики ТЕМП G250: $\delta = \pm 1.0\%$ для діапазону витрат $Q_t \leq Q \leq Q_{\max}$ і $\delta = \pm 2.0\%$ для діапазону витрат $Q_{\min} \leq Q \leq Q_t$, діапазон Q_{\min} / Q_{\max} вимірювання 1:160.

Перетворювачі витрати тахометричного типу, зокрема турбінні, використовують частину енергії потоку вимірюваного середовища, яку трансформують в обертальний момент осьового мірного елементу [22, 44].

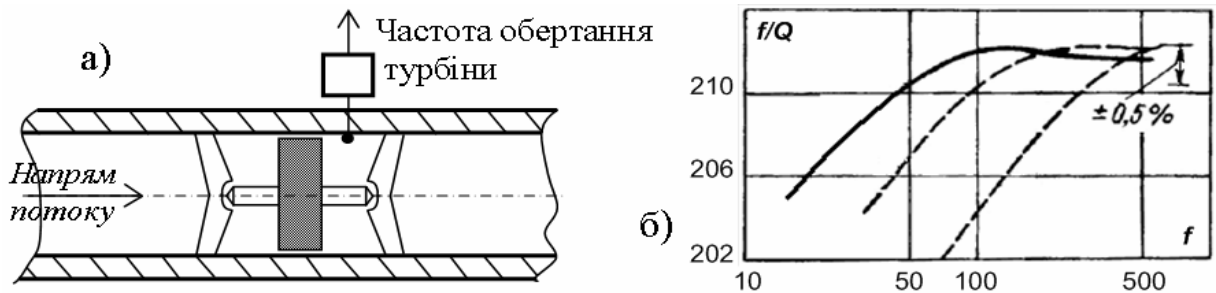


Рис. 1.7. Схема перетворювача частоти обертання мірного елементу, а) у електричний імпульсний сигнал б) для перетворювача ЛГ-К G400

Переваги та недоліки, що характерні для перетворювачів такого типу фактично такі ж як і у роторних перетворювачів.

Типовим варіантом промислової реалізації згаданого класу перетворювачів є ЛГ-К G400 (виробник – ВАТ “Промприлад”, Івано-Франківськ, Україна), частота обертання турбіни пропорційна до величини витрати вимірюваного середовища [25, 26].

Основні характеристики ЛГ-К G400: $\delta = \pm 1.0\%$ для діапазону витрат $Q_t \leq Q \leq Q_{\max}$ і $\delta = \pm 2.0\%$ для діапазону витрат $Q_{\min} \leq Q \leq Q_t$, діапазон Q_{\min} / Q_{\max} вимірювання 1:32.

Іншим варіантом реалізації первинних перетворювачів камерного типу є пристрої в яких основним джерелом вимірювального сигналу є бістабільний струминний елемент, охоплений колами зворотного зв'язку – струминний автогенератор. Принцип дії такого перетворювача ґрунтується на виникненні періодичних коливань, зумовлених протіканням частини вимірюваного середовища через струминний автогенератор, рис. 1.8а.



Рис. 1.8. Схема перетворювача коливань струминний автогенератора а) у частотний сигнал б) для перетворювача СГ-1

Конструкція перетворювача включає: проточну частину із звужуючим пристроєм та струминний автогенератор, п'єзосенсори розташовано в каналах зворотного зв'язку автогенератора перетворюють пульсації тиску в електричний сигнал та цифровий блок опрацювання частотних сигналів.

Основними перевагами таких перетворювачів є простота конструкції, відсутність рухомих частин, компактність, висока продуктивність формування вимірювальних сигналів. До недоліків слід віднести створення значного пневматичного опору на шляху вимірювального середовища а також найменший, серед наявних камерних перетворювачів, діапазон витрат.

Типовим варіантом промислової реалізації згаданого класу перетворювачів є СГ-1 (виробник – ООО “СТКС-Пермь”, Пермь, Росія), частота коливань (високочастотних пульсацій тиску) яка перетворюється п'єзосенсором у відповідні коливання напруги, пропорційна до величини витрати вимірюваного середовища [22, 44].

Основні характеристики СГ-1: $\delta = \pm 2.0\%$, діапазон Q_{\min} / Q_{\max} вимірювання 1:40.

Доцільно зазначити, що використання механічних перетворювачів, принцип перетворення інформації в яких ґрунтується на фіксації руху чутливих елементів (роторів, турбін, барабанів тощо) реалізується на унітарному базисі. Такий підхід при вимірюванні малих витрат є непрактичним, оскільки потребує тривалого часу для формування відповідної кількості імпульсів, що в свою чергу збільшує ймовірність отримання хибного їх числа.

Таблиця 1.2

Первинний перетворювач витрати	Сигнал	δ , %
Перепаду тиску Rosemount 3051SFC, Yokogawa RAMC	амплітуда	0.75... 1.60
Вихровий OPTIWIRL 4070, ИРВИС-К-300, Dymetic-1223M,	частота	1.00... 2.00
Ультразвуковий FLOWSIK 600, Dymetic-9423, КУРС-01	імпульси / частота	1.50... 2.00
Роторний TEMPI G250, DELTA S-Flow, OMEGA VI	імпульси нч / частота	1.00... 2.00
Турбінний ЛГ-К G400, TRZ-Fluxi, IGTM-CT G400	імпульси / Частота	1.00... 2.00
Струминний акустичний GSN-S, СГ-1	імпульси / частота	1.00... 2.00
Мембранний ВКТ, ОКТАВА, САМГАЗ RS/2001-2	імпульси нч	1.50... 3.00

Проведене дослідження показало, що сучасні методи, та реалізовані на їх основі первинні перетворювачі витрати, ґрунтуються на використанні імпульсних, амплітудних та частотних характеристик сигналів сенсорних компонентів які в той чи інший спосіб впливають на контрольоване середовище. Таким чином проблема використання інформаційних складових сигналу вирішується не повністю, що зумовлює необхідність подальших наукових досліджень та розробок в цій області.

1.2.2. Аналіз джерел формування та поширення інформаційно-вимірювальних сигналів при переміщенні контрольованого середовища

Найбільш поширеною причиною виникнення стохастичних коливань в рухомому середовищі вважають обтікання нерухомих тіл, зокрема звужуючих пристроїв, запірної арматури, конструктивних елементів замірної ділянки тощо, постійним потоком [45, 46]. Для випадку ламінарного потоку пульсації тиску, зумовлені переміщенням вимірювального середовища, виникають внаслідок різниці швидкостей в перерізі замірної ділянки, а також завихрення, зумовлені тертям об стінки трубопроводу, які спостерігаються при наблизенні режиму переміщення до турбулентного. Для випадку турбулентного потоку, пульсації є наслідком стохастичних перепадів тиску, які формуються завихреннями, що зумовлює зростання потужності стохастичних коливань. [47, 48].

Описаний а роботах [49, 50] механізм поширення слабких збурень потоку газу, які створюються поршнем, що повільно рухається в циліндричній трубі. Такий рух послідовно передається масі газу, рис. 1.9: спершу стискається пласт середовища на межі поверхні поршня, далі стиснення передається наступному – більш віддаленому пласту і так далі, тобто виникає і поширюється слабка хвиля ущільнення $m-n$, яка відокремлює збурену переміщенням поршня область від не збуреної. Перед хвилею $m-n$ газ є нерухомим. Відповідно, маса незбуреного газового середовища, яку проходить фронт хвилі за малий інтервал часу dt , складає [50]:

$$dm = \alpha \rho F dt, \quad (1.29)$$

де: α – швидкість поширення хвилі;

ρ – густина незбуреного потоку;

F – площа перерізу замірної ділянки.

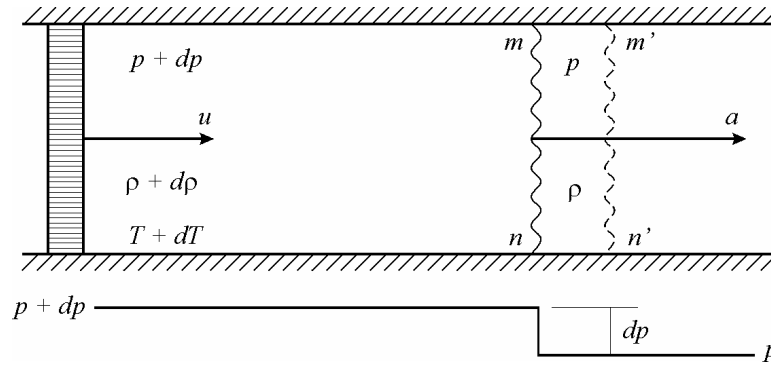


Рис. 1.9. Розповсюдження слабких збурень в каналі сталого перерізу

Маса газу, яка за цей інтервал часу попадає до збуреної області визначається [50]:

$$dm = (a - u)(\rho + d\rho)Fdt, \quad (1.30)$$

де: u – швидкість руху молекул за хвилею $m - n$.

З врахуванням умови нерозривності можна прирівняти такі їх кількості, що виражається у формулі [47, 50]:

$$u = \frac{ad\rho}{\rho + d\rho} \quad (1.31)$$

Відповідно за хвилею тиск підвищується і за рівняння імпульсів:

$$[F(p + dp) - Fp] = dmu \quad (1.32)$$

нескладно визначити зміни тиску в слабкій хвилі:

$$dp = a\rho u \quad (1.33)$$

підставляючи значення u , матимемо:

$$dp = \frac{a^2 d\rho}{1 + d\rho/\rho}. \quad (1.34)$$

Величина $d\rho/\rho$ у порівнянні з одиницею є малою другого порядку яку можна відкинути. Таким чином,

$$a^2 = \frac{dp}{d\rho}. \quad (1.35)$$

З врахуванням того, що хвилі тиску, які поширюються за нескінченно малих збурень вважають акустичними чи звуковими, то

швидкість a , яку визначають згідно (1.35), фактично є швидкістю поширення таких акустичних коливань або місцевою швидкістю звуку в газовому середовищі [47].

В загальному випадку, похідна в (1.35), залежить від характеру процесу поширення таких згаданих акустичних коливань. При швидкоплинному процесі, який протікає без теплообміну, за рівнянням адіабати Пуассона [47, 50]:

$$\frac{P}{\rho^k} = \frac{P_0}{\rho_0^k} \quad (1.36)$$

взявши похідну від тиску, можна побачити, що

$$\frac{dp}{d\rho} = k \frac{P_0}{\rho_0^k} \rho^{k-1} = k \frac{P}{\rho} = kRT, \quad (1.37)$$

звідки швидкість звуку, для адіабатного процесу, визначається [47]:

$$a = \sqrt{kRT} \quad (1.38)$$

Таким чином, швидкість поширення акустичних коливань залежить від абсолютної температури та фізичних властивостей газу, що відповідає газо-кінетичній теорії, що описує процеси поширення малих збурень в середовищі, яке складається з рухомих молекул [47, 49, 50].

Іншою можливою причиною виникнення випадкових коливань є нестационарність потоку, в якому швидкість і тиск змінюються як в просторі так і в часі. Якщо частота таких пульсацій достатньо висока, то в нестационарному потоці сенсорний елемент буде фіксувати випадкові коливання (шум, з огляду на спектральний склад пульсацій) [45, 46].

Практично більшість газових потоків в різних перетворювачах при турбулентному режимі. Також, одночасно можуть існувати окремі області потоку, в яких переміщення відповідає ламінарному і перехідному режимам. Сучасний аналітичний опис ламінарного режиму ґрунтується на схемі “пластової”, заспокоєної, квазістационарної течії, зовнішні та внутрішні збурення якої згасають, не порушуючи її стійкості

до моменту, поки швидкість переміщення не досягне критичного значення [49]. Далі ламінарний потік втрачає стійкість і переформовується в турбулентний, який у свою чергу є аперіодичним, нестационарним, пульсаційним рухом вихрової природи. Механізми його виникнення та розвитку, а в деяких випадках і затухання, на даному етапі достатньою мірою не вивчений [47, 50].

Згідно теорії турбулентності вирізняють вільну турбулентність, формування і розвиток якої зумовлений впливом таких зовнішніх полів як гравітаційного, електромагнітного тощо, а також з теплообмінними та масообмінними процесами, а також пристінну турбулентність, зумовлена впливом твердих поверхонь, що контактують з потоком [49, 50].

Причиною формування завихрень, в багатьох випадках, вважають привнесені в потік збурення, які зростають зі збільшенням його швидкості та нерівномірність розподілу поперечних швидкостей за перерізом зумовленої в'язкістю середовища. Отже, якщо у в'язкому потоці є значні поперечні градієнти швидкості, то потік буде завихреним. В потоці формуються вихрові “молі”, які не розвинувшись за ламінарного режиму, повністю зникають, або частково зберігаються за перехідного режиму, або зберігаються повністю і розвиваються за турбулентного режиму. Рух окремих вихрових “молів” може бути обмеженим, однак їх стійка наявність в потоці характеризується осцилюючим процесом, який супроводжується утворенням слабких хвиль. Такі коливання і поширення турбулентних вихрів розглядається в теорії як флуктуаційний нерегулярний рух [49]. Однією з важливих фізичних закономірностей турбулентного режиму вважають механізм поперечного переносу маси, імпульсу та енергії, що здійснюється вихровими молями, що набувають значних поперечних пульсаційних складових швидкості. Зміна спектрів енергії сигналу в турбулентному потоці однозначно показує, що обмінні процеси також є нерегулярними і мають флуктуаційний характер [50].

Вплив пульсацій потоку, на сенсор первинного перетворювача практично може не відрізнятися від впливу коливань акустичних з відповідним спектральним складом. В цих випадках сенсор формуватиме сигнали стохастичного характеру. Проте акустичні коливання і пульсації нестационарного потоку фізично суттєво відмінні. Тобто, в першому випадку – це малі зміни стану середовища, пов’язані із його стисливістю. Коливання акустичного діапазону поширюються зі швидкістю звуку, що визначається пружністю середовища $a^2 = dp/d\rho$. При пульсаціях в нестационарному потоці, якщо швидкості в потоці значно менші швидкості звуку, стисливість не основним чинником і переміщення середовища можна вважати нестисливим. Проте, пульсації тиску і швидкості можуть проявлятися прийматися сенсором первинного перетворювача і швидкість поширення таких пульсацій не має жодного відношення до швидкості звуку оскільки рівна середній швидкості потоку середовища [49, 50].

Інша відмінна особливість полягає в тому, що акустичні коливання, які оскільки їх можна вважати лінійними коливаннями середовища, підлягають принципу суперпозиції, а пульсації тиску та швидкості в нестационарному потоці є нелінійними і, як наслідок, не підлягають принципу суперпозиції. В результаті, з огляду на фізичні відмінності, акустичні коливання, які приймаються сенсором, що перебуває у нестационарному потоці, вважають “псевдозвуком” [45].

Фактично, розміщений в потоці первинний перетворювач випадкових коливань, фіксуватиме періодичні зміни тиску, викликані як звуковим сигналом, так і взаємодією (обтіканням) потоку його власного корпусу. Основна частота f таких коливань визначається згідно формули Струхалія [45]:

$$f = \aleph \frac{v}{d}, \quad (1.39)$$

де: \aleph – безрозмірний коефіцієнт Струхалія, що залежить від числа Re ;

v – швидкість потоку;

d – розмір корпусу сенсорного елементу.

У випадку, якщо число $Re > 10^5$ достатньо велике, то спектральний склад сигналу може бути розмитим навколо основної частоти (1.39) і тиск таких сигналів на сенсор буде пропорційний до напору потоку [45]:

$$p = \beta \rho v^2 / 2, \quad (1.40)$$

де: β – числовий коефіцієнт, що залежить від форми тіла сенсора.

У випадку, якщо не стаціонарність зумовлена обтіканням будь-яких тіл, розташованих поблизу перетворювача, так що сенсор знаходиться у вихровій доріжці Кармана, то спектральний склад періодичних пульсацій визначається частотами Струхаля та їх обертонами. При віддалені від формувачів доріжка Кармана розпадається.

Проведення розрахунку спектрального розподілу пульсацій тиску на поверхні сенсора, який взаємодіє з нестаціонарним потоком, є практично нездоланим завданням. Однак, з огляду можливості часткового аналізу описаної проблеми, на основі міркувань розмірності у застосуванні до основного рівняння термодинаміки, можна вважати, що тиск на поверхні сенсора визначається згідно такого виразу [45, 46]:

$$p = \alpha \rho a \frac{\partial v}{\partial t} + \beta \frac{\rho v^2}{2}, \quad (1.19)$$

Згідно поданої формули, що тиск в будь-якій точці простору та в будь-який момент часу залежатиме від напору $\rho v^2 / 2$ і від локальної зміни швидкості $\partial v / \partial t$. З врахуванням того, що швидкість змінюється як за величиною, так і за напрямком, то за наявності пульсацій швидкості кут атаки буде змінюватись і, як наслідок, коефіцієнти α , β , які залежать від форми тіла та кута атаки – будуть функціями часу.

Отже, випадкові коливання, які формуються в акустичному і вищих частотних спектрах потоком газу, матимуть швидкість поширення значно більшу за швидкість переміщення самого середовища, що дозволяє

отримувати коливання в околі замірної ділянки рис. 1.10. Величина околу залежатиме від фізико-хімічних властивостей потоку середовища, швидкості його переміщення та розмірів замірної ділянки.

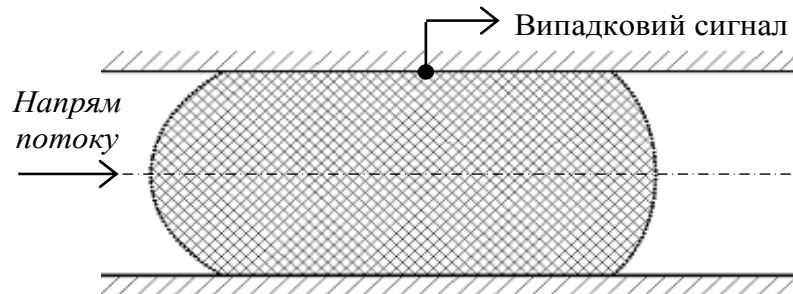


Рис. 1.10. Зона поширення випадкових коливань, які фіксуються первинним перетворювачем.

На основі аналізу фізичної природи і характеристик переміщення газового потоку дозволив класифікувати складові стохастичних (шумових) сигналів, які утворюються при його переміщенні і можуть бути використані як джерело інформації про вимірюваний параметр:

1. сигнали зумовлені потоком (вимірювальні)
 - пристінна турбулентність
 - вільна турбулентність
2. сигнали, що не містять вимірювальної інформації
 - внутрішні шуми
 - зовнішні шуми
3. сигнали, що формуються на контактній поверхні сенсора.

Таким чином, механізми складної динамічної взаємодії газової системи дозволяють виділити основне джерело інформаційного сигналу – це однофазовий потік газу при ламінарному, перехідному чи турбулентному режимах, при чому інтенсивність турбулізації може бути істотно збільшена за рахунок використання формувача стохастичних коливань, зокрема звужуючих пристрів, завихрювачів тощо.

З огляду на випадковий характер шумів потоку газу, проведено багатократні дослідження частотного спектру інформаційно-вимірювального сигналу. Попередні результати експериментальних досліджень, які проведено на базі стаціонарної еталонної дзвонової установки ІВФ “Темпо” (м. Івано-Франківськ), границі основної відносної похибки $\pm 0,13\%$, замірна ділянка $\varnothing 30$ мм, стабілізована температура $20 \pm 0.5^\circ\text{C}$, робочий тиск 114.0 мм водяного стовпа, робоче середовища – повітря) для характерних витрат, що відповідають різним режимам переміщення потоку подано на рис. 1.11.

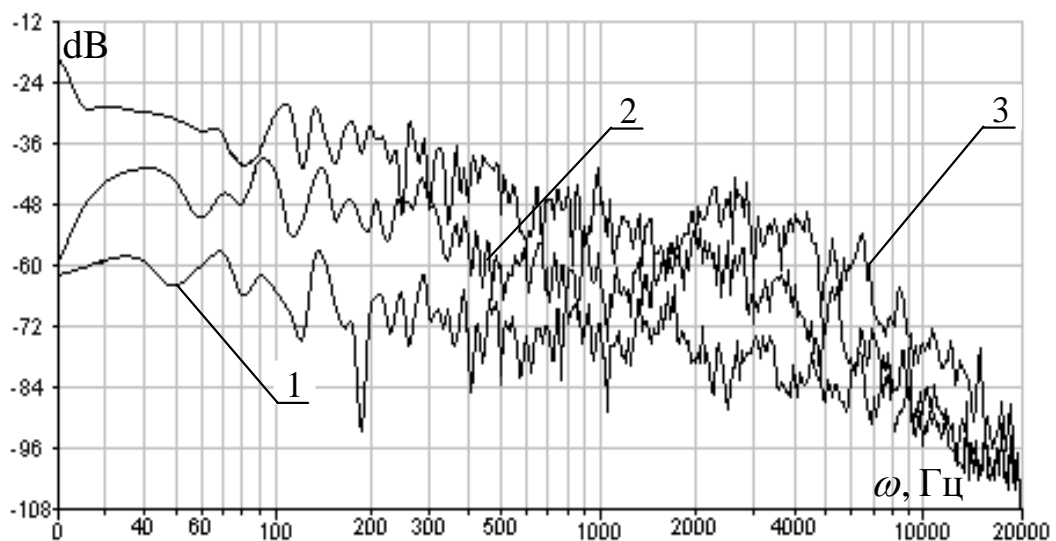


Рис. 1.11. Зміна потужності випадкових вимірювальних сигналів зі зміною частотного спектру для витрат: 1 – $1,87 \text{ м}^3/\text{год}$, 2 – $5,87 \text{ м}^3/\text{год}$, 3 – $9,89 \text{ м}^3/\text{год}$

Як можна побачити, потужність вимірювального сигналу для витрати $1,87 \text{ м}^3/\text{год}$ в діапазоні від 0 до 10 КГц має розподіл близький до рівномірного, що свідчить про наявність значної кількості короткотривалих пульсацій тиску за ламінарного режиму. Зі збільшенням витрати, а отже і швидкості вимірюваного середовища, потужність сигналу, за частотним діапазоном, зростає непропорційно, зокрема збільшення енергії в області низьких частот від 0 до 1 КГц є більш інтенсивним порівняно з діапазоном від 1 КГц до 20 КГц, що свідчить про зростання енергії вихорів зумовлених переходом в турбулентний режим переміщення.

З огляду на отримані результати можна зробити висновок, що в наслідок переміщення потоку газу замірною ділянкою:

- виникають стохастичні коливання середовища при взаємодії постійного потоку з нерухомими тілами, зокрема звужуючими пристроями, запірною арматурою, конструкціями замірної ділянки тощо;
- турбулентність потоку, пристінна чи вільна, зумовлює формування аперіодичних, нестационарних пульсацій тиску;
- сенсор акустичних випадкових сигналів, що контактує з потоком, фіксує стохастичні пульсації середовища в обмеженому околі замірної ділянки та пульсації, які обумовлені обтіканням потоком його поверхні його корпусу.

Слід зауважити, що стохастичні коливання, зумовлені конструктивними елементами та функціонуванням наявного обладнання, фактично мають періодичний характер. Амплітуди згаданих шумів є істотно більшими, $\times 10^2 \dots 10^3$, порівняно з іншими випадковими пульсаціями, що суттєво ускладнює опрацювання інформаційно-вимірювальних сигналів без їх попереднього вилучення, яке можна реалізувати за допомогою перенесення замірної ділянки, використання пневматичних компенсаторів, а також аналогових, цифрових та програмних фільтрів [51, 52, 53].

Таким чином, розглянуті спектральні характеристики випадкових сигналів, що зумовлені переміщенням газового середовища замірною ділянкою у комп'ютерних інформаційно-вимірювальних системах контролю та вимірювання витрати потребують вирішення задачі їх реєстрації, розширення їх інформативних, зокрема імовірнісних, складових, а також подальшого цифрового опрацювання та дистанційного передавання.

1.3. Теоретичні основи, методи та засоби формування і опрацювання комунікаційних сигналів в розподілених комп'ютерних системах

В ході реалізації комп'ютерних систем розподіленого типу значна увага приділяється надійності функціонування та високій достовірності обміну даними на фізичному рівні (OSI семирівнева еталонна модель взаємодії відкритих систем) таких систем [54]. Одним з варіантів, що характеризується високою ефективністю є системи в яких використовують складні сигнали [55, 56]. До складних відносять сигнали в яких база, мається на увазі добуток ширини спектру W та тривалості T ($T = 1/R$, R – швидкість обміну даними), більше від одиниці [57, 58]:

$$B = WT = W/R. \quad (1.20)$$

В загальному випадку розглядають два шляхи збільшення бази сигналів: збільшення тривалості передавання сигналу, застосування такого підходу можливе тоді, коли немає обмежень щодо часу доставки повідомлень; збільшення за рахунок ширини спектру. В такому випадку, сигнал вважають широкосмуговим, а його база відображає коефіцієнт розширення спектру. Фактично ширина спектру згаданих сигналів суттєво більша від ширини спектру сигналу повідомлення [59]. До переваг широкосмугових систем обміну даними відносять: стабільну роботу за низьких відношень потужностей сигнал/завада, висока завадозахищеність, кодове розділення каналу при множинному доступі, ефективність в умовах багатопробеневого поширення сигналів тощо [57].

1.3.1. Методи формування та опрацювання широкосмугових сигналів в каналах обміну даними

В теорії розроблено різноманітні методи формування та опрацювання широкосмугових сигналів, одним з найпоширеніших вважають такі: частотно

модульовані (Frequency Modulated, FM), зі стрибкоподібною зміною частоти (Frequency Hopping Spread Spectrum, FHSS), багаточастотні (Multi Carrier, MC), сигнали зі "стрибками" в часі (Time Hopping Spread Spectrum, THSS), фазоманіпульовані (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS), багаторівневі (Multi Level Direct Sequence, MLDS), надширокосмугові (Ultra Wide Band, UWB), а також сигнали, які формують на основі процесів динамічного (детермінованого) хаосу тощо [57, 58].

Формування широкосмугових сигналів реалізується у відповідності до їх типу і традиційно включає: формування елементарного сигналу (chip), генерування псевдовипадкової послідовності елементарних сигналів та (при необхідності) переносу спектру сформованого сигналу на високу модульовану частоту. Для забезпечення обміну інформаційними повідомленнями за допомогою згаданих сигналів реалізується накладання сигналу повідомлення на розширюючий сигнал, проте, залежно від конкретної реалізації, деякі етапи можуть поєднуватись чи бути відсутніми.

Опрацювання широкосмугових сигналів для виділення інформаційного повідомлення, зазвичай, реалізується шляхом розрахунку взаємкореляційного інтегралу (1.21) з подальшим прийняттям рішення щодо дискретного значення символу повідомлення [57].

$$z = \int_0^T r(t) \cdot e(t) dt, \quad (1.21)$$

де: $r(t)$ – сигнал, який опрацьовують,

$e(t)$ – еталонне представлення очікуваного сигналу.

Визначення інтегралу здійснюється за допомогою корелятора, структурну схему подано на рис 1.12, або узгодженого фільтру [57].

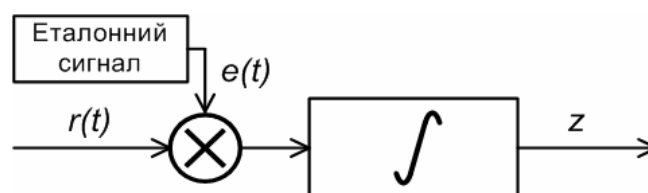


Рис. 1.12. Узагальнена структурна схема кореляційного опрацювання

Суттєвою перевагою такого підходу є оптимізація відношення сигнал/завада, а недоліком – складність апаратної реалізації та необхідність зберігання еталонів сигналів зумовлює їх детермінованість (Stored Reference). Оброблення широкосмугових сигналів здійснюється в декілька етапів: на першому проводиться оброблення елементарних сигналів, а на другому – кодових послідовностей (рис.1.13а, б) або в іншому порядку (рис.1.13в) [59].

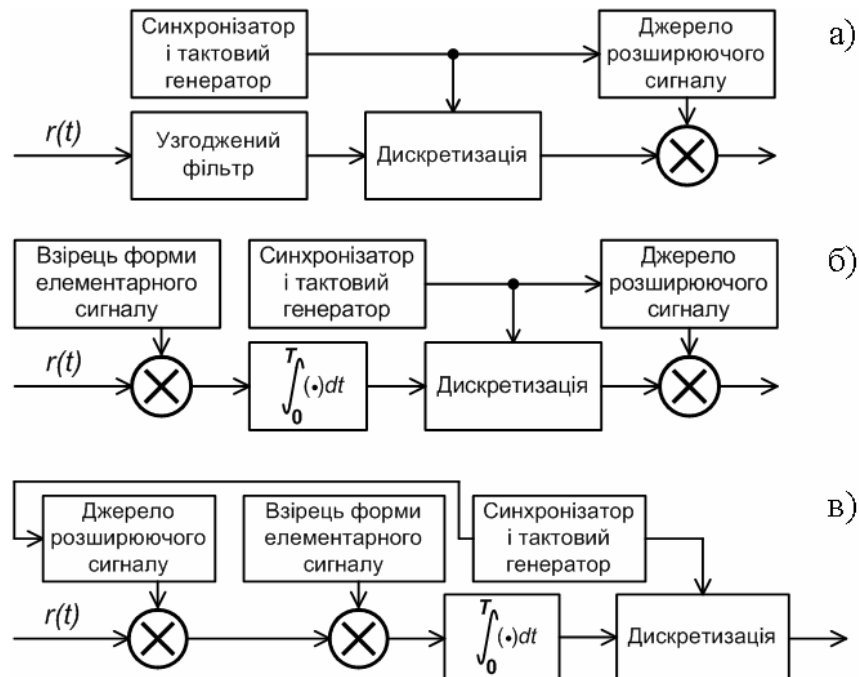


Рис. 1.13. Загальні структури оброблення широкосмугових сигналів

Для спрощення реалізації використовують квазікогерентне оброблення, при якому точне значення фази радіочастотного заповнення наперед невідоме і визначається колом фазового автоналаштування частоти. Також застосовують некогерентне оброблення, при якому фаза не враховується, проте наслідком цього є зменшення завадостійкості.

Формування сигналів FM здійснюється так, що результуючий сигнал є неперервним синусоїдним сигналом, частота якого змінюється в часі за визначеним законом, структурна схема формувача подана на рис.1.14. Базу FM сигналу, рівна добутку девіації його частоти та тривалості, визначають за (1.20), з точністю прийнятною для практичного застосування [57].

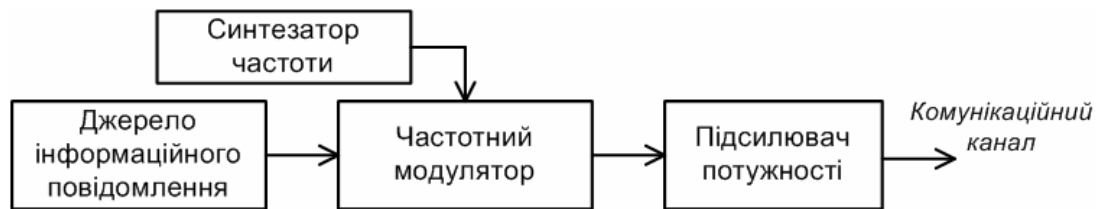


Рис. 1.14. Структурна схема формувача FM сигналів

Побудова оптимального пристрою опрацювання для конкретного екземпляру FM сигналу є порівняно нескладною, проте зміна закону формування потребує зміни параметрів фільтру, або його заміни, що обмежує застосування цих сигналів для систем обміну даними [57, 58].

Формування МС сигналів, структурна схема подана на рис.1.15, здійснюється за законом, що визначає амплітуди і фази сукупності певної кількості синусоїдних складових у відповідності до елементів повідомлення. База таких сигналів визначається кількістю таких складових а для отримання великих значень необхідна значна кількість частотних каналів, що суттєво ускладнює апаратну реалізацію і не завжди є прийнятним з погляду організаційно-правових аспектів. Мінімальна відстань між частотами синусоїдних складових, при якій ще забезпечується ортогональність за некогерентного опрацювання, складає $1/T$, де T - тривалість сигналу. Крім того, згадані сигнали характеризуються значним пік-фактором [57].

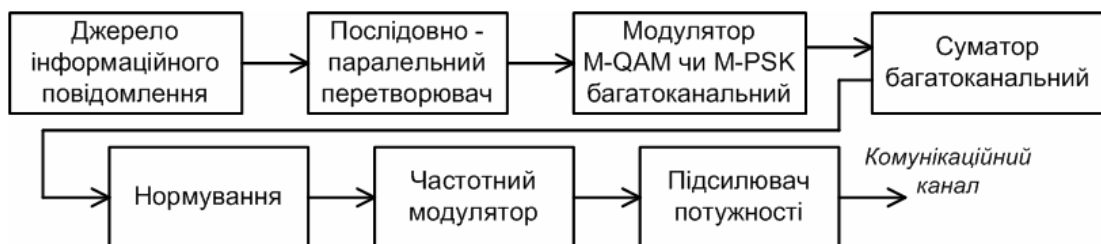


Рис 1.15. Структурна схема формувача МС сигналів

Принципи формування МС сигналів дозволяють забезпечити високу швидкість обміну даними та гнучкість при виборі частотної сітки. В результаті деякі концепції формування таких сигналів широко застосовуються, зокрема у цифрових мережах стандарту cdma2000 [58].

Формування сигналу FHSS реалізується у спосіб, коли при формуванні сигналу FM замість неперервної множини частот застосовують їх дискретний набір а також дискретний час. FHSS сигнал є послідовністю імпульсів із синусоїдним заповненням, частота якого змінюється згідно заздалегідь визначеного псевдовипадкового закону [57, 58, 60]. Структурні схеми формування та опрацювання FHSS подані на рис.1.16, 1.17 відповідно.

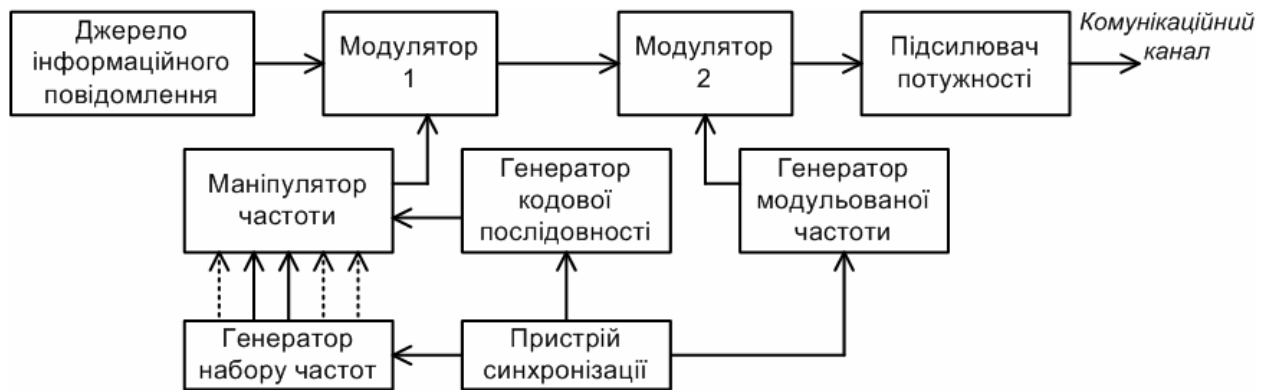


Рис 1.16. Структурна схема формування широкосмугових FHSS сигналів

База згаданих сигналів визначається кількістю дискретних частот та кількістю переходів ("стрибків" частоти за символний інтервал), тобто кількістю часових дискрет. Отже, FHSS сигнал потребує суттєво меншої (у \sqrt{B} разів, при однаковій кількості частотних каналів та переходів) кількості частотних каналів, що приводить до можливості ширшого застосування.

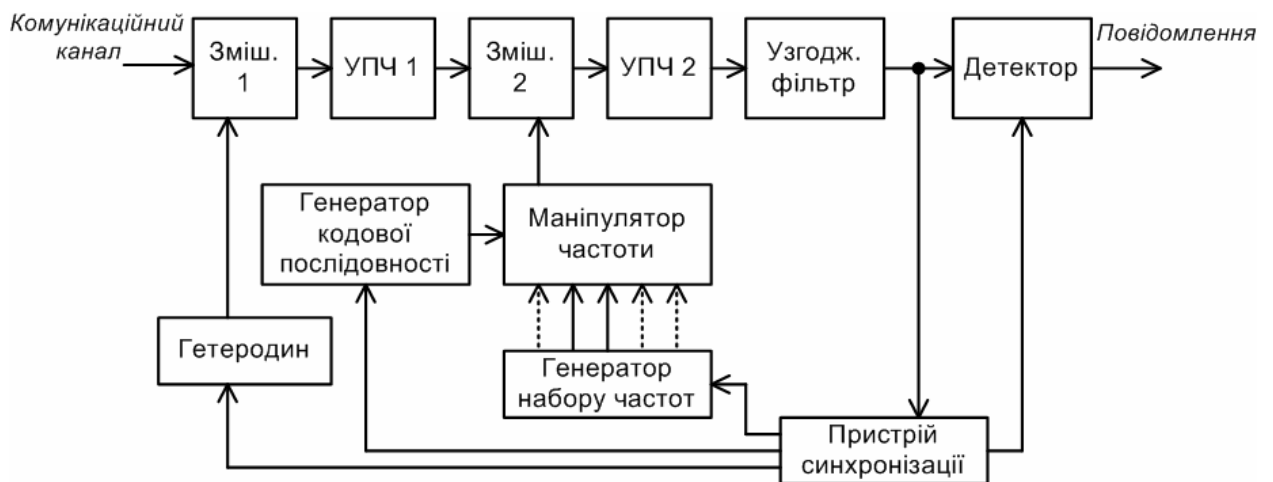


Рис. 1.17. Структура опрацювання широкосмугових FHSS сигналів

Основною перевагою FHSS є слабка чутливість до частотно-селективних замирань, недоліком – високі вимоги щодо стабільності початкових фаз синтезаторів частот [58], що суттєво ускладнює апаратну реалізацію чи приводить до необхідності некогерентного опрацювання, що характеризується меншою ефективністю. Згадані сигнали широко застосовуються в бездротових розподілених комп'ютерних системах.

Типовим прикладом реалізації описаного методу є спецпроцесор (СП) Z87000 (див. рис.1.18а) фірми Zilog, який містить 16-розрядний сигнальний процесор (DSP) та контролер управління формувачем [61, 62].

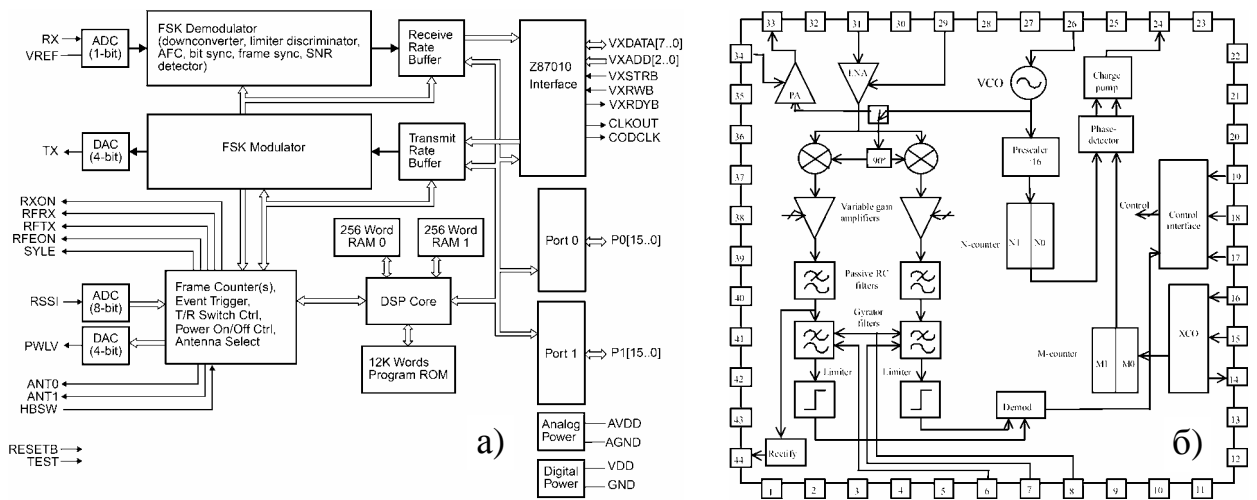


Рис. 1.18. Структурні схеми спецпроцесорів а) Z87000, б) GJRF400

Також використовується FSK маніпуляція, комунікаційний компонент може бути реалізовано на базі AD6190, що містить необхідні модулі для побудови радіоканалу: підсилювач з малим коефіцієнтом шуму, змішувачі, попередній підсилювач потужності передавача, ГКН, подільник частоти, підсилювач-обмежувач із системою RSSI, стабілізатори напруги живлення.

Іншим прикладом реалізації методу FHSS є WL102B – пристрій формування та опрацювання широкосмугових сигналів, який виготовляється фірмою Zarlink – це КМОН ШСС – процесор із зовнішньою flash-пам'яттю. Максимальна швидкість складає 2 Мбіт/с [63].

Метод FHSS лежить також в основі СП GJRF400 норвезької фірми Gran Jansen AS (див. рис.1.18 б), який повністю реалізує цифрове

опрацювання символів даних, їх перетворення в кодові послідовності, з подальшим формуванням радіочастотного сигналу діапазону від 300 до 500 МГц [64]. Використана FSK маніпуляція. GJRF400 має вихідну потужність близько 5 мВт, чутливість приймача мінус 110 дБм, інформаційну швидкість 19200 біт/с. При напрузі живлення 3В, струм споживання складає близько 40 мА. Температурний діапазон від -40 до $+85$ °С. Може бути застосований у бездротових комп'ютерних локальних мережах, пристроях віддаленого доступу, системах сигналізації та охорони об'єктів.

Формування сигналів DSSS, як правило, ґрунтується на використанні бінарного, розширюючого спектр сигналу – псевдовипадкової послідовності, з подальшою маніпуляцією, найчастіше фазовою, синусоїдного коливання [57, 65]. Розширення спектру реалізується заміною символів інформаційного повідомлення псевдовипадковими послідовностями – множенням сигналу повідомлення на розширюючий сигнал. База сигналу визначається кількістю елементарних сигналів, які відповідають одному символу повідомлення. Серед псевдовипадкових послідовностей найчастіше обирають послідовності Баркера, одно- та багаторівневі М-послідовності [66, 67]. Структурні схеми формування та опрацювання згаданих сигналів подано на рис. 1.19а, б відповідно [57].

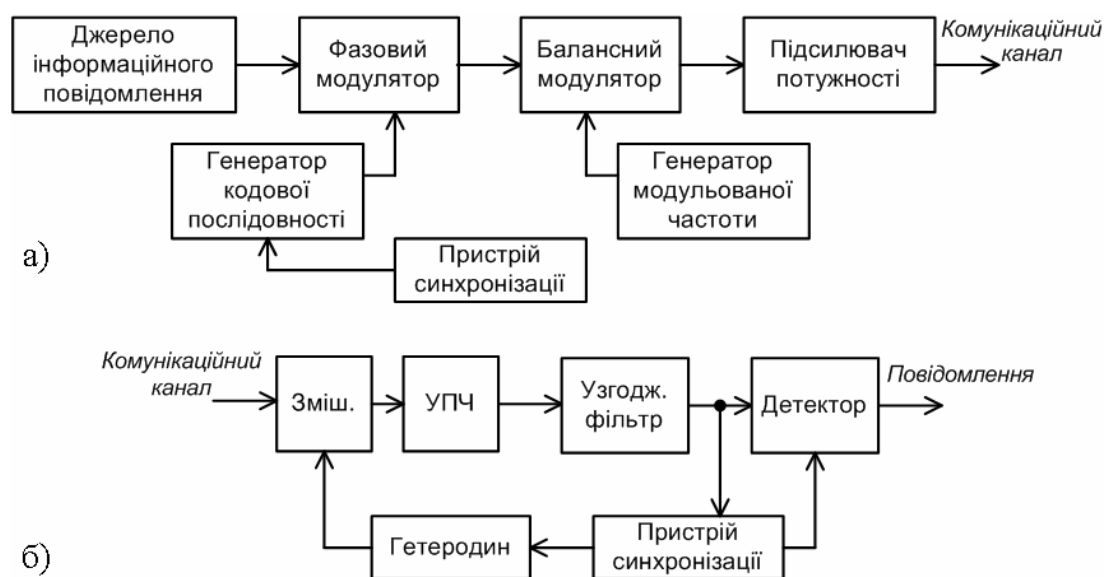


Рис. 1.19. Структурні схеми а) формування, б) опрацювання DSSS сигналів

Сформовані сигнали типу DSSS широко використовують у цифровому рухомому телефонному зв'язку стандарту IS-95, у бездротових комп'ютерних системах та мережах, зокрема таких, які регламентують стандарти IEEE-802.11b і IEEE-802.11g [68 - 70].

Одним з прикладів реалізації описаного методу є СІ Z87200 [61] фірми Zilog - програмований пристрій розширеного спектру (див.рис.1.20а). Z87200 підтримує довжину псевдовипадкового коду від 2 до 64 елементарних сигналів (chip) на біт у широкому діапазоні (до 2 Мбіт/с) швидкостей обміну даними. Z87200 повністю виконує цифрові операції, необхідні для кодування даних і опрацювання з наступним декодуванням, виготовляється у двох версіях, з тактовою частотою 25 та 40 МГц.

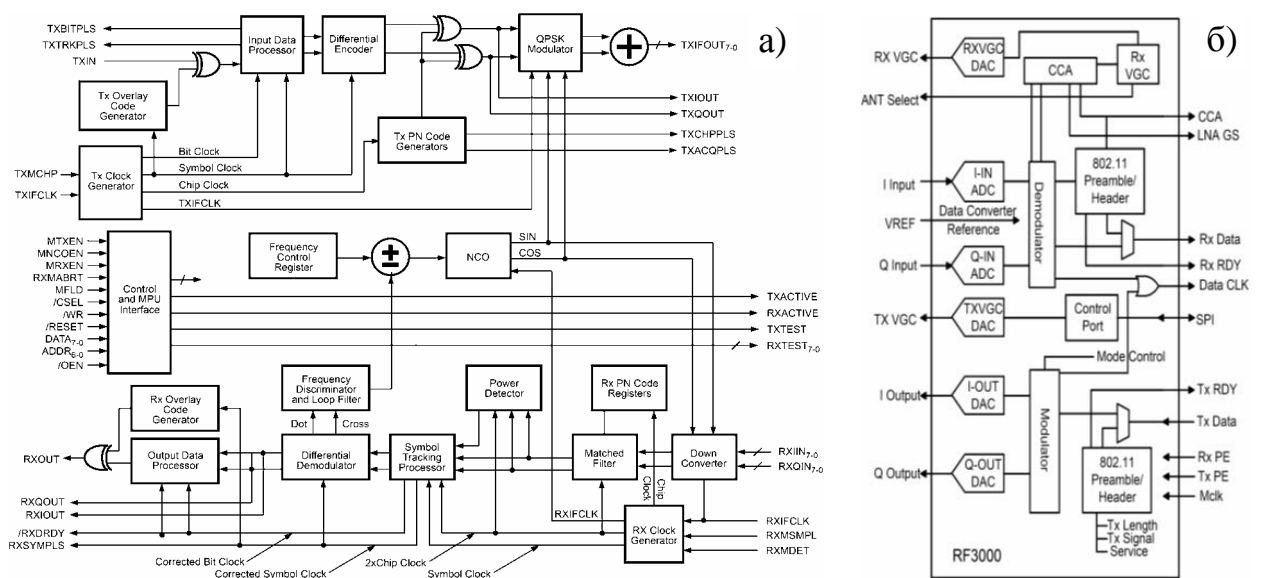


Рис. 1.20. Структурна схема спец процесора а) Z87200, б) СІ RF3000

Крім того, використовують бінарні диференційні BPSK та QPSK маніпуляції. СІ задіяні в мостах для бездротових мереж технологій Ethernet та Token Ring від Aironet Wireless Communications, Inc, що забезпечують швидкість обміну у радіоканалі на рівні 4 Мбіт/с.

Іншим прикладом реалізації методу DSSS є набір мікросхем фірми AMD, який складається з формувача та пристрою опрацювання широкопasmових сигналів Am79C440 та радіочастотної секції Am79RF440.

Процесор виконує відповідні сервісні функції, зокрема індикацію розряду батарей, перехід у режими пониженого енергоспоживання тощо. Am79RF440 поєднує усі функції, необхідні для формування та опрацювання сигналів у діапазоні від 902 до 928 МГц [71]. Ще одним прикладом реалізації DSSS є процесори RF3000 (структурну схему подано на рис.1.20б) та RF3002, які виконують функції формування та опрацювання сигналів у відповідності до стандарту IEEE-802.11b, цифрового опрацювання прямих послідовностей, апаратної підтримки BPSK, QPSK маніпуляції тощо [72].

Формування сигналів типу ТН реалізується шляхом поділу часового інтервалу заданої тривалості на кілька часових вікон (Time Slot), тоді інформаційне повідомлення представляється імпульсами, які знаходяться у різних часових точках, що відповідає концепції ІМТ-ТС. Для згаданих сигналів нескладною є організація кодового розділення при множинному доступі, яка реалізується на основі технології Time Division CDMA. В результаті, використання згаданого підходу забезпечує гнучкість при виборі каналних сигналів, але для оптимального опрацювання потребує значних обчислювальних ресурсів [58].

Формування MLDS – багаторівневих сигналів відрізняється тим, що при маніпуляції, змінюється не тільки фаза результуючого сигналу – носія а також і амплітуда, що дозволяє збільшити швидкість обміну даними, проте опрацювання сигналів у нестационарних каналах, до числа яких відноситься і радіоканал, суттєво ускладнюється. Застосування MLDS є доцільним у кабельних, волоконно-оптичних тощо комунікаційних каналах [58].

У випадку застосування методу прямої послідовності в комплексі з квадратурною амплітудною маніпуляцією такі сигнали називають DSSS-QAM у відповідності до типу маніпуляції та способу розширення спектру. Типовим прикладом реалізації такого способу формування є радіомодем фірми «WaveAccess», швидкість обміну даними у якому складає 2.2 Мбіт/с. Використання MLDS при вищих швидкостях забезпечує обмін даними на відстань, що в більшості випадків не перевищує 100 м [73, 74].

Формування UWB – надширокопasmових сигналів реалізується на основі коротких (тривалістю порядку 10^{-9} с і менше) імпульсів несинусоїдної форми (можливо, з високочастотним синусоїдним заповненням). При такому підході, в основу розширення спектру покладено безпосередньо фізичні властивості часової форми несинусоїдних сигналів – носіїв і, як наслідок, їх спектральний склад [75 - 81]. Розширюючим сигналом при такому способі вважають саму форму імпульсів, структурна схема формування подана на рис.1.21. Прикладом використання таких сигналів можуть бути бездротові мережі, що описуються стандартами IEEE 802.15. Частотний діапазон займає від 3.1 до 10.6 ГГц, швидкість 480 Мбіт/с при відстані до 3 м.

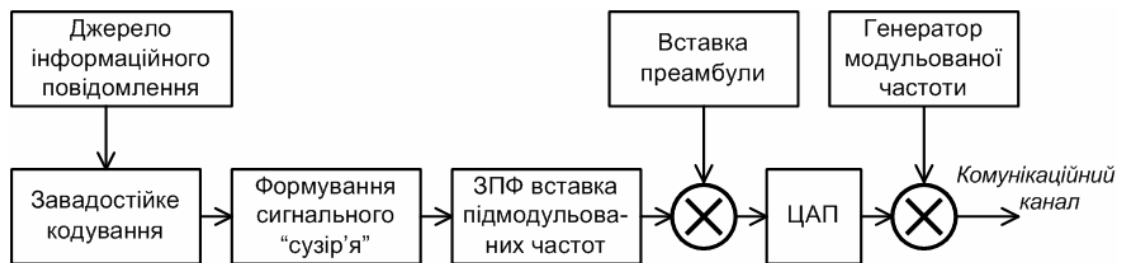


Рис. 1.21. Структурна схема формування MultiBand OFDM UWB сигналів

Розрізняють дві концепції формування сигналів у таких мережах. У одній з них (Multi Band OFDM) весь діапазон поділяється на ділянки шириною 528 МГц, в кожному з яких формуються незалежні бінарні потоки з подальшим рознесенням по ортогональних несучих. Інша (DS-UWB) полягає у використанні усього діапазону як єдиного цілого, що забезпечує збільшення швидкості до 1 Гбіт/с при тій же відстані. На даний час стандартизована для комерційного використання тільки перша концепція.

Поєднання повідомлення з розширюючим сигналом відбувається в спосіб коли інформаційному символу ставиться у відповідність фаза, частота, амплітуда чи кодова комбінація послідовності таких коротких імпульсів. Ці параметри, в свою чергу, можуть описуватись, в тому числі, і згідно псевдовипадкових послідовностей, що забезпечує кодове розділення абонентів а також приводить до подальшого розширення спектру.

Крім використання імпульсних негармонійних сигналів існує можливість використовувати шумоподібний або шумовий сигнал (як розширюючий), у вигляді реалізації неперервного або дискретного з достатньо великою кількістю станів, псевдовипадкового або випадкового процесу. Тут розглядаються багаторівневі сигнали, кількість рівнів яких є значною або коли сигнал неперервний. Зокрема, відомі методи, у яких неперервний сигнал формується у коливальних системах з нелінійним дисипативним та реактивним зворотнім зв'язком і ґрунтується на використанні процесів динамічного (детермінованого) хаосу [82 - 84]. Тобто хаотичні коливання використовуються для обміну повідомленнями між нелінійною динамічною (детермінованою) системою, що виконує роль формувача, і нелінійною динамічною системою, яка виконує функцію пристрою опрацювання. Такий пристрій включає маніпулятор і кільцевий генератор хаотичних коливань. Формування інформаційного сигналу реалізують шляхом дискретної зміни одного з параметрів генератора. Опрацювання здійснюється пристроєм, основу якого складає такий же генератор, але з розімкнутим колом зворотного зв'язку, що дозволяє синхронізувати хаотичні коливання нелінійної автоколивальної системи у пристрої опрацювання із оброблюваним сигналом (за його наявності), що фіксується як факт приймання заздалегідь очікуваного сигналу. Структурні схеми формування та опрацювання таких сигналів подані на рис.1.22 [83].

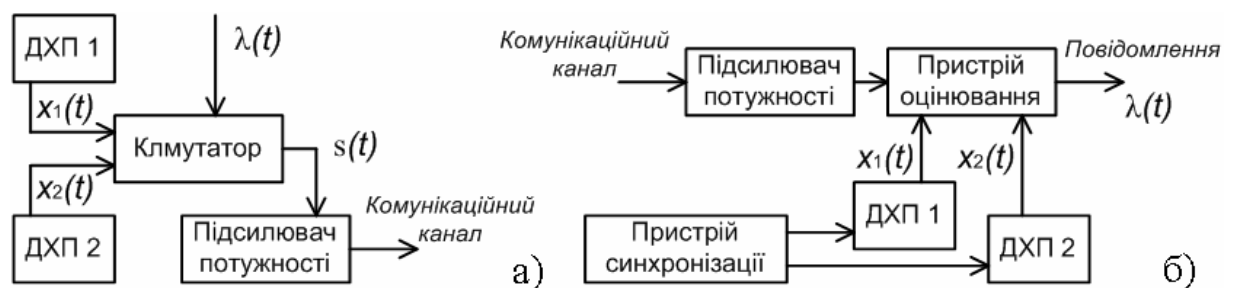


Рис. 1.22. Структури формування та опрацювання хаотичних сигналів

Слід зазначити, що описаний спосіб передбачає детермінованість хаотичних коливань та необхідність зберігання на боці опрацювання форми

сигналу у вигляді параметрів нелінійної автоколивальної системи. Практична реалізація пристроїв на основі цього методу суттєво ускладнена необхідністю забезпечення повторюваності апаратної частини при застосуванні аналогового формування неперервних сигналів. Для спрощення апаратної частини, можливе квантування хаотичних коливань, зокрема, за допомогою АЦП. Таке опрацювання перетворює неперервний сигнал у бінарну послідовність. В подальшому таку псевдовипадкову послідовність можна використати в комплексі з одним з наведених вище способів формування як розширюючий сигнал. Зокрема, для DSSS, добуток цієї послідовності з сигналом повідомлення можна подавати на вхід фазового маніпулятора.

Крім того, відомий метод формування та опрацювання сигналів за допомогою процедури рандомізації, тобто перестановки відліків сигналу за визначеним законом, що передбачає розрахунок взаємкореляційних функцій i , як наслідок, зберігання еталонів форм опрацьовуваних сигналів [85, 86].

Поширеним є застосування поєднань наведених вище способів формування широкосмугових сигналів, зокрема, комбінація DSSS та FHSS утворює дискретні складові частотні сигнали у яких окремі групи елементів DSSS формуються на різних частотах [87], тобто в процесі передавання DSSS змінюється значення модульованої частоти. На частоті, що змінюється можливе також формування і FHSS або FSK сигналів, проте суттєвих відмінностей показників від простих FHSS сигналів немає [57]. Розрізнять сигнали із швидким переналаштуванням частот (Fast Frequency Hopping, FFH) та сигнали з повільним переналаштуванням (Slow Frequency Hopping, SFH). В першому випадку тривалість між переходами частоти менша від тривалості символічного інтервалу, у другому – навпаки [88].

На відміну від методів із застосуванням детермінованих сигналів, що розширюють спектр, є можливість використовувати також випадкові сигнали. Один з можливих варіантів реалізації такого методу є передавання еталону сигналу, що розширює спектр окремо, за допомогою паралельного, або того самого але в інший момент часу, каналу (Transmitted Reference, TR), з

подальшим кореляційним опрацюванням з інформаційним сигналом. Проте, такий підхід потребує наявності ще одного каналу, або витрат часу для передавання еталону розширюючого сигналу.

На основі проведеного аналізу можна побачити, що засоби розглянутого класу є пристроями значної складності [89, 90], які традиційно реалізують опрацювання сигналів на кореляційному підході, тобто на оцінюванні міри подібності сигналів з наявними еталонами, які зберігаються в пам'яті, що і зумовлює підвищену складність реалізації.

1.3.2. Дослідження ефективності використання смуги частотного спектру традиційними методами реалізації комунікацій

Традиційно, спектральний аналіз сигналів проводять у відповідності до перетворення Фур'є (1.23), розраховуючи дискретне перетворення [91, 92] згідно формули (1.24) з подальшим розрахунком спектральної щільності енергії, що реалізовано на основі розробленого програмного забезпечення для середовища MATLAB 6.5 [93], код подано у додатку А.

$$S_x(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} r(t) \exp(-j2\pi ft) dt, \quad (1.23)$$

де: $S_x(f)$ - комплексна спектральна щільність амплітуд, В/Гц

$r(t)$ - досліджуваний сигнал,

f - частота, Гц

t - час, с.

$$S_x(k \cdot F) = T_s \cdot \sum_{n=0}^{N-1} r(n \cdot T_s) \exp(-j2\pi nk / N), \quad (1.24)$$

де: $S_x(k \cdot F)$ - дискретизована щільність амплітуд сигналу, В/Гц

$r(n \cdot T_s)$ - дискретизований досліджуваний сигнал, В

N - кількість спостережень (відліків) сигналу,

T_s - інтервал дискретизації в часі $T_s = 1/f_s$, с

f_s - частота дискретизації, Гц

k - частотний індекс, $k = 0, 1, \dots, N - 1$,

n - часовий індекс, $n = 0, 1, \dots, N - 1$.

Інтервал дискретизації за частотою складає $F = 1/NT_s$ Гц, або $\Omega = 2\pi/NT_s$ рад/с. Спектральна щільність енергії сигналу $\Psi_x(f) = |S_x(f)|^2$ в дискретизованому вигляді визначається на частотах kF як $\Psi_x(kF) = |S_x(kF)|^2$,

а значення повної енергії $E_x = \int_{-\infty}^{+\infty} \Psi_x(f) df$ отримуються через дискретні

значення як $E_x = \frac{1}{NT_s} \sum_{k=0}^{N-1} |S_x(kF)|^2$.

Для отримання кількісної оцінки рівномірності використання смуги частот доцільно використати коефіцієнт $K_{\text{еф.вик}}$, що показує відношення енергії сигналу до можливої енергії сигналу, для випадку коли його спектральна щільність енергії буде рівномірною, і її рівень дорівнюватиме максимальному значенню щільності досліджуваного сигналу:

$$K_{\text{еф.вик}} = \frac{E_x}{E_{\text{max}}}, \quad (1.24)$$

де: E_{max} - максимально можлива енергія сигналу, для рівномірної спектральної щільності,

E_x - енергія $r(t)$ досліджуваного сигналу.

Однобічна спектральна щільність енергії змодельованого частотно модульованого, за лінійним законом, сигналу подано на рис. 2.5а. Параметри сигналу такі: тривалість 13 с, енергія 13 Дж, база 11,14 дБ, форма модульованого сигналу – синусоїдна, протягом тривалості сигналу значення частоти модульованого сигналу змінюється від 1 до 2 Гц.

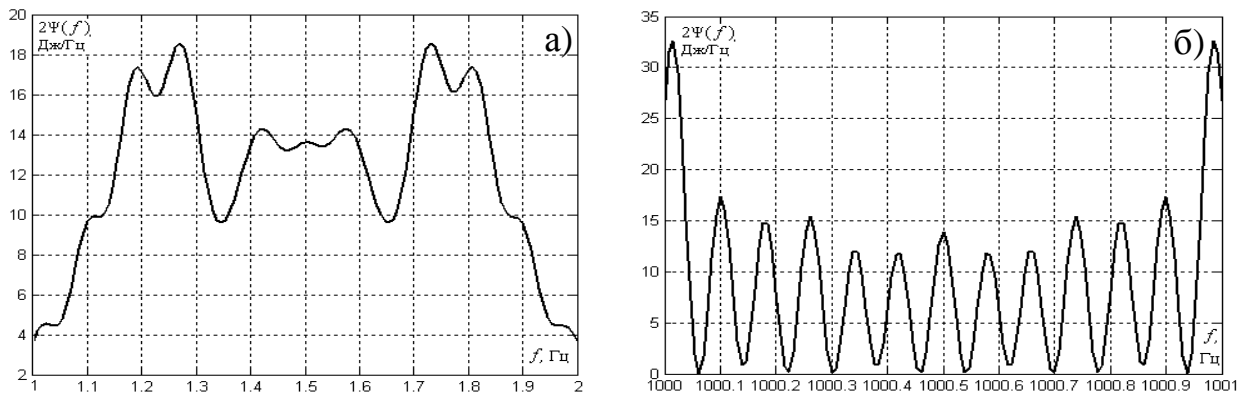


Рис. 1.23. Спектральна щільність енергії а) FM, б) MC сигналу.

Як можна побачити, використання смуги частот каналу є відносно рівномірним, з наявністю локальних екстремумів, що розташовані на частотах кратних до оберненої тривалості сигналу. У розглянутому випадку, максимальне значення щільності енергії сигналу складає 18.47 Дж/Гц, а потенційне значення енергії в смузі частот 1 Гц – 18.47 Дж, тобто значення $K_{\text{ef.вик}}$ складає $13 \text{ Дж} / 18.47 \text{ Дж} = 0.704$. Спектральну щільність енергії змодельованого сигналу MC (параметри сигналу повністю аналогічні до FM) подано на рис. 1.23 б. Фактично MC – це адитивна суміш 13-ти синусоїдних складових з однаковою початковою фазою в смузі частот 1 Гц, з відстанню між ними 1/13 Гц. Як можна побачити, використання частотної смуги є нерівномірним $K_{\text{ef.вик}} \approx 0.4$.

Спектральну щільність енергії модельованого FHSS сигналу подано на рис. 1.24, характерним є те, що його енергія відносно рівномірно розподілена у частотній області, значення $K_{\text{ef.вик}} \approx 0.62$, тут слід зазначити, що спектрограма представлена рис. 1.24 а розрахована за всією тривалістю, для розглянутого сигналу це 16 с, символічного інтервалу.

У випадку, якщо розгляд обмежити тривалістю елементарного сигналу (в нашому випадку – 4 с), то протягом його тривалості використовується лише одне значення частоти, а енергія на всіх інших частотах практично відсутня див. рис. 1.24б, що зумовлено принципом формування розглянутих сигналів.

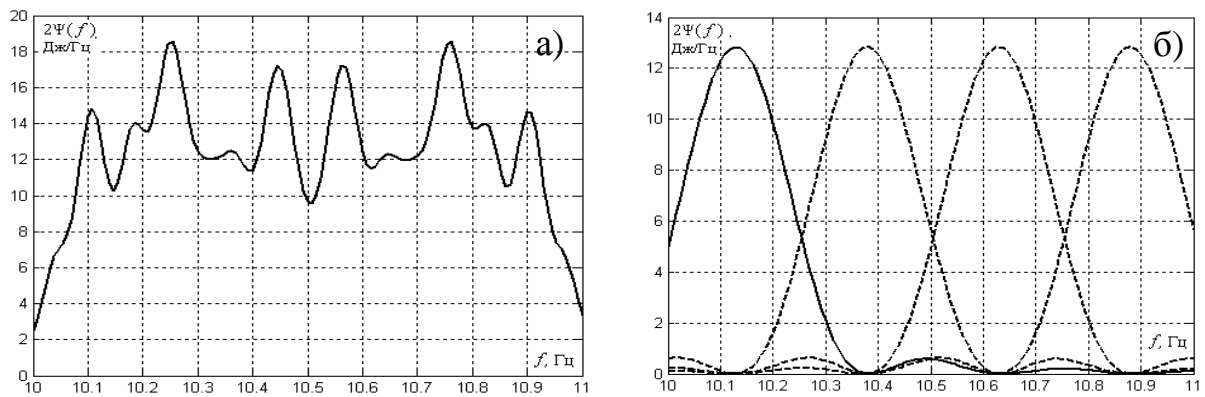


Рис. 1.24. Спектральна щільність енергії а) FHSS, б) елементарних FHSS

Щільність енергії першого елементарного сигналу виділено суцільною лінією, а щільності інших сигналів – пунктиром. Отже, використання спектру комунікаційного каналу є суттєво нерівномірним, значення $K_{\text{ef.вик}} \approx 0.25$.

Однобічна спектральна щільність енергії варіанту модельованого сигналу DSSS, сформованого на основі 13-бітового коду Баркера подано на рис. 1.25. Параметри сигналу такі: тривалість сигналу 13 с, тривалість елементарного сигналу 1 с, енергія 13 Дж, база 11.14 дБ. Графічне представлення наведено для смуги від 0 до 1 Гц, що відповідає інтервалу до першого нуля спектральної щільності енергії елементарного сигналу.

Як можна побачити з рис. 1.25 а, використання частотної смуги є нерівномірним, значення $K_{\text{ef.вик}} \approx 0.26$. Низьке значення коефіцієнту, в даному випадку, пояснюється наявністю значного рівня постійної складової, що є наслідком незбалансованістю сигналу Баркера з 13 елементів. Спектральна щільність енергії ідеалізованого випадкового сигналу з характеристиками наближеними до характеристик "білого шуму" є рівномірною, рис. 1.25б-1 графік однобічної спектральної щільності для такого фільтрованого сигналу в смузі від 0 до 1 Гц. Параметри моделювання такі: тривалість 13 с, енергія 13 Дж. При порівнянні з раніше розглянутими сигналами, рис. 1.23 – 1.25а, можна зробити висновок, що використання частотної смуги каналу випадковими сигналами є більш рівномірним а для ідеалізованого випадку рівне одиниці.

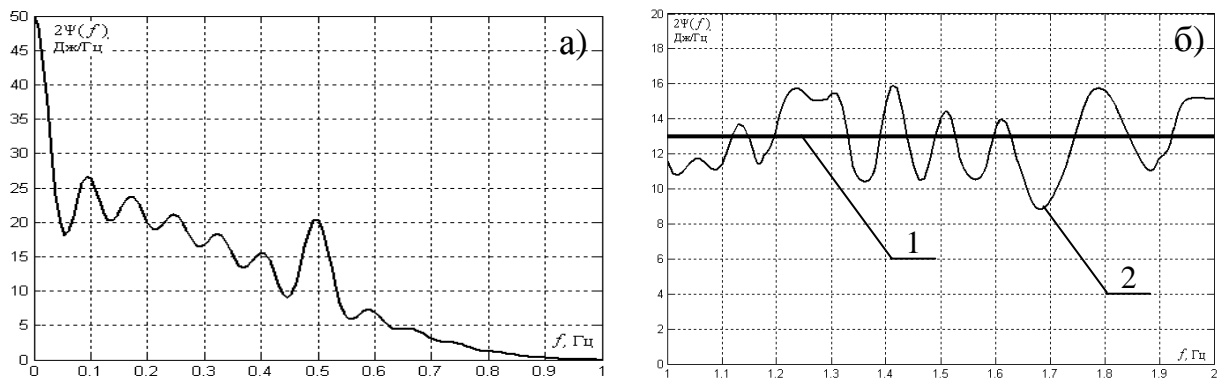


Рис. 1.25. Спектральна щільність енергії сигналів а) DSSS сигналу Баркера, б) випадкового 1 – ідеалізованого, 2 – змодельованого з параметрами наближеними до "білого" шуму

Слід зазначити, оцінки спектрів змодельованих випадкових сигналів, показують, що спектральна щільність хоча і може бути апроксимована відповідною залежністю, але на практиці містить випадкові відхилення від ідеалізованої характеристики. Для модельованого сигналу, щільність енергії подано на рис.1.25 б-2 якого, значення $K_{\text{ef.вик}}$ складає $13 \text{ Дж} / 16 \text{ Дж} = 0.81$.

Як показано в [57], усі позитивні властивості випадкових широкополосних сигналів проявляються тим виразніше, чим рівномірніше є розподіл енергії за частотами, тобто слід очікувати покращення характеристик комунікаційних каналів обміну даними саме для випадку використання таких сигналів.

1.3.3. Перспективи розвитку теорії та вдосконалення методів обміну даними на основі імовірнісного підходу до опрацювання випадкових широкополосних сигналів

Одним із перспективних підходів до процедури формування широкополосних сигналів є використання реалізацій випадкового процесу, в

такому випадку сигнал може бути описаний лише статистично, що фактично унеможлиблює застосування традиційних методів [88, 94].

В такій ситуації доцільно розглянути можливість застосування маніпуляції імовірнісними характеристиками, зокрема коли встановлюється відповідність між бінарними символами вихідного інформаційного повідомлення та відповідними реалізаціями випадкового процесу маніпульованої інформаційної ентропії, чи інших імовірнісних характеристик [95, 96]. Такий підхід дозволяє відмовитись від складних методів формування псевдовипадкових послідовностей, що збільшують базу сигналів і спростити реалізацію засобів формування та опрацювання ширококутових сигналів.

Інформаційна ентропія є мірою апріорної невизначеності випадкової величини [97]. При опрацюванні сформованих, згідно запропонованого підходу, ширококутових випадкових сигналів значення інформаційної ентропії використовується для ідентифікації бінарних символів інформаційного повідомлення. Тобто, розглядається ентропія наявних станів сигналу-носія, а не ентропія символів інформаційного, зазвичай бінарного, повідомлення. В такому випадку виділення біт повідомлення шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів (символьних інтервалів) опрацьовуваних сигналів є перспективним напрямком, оскільки на відміну від кореляційних методів опрацювання, не потребує зберігання еталонів форми сигналів, використання процедур розрахунку кореляційних функцій і тим самим дозволяє спростити цифрові компоненти опрацювання випадкових ширококутових сигналів. Крім того, імовірнісне опрацювання сигналів реалізується за менших обчислювальних затрат, що дає можливість вивільнені обчислювальні ресурси задіяти для опрацювання сигналів з більшою базою і, як наслідок, покращити завадостійкість.

В комунікаційних каналах сигнал є неперервним, але формується та опрацьовується у цифровому представленні з використанням відповідних

аналого-цифрових та цифро-аналогових перетворень. Кількість можливих станів сигналу (його квантованих значень) при дискретизації визначається розрядністю перетворювачів.

У випадку реалізації запропонованого підходу, крім ентропії, доцільно також розглянути використання різних імовірнісних характеристик випадкових сигналів, зокрема дисперсії, середнього квадратичного (стандартного) відхилення, центральних моментів різних порядків тощо [98, 99]. В загальному, імовірнісні характеристики $r(t)$ – опрацьовуваного сигналу, змінюються в часі, однак в межах проведеного дослідження усі випадкові процеси, як інформаційні сигнали, так і завади, вважаються стаціонарними в межах тривалості символічного інтервалу, тобто їх імовірнісні характеристики будуть інваріантні відносно зсуву параметру часу і вважаються постійними в межах символічного інтервалу. Сигнал $r(t)$ після дискретизації можна розглядати як деяку сукупність випадкових величин $r(t_i)$, $i = 1, 2, \dots, N$ де N - кількість спостережень (відліків), кожна з яких може приймати значення R_j , $j = 1, 2, \dots, m$ де m - кількість можливих станів [97].

У випадку стаціонарного процесу, імовірнісною характеристикою можна вважати відповідну характеристику однієї з таких випадкових величин, яка для опрацьовуваного сигналу $r(t)$ може визначатись за такими аналітичними виразами.

Дисперсія:

$$\text{var}\{r(t)\} = \sigma^2_{r(t)} = \sum_{j=1}^m (R_j - \xi_{r(t)})^2 p(R_j), \quad (1.25)$$

де: j - порядковий номер дискретного стану,

m - загальна кількість дискретних станів,

R_j - значення j -го стану,

$p(R_j)$ - ймовірність появи стану R_j ,

$\xi_{r(t)}$ - математичне сподівання, визначається за (1.26).

$$E\{r(t)\} = \xi_{r(t)} = \sum_{j=1}^m R_j p(R_j). \quad (1.26)$$

Середній квадратичний відхил (СКВ):

$$\sigma_{r(t)} = \sqrt{\sigma^2_{r(t)}}. \quad (1.27)$$

Центральний момент порядку w :

$$\mu_{wr(t)} = \sum_{j=1}^m (R_j - \xi_{r(t)})^w p(R_j). \quad (1.28)$$

Ентропія розподілу ймовірностей за інформаційною мірою Хартлі:

$$H_{hr(t)} = \log_2 m. \quad (1.29)$$

Ентропія за інформаційною мірою Шеннона:

$$H_{shr(t)} = -\sum_{j=1}^m p(R_j) \cdot \log_2(p(R_j)), \quad (1.30)$$

при цьому вважають, що добуток $0 \cdot \log_2(0) = 0$.

Диференційна ентропія для рівномірно розподілених ймовірностей станів обчислена через дисперсію:

$$H_{dr(t)} = \log_2 2\sqrt{3} \cdot \sigma_{r(t)}. \quad (1.31)$$

Диференційна ентропія для нормально розподілених ймовірностей станів обчислена через дисперсію:

$$H_{dnr(t)} = \log_2 \sqrt{2\pi e \sigma^2_{r(t)}}. \quad (1.32)$$

Для випадку нерівноймовірних станів та корельованих відліків інформаційна ентропія обчислюється [100]:

$$H_{kr(t)}(r_i, r_{i+j}) = \log_2 2\pi e + \log_2 \sigma^2_r \sqrt{1 - \rho^2_{rr}}, \quad (1.33)$$

де: $\rho_{rr}(j)$ - нормована функція автокореляції попередньо дискретизованого сигналу $r(t)$.

З врахуванням того, що для реалізації запропонованого підходу використовується формування випадкових сигналів, тобто їх відліки є некорельовані, то в подальшому використання аналітичного виразу (1.33) для

розрахунку інформаційної ентропії недоцільне, оскільки передбачає використання кореляційних функцій.

Також відомо інші аналітичні формули розрахунку ентропії, зокрема ϵ -ентропія Н. Колмогорова, δ -ентропія: середнє значення модуля похідної сигналу, запропонована В. П. Боюном, як динамічна міра інформації (динамічна теорія інформації ґрунтовно описано у монографії [101]). Крім того, теоретичні аспекти визначення ентропії знайшли відображення у наукових роботах таких авторів як Н. Колмогорова, Р. Хартлі, Л. Бриллюен, Дж. Лонго, К. Крампа, Д. Мідлтон, Я. Николайчук, Б. Олівер, В. Таллер, Г. Шульц та ін [10 - 13].

Запропоноване використання маніпуляції випадкових широкосмугових сигналів із заданими (відомими) імовірнісними, зокрема ентропійними, характеристиками, в залежності від характеру помилок, які виникають в інформаційних каналах (однократні, пачки, стирання та вставки) забезпечує покращення енергетичної ефективності сигналів канального рівня і, як наслідок, може сприяти наближенню до границі Шеннона.

Доцільно зауважити, що при побудові каналів обміну даними комп'ютерних систем розподіленого типу важливим є збільшення відстані до одиниць чи десятків кілометрів в умовах дії інтенсивних техногенних завад, щоб забезпечити стабільну працездатність за низьких відношень сигнал/завада. В той же час, вимоги щодо швидкості обміну даними, в більшості випадків, можуть бути знижені до величин від 10^2 до 10^3 біт/с.

Таким чином, актуальними залишаються проблеми розробки та вдосконалення комунікаційних технологій опрацювання сигналів канального рівня для задоволення вимог завадостійкості при одночасному суттєвому зменшенні складності апаратної та програмної реалізації цифрових засобів обміну даними в інформаційно-вимірювальних комп'ютерних системах.

1.4. Основні підходи та методи опрацювання цифрових відображень в комп'ютерних системах ідентифікації і діагностування

Структурна реалізація комп'ютерних систем в задачах ідентифікації та діагностування, в загальному випадку, може бути представлена схемою, що в традиційно включає етапи формування вимірювальних сигналів, перетворення і виділення (не вибір) інформативних ознак та опрацювання отриманого представлення з подальшим прийняттям рішення чи формування відповідних рекомендації, рис.1.26. Задіяні технології опрацювання згаданих представлень можна класифікувати за такими задачами [102 - 104]:

- ідентифікації, суть якої полягає у тому, щоб відрізнити (виділити) деякий конкретний об'єкт серед його подібних;
- класифікації, найбільш типова задача, що передбачає віднесення об'єкта до того чи іншого класу;
- кластерного аналізу, суть якої полягає в розділенні заданого набору об'єктів на групи (класи), схожі між собою за відповідними ознаками.

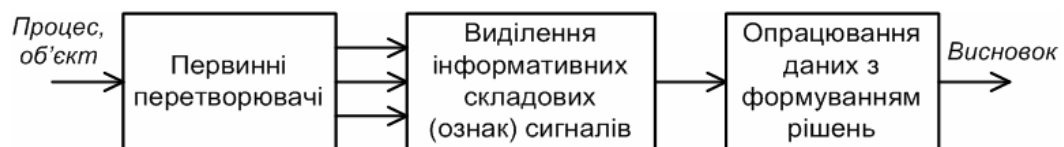


Рис. 1.26. Узагальнена схема формування та опрацювання даних в задачах ідентифікації та діагностування

Традиційно, джерелами інформації в комп'ютерних системах ідентифікації та діагностування є підсистеми сканування, які конструктивно відрізняються за способом взаємодії інформаційно-вимірювальних каналів з досліджуванним процесом чи об'єктом, зокрема виділяють пасивні, активні та змішані. При цьому за типом взаємодії первинних перетворювачів зустрічаються: оптичні, акустичні, механічні тощо.

Доцільно зазначити, що проміжна задача ідентифікації чи діагностування при опрацюванні відображень (зазвичай цифрових) є

виділення інформативних складових (ознак) сигналів первинних перетворювачів а кінцева – вирізнення чи встановлення приналежності такого відображення до відповідного типу, що фактично дозволяє розглядати задачі діагностування та ідентифікації як однотипні.

Теорія та аналітичний апарат в задачах ідентифікації та діагностування, на основі якої реалізуються відповідні методи, в загальному випадку, ґрунтуються на таких підходах [104, 105, 106]:

- структурний, коли розв'язуване завдання осмислюється в термінах, які відтворюються уявою людини. В ході розвитку математичного забезпечення, структурні методи розширились апаратом математичної лінгвістики;
- моделювання, зокрема гіпотетичного механізму мислення людини, використання перцептронних структур;
- використання моделі взаємодії зарядів в електричному полі для опису розташування відображень об'єктів в еталонному просторі;
- використання множин варіацій представлень об'єктів ідентифікації, за якими формуються еталони;
- ймовірносно-статистичний, ґрунтується на припущенні, що поява того чи іншого об'єкта має імовірнісний характер;
- евристичний, прийняття рішень за аналогією, а саме - в аналогічних (подібних) ситуаціях обирають рішення, що було прийнято в найближчій за відповідними критеріями ситуації;
- використання групового обліку аргументів, в основі такого підходу лежить технологія масової селекції;
- логічний підхід, реалізується за відсутності інформації про кількісний розподіл об'єктів у просторі ознак, коли є дані про детерміновані логічні зв'язки між об'єктами і їхніми ознаками. В такому випадку причинно-наслідкові зв'язки представляються як булеві співвідношення, а для визначення приналежності до одного з класів розв'язується булеве рівняння;
- використання кількох методів, що об'єднують у своєрідний колектив, ідея колективного рішення застосовується до колективу алгоритмів;

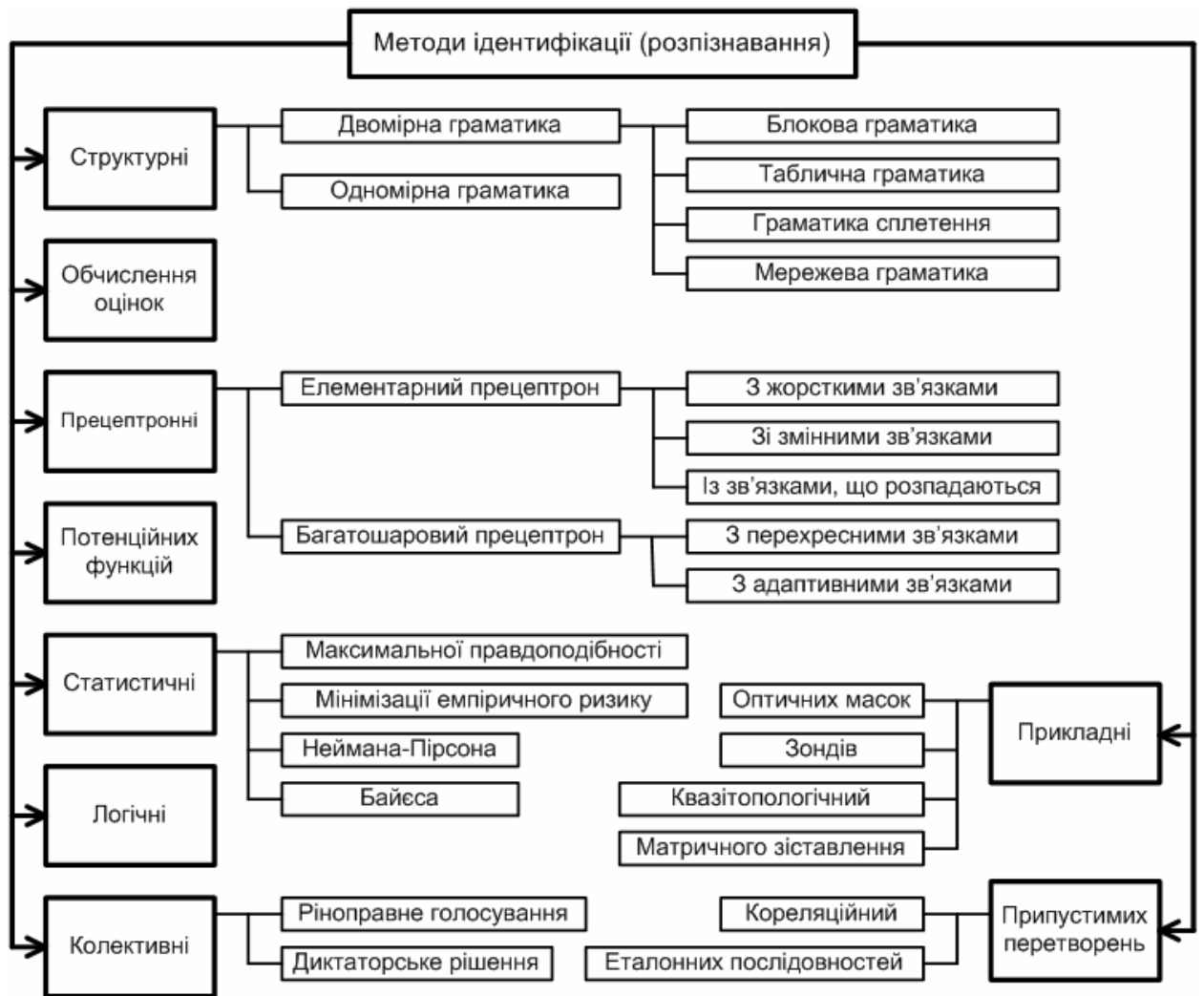


Рис. 1.27. Узагальнена класифікація методів, які використовуються в задачах ідентифікації, класифікації та кластерного аналізу

- використання читаючих автоматів, прикладні методи реалізовані для розпізнавання добре описаних образів у відповідності з технічною реалізацією сканера і формалізації ознак розпізнавання. В основному, це методи для розпізнавання символів і знаків [105]. Найпоширенішими є методи зондів, фрагментів, матричного зіставлення, квазітопологічний метод і метод оптичних масок.

Інформаційною основою побудови прикладних комп'ютерних системи ідентифікації та діагностування промислового рівня традиційно є первинні перетворювачі та інформаційно-вимірювальних канали, які реалізують сканування (вимірювання) параметрів досліджуваного процесу чи об'єкту з

подальшим перетворення сканованої фізичної величини у відповідний електричний сигнал, який після дискретизації формує масив даних для опрацювання. Практично, в більшості випадків задіяні технології первинного опрацювання таких даних в комп'ютерних системах ґрунтуються на використанні таких типових параметрів як: амплітуди, частоти, фази та їх комбінацій, що пояснюється відносною простотою і низькою вартістю апаратних та програмних імплементацій [107, 108].

В такій ситуації найбільшого поширення набули технології опрацювання, які ґрунтуються на використанні множин варіацій еталонних представлень процесу (об'єкту) та ймовірно-статистичного аналізу. Слід зазначити імовірно-статистичний аналіз передбачає опрацювання лише типових параметрів сигналу (амплітуда, частота, фаза та їх комбінації).

Одним з варіантів розширення функціональних можливостей практичної більшості згаданих підходів є використання додаткових інформативних складових характеристик параметричного сигналу, зокрема інформаційної ентропії.

З погляду інформаційної ентропії, задача побудови ефективної стратегії в задачах ідентифікації (розпізнавання) та діагностування може бути сформульована як задача пошуку оптимального за загальносистемним критерієм дерева рішень, в якому на кожному кроці класифікації з апіорної множини вибирають підмножину ознак, що максимально зменшує на досягнутому етапі ентропію про об'єкт і приводить до зростання швидкості процесу ідентифікації.

При такому підході передбачається використання інформаційної ентропії сигналів отриманих при скануванні чи діагностуванні з первинних перетворювачів, дозволяє отримати імовірнісне представлення відображень досліджуваного процесу чи об'єкту у термінах різних класів, що відповідають різним рівням дерева класифікації, а також вибору імовірнісних інформативних ознак.

1.4.1. Методи опрацювання цифрових відображень в задачах ідентифікації символів та знаків систем контролю і обліку споживання енергоносіїв

Реалізація сучасних комп'ютерних систем обліку та контролю тарних енергоносіїв та матеріалів традиційно ґрунтується на використанні графічних підсистем сканування результатом роботи яких є двомірні (матриці даних) представлення спеціалізованих маркувань, які однозначно ідентифікують відповідний об'єкт. Слід зазначити, що згадані дані зазнають спотворень зумовлених впливом зовнішніх факторів, зокрема: налипання бруду, флуктуація температури, зміна інтенсивності та напрямку освітлення і т.п. а також наявність переміщення (руху) контрольованих поверхонь, в комплексі з вище згаданими чинниками ускладнюють задачу ідентифікації, що зумовлює необхідність залучення потужних обчислювальних ресурсів та складних алгоритмів опрацювання [109, 110].

Таким чином проблема вдосконалення та розробки нових, надійних, відносно простих і продуктивних методів і алгоритмів автоматичної ідентифікації (розпізнавання) маркувань та написів нанесених на контейнерах, вагонетках, залізничних вагонах а також аналізу символічних даних для ведення контролю та обліку тарних матеріалів (руди, піску тощо) та енергоносіїв (нафта, вугілля тощо) є актуальною.

В загальному випадку можна розглядати чотири загальних підходи до розпізнавання знакових та символічних об'єктів, зокрема співставлення шаблонів, статистичні методи, структурні методи та перцептронні структури (нейронні мережі). Згадані підходи не обов'язково повинні бути незалежними чи відокремленими.

При реалізації співставлення шаблонів визначають ступінь подібності між відображенням об'єкту та одним з множини наявних еталонів, що представлені векторам, матрицями і т.п. у просторі ознак. В загальному згадані методи можна розділити за такими класами [111 - 113]:

- пряме співставлення;

- пружне співставлення;
- релаксаційне співставлення.

Статистичні методи ґрунтуються на використанні статистичних функцій прийняття рішень і попередньо сформованого набору оптимальних критеріїв, які визначають імовірність приналежності отриманого відображення об'єкту, до відповідного класу, зокрема до найпоширеніших, з погляду реалізації, методів цієї групи можна віднести:

- правило k - найближчих сусідів ($k - NN$) є непараметричним методом ідентифікації (розпізнавання), де апостеріорна імовірність визначається з частоти найближчих сусідів невідомого шаблону. Такий підхід, як показано в [114, 115], демонструє хороші результати, проте він потребує значних обчислювальних затрат при реалізації процесу класифікації.

- метод опорних векторів (Support Vector Machine) ґрунтується на статистичній теорії навчання і квадратичній оптимізації, фактично це бінарний класифікатор тому кілька SVM часто об'єднують для створення системи класифікації сумісно кількох класів. Імплементация методу опорних векторів найчастіше реалізують в середовищі машинного навчання через його високу продуктивність щодо узагальнення, що продемонстровано в роботах [116 - 118] підсистеми розпізнавання рукописних цифр.

Відомо також декілька інших статистичних підходів, такі як байєсівський чи поліномний дискримінантний класифікатори, проте такі підходи менш поширені при вирішенні задач ідентифікації символів та знаків оскільки не демонструють прийнятних результатів порівняно з іншими.

У структурних методах символи представлені у вигляді об'єднань структурних символів-примітивів, які піддаються кількісній оцінці, що дозволяє знайти взаємозв'язок між ними. В загальному випадку ці методи можна розділити на два класи [119, 120]: граматичні та графічні методи.

Постановка методу потенційних функцій є формальна, що дозволяє звести до нього значну кількість відомих алгоритмів ідентифікації. При використанні методу потенційних функцій, в ході навчання системи з

кожним зображенням зв'язується деяка функція, задана на всьому просторі. Усій навчальній послідовності ставиться у відповідність послідовність потенціалів, що за допомогою заданих правил використовується для побудови функції приналежності, а величина потенціалу вхідного представлення об'єкту є мірою віддалення розпізнаваного представлення від центру відповідної еталонної області [103, 105].

Основною перевагою методу потенційних функцій є те, що його можна застосовувати в просторі ознак без обмеження розмірності. Проте суттєвим недоліком такого підходу є невідомість виду класу потенційних функцій. Фактично, цей метод можна віднести до класу евристичних, оскільки вид потенційних функцій і чисельні коефіцієнти, які характеризують рекурентну процедуру навчання, обираються людиною. Крім того, реалізація цього методу для конкретних умов, пов'язана з виявленням та подальшим усуненням ряду невизначеностей, що приводить до суттєвих витрат ресурсів.

Методи групового обліку аргументів, в основу яких покладено принцип самоорганізації, порівняно успішно застосовуються для вирішення багатьох практичних завдань. Принцип самоорганізації полягає в тому, що при поступовому ускладненні математичної моделі (у міру обробки вхідного потоку об'єктів) окремі її елементи перевіряються відповідно до критеріїв, які мають властивості зовнішнього доповнення, і вже після цього частина з них відбирається для подальшого уточнення загальної моделі. Процес триває до моменту, поки такий критерій не досягне глобального мінімуму [106].

В загальному випадку методи групового обліку аргументів можна розділити за трьома напрямками: селекції, перебору та ітераційні. Доцільно зазначити, що теоретичне підґрунтя методи групового обліку не достатньо опрацьоване і розробляється в основному на основі численних експериментів і має ряд обмежуючих особливостей. Крім того ідентифікація символів та знаків практично не потребує процедури самонавчання, яка використовує при цьому громіздкий апарат, що реалізують згадані методи.

Перцептронні методи ідентифікації (розпізнавання) ґрунтуються на моделюванні процесу людського мислення [121 - 123]. Одним з перспективних можна виділити перцептронний метод з адаптивними зв'язками, проте структурно перцептрона система налаштовується для розпізнавання однотипних за топологією об'єктів.

Найбільш широке застосування спостерігається для ймовірностатистичних методів розпізнавання, в основу яких покладено теорію статистичних рішень, що пояснюється відносною простотою реалізації та адаптації алгоритмів.

Промислові реалізації комп'ютерних систем ідентифікації символів та знаків найширше задіяні в області контролю за споживанням та витратою тарних енергоносіїв та матеріалів. В більшості випадків такі системи вирішують задачі розпізнавання номерів (цифр), які зазвичай наносяться на бічні поверхні контейнерів, ящиків, вагонів тощо. Загальна структура типової реалізації автоматичної системи розпізнавання цифрових та символічних маркувань подана на рис.1.28 [103, 107].

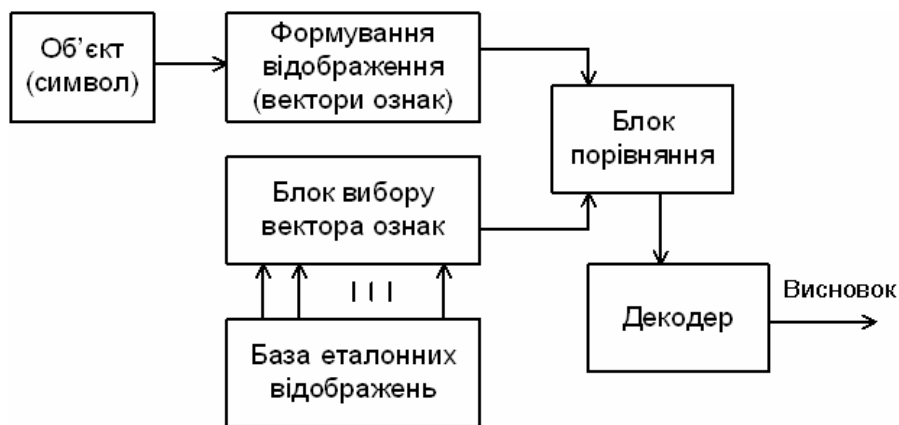


Рис. 1.28. Типова структура автоматичної системи ідентифікації цифрових та символічних маркувань на основі статистичних методів

Прикладами ефективної реалізації комп'ютерних систем ідентифікації маркувань шаблонного типу можуть бути: програмно-апаратний комплекс “Транзит-інспектор” (виробник – компанія Кердос-Інжинірінг м. Київ, Україна) [124], система автоматичного обліку та контролю “POS-Інтелект”

(виробник – компанія BSI-Group м. Житомир, Україна) [125], система ідентифікації кодів “CARMEN UIC” (виробник – компанія ARA Clearwater, Florida, США) [126], автоматизована система обліку нафтопродуктів “ARSCIS.Oil Account” (виробник – “Mallenom systems” м. Череповець, Росія) [127], що призначені для ідентифікації номерів вантажних вагонів, які представляються у вигляді двомірних матриць відображень, що формуються з аналогових відео каналів, рис. 1.29.

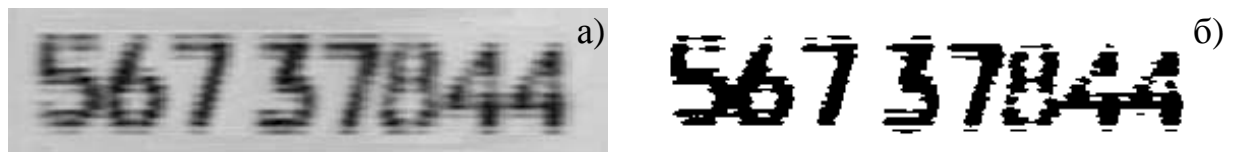


Рис. 1.29. Представлення ідентифікаційних номерів а) відеофрейм з аналогового каналу, б) двомірний бінарний (піксельний) масив

Ефективність ідентифікації фактично залежить від ступені спотворенні вхідних даних (забрудненості, флуктуаційного розмивання контурів тощо), якщо спотворення відсутні а також забезпечені сприятливі умови навколишнього середовища, то кількість коректних ідентифікацій може досягати 99%. Практичні дослідження показали, що ефективність розпізнавання номерів цистерн складає 75-85%, в той час для усіх інших типів вагонів спостерігається 80-95% коректних результатів.

З огляду на специфіку об’єктів ідентифікації в таких системах переважають обчислювальні алгоритми, зокрема: шаблонний, проєкційний, факторний чи їх комбінації. В якості функцій приналежності використовують міру близькості Хемінга, факторний аналіз, кореляцію тощо.

Таким чином, актуальними залишаються задачі вдосконалення наявних та розробки нових обчислювальних методів і алгоритмів для вирішення прикладних проблем збільшення адекватності ідентифікації символічних об’єктів [128], зокрема під впливом різних факторів спотворення, при одночасному зменшенні обчислювальної та апаратної складності реалізації комп’ютерних систем ідентифікації.

1.4.2. Основні підходи та методи ідентифікації спотворень широкосмугових фрагментів акустичних сигналів в задачах діагностування

Об'єктом дослідження звукових сигналів в комп'ютерних системах діагностування вважають процеси їх формування, що представляють відповідні, попередньо дискретизовані, акустичні реалізації, а предметом – технології аналізу та параметризації такої інформації. В загальному випадку такі сигнали можна розділити за двома типами [129, 130]:

- гармонійні (основна енергія розподілена за кратними частотами з можливою флуктуацією);
- широкосмугові або випадкові (розподіл енергії сигналу за спектром близький до рівномірного).

З огляду на часові обмеження тривалості таких акустичних реалізацій зазвичай проводять фрагментарний аналіз сигналу, який в свою чергу ускладнюється флуктуацією спектральних характеристик та спотвореннями, що зумовлені структурними порушеннями, джерела формування. Приклад спектральних характеристик для акустичних реалізацій згаданих типів сигналів подано на рис.1.30.

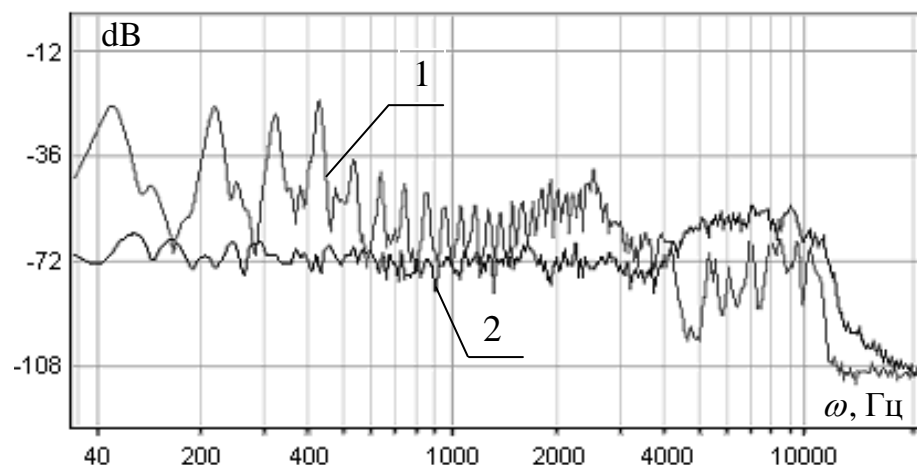


Рис. 1.30. Характерні спектри фрагментів 1) гармонійного (голосний),
2) широкосмугового (приголосний) акустичного мовного сигналу

Крім того досліджують процеси вилучення шумів, сегментації і виділення інформативних фрагментів, що слід віднести до етапу попереднього опрацювання звукових сигналів.

Опрацювання акустичних мовних реалізацій, які використовують для виділення інформативних ознак в інформаційних комп'ютерних системах, найчастіше реалізується на основі параметричних методів, що ґрунтуються на представленні сигналу як реалізації деякого процесу в часі а також виокремлення інформативних параметрів цього процесу, зокрема пов'язаних з його спектральними характеристиками. До відомих параметричних методів опрацювання слід віднести [5, 129]:

- спектрально-смугові, кореляційні і ортогональні;
- цифрові фільтри;
- методи обчислення спектра на основі швидкого перетворення Фур'є;
- методи, що застосовують вейвлет-перетворення для моделювання сигналів;
- методи, пов'язані з виділенням миттєвої частоти переходів через нуль акустичного мовного сигналу;
- часові методи, ґрунтуються на аналізі розподілу тривалості інтервалів між переходами через нуль або екстремумами мовного сигналу;
- використання нелінійного перетворення і фазові співвідношення акустичного мовного сигналу;

Більшість з згаданих методів ґрунтується на технологіях загладжування сигналу та обчисленні спектру та кепстру. Первинне опрацювання мовленнєвих сигналів розділяється на кілька етапів: вилучення шумів, сегментація, виокремлення інформативних (локалізованих) фрагментів, визначення частоти основного тону та параметризація. Існує багато методів, що реалізують названі етапи.

Для ідентифікації фрагментів діагностичного сигналу, необхідно визначити їх межі в контексті сукупних даремних акустичних сигналів.

Складність визначення меж зумовлена особливостями вимови диктора, наявністю в сигналі різних видів спотворень (шумів), а також акустичних артефактів процесу артикуляції, що є основним об'єктом систем діагностування для випадку використання знімних конструкцій.

Методи, що ґрунтуються на обчисленні короткочасної енергії сигналу, спектральної енергії та кількості нуль-перетинів нестійко працюють в умовах, коли з'являються шуми з динамічним спектром або відносно сильні стаціонарні шуми.

Одним з важливих завдань, що виникають на етапі попереднього опрацювання сигналів є їх сегментація, суть якої полягає у виділенні фрагментів, які відповідають окремим структурним одиницям. Найчастіше в якості таких одиниць розглядати фонемі. Традиційно в системах ідентифікації мовних сигналів для визначення їх меж мови задіяно методи, що ґрунтуються на обчисленні енергії короткого фрагменту сигналу чи їх спектральної енергії. Додатково можуть застосовуватись методи, які використовують кількість нуль-перетинів сигналу і інформацію про тривалість мовних фрагментів. Основним недоліком такого підходу є ненадійність в умовах дії нестационарного шуму, а також при наявності різних звукових артефактів. Іншим напрямком виділення структурних одиниць є використання адаптивних порогових значень, проте такий підхід не стійкий до звукових артефактів та відносно високому рівні шумів чи при послабленні апертури інформаційного сигналу. Додатковим джерелом інформації для визначення межі структурної одиниці є швидкі флуктуації загальної інтенсивності звукової хвилі.

Метод спектральної ентропії ґрунтується на обчисленні інформаційної ентропії спектру сигналу, для забезпечення стійкості використовується властивість відмінності значень ентропії для сегментів структурних одиниць і фонових шумів. Особливістю такого підходу є те, що показник ентропії малочутливий до змін амплітуди сигналу і, як наслідок, дозволяє більш надійно визначати межі відповідних фрагментів мовного сигналу. Вперше

ентропію спектру було запропоновано використовувати для таких завдань у 1998 році [131, 132]. В ході опрацювання акустичний сигналі, що надходить з первинного перетворювача, конвертується в цифрове представлення і ділиться на короткі фрагменти, що перекриваються. Перекриття сусідніх сегментів становить не менше 25%. На наступному етапі, за алгоритм швидкого перетворення Фур'є, обчислюється спектр такого фрагмента. Потім обчислений спектр нормалізується за усіма частотними компонентами. Кількість необхідних спектральних компонент обирається в межах від десятків до сотень, що зумовлено пошуком компромісу між прийнятною чутливістю і обчислювальним навантаженням. З метою вилучення високочастотних шумів, вводяться обмеження на смугу частот сигналу: 200...8000 Гц. Часто використовують адаптивні фільтри Калмана чи методи спектрального віднімання сигналів від шумів [133]. На наступному етапі опрацювання обчислюють спектральну ентропію, отриманого нормованого спектра і застосовують медіанне згладжування послідовності отриманих значень спектральної ентропії. Фактично реалізується метод обчислення ковзної медіани, щоб знайти значення ковзної медіани в точці t , обчислюється медіана значень ряду в часовому інтервалі $[t - q, t + q]$, яка визначається як центральний елемент послідовності значень ряду, що входять в цей часовий інтервал, впорядкованою за зростанням чи спаданням.

Традиційно, найефективнішим математичним апаратом ідентифікації при опрацюванні сигналів, вважають кореляційний аналіз. У випадку акустичних реалізацій елементів мови ідентифікація ґрунтується на порівнянні характеристик відповідних сигналів, зокрема енергетичних, спектральних тощо. Найчастіше в якості еталонів використовують акустичні реалізації окремих слів, що є зручно для використання в системах розпізнавання дискретної мови. Проте згаданий підхід є дикторозалежним, що зумовлює необхідність попереднього налаштування окремо для кожного користувача. Одним з прикладів реалізації кореляційного підходу може бути система запропонована Ф.Ітакурою [134, 135], див.рис.1.31.

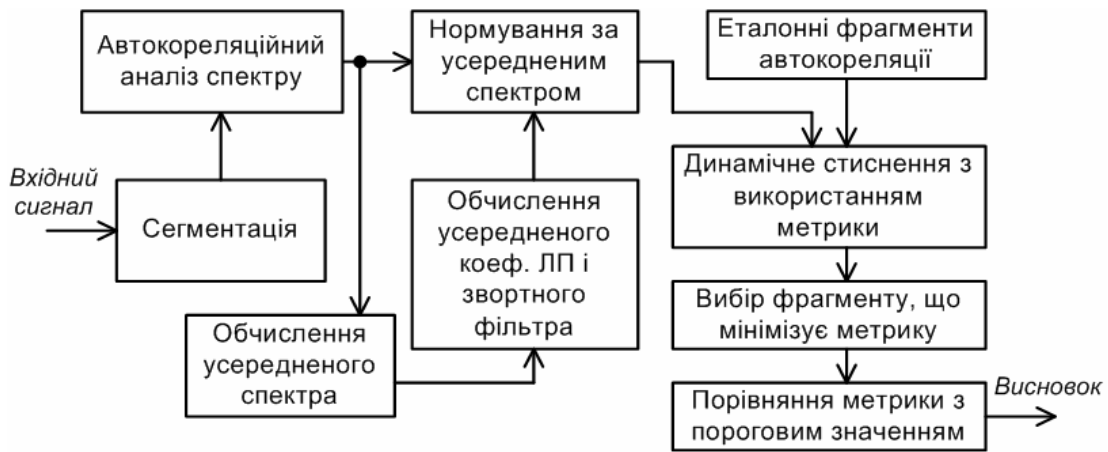


Рис. 1.31. Структурна схема системи опрацювання акустичних реалізацій мовних сигналів на основі кореляційного аналізу

Апаратна реалізація передбачала обмеження частотного спектру сигналу шляхом зменшення частоти дискретизації до 6.7 КГц. При опрацюванні проводилась сегментація сигналу, на основі методів опрацювання в часового представлення, після чого розраховують коефіцієнтів взаємо кореляції. Компенсація спотворень забезпечувалась обчисленням усередненого спектра на великому інтервалі часу, за допомогою усереднення коефіцієнтів кореляції по всій фазі та нормалізацією цього спектра до усередненого за фазою спектра двополісної моделі. Параметри моделі використовувались при реалізації зворотного фільтра. Середній за фазою, після чого спектральна характеристика нормується шляхом згортки початкових коефіцієнтів та коефіцієнтів кореляції імпульсної характеристики зворотного фільтра.

Ідентифікація здійснюється після нормалізації спектра, отримане представлення сигналу по чергово порівнюється з кожним наявним еталоном. Процедура порівняння реалізується за мірою розрізнення в просторі параметрів лінійного передбачення, яка також використовується для динамічного узгодження часового масштабу акустичної реалізації сигналу та мінімізації відстані до кожного з етalonів. Тобто за результатами кореляційного порівняння обирається той етalon до якого отримано найменшу відстань, у випадку коли значення розрахованої відстані не

перевищує попередньо задане порогове значення – рішення не приймається. Описана в [135] система проходила апробацію з використанням двох словників: 1-ий орієнтовно на 120 слів продемонстрував понад 97% коректних результатів, 2-ий розміром 26 букв і 10 цифр продемонстрував орієнтовно 88% коректних результатів. Згадана система потребувала тривалого навчання і не забезпечувала прийнятної швидкодії.

Іншим напрямком в теорії опрацювання акустичних мовних сигналів є підхід, який ґрунтується на виділенні акустичних ознак структурних одиниць з сигналу, що ґрунтується на дискретному представленні тексту, як сукупності обмеженого набору сполучень символів, в той же час акустичні реалізації таких сполучень символів (фонем) характеризуються неперервністю, що зумовлено взаємопроникненням сигналів. Фактично елементарні акустичні реалізації, на які умовно можна розділити усі мовні сигнали, не мають однозначних символічних еквівалентів, що зумовило появу поняття фонем для позначення елементарних звуків мови. Доцільно зазначити, що саме використання фонем найбільш ефективно при вирішенні задач діагностування, оскільки такий підхід характеризується найбільшою повторюваністю акустичних реалізацій серед відомих. Модель побудови системи ідентифікації на основі описаного підходу подано на рис.1.32.

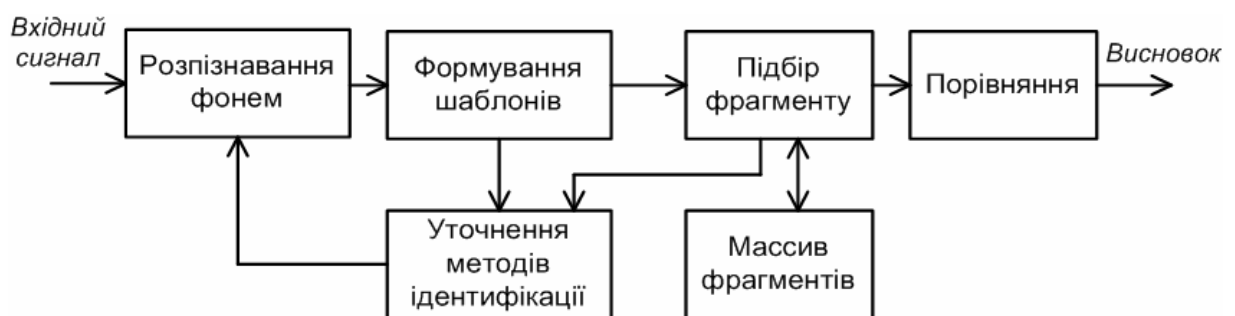


Рис. 1.32. Модель фонемно-орієнтованої системи опрацювання акустичних реалізацій мовних сигналів

В ході опрацювання для порівняння використовується деяка множина еталонних акустичних реалізацій фонем на основі яких формується шаблон,

за яким, шляхом підбору, здійснюється вибір найбільш вірогідного еталону з подальшою передачею результату на наступний етап для аналізу та прийняття рішення і на нижній для забезпечення зворотного зв'язку.

До суттєвих переваг описаної моделі слід віднести високий рівень адаптивності, що дозволяє реалізувати ефективний процес самоналаштування системи, а також наявність багаторівневої системи перевірок, що підвищує ефективність ідентифікації.

Інтенсивне нарощування обчислювальних потужностей комп'ютерних систем зумовило появу експертних систем опрацювання сигналів, фактично ці системи реалізуються на основі використання експертних оцінок в поєднанні з різними засобами формування і обробки бази знань. Одним з прикладів побудови експертних систем ідентифікації може бути система [136] структурна схема якої подана на рис.1.33, основне призначення такої системи – ідентифікації неперервних мовних сигналів.

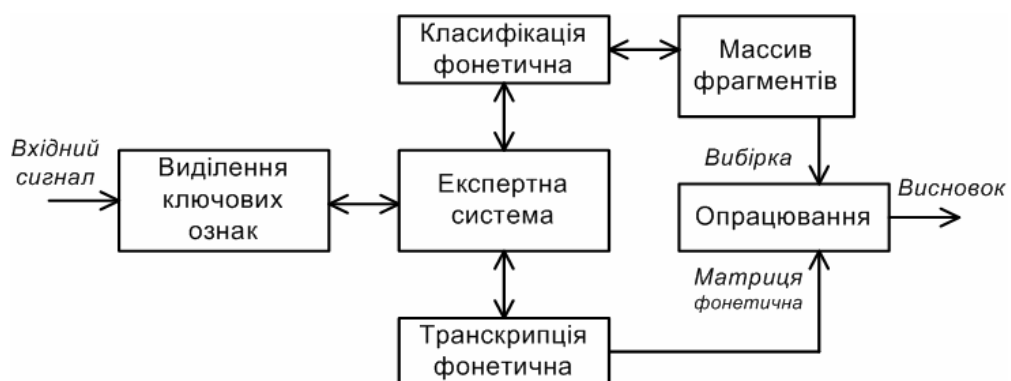


Рис. 1.33. Структурна схема ідентифікації за експертними оцінками системи опрацювання акустичних реалізацій мовних сигналів

Описаний в [136] математичний апарат дозволяє опрацьовувати акустичну послідовність сигналів практично з необмеженою тривалістю та без додаткової інформації про межі окремих елементів мовних конструкцій. Як можна побачити, система містить аналізатор, математичне та алгоритмічне забезпечення, блоків стиснення сигналів та ідентифікації а також алгоритмів навчання. В результаті, основною метою розробки такої

системи стало дослідження та оптимізація процесів ідентифікації елементів мови а також навчання. Слід зазначити, що нарощення і опрацювання великих об'ємів інформації (баз знань) не дозволяє забезпечити прийнятну ефективність при вирішенні проблем ідентифікації та розпізнавання, що зумовлює необхідність пошуку нових аналітичних підходів.

Одним з найефективніших підходів до побудови систем ідентифікації мовних елементів вважаються приховані Марківські моделі, яка ґрунтується на імовірнісній теорії харківських послідовностей. При такому підході акустичні мовні сигнали розглядаються як послідовність деяких контекстно-залежних кодових елементів (фонемі, склади, слова тощо). Тобто розглядається сукупність двох складових: множина можливих елементів (станів) сигналу та імовірність їх переходу з одного стану в інший, що фактично є параметрами прихованої Марківської моделі [137].

Загальна теорія прихованих Марківських моделей не складно адаптується до розв'язання частини задач ідентифікації. Адекватність побудови такої моделі для мовних сигналів залежить від коректного вибору стаціонарних фрагментів сигналу і встановлення розподілів імовірності векторів їх характерних ознак [137]. Загальну структуру системи ідентифікації елементів мови, що реалізується на основі прихованої Марківської моделі подано рис.1.34.

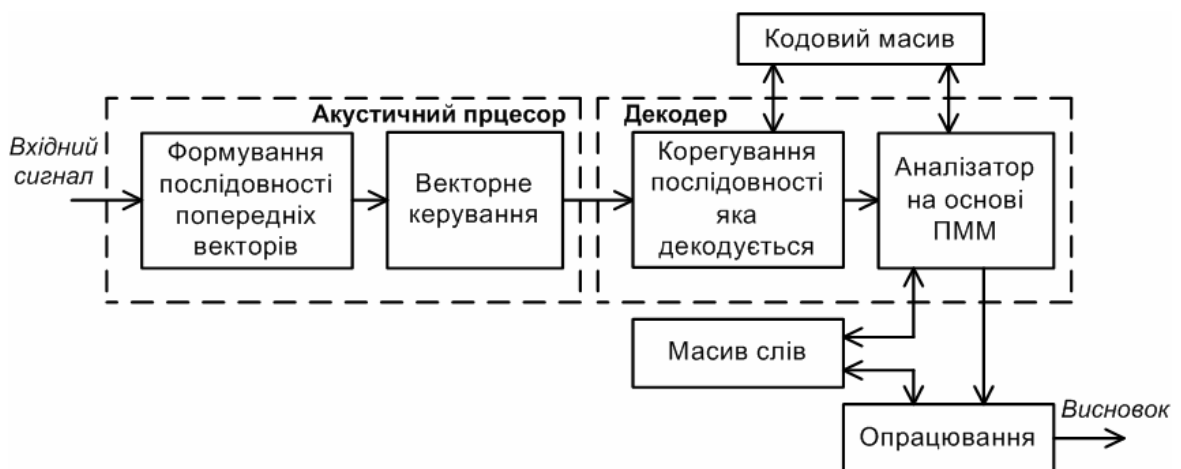


Рис. 1.34. Структурна схема системи опрацювання акустичних реалізацій мовних сигналів на основі на основі прихованої Марківської моделі

В акустичному процесорі реалізується дискретизація та попереднє опрацювання метою якого є виділення характерних ознак, в результаті акустична реалізація мовного сигналу представляється деяким набором характеристичних векторів, що в подальшому використовуються для формування бази кодових еталонних елементів, реалізації навчання моделі та ідентифікації. В декодері формується послідовність для аналізу, що представляється послідовністю з N елементів та імовірностей переходу між ними. На наступному етапі відбувається порівняння сформованої послідовності з базою еталонних послідовностей. Прийняття рішення щодо приналежності до того чи іншого еталонного представлення використовують алгоритм послідовного декодування зі зворотним зв'язком, який реалізує відношення максимальної правдоподібності. Імовірності елементів, що аналізуються, визначаються функцією розподілу а імовірності переходу від одного символу до іншого задаються відповідними значеннями в матриці розподілу. Результати апробації систем реалізованих на основі прихованої Марківської моделі продемонстрували вірогідність розпізнання понад 78% при опрацюванні акустичних реалізацій різних дикторів для словника об'ємом в 50 слів. Доцільно зазначити, що одним з ефективних способів удосконалення підходу моделей Маркова є сумісне використання з нейронними мережами, що дозволяє отримати компактніший аналітичний опис за прийнятною адекватності моделювання[137].

З огляду на вище викладене доцільно зазначити, що ефективність використання статистичного підходу не викликає сумнівів, однак характеризується низкою обмежень, які можна частково компенсувати. В результаті задачі вдосконалення існуючих та реалізації нових ефективних методів та засобів виділення та опрацювання інформативних ознак з акустичних реалізацій мовних сигналів в комп'ютерних системах діагностування залишаються актуальними, зокрема доцільно розглянути можливість виявлення та використання нових джерел інформації про контрольований параметр.

ВИСНОВКИ ДО ПЕРШОГО РОЗДІЛУ

1. Проведено огляд сучасного рівня розробки та впровадження теоретичних засад опрацювання сигналів в області інформаційно-вимірювальних систем контролю витрати газу в повірочних еталонних установках та інформаційно-вимірювальних перетворювачах, що дало змогу оцінити основні напрямки щодо подальшого розвитку та вдосконалення методів опрацювання та виявлення додаткових інформаційних складових таких сигналів, обґрунтовано необхідність подальшого вдосконалення наявних і розробки нових напрямків з використанням сучасних інформаційних технологій.
2. На основі аналізу властивостей випадкових акустичних коливань (шумів), що виникають при переміщенні газового середовища, встановлено наявність тісної кореляції між статистичними характеристиками реалізацій випадкових сигналів та величиною витрати.
3. Проаналізовано основні причини виникнення та особливості поширення вимірювального сигналу – випадкових коливань, які генеруються в наслідок переміщення вимірюваного середовища, розглянуто основні складові інформаційно-вимірювального сигналу.
4. Визначено один з можливих перспективних напрямків вдосконалення та розвитку первинних перетворювачів витрати, як компонентів інформаційно-вимірювальних систем, що ґрунтується на використанні методів цифрового опрацювання імовірнісної складової випадкових широкосмугових вимірювальних сигналів, здійснено постановку задачі досліджень.
5. Проведено аналіз теорії та методів, а також порівняння найпоширеніших засобів обміну даними, які використовують широкосмугові сигнали. Показано, що такі комунікаційні пристрої характеризуються значною апаратною та алгоритмічно-програмною складністю, що приводить до

необхідності розробки альтернативних методів та засобів цифрового формування і опрацювання широкосмугових сигналів.

6. Проведено дослідження ефективності використання смуги частотного спектру для різних методів формування та опрацювання широкосмугових сигналів, яке підтвердило рівномірніше використання смуги частот сигналами, у випадку імплементації випадкових сигналів.
7. Визначено перспективні напрямки вдосконалення та розвитку цифрових методів формування та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів в засобах обміну даними комп'ютерних систем на основі застосування імовірнісного, зокрема ентропійного, підходу.
8. Проаналізовано методи ідентифікації в задачах опрацювання двомірних бінарних представлень об'єктів. Встановлено, що обчислювальні методи, які є найпоширенішими при реалізації комп'ютерних систем ідентифікації, характеризуються недостатньою стійкістю до спотворень, що зумовлює необхідність розробки альтернативних методів опрацювання представлень таких об'єктів.
9. Проведено аналіз методів та технологій опрацювання сигналів, які застосовуються при вирішенні задач виділення інформативних складових акустичних мовних реалізацій. Встановлено, що статистичний підхід, який ґрунтується на методах частотного аналізу малоприматний для широкосмугових фрагментів, а також характеризуються значною апаратною та алгоритмічно-програмною складністю, що зумовлює необхідність розробки нових методів опрацювання сигналів, зокрема застосування імовірних характеристик.

РОЗДІЛ 2

ДОСЛІДЖЕННЯ ТА ТЕОРЕТИЧНІ ЗАСАДИ ОПРАЦЮВАННЯ ВИПАДКОВИХ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ ПЕРВИННИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ ІНФОРМАЦІЙНО-ВИМІРЮВАЛЬНИХ КАНАЛІВ ЗІ ЗМІННОЮ ІНФОРМАЦІОНОЮ ЕНТРОПІЄЮ

2.1. Дослідження теоретичних оцінок статистичних характеристик при опрацюванні широкосмугових випадкових сигналів вимірюваного середовища

Джерелом досліджуваного інформаційно-вимірювального сигналу є пульсації тиску потоку газу, які формуються в околі точки вимірювання і мають стохастичний характер. Із зростанням швидкості переміщення середовища заміною ділянкою апертура амплітуд, як і кількість можливих станів, таких сигналів зростає, що зумовлено збільшенням енергії, яка прикладається до середовища і, як наслідок, утворення локальних стохастичних завихрень (пульсацій тиску).

2.1.1. Статистичні характеристики випадкових сигналів потоку контрольованого середовища

Аналіз форми та основних чинників виникнення вимірювальних випадкових сигналів, які реєструються первинним перетворювачем вказує та те, що об'єктом дослідження є стохастичні пульсації тиску в потоці газу – достатньо складний процес, який залежить від багатьох факторів [45, 46].

З метою виявлення наявності залежності між статистичними характеристиками амплітуди шумів контрольованого середовища та швидкістю його переміщення (витратою) вперше було проведено багаторазові експериментальні дослідження, частина з яких здійснена на базі

державного спеціального еталону одиниці об'єму та об'ємної витрати газу ДЕТУ 03-01-96 (робоче середовище – повітря, $V = 1\text{ м}^3$, СКВ $9 \cdot 10^{-4}$, НСП $5 \cdot 10^{-4}$, діапазон витрат від $1.11 \cdot 10^{-3}$ до $5.55 \cdot 10^{-2} \text{ м}^3/\text{с}$), загальний вигляд автоматизованої установки подано на рис.2.1а.

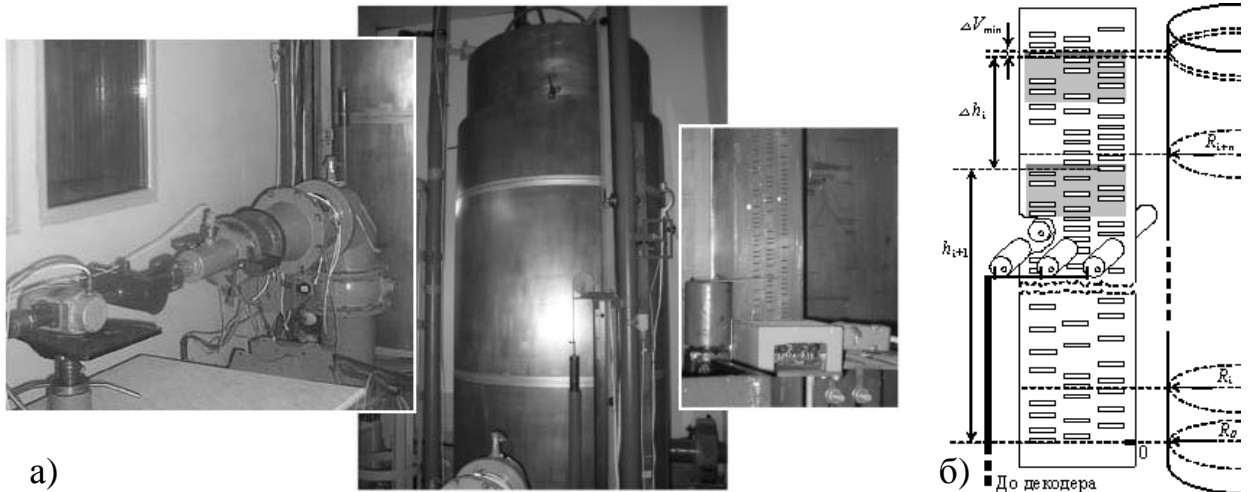


Рис. 2.1. Загальний вигляд а) ДЕТУ 03-01-96 із б) підсистемою контролю переміщення мірного елемента (виділено фреймом) реалізованою на основі квазітрійково маніпульованих кодів Галуа послідовності

Основним джерелом інформації щодо кількісного параметру вимірюваного середовища ДЕТУ 03-01-96 є підсистема контролю переміщення мірного елемента, яка реалізована в такий спосіб (див.рис.2.1б), що кожен з дискретних об'ємів мірника представлено (закодовано) відповідним бітом послідовності Галуа [Патент 56740А Україна, МПК(7) G01F25/00. Дзвонова дискретно-динамічна установка для точного відтворення та вимірювання об'ємів і витрат газу. / Мельничук С.І. (Україна). – заявка № 2002087028; заявл. 28.08.2002; опубл. 15.05.2003, Бюл. № 5]. Запропоноване автором використання М-послідовностей, реалізоване апаратне та програмне забезпечення цифрової підсистеми, для представлення параметрів лінійного переміщення мірного елемента дозволило підвищити точність відтворення одиниць об'єму та об'ємної витрати за рахунок вилучення похибки перетворення величини зміщення мірного елемента

відносно початку відліку, що досягається шляхом використання рекурентних властивостей кодів поля Галуа та їх квазітрійкової маніпуляції [138 - 148].

В результаті проведення ряду експериментальних досліджень, в ході яких із замірної ділянки (робочий \varnothing 30мм) вище згаданої установки отримано набори стохастичних сигналів $s(t)$ вимірюваного середовища для різних швидкостей переміщення потоку (див.рис.2.2), встановлено що з врахуванням складної та багатofакторної природи пульсацій тиску, що є джерелом інформаційних сигналів, практично неможливо встановити аналітичну залежність, яка враховуватиме вплив всіх характеристик потоку на параметри генерованої ним енергії. Отже, з погляду реалізації, найприйнятнішим є статистичний підхід до опрацювання стохастичних амплітудних сигналів, що формуються при переміщенні самого середовища.

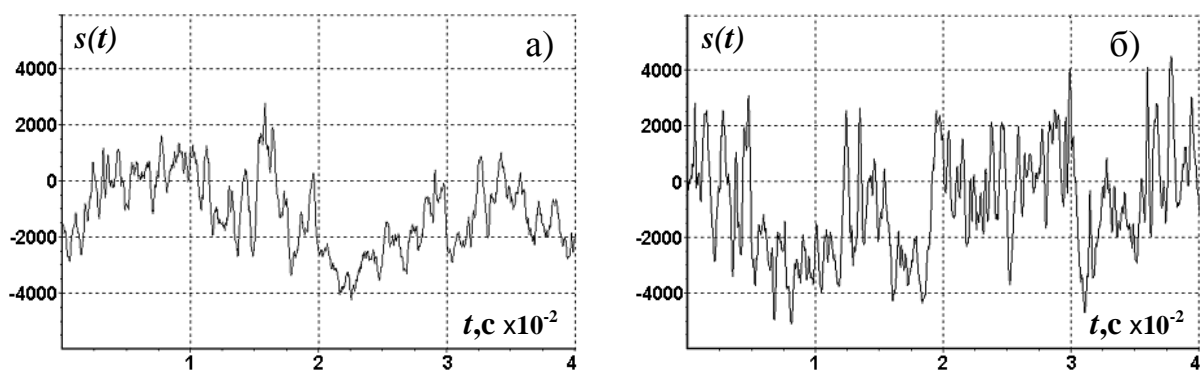


Рис. 2.2. Випадкові сигнали після аналого-цифрового перетворення для величин витрат а) $1,8 \text{ м}^3/\text{год.}$ та б) $2,9 \text{ м}^3/\text{год.}$

В такому випадку доцільно провести оцінку кореляційних залежностей між статистичними характеристиками випадкових сигналів і витратою (швидкістю переміщення) вимірюваного середовища. На основі використання методів розрахунку статистичних характеристик шумів вимірюваного середовища [149] та проведених автором експериментальних досліджень сформовано вибірку, яка складається з $N = 8$ усереднених спостережень значень витрати Q , а також відповідних статистичних

характеристик випадкових вимірювальних сигналів, зокрема енергії Es , дисперсії Ds та інформаційної ентропії Hs , табл. 2.1.

Таблиця 2.1

Узагальнені оцінки статистичних характеристик для різних значень Q

i	Q_i	Es_i	Ds_i	Hs_i
1	9.412E-01	1.429E+04	6.984E+03	5.4951
2	1.871E+00	1.457E+05	7.091E+04	6.6569
3	2.945E+00	2.089E+06	9.210E+05	7.9530
4	3.925E+00	2.169E+06	1.050E+06	8.0101
5	6.556E+00	2.021E+07	9.851E+06	9.1332
6	7.840E+00	4.552E+07	2.240E+07	9.5434
7	9.886E+00	1.451E+08	7.222E+07	10.1264
8	1.150E+01	3.596E+08	1.749E+08	10.5719

Коефіцієнти кореляції між згаданими величинами можна оцінити за вибірковими даними на основі таких формул [150]:

$$r_{EQ} = \frac{\sum_{i=1}^N (Es_i - \bar{E})(Q_i - \bar{Q})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (Es_i - \bar{E})^2 \sum_{i=1}^N (Q_i - \bar{Q})^2}} = \frac{\sum_{i=1}^N Es_i Q_i - N\bar{E}\bar{Q}}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N Es_i^2 - N\bar{E}^2\right) \left(\sum_{i=1}^N Q_i^2 - N\bar{Q}^2\right)}}, \quad (2.1)$$

$$r_{DQ} = \frac{\sum_{i=1}^N (Ds_i - \bar{D})(Q_i - \bar{Q})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (Ds_i - \bar{D})^2 \sum_{i=1}^N (Q_i - \bar{Q})^2}} = \frac{\sum_{i=1}^N Ds_i Q_i - N\bar{D}\bar{Q}}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N Ds_i^2 - N\bar{D}^2\right) \left(\sum_{i=1}^N Q_i^2 - N\bar{Q}^2\right)}}, \quad (2.2)$$

$$r_{HQ} = \frac{\sum_{i=1}^N (Hs_i - \bar{H})(Q_i - \bar{Q})}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (Hs_i - \bar{H})^2 \sum_{i=1}^N (Q_i - \bar{Q})^2}} = \frac{\sum_{i=1}^N Hs_i Q_i - N\bar{H}\bar{Q}}{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^N Hs_i^2 - N\bar{H}^2\right) \left(\sum_{i=1}^N Q_i^2 - N\bar{Q}^2\right)}}, \quad (2.3)$$

де: Q_i, Es_i, Ds_i, Hs_i – відповідно значення i -го спостереження витрати, енергії, дисперсії та інформаційної ентропії;

$\bar{Q}, \bar{E}, \bar{D}, \bar{H}$ – відповідно середні вибіркові значення витрати, енергії, дисперсії та інформаційної ентропії.

Провівши відповідні розрахунки для $N = 8$ отримано:

$$\bar{Q} = 5.683; \bar{E} = 7.185 \cdot 10^7; \bar{D} = 3.518 \cdot 10^7; \bar{H} = 8.436;$$

$$\sum Q^2 = 362.967; \sum Es_i^2 = 1.528 \cdot 10^{17}; \sum Ds_i^2 = 3.641 \cdot 10^{16}; \sum Hs_i^2 = 590.72;$$

$$\sum EQ = 6.075 \cdot 10^9; \sum DQ = 2.973 \cdot 10^9; \sum HQ = 428.906.$$

$$r_{EQ} = \frac{6,075 \cdot 10^9 - 8 \cdot 7,185 \cdot 10^7 \cdot 5,683}{\sqrt{(1,528 \cdot 10^{17} - 8 \cdot (7,185 \cdot 10^7)^2) \cdot (362,967 - 8 \cdot (5,683)^2)}} = 0,822;$$

$$r_{DQ} = \frac{2,973 \cdot 10^9 - 8 \cdot 3,518 \cdot 10^7 \cdot 5,683}{\sqrt{(3,641 \cdot 10^{16} - 8 \cdot (3,518 \cdot 10^7)^2) \cdot (362,967 - 8 \cdot (5,683)^2)}} = 0,825;$$

$$r_{HQ} = \frac{428,906 - 8 \cdot 8,436 \cdot 5,683}{\sqrt{(590,720 - 8 \cdot (8,436)^2) \cdot (362,967 - 8 \cdot (5,683)^2)}} = 0,959.$$

В результаті, вибіркового коефіцієнта кореляції r лежить в межах ± 1 приймає одне з граничних значень виключно за наявності ідеально-однозначного лінійного взаємозв'язку між відповідними спостереженнями. Наявність нелінійного зв'язку та/або розсіювання даних, зумовлено похибками вимірювання чи неповною корельованістю випадкових величин, зумовлює зменшення абсолютного значення коефіцієнта кореляції [51].

З метою оцінки точності вибірових значень коефіцієнтів кореляції r_{EQ} , r_{DQ} та r_{HQ} зручно використати деяку функцію від них [150]:

$$w_{EQ} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + r_{EQ}}{1 - r_{EQ}} \right), \quad (2.4)$$

$$w_{DQ} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + r_{DQ}}{1 - r_{DQ}} \right), \quad (2.5)$$

$$w_{HQ} = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + r_{HQ}}{1 - r_{HQ}} \right). \quad (2.6)$$

Розподіл випадкової величини w можна апроксимувати нормальним розподілом з відповідним середнім значенням та дисперсією [150]:

$$\mu_w = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{1 + \rho}{1 - \rho} \right), \quad \sigma_w^2 = \frac{1}{N - 3}, \quad (2.7)$$

де: ρ – коефіцієнт кореляції між Q та величинами Es , Ds , Hs , відповідно ρ_{EQ} , ρ_{DQ} , ρ_{HQ} .

Основним завданням такого аналізу є перевірка того, що ненульове значення ρ свідчить про наявність статистично значимого зв'язку (кореляції) між досліджуваними величинами. Таким чином, необхідно перевірити гіпотезу про відсутність кореляції $\rho = 0$, при чому відхилення гіпотези вказуватиме на значимість кореляції. З формул (2.3) можна зробити висновок, що при $\rho = 0$ вибіркового розподіл w буде нормальним із середнім $\mu_w = 0$ та дисперсією $\sigma_w^2 = 1/(N-3)$. В такому випадку область прийняття гіпотези про нульову (відсутню) кореляцію матиме вигляд [150]:

$$-z_{\alpha/2} \leq \frac{\sqrt{N-3}}{2} \ln\left(\frac{1+r}{1-r}\right) < z_{\alpha/2}, \quad (2.8)$$

де: z – стандартна, нормально розподілена випадкова величина, при рівні значимості 5% ($\alpha = 0,05$) відповідно $\pm z_{\alpha/2} = \pm 2,35$.

Згідно отриманих експериментальних даних значення w , розраховане згідно формул (2.4, 2.5, 2.6) відповідно складає:

$$w_{EQ} = 1.163; w_{DQ} = 1.172; w_{HQ} = 1.933; \quad (2.9)$$

отже

$$w_{EQ} \sqrt{N-3} = 2,600; w_{DQ} \sqrt{N-3} = 2,621; w_{HQ} \sqrt{N-3} = 4,323. \quad (2.10)$$

Таким чином, розглянуті гіпотези $\rho_{EQ} = 0$, $\rho_{DQ} = 0$ та $\rho_{HQ} = 0$ мають бути спростовані з рівнем значущості 5%, так як розраховані для них значення $w\sqrt{N-3}$ не попадають в область прийняття гіпотези, що обмежена величинами $\pm z_{\alpha/2} = \pm 2,35$. В результаті з рівнем значущості 0.95 вперше встановлено, що між величиною витрати потоку газового середовища та розглянутими статистичними характеристиками випадкового сигналу існує тісний кореляційний зв'язок, коефіцієнти кореляції складають відповідно: $r_{EQ} = 0.822$, $r_{DQ} = 0.825$, $r_{HQ} = 0.959$. Отже отримані результати підтвердили перспективність застосування імовірісно-статистичного, зокрема ентропійного підходу при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів, які виникають в наслідок переміщення вимірюваного середовища.

2.1.2. Оцінювання основних характеристик інформаційно-вимірювального сигналу

Дослідження форми та джерел формування випадкових широкосмугових вимірювальних сигналів вказують на те, що їх характеристики відображають складний багатофакторний процес [45, 46], який практично не досліджувався з погляду інформаційної складової вимірюваного параметру. В такій ситуації емпіричні дослідження є основним джерелом об'єктивної інформації про характеристики досліджуваних процесів. Коректність обраного методу для аналізу випадкових сигналів (процесів) та інтерпретація його результатів значною мірою залежать від деяких основних властивостей, зокрема [150]:

- стаціонарність;
- нормальність.

В ході досліджень проведено оцінювання згаданих властивостей реалізацій акустичного сигналу, зумовлених випадковими процесами, за різних режимів переміщення потоку середовища. Джерелом досліджуваного сигналу є стохастичні пульсації тиску.

Оцінювання стаціонарності процесу ґрунтується на розгляді його фізичної природи. Якщо фізичні фактори, які визначають процес, як показано в [150], не залежать від часу, то можна без подальшого дослідження прийняти, що такий процес є стаціонарний. Оскільки процес формування випадкових широкосмугових акустичних сигналів відбувається за переміщення газу замірною ділянкою із усталеними фізичними характеристиками, зокрема тиску, температури, швидкості, конструктивних параметри тощо, тоді можна вважати, що на стаціонарність такого процесу фактично впливають флуктуації цих характеристик. Так як статистичні оцінки є функцією окремих реалізації сигналу, що відображає процес, то можна вважати, що випадковий процес стаціонаризується усередненим

значенням відповідної оцінки спектру, дисперсії, ентропії, для кожної з реалізацій [151]. Для стаціонарного процесу функція кореляції випадкового сигналу є функцією зсуву між аргументами [152, 153], що фактично підтверджується результатами експериментальних досліджень, які подано на рис. 2.3в. З метою перевірки відповідності оцінок досліджуваного стохастичного сигналу згаданим умовам проведено вимірювання, з подальшою дискретизацією, амплітуд акустичних реалізацій за усталеного значення витрати при багатократному повторенні експерименту.

За результати аналіз отриманих результатів можна зробити висновок про відсутність тренду середніх значень, 2–3% відхилення показів за часом пояснюються вибірковою змінністю оцінок його окремих реалізацій.

Отже, можна вважати, що для розглянутого класу задач процес формування стохастичних сигналів піддається стаціонаризації шляхом динамічного усереднення в часі статистичних оцінок, що дозволяє коректно розглядати згаданий процес як стаціонарний.

З метою аналізу кореляційної функції для s_n розраховано вибіркові автокореляційні коефіцієнти акустичних реалізацій випадкових вимірювальних сигналів згідно виразу [150]:

$$c_{xx}(m) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-m-1} (s_n - \bar{s}) \cdot (s_{n+m} - \bar{s}), \quad (2.11)$$

де: \bar{s} – математичне сподівання вибірки s_n :

$$\bar{s} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} s_n. \quad (2.12)$$

Побудовані функції автокореляції випадкових широкосмугових вимірювальних сигналів, які представляють стохастичний процес переміщення потоку вимірюваного середовища подано на рис. 2.3. Аналізуючи отримані характеристики, можна зробити висновок, що:

- практично відсутня зміна форми автокореляційної функції за ансамблем усіх вибірок;

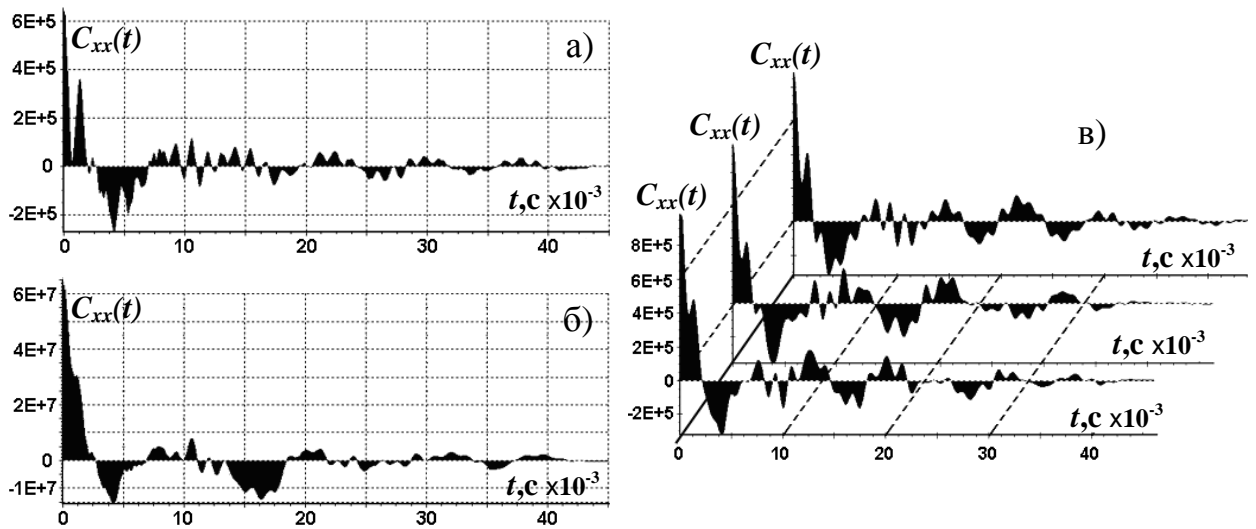


Рис. 2.3. Автокореляційні функції інформаційного сигналу, що зареєстровані для витрати а) 2,9 м³/год; б) 9,9 м³/год; в) 6,5 м³/год

- значення автокореляційної функції при $m = 0$ більше від нуля $c_{xx}(0) > 0$ і практично не змінюється за ансамблем – це підтверджує те, що дисперсія ширококутового сигналу додатна і практично не змінюється на інтервалі спостереження;
- автокореляційна функція сигналів, який досліджуються, характеризується властивістю:

$$c_{xx}(m) < c_{xx}(0), \quad (2.13)$$

що відповідає властивості додатної визначеності;

Для перевірки нормальності процесу додатково проведено статистичний аналіз стохастичного сигналу, що генеруються середовищем при переміщенні замірною ділянкою, в ході якого густина розподілу імовірностей шумових інформаційних сигналів $p(s)$ оцінювалась через обчислення імовірності того, що миттєве значення окремої реалізації s_n міститься у вузькому амплітудному інтервалі Δs , центр якого пробігає область значень процесу, з подальшим діленням на ширину інтервалу [150]:

$$p(s_j) = \frac{k(s_j)}{N \cdot \Delta s}, \quad (2.14)$$

де: $p(s_j)$ – імовірність падання s_n в j -ий інтервал,

$k(s_j)$ – кількість спостережень s_n , які попали в j -ий інтервал (спостережена частота j -го інтервалу),

$$k(s_j) = \begin{cases} 1, & s_j - \frac{\Delta s}{2} < s_n \leq s_j + \frac{\Delta s}{2} \\ 0; & \end{cases} \quad (2.15)$$

Δs – ширина інтервалу;

N – розмір вибірки $n = 0, 1, \dots, N - 1$;

j – індекс амплітудного інтервалу $j = 0, 1, \dots, J - 1$;

J – кількість амплітудних інтервалів.

В результаті, суміщені гістограми розрахованих функцій густини імовірності, а також теоретичні густини імовірності, що відповідають нормальному закону розподілу випадкової величини із заданими математичним сподіванням \bar{s} і дисперсією D_s , подано на рис. 2.4, відображають відносну частоту попадання амплітуди інформаційно-вимірювального сигналу у відповідний амплітудний інтервал Δs .

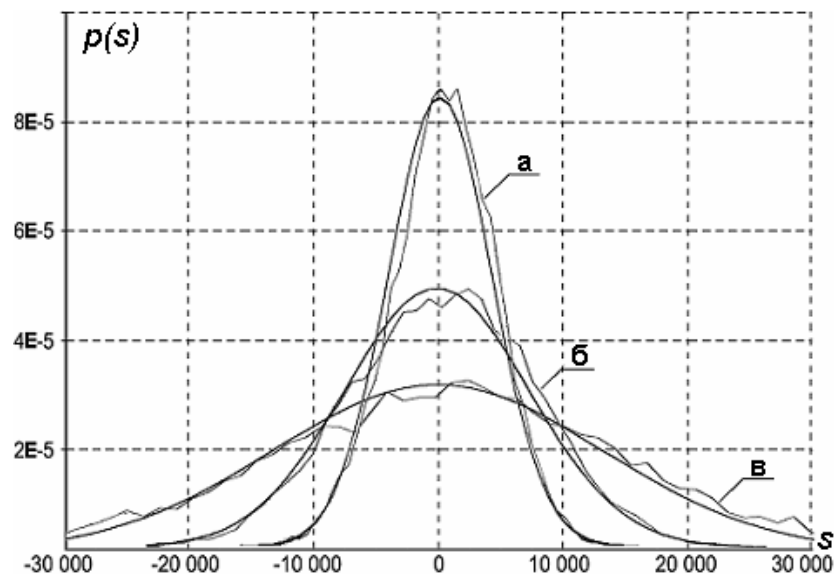


Рис. 2.4. Густина імовірності (теоретичної нормальної та експериментальної) амплітуд широкопasmового вимірювального сигналу, для витрат:

а) $7,8 \text{ м}^3/\text{год}$; б) $9,9 \text{ м}^3/\text{год}$; в) $11,5 \text{ м}^3/\text{год}$

Математичне сподівання широкосмугового випадкового сигналу сформованого стохастичним процесом визначається як середнє арифметичне вибірки сигналу s_n (2.12), а дисперсія Ds – як середнє квадрату відхилень вибірки s_n від її математичного сподівання \bar{s} [150]:

$$p_{Gauss}(s) = \frac{1}{\sqrt{2\pi Ds}} e^{-\frac{(s-\bar{s})^2}{2Ds}}, \quad (2.16)$$

$$Ds = \sigma_s^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{n=0}^{N-1} (s_n - \bar{s})^2. \quad (2.17)$$

За результатами аналізу гістограм абсолютної частоти станів (амплітуд) випадкового вимірювального сигналу можна зробити висновок, що розглянутий процес відповідає нормальному закону розподілу імовірностей [53]. Відповідність до нормального закону може бути перевірена за допомогою критерію χ^2 , застосування якого ґрунтується на використанні такої статистичної міри розходження між теоретичним та емпіричним розподілами, яка наближено відповідає розподілу χ^2 [150]:

$$\chi^2 = \sum_{j=0}^{J-1} \frac{(k(s_j) - F_j)^2}{F_j}, \quad (2.18)$$

де: F_j – очікувана частота або кількість спостережень, які б могли потрапити в j -ий інтервал, при умові що їх істина густина розподілу відповідає нормальному закону.

Доцільно зазначити, що кількість амплітудних інтервалів, складає $J = 63$, обрано виходячи з умови формування інтервалів однакової довжини. Число ступенів свободи g в такому випадку рівне J мінус число різних незалежних лінійних обмежень, які накладаються на спостереження. Одне таке обмеження, пов'язане з частотою в останньому інтервалі групування, яка повністю визначається частотами усіх інших інтервалів. В результаті, для підбору теоретичної нормальної густини імовірності проведено оцінку параметрів дисперсії та середнього значення. Таким чином, для числа

ступенів свободи $g = J - 3 = 63 - 3 = 60$ і рівні значущості $P = 0.95$, $\alpha = 1 - P = 1 - 0.05$ значення $\chi^2(60;0.05) = 79.082$. Розраховані значення критерію χ^2 для інших витрат подано в табл. 2.2.

Таблиця 2.2

Розраховані значення критерію χ^2 для різних значень витрати

$Q, \text{ м}^3/\text{год}$	χ^2
2.0	29.869
6.5	33.355
11.5	56.104

Отже отримані значення $\chi^2 < \chi^2(60;0.05)$, тобто, гіпотеза про те, що широкопугмовий інформаційний сигнал зумовлений переміщення потоку вимірюваного середовища в досліджуваному діапазоні витрат, з рівнем значущості 0.95, відповідає нормальному закону розподілу приймається.

2.1.3. Адекватність моделей опрацювання сигналів на основі статистичних оцінок їх широкопугмових реалізацій

На основі встановленої, див. розділ 2.1.2, наявності залежності між величиною витрати Q та енергією стохастичних сигналів Es , що зумовлені переміщенням газу замірною ділянкою, розроблено алгоритм аналізу енергетичного спектру попередньо оцифрованих амплітуд широкопугмових вимірювальних сигналів. При частоті дискретизації АЦП 44100 спостережень за секунду це дорівнює довжині реалізації широкопугмового випадкового сигналу тривалістю 34.9 мс., що, як показано в розділі 2.1.2, задовольняє вимозі мінімальної довжини реалізації, за якої такий стохастичний сигнал можна вважати стаціонарним.

На основі врахування усіх проаналізованих вище параметрів вперше запропоновано алгоритм опрацювання випадкових сигналів для реалізації спектрально-енергетичної моделі:

1. Формується L -точкова послідовність (обрано $L = 2^{11} = 2048$, оскільки менші значення не забезпечують прийнятної стійкості спектральної оцінки, а більші суттєво збільшують кількість необхідних обчислень), додаванням до N -точкової вибірки сигналу $M - 1$ нулів (оскільки обраховувати кореляційну функцію для зсуву більшого за точку відсікання недоцільно то $M = U$ – максимальний зсув автокореляції і точка відсікання кореляційного вікна $M = U = 512$. Таким чином довжина вибірки сигналу складає $N = L - (M - 1) = 2048 - (512 - 1) = 1537$ спостережень).
2. Розраховується оцінка автокореляційної функції на основі топового алгоритму швидкого перетворення Фур'є (ШПФ).
3. Реалізується процедура згладжування розрахованої оцінки автокореляції на основі вікна Бартлетта з точкою відсікання U .
4. Реалізується процедура ШПФ згладженої оцінки автокореляції, в результаті чого отримується згладжена оцінка спектру потужності широкопasmового інформаційно-вимірювального сигналу, що показує, як енергія E_s однієї реалізації розподілена за частотами спектру.
5. Повторювати пп. 1–4 послідовно для всієї довжини реалізації стохастичного сигналу, обчислюючи середню енергію його E_s в обраній смузі частот.

На основі запропонованого алгоритму розроблено відповідне програмне забезпечення, див. додаток Б, з використанням якого проведено опрацювання результатів експериментальних досліджень залежності витрати Q від спектральних оцінок шумових сигналів E_s для ділянки 1.5 – 2.0 КГц спектру, результати подано в табл. 2.3.

Проведено, також, додаткове дослідження залежності числа Re від величини енергії широкопasmових вимірювальних сигналів для відповідних значень Q . Приймавши, що форма замірної ділянки є відрізком циліндра,

площа перерізу якого рівна площі кола діаметром D , а швидкість потоку – шлях l , який проходить одиничний поперечний переріз середовища за одиницю часу $v = l/t$, тоді швидкість потоку визначається за формулою [22]:

$$v = \frac{4 \cdot Q_o}{\pi \cdot D^2} \cdot \quad (2.19)$$

Відповідно, число Re визначається з виразу [49]:

$$Re = \frac{v \cdot D}{\nu} = \frac{4Q_o}{\pi D \nu} \cdot \quad (2.20)$$

Отримані, за результатами експериментальних досліджень, числа Re подано в табл. 2.3., кінематична в'язкість повітря складає $\nu = 1.49 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2/\text{с}$ [49], діаметр умовного проходу замірної ділянки, на якій проводились експерименти $D = 0.03$, діапазон витрат Q від 1 до 12 $\text{м}^3/\text{год}$.

Таблиця 2.3

Результати дослідження оцінок Es спектру реалізацій сигналу

Q , $\text{м}^3/\text{год}$	СКВ Q	Енергія сигналу, Es	СКВ Es	Число Re
0.941	7.01E-04	1.43E+04	7.50E+02	693.5
1.871	2.50E-03	1.46E+05	2.41E+03	1378.3
2.945	3.41E-03	2.09E+06	1.10E+05	2170.1
3.925	1.50E-03	2.17E+06	3.90E+04	2892.4
6.556	4.90E-03	2.02E+07	3.01E+05	4830.6
7.840	8.11E-03	4.55E+07	1.60E+06	5776.6
9.886	1.50E-02	1.45E+08	8.10E+06	7284.6
11.503	1.60E-02	3.60E+08	2.00E+07	8475.6

На наступному етапі досліджень розглянуто можливість реалізації аналітичного опису досліджуваної залежності між Q та Es широкосмугового вимірювального сигналу на основі використання найбільш прийнятних елементарних функціональних залежностей (лінійної, логарифмічної, степеневі, експоненціальної тощо). З огляду на характер отриманої емпіричної залежності (рис. 2.5) можна зробити висновок, що використання лінійної, степеневі, експоненціальної, поліноміальної функцій недоцільне,

так як вони не забезпечують прийнятної точності апроксимації отриманої залежності, а застосування логарифмічної функції ефективно за умови розбиття вимірюваного діапазону на два під діапазони, що відповідають ламінарному і турбулентному режимам, однак це ускладнює опис моделі.

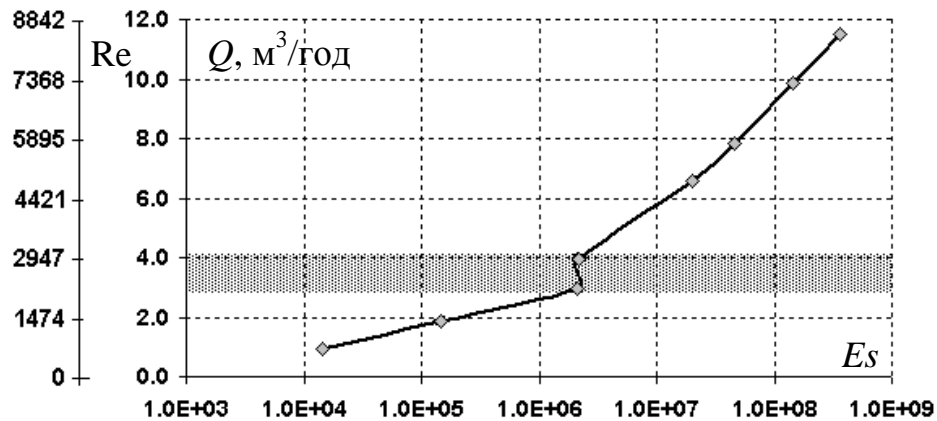


Рис. 2.5. Експериментально отримана залежність витрати газу Q та зміни Re від E_s широкосмугових вимірювальних сигналів

За результатами порівняння адекватності моделей, реалізованих за вище згаданими елементарними функціями, встановлено, що використання функціональної залежності, у вигляді неперервних дробів (2.21) для представлення взаємозв'язку між E_s випадкових широкосмугових сигналів та Q дозволяє забезпечити найвищу точність аналітичного опису спектрально-енергетичної моделі інформаційно вимірювальної системи.

$$Q = \frac{E_s^4 + 3,25 \cdot 10^{-11} \cdot E_s^3 + 6,96 \cdot 10^{-4} \cdot E_s^2 - 1,52 \cdot 10^{-3} \cdot E_s - 1,09 \cdot 10^8}{2,89 \cdot 10^{-12} \cdot E_s^3 + 1,50 \cdot 10^{-4} \cdot E_s^2 - 2,53 \cdot 10^{-2} \cdot E_s - 1,35 \cdot 10^8} \quad (2.21)$$

Оцінка адекватності моделі визначається шляхом зіставлення похибок, що характеризують точність реалізації моделі з похибками, які характеризують точність вимірювання витрати в заданих експериментальних точках. Графічне представлення залежності похибок відтворення від Q для спектрально-енергетичної моделі подано на рис. 2.6. В результаті, відносна похибка реалізацій моделі знаходиться в межах від -0.13 до $+0.01\%$, причому

найбільше відхилення спостерігається в діапазоні витрат 3.5 – 4.5 м³/год, що пояснюється зміною режиму руху потоку.

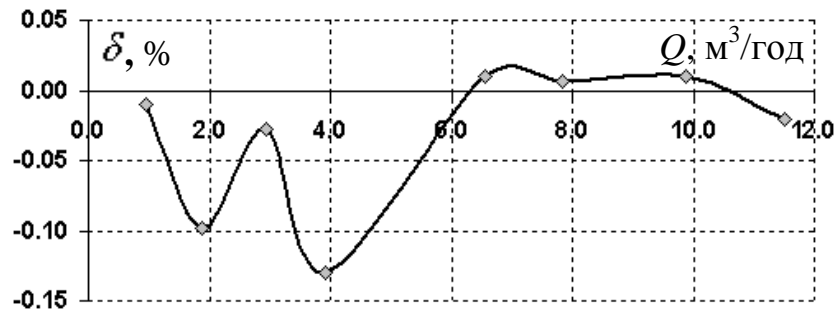


Рис. 2.6. Зміна відносної похибки відтворення спектрально-енергетичної моделі реалізованої на основі функції неперервних дробів від Q

Слід зазначити, що оцінка спектральних характеристик випадкових широкополосних сигналів, що формуються внаслідок стохастичних пульсацій тиску, зумовлених переміщенням контрольованого середовища, потребує виконання значних об'ємів обчислень, а також характеризується нестабільною повторюваністю спостережень. Таким чином доцільно розглянути інші статистичні характеристики, зокрема дисперсію [154, 155].

Традиційно, оцінка дисперсії обчислюється як математичне сподівання квадрату відхилень вибірки від оцінки її математичного сподівання, яке найчастіше замінюють на вибіркове середнє [150, 153]:

$$Ds(S) = \sigma^2 = \frac{1}{N-1} \sum_{i=1}^N (s_i - \bar{s})^2, \quad (2.22)$$

де: Ds – оцінка дисперсії реалізації сигналу $S = \{s_0, s_1, \dots, s_{N-1}\}$;

σ – оцінка середньоквадратичного відхилення;

N – розмір вибірки (фрагменту широкополосного сигналу);

\bar{s} – оцінка математичного сподівання вибірки.

Враховуючи проаналізовані вище параметри широкополосних випадкових вимірювальних сигналів вперше запропоновано алгоритм їх опрацювання для реалізації дисперсійної моделі:

1. Формується цифровий пакет (вибірка) у вигляді N -точкової послідовності на основі фрагменту реалізації попередньо оцифрованого сигналу.
2. За формулою (2.22) обчислюється оцінка дисперсії вибірки сигналу.
3. Повторювати пп. 1 та 2 послідовно для всієї довжини реалізації шумового процесу, обчислюючи середню дисперсію D_s .

На основі запропонованого алгоритму розроблено програмне забезпечення, див. додаток В, з використанням якого проведено опрацювання результатів експериментальних досліджень залежності Q від оцінок D_s шумових сигналів, див. табл. 2.4 та рис.2.7.

Таблиця 2.4

Результати дослідження оцінок D_s послідовних реалізацій сигналу

Q , м ³ /год	СКВ Q	Дисперсія сигналу D_s	СКВ D_s	Число Re
0.941	7.01E-04	6.98E+03	3.70E+02	693.5
1.871	2.50E-03	7.09E+04	1.01E+03	1378.3
2.945	3.41E-03	9.21E+05	5.10E+04	2170.1
3.925	1.50E-03	1.05E+06	1.80E+04	2892.4
6.556	4.90E-03	9.85E+06	1.50E+05	4830.6
7.840	8.11E-03	2.24E+07	9.00E+05	5776.6
9.886	1.50E-02	7.22E+07	4.41E+06	7284.6
11.503	1.60E-02	1.44E+08	1.10E+07	8475.6

На основі порівняння адекватності моделей реалізованих за вище згаданими елементарними функціями (лінійної, логарифмічної, степеневі, експоненціальної тощо) встановлено, що використання функціональної залежності, у вигляді неперервних дробів (2.23) для представлення взаємозв'язку між D_s широкосмугових сигналів та Q дозволяє забезпечити найвищу точність аналітичного опису дисперсійної моделі інформаційно вимірювальної системи.

$$Q = \frac{D_s^4 + 1.41 \cdot 10^9 \cdot D_s^3 + 1.50 \cdot 10^{16} \cdot D_s^2 - 1.36 \cdot 10^{22} \cdot D_s - 1.88 \cdot 10^{26}}{1.27 \cdot 10^8 \cdot D_s^3 + 3.18 \cdot 10^{15} \cdot D_s^2 - 2.06 \cdot 10^{21} \cdot D_s - 6.05 \cdot 10^{26}} \quad (2.23)$$

Графічне представлення залежності похибок відтворення від Q для дисперсійної моделі подано на рис. 2.8.

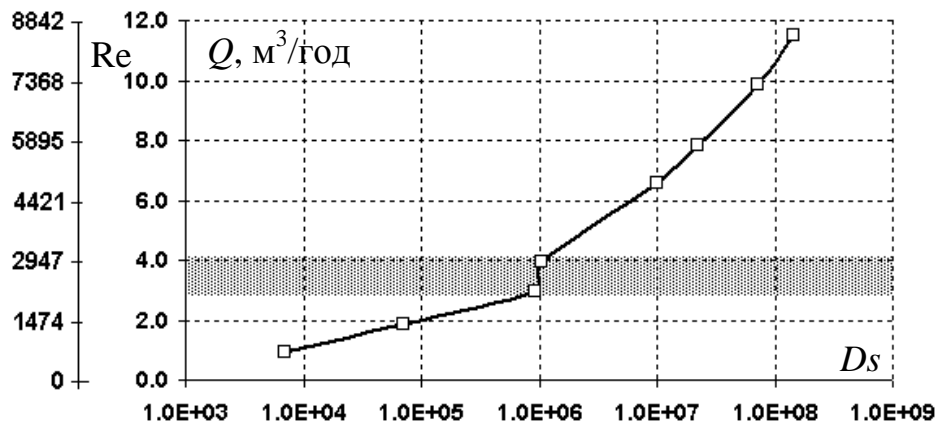


Рис. 2.7. Експериментально отримана залежність витрати газу Q та зміни Re від D_s широкосмугових вимірювальних сигналів

Як можна побачити, відносна похибка реалізацій моделі знаходиться в межах від -0.0005 до $+0.0015\%$, причому (як і для спектрально-енергетичної моделі) найбільше відхилення спостерігається в діапазоні витрат зміни режиму руху вимірюваного середовища.

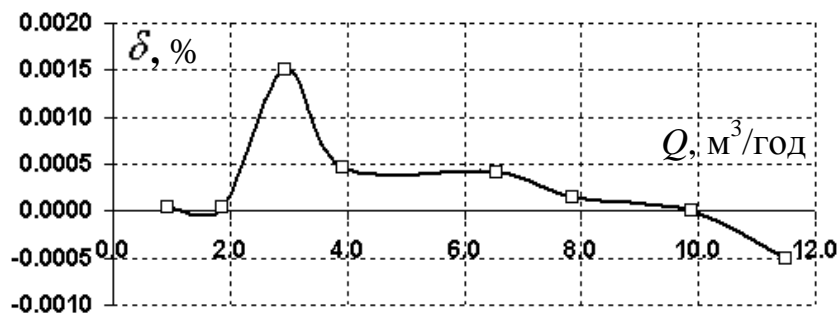


Рис. 2.8. Зміна відносної похибки відтворення дисперсійної моделі реалізованої на основі функції неперервних дробів від Q

З огляду на те, що після перетворення аналогових широкосмугових сигналів в цифрові отримується дискретна послідовність, то доцільно здійснити оцінку такої статистичної характеристики як інформаційна

ентропія можливих станів (дискретних амплітуд) послідовних реалізацій широкосмугових вимірювальних сигналів сформованих стохастичними процесами потоку середовища [149, 154].

Інформаційна ентропія, згідно класичної теорії К.Шеннона, визначається як сума добутків імовірностей можливих станів сигналу на логарифми цих імовірностей, взятих з оберненим знаком [2, 150, 153]:

$$Hs(S) = - \sum_{i=0}^{M-1} p_i \log(p_i), \quad (2.24)$$

де: Hs – оцінка інформаційної ентропії сигналу $S = \{s_0, s_1, \dots, s_{N-1}\}$;

M – кількість можливих станів сигналу;

p_i – імовірність появи i -го стану сигналу S .

Враховуючи проаналізовані вище параметри широкосмугових випадкових вимірювальних сигналів вперше запропоновано алгоритм їх опрацювання для реалізації ентропійної моделі:

1. Формується цифровий пакет (вибірка) у вигляді N -точкової послідовності на основі реалізації попередньо оцифрованого стохастичного вимірювального сигналу.
2. Розраховуються оцінки імовірності появи можливих станів сигналу p_i в пакеті як імовірності того, що миттєве значення окремої реалізації s_i міститься у вузькому амплітудному інтервалі Δs , центр якого пробігає область значень процесу.
3. За формулою (2.24) розраховується оцінка інформаційної ентропії за вибіркою реалізації сигналу.
4. Повторювати пп. 1–3 послідовно для всієї довжини реалізації шумового процесу, обчислюючи середню інформаційну ентропію сигналу Hs .

На основі запропонованого алгоритму розроблено відповідне програмне забезпечення, див. додаток Г, з використанням якого проведено опрацювання результатів експериментальних досліджень залежності витрати

Q від ентропійних оцінок шумових сигналів H_s , результати подано в табл. 2.5 та на рис.2.9.

Таблиця 2.5

Результати дослідження оцінок H_s послідовних реалізацій сигналу

Q , м ³ /год	СКВ Q	Ентропія сигналу H_s	СКВ H_s	Число Re
0.941	7.01E-04	5.50	1.31E-02	693.5
1.871	2.50E-03	6.66	7.50E-03	1378.3
2.945	3.41E-03	7.95	2.70E-02	2170.1
3.925	1.50E-03	8.01	9.60E-03	2892.4
6.556	4.90E-03	9.13	7.80E-03	4830.6
7.840	8.11E-03	9.54	1.90E-02	5776.6
9.886	1.50E-02	10.13	3.01E-02	7284.6
11.503	1.60E-02	10.57	3.10E-02	8475.6

На основі порівняння адекватності моделей реалізованих за вище згаданими елементарними функціями (лінійної, логарифмічної, степеневої, експоненціальної тощо) а також зважаючи на те, що в діапазонах стійкого ламінарного і стійкого турбулентного режимів руху контрольованого середовища характеристика має лінійний вигляд, крім того проаналізовано наближену заміну експериментально отриманої характеристики відрізками прямих ліній з різними нахилами встановлено, що використання функціональної залежності, у вигляді неперервних дробів (2.25) для представлення взаємозв'язку між оцінками інформаційної ентропії H_s широкосмугових сигналів та Q дозволяє забезпечити найвищу, серед розглянутих характеристик, точність аналітичного опису ентропійної моделі інформаційно вимірювальної системи.

$$Q = \frac{H_s^4 - 27,85 \cdot H_s^3 + 245,22 \cdot H_s^2 - 843,97 \cdot H_s + 1212,59}{-2,11 \cdot H_s^3 + 68,87 \cdot H_s^2 - 753,59 \cdot H_s + 2698,12} \quad (2.25)$$

Графічне представлення залежності похибок відтворення від Q для дисперсійної моделі подано на рис. 2.10.

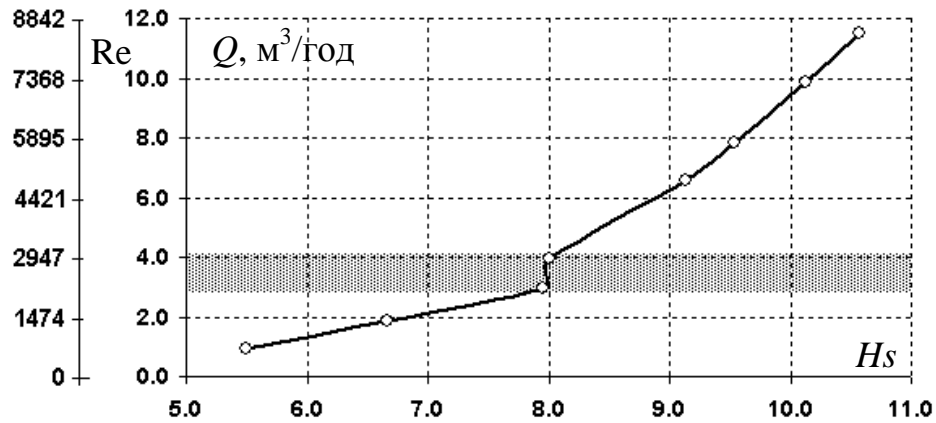


Рис. 2.9. Експериментально отримана залежність витрати газу Q та зміни Re від H_s широкосмугових вимірювальних сигналів

Як можна побачити, відносна похибка реалізацій моделі знаходиться в межах від -0.072 до $+0.022\%$, причому (як і для вище розглянутих моделей) найбільше відхилення спостерігається в діапазоні витрат зміни режиму руху вимірюваного середовища.

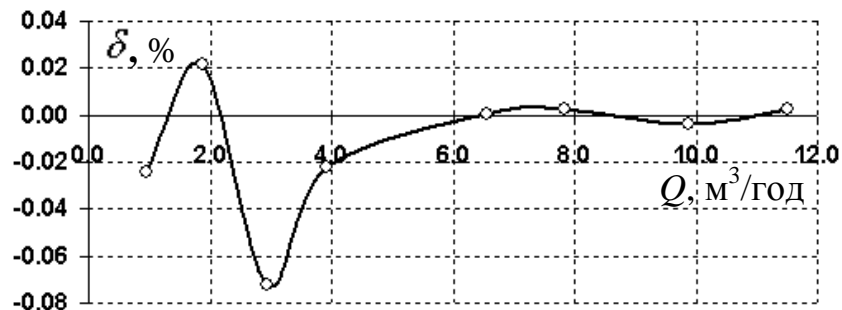


Рис. 2.10. Зміна відносної похибки відтворення ентропійної моделі реалізованої на основі функції неперервних дробів від Q

Використання запропонованого аналітичного опису для реалізації вище розглянутих математичних моделей дозволяє суттєво покращити їх адекватність, а також уникнути фрагментації діапазону вимірювання. Абсолютне значення похибки на ділянці зміни режиму руху контрольованого середовища різко зростає, тому в якості робочого діапазону доцільно обирати області стійкого ламінарного або стійкого турбулентного режимів.

Використання випрямлячів або збурювачів потоку (завихрювачів), як формувачів стохастичних сигналів дозволяє розширити вимірювальний діапазон, але спричиняє порушення поля швидкостей течії потоку [21, 22].

З метою виділення ефективної статистичної характеристики для використання при реалізації первинних перетворювачів та інформаційно-вимірювальних каналів додатково проведено аналіз розроблених алгоритмів опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів.

В більшості випадків, для попереднього аналізу вимірювальних даних первинного перетворювача застосовують величину їх розсіювання [150]. Фактично дисперсія є характеристикою розсіювання значень результатів спостережень відносно математичного сподівання [153, 156], але її використання, як міри розсіювання є незручним, так як вона має розмірність квадрату випадкової величини. Таким чином, за міру розсіювання обчислених за статистичними оцінками значень параметру, які визначають на основі запропонованих моделей, відносно його математичного сподівання доцільніше застосувати *СКВ* (середній квадратичний відхил), рис. 2.11.

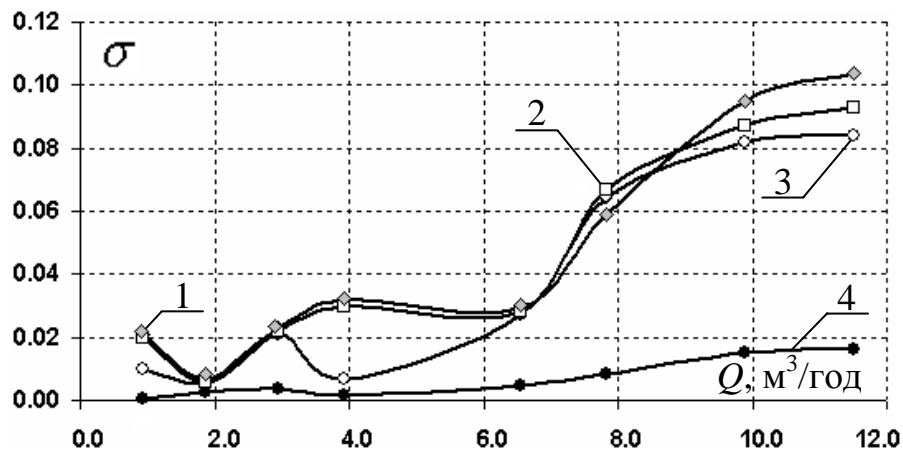


Рис. 2.11. Порівняння *СКВ* обчисленого для 1) E_s , 2) D_s , 3) H_s моделей параметру та відтворення 4) еталону

Порівняння величини розсіювання значень, отриманих з використанням запропонованих методів перетворення широкосмугових

сигналів у відповідні статистичні характеристики показав, що у випадку спектрально-енергетичних та дисперсійних оцінок шумів спостерігається суттєве розсіювання отриманих результатів, рис. 2.11. Для оцінок інформаційної ентропії розсіювання розрахованих значень сумірне (має той же порядок) з розсіюванням значень відтворення еталону.

До основних критеріїв оцінки характеристик запропонованих методів опрацювання широкосмугових сигналів традиційно відносять адекватність та компактність реалізації математичного опису.

Провівши аналіз експериментальних даних та результатів аналітичного дослідження запропонованих моделей, можна виділити три окремі ділянки їх характеристики (рис. 2.5, 2.7, 2.9), які практично визначаються режимом протікання вимірюваного середовища:

- витрати до $3.5 \text{ м}^3/\text{год}$, що відповідають ламінарному режиму переміщення потоку. Градієнт нахилу енергетичної, дисперсійної та ентропійної характеристик порівняно невисокий, а характеристика зміни інформаційної ентропії близька до лінійної;
- витрати від 3.5 до $4.5 \text{ м}^3/\text{год}$, відповідають зміні режиму потоку вимірюваного середовища з ламінарного на турбулентний, що пояснює злам характеристик розроблених моделей;
- витрати понад $4.5 \text{ м}^3/\text{год}$. відповідають стійкому турбулентному режиму переміщення потоку. Градієнт нахилу енергетичної, дисперсійної та ентропійної характеристик істотно зростає, а характеристика зміни інформаційної ентропії близька до лінійної.

В більшості випадків, сучасні перетворювачі витрати мають широкий діапазон вимірювань, тобто відношення верхньої границі діапазону до нижньої складає 100 і більше, розширення діапазону найчастіше реалізують шляхом зміщення нижньої границі вимірювань в область малих витрат [157, 158]. В результаті, зона зміни режиму руху з ламінарного на турбулентний, попадає в середину вимірювального діапазону, що зумовлює

нестабільність та істотне розсіювання результатів. Отже, точність відтворення моделлю фактичного процесу в цій зоні має вирішальний вплив на її адекватність в цілому. За результатами аналізу розроблених моделей встановлено, що їх максимальне абсолютне значення відносної похибки не перевищує 0.13% для спектральної, $1.5 \cdot 10^{-5}\%$ для дисперсійної та $7.3 \cdot 10^{-2}\%$ для ентропійної відповідно. Суміщений графік залежностей відносної похибки енергетичної, дисперсійної та ентропійної моделей реалізованих на основі функціональних залежностей неперервних дробів подано на рис. 2.12.

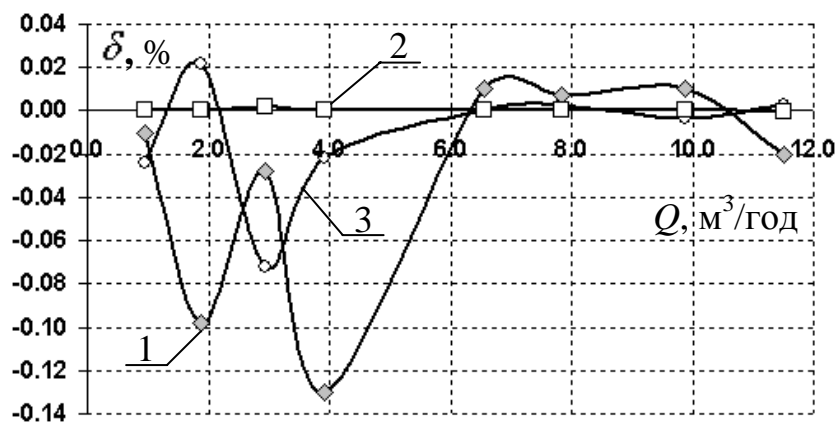


Рис. 2.12. Залежність відносної похибки відтворення 1) E_s , 2) D_s , 3) H_s моделей, реалізованих на основі функції неперервних дробів

Доцільно зазначити, що створення моделі, в основу якої покладено функціональні залежності неперервних дробів, потребує значної кількості математичних розрахунків і є порівняно складною для реалізації в цифрових автономних підсистемах та обчислювачах.

При реалізації апаратного забезпечення основним критерієм вважають компактність і простоту аналітичного опису моделі, тому практичне застосування найчастіше притаманна описам на основі лінійних залежностей чи систем лінійних рівнянь. Фактично, такий підхід забезпечує простоту реалізації системи в цілому, однак приводить до погіршення її адекватності. Таким чином, лінеаризація E_s , D_s та H_s моделей ефективна лише на окремих ділянках характеристики, що зумовлює перехід до систем рівнянь:

$$Q(E_s) = \begin{cases} 1 \cdot 10^{-6} \cdot E_s + 1,3037; & E_s \leq 1 \cdot 10^7 \\ 1 \cdot 10^{-8} \cdot E_s + 7,0372; & E_s > 1 \cdot 10^7 \end{cases} \quad (2.26)$$

$$Q(D_s) = \begin{cases} 2 \cdot 10^{-6} \cdot D_s + 1,2825; & D_s \leq 3 \cdot 10^6 \\ 3 \cdot 10^{-8} \cdot D_s + 7,0167; & D_s > 3 \cdot 10^6 \end{cases} \quad (2.27)$$

$$Q(H_s) = \begin{cases} 0,8182 \cdot H_s - 3,5659; & H_s \leq 8,1 \\ 3,4415 \cdot H_s - 24,927; & H_s > 8,1 \end{cases} \quad (2.28)$$

Результатами аналізу моделей 2.26-2.28, суміщений графік залежностей відносної похибки від величини Q для E_s , D_s та H_s , подано на рис. 2.13.

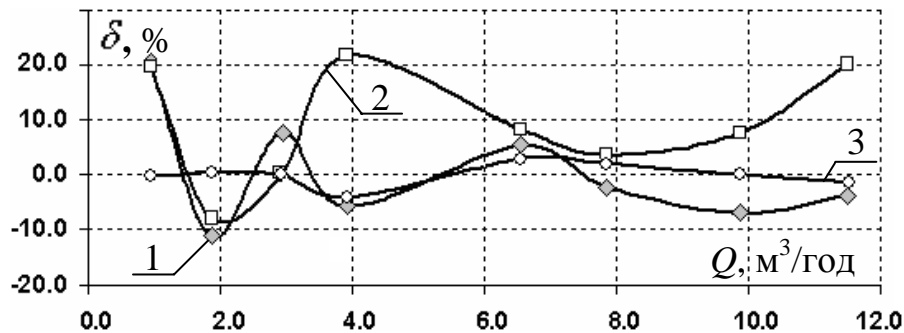


Рис. 2.13. Залежність відносної похибки відтворення 1) E_s , 2) D_s , 3) H_s моделей, реалізованих на основі систем лінійних рівнянь

Отже, при спрощенні аналітичних описів спостерігається збільшення похибок, які для E_s та D_s є в межах від $-11,0$ до $+20,0\%$ і суттєво менші для H_s , в межах $-4,0$ до $+3,0\%$ основною причиною такої відмінності є те, що ентропійна модель використовує в якості вимірювальної інформації ймовірності появи станів сигналу, а не їх амплітуди, що мінімізує залежність від апаратної частини та дозволяє знизити чутливість до апертури сигналів.

Таким чином, за результатами досліджень, запропонованого автором підходу до опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів, порівняння характеристик вперше реалізованих спектрально-енергетичної, дисперсійної та ентропійної моделей встановлено, що в якості інформативної ознаки вимірюваного параметру найефективнішою є інформаційна ентропія, що забезпечує найкращу адекватність, компактний опису і характеризується найменшим розсіюванням результатів порівняно з іншими моделями.

2.2. Метод опрацювання ширококутових вимірювальних сигналів зі змінною інформаційною ентропією

Як показано в 1.2 сучасні методи, та реалізовані на їх основі первинні перетворювачі витрати, ґрунтуються на використанні імпульсних, амплітудних та частотних характеристик сигналів сенсорних компонентів які в той чи інший спосіб впливають на контрольоване середовище. У випадку використання спеціалізованих вихороутворюючих елементів, як формувачів вимірювальних сигналів, джерелом інформації про контрольований параметр є гармонійні складові амплітуди низькочастотного сигналу інфразвукового діапазону [22, 159, 160]. З врахуванням того, що нестационарні складові потоку в приграничних шарах навколо формувачів сигналів або в зонах змішування потоку, приводять до неперервного утворення завихрень та збільшення турбулентності потоку і в наслідок стискуваності газового середовища частина енергії потоку втрачається на стохастичні коливання акустичного діапазону а також з метою залучення нових параметрів для опрацювання, спрощення конструктивної, апаратної та програмної реалізації первинних перетворювачів витрати автором запропоновано використовувати імовірісно-статистичні характеристики сигналів інфразвукового та акустичного діапазонів [22] зумовлених стохастичними пульсаціями тиску (див.рис.2.14а), які формуються при переміщенні контрольованого середовища. Суть методу полягає у опрацюванні ширококутових випадкових сигналів, таким чином, що значення їх інформаційної ентропії використовується як джерело інформації про вимірюваний параметр [Пат. 77083 Україна, МПК(2006) G01F1/66 G01F23/296 G01F25/00. Спосіб вимірювання витрати на основі статистичних характеристик шуму вимірюваного середовища / Мельничук С.І., Пашкевич О.П. (Україна). – заявка № 20041209957; заявл. 16.12.2004; опубл. 15.06.2006, Бюл. № 10.]

З метою мінімізації впливу сторонніх шумів, зумовлених конструктивними особливостями реалізації первинних перетворювачів та інформаційно-вимірювальних каналів витрати газу, використано формувач ширококосмугових сигналів [Пат. 95677 Україна, МПК(2011) G01F 25/00 G01F 1/32. Спосіб вимірювання витрати газових середовищ / Мельничук С.І., Рудак С.М. (Україна). – заявка № а 2009 11068; заявл. 02.11.2009, опубл. 25.08.2011, Бюл. № 16.], що забезпечує надійне джерело інформації про контрольований параметр безпосередньо в точці вимірювання, рис.2.14б.

Отже, неперервні пульсації тиску, що утворюються завихреним потоком на замірній ділянці 1 після проходження формувача сигналів 2 за допомогою перетворювача акустичних коливань 3 трансформуються в аналоговий електричний сигнал $s(t)$, що передається на цифровий засіб опрацювання сигналу 4, який включає в себе підсилювач, АЦП, цифровий фільтр та обчислювач. Сигнал у вимірювальному каналі є неперервним але перетворюється у послідовні цифрові інформаційні пакети на основі одиничних перетворень амплітуди сигналу s_j і опрацьовується, рис. 2.14.

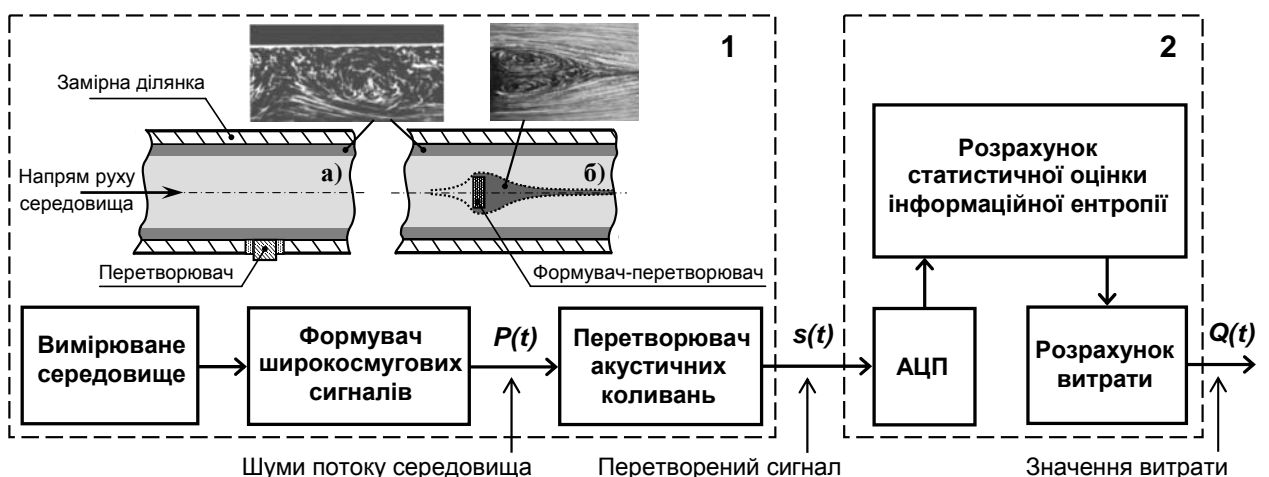


Рис. 2.14 – Схеми формування, перетворення та опрацювання сигналів зі змінною інформаційною ентропією: 1 – джерела формування сигналів первинного перетворювача на замірній ділянці: а) без формувача, б) з формувачем; 2 – цифрового засобу визначення витрати за оцінками інформаційної ентропії сигналу перетворювача

Кількість станів сигналу S визначається розрядністю АЦП, під станом сигналу слід розуміти його квантовані значення. Далі інформаційні пакети опрацьовуються в цифровому обчислювальному пристрої, в якому реалізовано алгоритм фільтра – обчислення зваженої суми послідовних значень сигналу. Після чого здійснюється розрахунок оцінок інформаційної послідовних фрагментів, значення яких пропорційні до величини витрати контрольованого середовища.

З врахуванням того, що реалізації вимірюваного сигналу s_j можуть бути статистично залежними, то найбільш доцільно здійснювати розрахунок оцінки ентропії за формулою К.Шеннона (2.24), яка передбачає аналіз винятково імовірнісних характеристик наявних випадкових широкополосних сигналів інформаційних пакетів [50, 51, 161].

Таким чином, для запропонованих в [162 - 165] підходів опрацювання представленням амплітуд деякого оцифрованого вимірювального сигналу є вектор $S = (s_1, s_2, \dots, s_n) \in [-32768; 32767]^n$, що зумовлено формуванням даних з використанням 16-ти розрядного АЦП, частота дискретизації 4.41 КГц. Означимо тепер відображення оцінок ентропії такого сигналу

$\hat{h}_s : [-32768; 32767]^n \rightarrow [0; 16]^{\lfloor \frac{n}{w} \rfloor}$, де $\lfloor \frac{n}{w} \rfloor$ – округлення результату до меншого

цілого, таким чином:

$$\hat{h}_s(S) = (\hat{H}(s_1, s_2, \dots, s_w), \hat{H}(s_{w+1}, s_{w+2}, \dots, s_{w+w}), \dots, \hat{H}(s_{w+\dots+w+1}, \dots, s_n)), \quad (2.30)$$

де: \hat{H} – функція розрахунку оцінки інформаційної ентропії за формулою (2.24) К.Шеннона,

s_i – елемент вектора фрагменту сигналу S ,

w – розмір фрагменту вектора S за яким розраховується \hat{H} .

Отже кожному фіксованому фрагменту широкополосного сигналу ставиться у відповідність вектор оцінок інформаційної ентропії, який отримуються через застосування функції розрахунку ентропії \hat{H} за

формулою К.Шеннона до наборів відповідних елементів (координат) вектора амплітуд сигналу S , рис.2.15. Структурно процес зчитування та опрацювання вимірювальних сигналів подано на рис. 2.14.

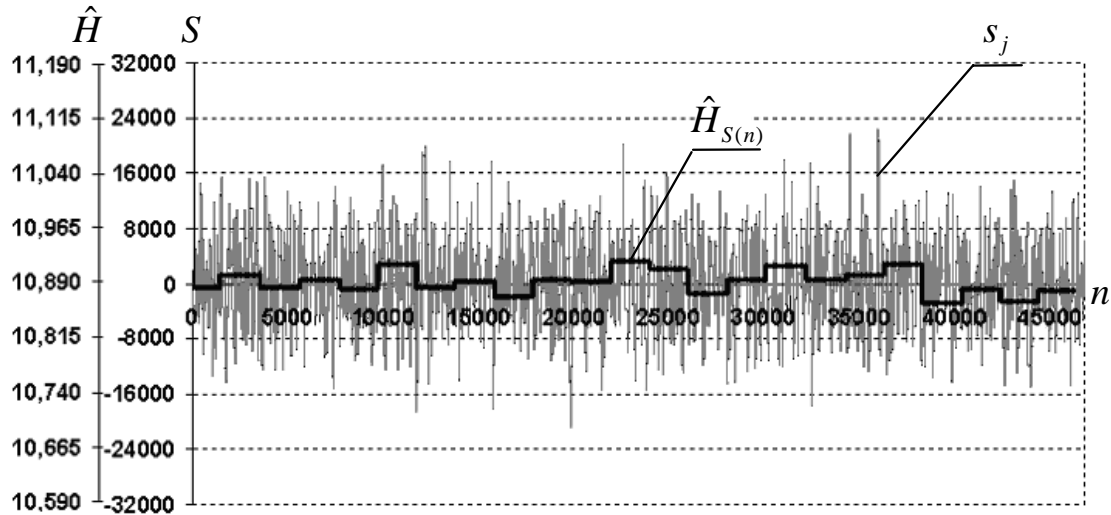


Рис. 2.15. Випадковий вимірювальний сигнал S з відповідними оцінками

$\hat{H}_{S(n)}$ його послідовних фрагментів для $Q = 5.87 \text{ м}^3/\text{год}$

На основі ряду експериментальних досліджень для витрат вимірювального середовища $1.87 \text{ м}^3/\text{год}$, $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$, $9.89 \text{ м}^3/\text{год}$, розміру фрагменту опрацювання $n = 2048$ відліки, результати яких частково подано на рис. 2.15, підтверджено наявність залежності зміни оцінок інформаційної ентропії шумів контрольованого середовища від величини його витрати.

Доцільно зазначити, що порівняно з методом запропонованим в [163], режим протікання газового середовища, при використанні формувача широкосмугових сигналів, не буде розділятися на ламінарний та турбулентний, оскільки така конструкція забезпечує формування завихрень, стохастичних пульсацій [166, 167].

Крім того, запропонований автором метод опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів, в порівнянні з методом [163], забезпечується збільшення швидкості переміщення вимірювального середовища. Розрахунок епюр швидкостей для формувача широкосмугових

сигналів, який розташований на осі потоку газу подано на рис. 2.16б. При використанні формувача сигналів, за достатньо малих швидкостей, потік перебуває в ламінарному режимі. За гіпотезою Ландау, зі збільшенням швидкості не завихреного потоку система переходить в новий стійкий стан, який є сумою вихідного ламінарного руху та накладених на нього періодичних коливань.

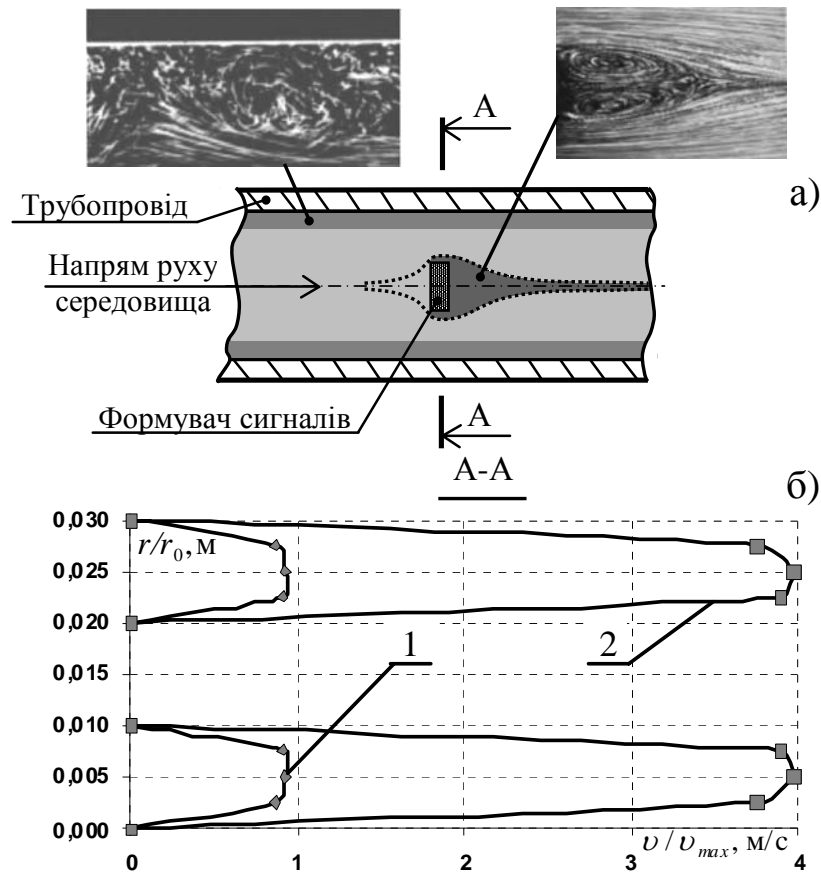


Рис. 2.16. Джерела формування інформаційних сигналів середовища а) та епюри швидкостей для різних режимів руху середовища: 1 – $1,87 \text{ м}^3/\text{год}$ та 2 – $7,84 \text{ м}^3/\text{год}$ перетворювача з формувачем широкосмугових сигналів б)

При подальшому зростанні Re такий рух також практично втрачає стійкість, що призводить до нового періодичного коливання. Таким чином в гідродинамічній системі з великими числами Re буде генеруватися велика кількість коливань, що називають розвиненою турбулентністю. Проте на сьогоднішній час гіпотеза не здобула достовірного експериментального

підтвердження, що зумовлено виникненням нового трактування турбулентного режиму, однією з моделей якого є локально-ізотропна турбулентності [168] а внесення в потік деякого тіла обтікання дозволяє прискорити межу настання розвиненої турбулентності.

В результаті, на формувач вимірювальних сигналів, внесений в потік діятимуть фактори, які зумовлюють виникнення аеродинамічного зусилля. Попереду потік гальмується, в результаті чого енергія руху потоку перетворюється в енергію статичного тиску, що як наслідок призводить до виникнення різниці тисків навколо формувача. Іншим фактором є наявність сили лобового опору, що пояснюється втратою кінетичної енергії потоку при обтіканні країв тіла. Фактично відбувається інтенсивна взаємодія з перепонами, гальмування потоку та вихроутворення, як наслідок, змінюються частотні характеристики випадкових вимірювальних сигналів. Така ситуація зумовила необхідність проведення додаткових експериментальних досліджень для аналізу спектру частот інформаційного сигналу (на базі стаціонарної еталонної установки дзвонового типу ІВФ “Темпо”, див. розділ 1.2, для замірної ділянки $\varnothing 30$ мм, стабілізованої температури $20 \pm 0.5^\circ\text{C}$, тиску 114.0 мм водяного стовпа, середовище – повітря) для характерних витрат, що відповідають різним режимам руху, результати подано на рис. 1.11.

На основі результатів багатократних експериментальних досліджень встановлено, що розподіл потужності за спектром найбільший в області частот від 0 Гц до 1 КГц, що підтверджує наявність довготривалих завихрень, характерних для перехідного і турбулентного режимів переміщення. Потужність стохастичного інформаційного сигналу, зі збільшенням частоти ω , значно зменшується і подальше розширення, понад 20 КГц, частотного спектру є недоцільним. З врахуванням досліджуваного діапазону частот, 0 – 20 КГц, для опрацювання вимірювальних сигналів достатньо вибрати частоту дискретизації АЦП 44.1 КГц., яка за теоремою Котельникова [169],

щодо повного відтворення внутрішньоімпульсної частотної нестабільності має бути вдвічі більшою від смуги частотного спектру сигналу. З метою порівняння характеристик випадкових вимірювальних сигналів отриманих згідно методів [163] та [165] їх спектри, для витрати середовища $5,87 \text{ м}^3/\text{год.}$, подано на рис. 2.17. Як можна побачити, використання формувача забезпечує збільшення потужності інформаційних сигналів в точці вимірювання $\approx 13 \text{ dB}$ (в 20 разів), що дозволяє зменшити вплив неінформативних складових, породжених місцевими опорами. Доцільно зазначити, що збільшення потужності таких вимірювальних сигналів зумовлює зміну оцінок інформаційної ентропії шумів потоку, що пояснюється зростанням кількості можливих станів (значень амплітуд), які приймає сигнал.

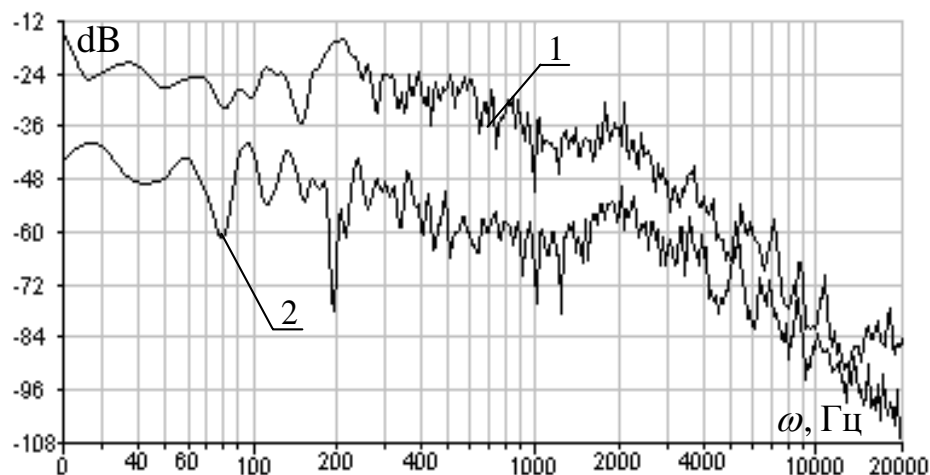


Рис. 2.17. Спектри вимірювальних сигналів для витрати середовища $5,87 \text{ м}^3/\text{год}$ для: 1 – з формувачем широкосмугових сигналів; 2 – без формувача широкосмугових сигналів

На основі багатократних експериментальних досліджень, проведених на базі стаціонарної еталонної установки дзвонового типу ІВФ “Темпо” (див. розділ 1.2), вперше отримано емпіричну залежність, яка дозволяє здійснити попередній опис взаємозв’язку оцінок інформаційної ентропії амплітуди шумів потоку газового середовища (повітря) рис. 2.18, від швидкості його переміщення замірною ділянкою:

$$\hat{H}_{S(n)} = 2.8611Ln(v) + 10.8045 \quad (2.31)$$

де: v - швидкість переміщення контрольованого середовища в точці вимірювання, м/с.

Необхідно зазначити, що при проведенні експериментальних досліджень, як первинний параметр використано величину витрати контрольованого середовища, а також внутрішні конструктивні параметри замірного вузла, на основі яких реалізовано розрахунок швидкості переміщення.

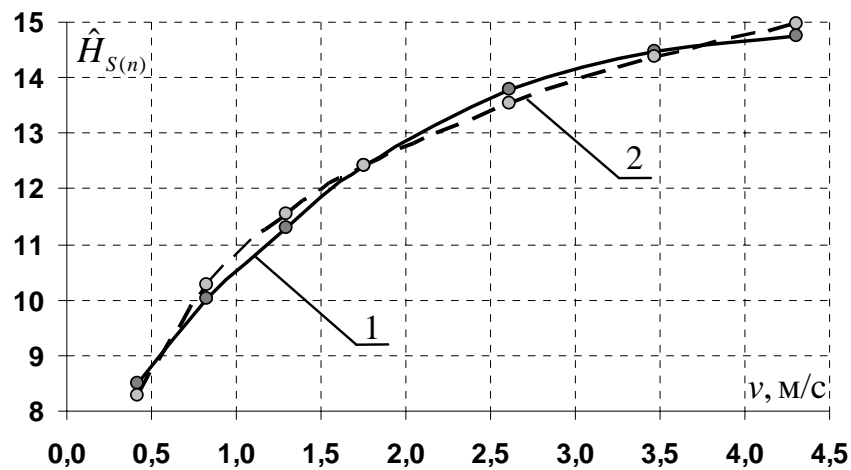


Рис. 2.18. Зміна $\hat{H}_{S(n)}$ випадкового вимірювального сигналу при зростанні швидкості потоку вимірювального середовища – 1, результати отримані за емпіричною формулою 2.31 – 2

Результати проведеного порівняння експериментальних даних та розрахунків отриманих за (2.31) подано в таблиці 2.6.

Отже, отриману залежність можна задовільно подати в логарифмічному представленні, так як при зростанні швидкості переміщення потоку, а отже і витрати контрольованого середовища, його ентропія, як міра невизначеності, зростатиме поки не буде вичерпано відповідну кількість можливих станів, які може прийняти вимірювальний сигнал, причому енергія далі суттєво не змінюється.

Порівняння експериментальних даних та розрахунків на основі емпіричної ентропійної моделі, формула 2.31

Q , м ³ /год	v , м/с	$Mx_{\hat{H}_{S(n)} \text{ досл.}}$	$Mx_{\hat{H}_{S(n)} \text{ розрах.}}$	δ , %
0.94	0.416	8.4970	8.2951	2.38
1.87	0.828	10.016	10.2645	-2.48
2.94	1.300	11.310	11.5552	-2.17
3.97	1.750	12.412	12.4056	0.05
5.87	2.600	13.789	13.5383	1.82
7.84	3.470	14.465	14.3642	0.70
9.89	4.310	14.765	14.9844	-1.49

Як можна побачити, зростання величини витрати зумовлює зростання розрахованих оцінок інформаційної ентропії послідовних фрагментів випадкового вимірювального сигналу. Однак частотні характеристики таких сигналів, що показано в роботах [163, 170 - 172] не мають лінійного зв'язку з ентропійними характеристиками, що приводить до необхідності дослідження зміни характеристик інформаційної ентропії ширококутових сигналів в різних частотних смугах.

Отже, запропонований автором в [162 - 165] метод опрацювання ширококутових випадкових сигналів, які зумовлені стохастичними процесами зумовленими переміщенням контрольованого середовища дозволяє використати нові імовірнісні, зокрема ентропійні, характеристики амплітуд вимірювальних сигналів як окреме джерело інформації про контрольований параметр, що дозволяє спростити процедури цифрового опрацювання, збільшити потужність інформаційних сигналів в точці вимірювання а також зменшити вплив неінформативних складових шумів середовища, зумовлених конструктивними особливостями замірної ділянки і як наслідок зменшити вплив додаткових джерел формування ширококутових сигналів до первинного перетворювача.

2.3. Дрейф нуля при оцінюванні інформаційної ентропії амплітуд випадкових вимірювальних сигналів первинного перетворювача

Важливою експлуатаційною, а також метрологічною характеристикою первинних перетворювачів та інформаційно-вимірювальних вважають дрейф нуля, що за ДСТУ 2681-94 визначається як повільна зміна з часом метрологічних характеристик засобу вимірювання, тобто відхилення від нуля в часі показів первинного перетворювача при опрацюванні сигналу, в якому відсутні зміни, які зумовлені зміною вимірюваного параметру [173, 174].

Враховуючи те, що дрейф нуля фактично зумовлений фізико-хімічними процесами, які зумовлюють різного роду спотворення параметрів сенсора перетворювача і практично не залежать від режимів переміщення та характеристик середовища, то це дозволяє розглянути вимірювальний сигнал як деяку сукупність цілком окремих, статистично незалежних інформаційних джерел. Отже, основна складова інформаційно-вимірювального сигналу $\hat{H}_{S(n)}$ – широкосмугові сигнали стохастичних процесів зумовлені обтіканням формувача з множиною можливих станів $S = \{s_1, s_2, \dots, s_k\}$, додаткова $\hat{H}_{D(t)}$ – відносно повільна, фактично незмінна в ході одного вимірювання, зміна в часі характеристика сенсорного елемента первинного перетворювача з множиною можливих станів $D = \{d_1, d_2, \dots, d_l\}$.

За таких умов інформаційну ентропію випадкового вимірювального сигналу можна розглядати як ентропію об'єднання двох інформаційних джерел $\hat{H}(S, D)$. З врахуванням того, що $p(s_i, d_j)$ – це ймовірність сумісної появи двох станів згаданих джерел, то ентропія $\hat{H}(S, D)$ є середньою кількістю інформації, яка припадає на два довільних стани S та D і може бути визначена згідно формули [2, 161, 175]:

$$\hat{H}(S, D) = - \sum_i \sum_j p(s_i, d_j) \log p(s_i, d_j). \quad (2.32)$$

Доцільно зауважити, що у випадку статистично незалежної появи станів джерел S та D інформаційна ентропія їх об'єднання буде рівна сумі ентропій окремо взятих джерел [2, 161]:

$$\hat{H}(S, D) = \hat{H}(S) + \hat{H}(D). \quad (2.33)$$

З врахування того, що кількість можливих станів $S = \{s_1, s_2, \dots, s_k\}$ для основної складової вимірювального сигналу залежить від контрольованого середовища, а також розрядності аналого-цифрового перетворювача то безумовна інформаційна ентропія такого джерела визначатиметься згідно формули (2.24) [2, 15], причому значення оцінок ентропії досягають максимуму за рівноймовірних появ наявних станів сигналу.

Додаткова складова, яка є результатом спотворення характеристик сенсора перетворювача, практично буде обмежена одним з наявної кількості можливих станів, так як швидкість зміни параметрів сенсора настільки мала, що дозволяє їх вважати незмінними в ході одного вимірювання [40]. Отже, маємо $D = \{d_1\}$, відповідно $p(d_1) = 1$, в такому випадку отримуємо:

$$\hat{H}(D) = -\sum_i 1 \log 1 = 0, \quad (2.34)$$

в результаті:

$$\hat{H}(S, D) = \hat{H}(S) + \hat{H}(D) = \hat{H}(S) + 0 = \hat{H}(S). \quad (2.35)$$

Отже, згідно вище поданих тверджень, запропонований автором підхід опрацювання інформаційно-вимірювальних сигналів є практично нечутливим до дрейфу нуля первинного перетворювача.

Для перевірки отриманого висновку проведено дослідження, в чисельному експерименті, в ході яких модельовано вплив дрейфу нуля амплітуди первинного перетворювача. Приклади фрагментів модельованих сигналів для витрати вимірюваного середовища $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$ зі зміщенням $\varepsilon = 5\%, 7\%, 10\%$, а також -5% від максимального значення подано на рис. 2.19. Слід зауважити, що вимірювальні сигнали зчитувались та перетворювались 16-ти розрядним аналого-цифровим перетворювачем, що

дозволяє отримати 65535 можливих станів амплітуди сигналу (smpl), а для максимальних витрат діапазон значень не перевищує 58980 станів, тобто $\approx 90\%$. Практично діапазон є основним обмеженням щодо дрейфу нуля первинного перетворювача, тобто найбільше зміщення, за якого забезпечується адекватність процесу вимірювання не повинно перевищувати 10% кількості можливих станів сигналу.

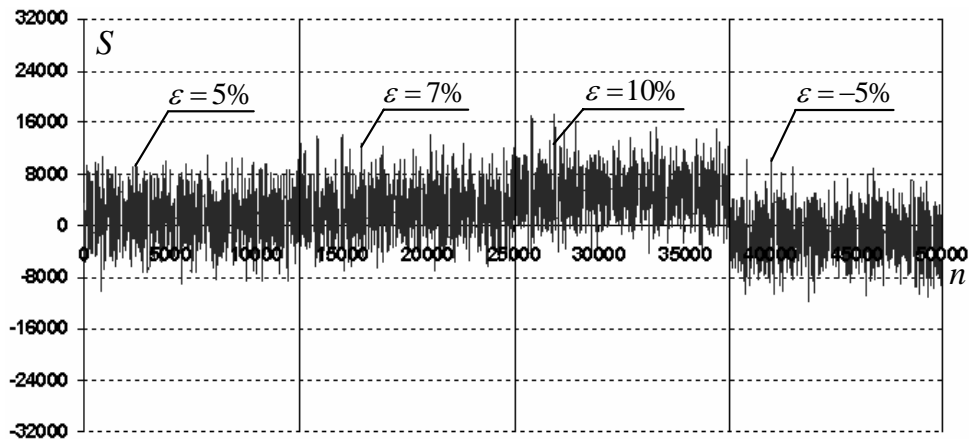


Рис. 2.19. Модельовані зміщення випадкових вимірювальних сигналів S на величину ε для витрати $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$

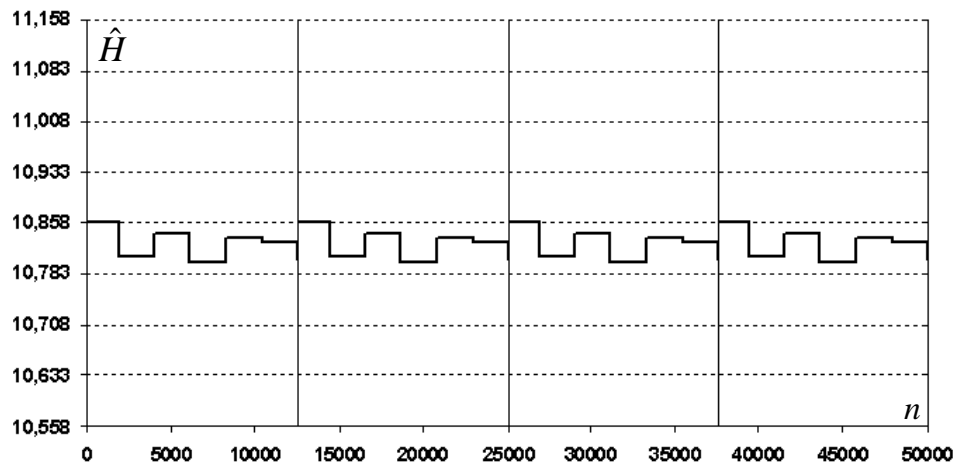


Рис. 2.20. Оцінки інформаційної ентропії для модельованих зміщень випадкових вимірювальних сигналів S витрати $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$

Як можна побачити, рис. 2.20, змодельований дрейф нуля амплітуди випадкових вимірювальних сигналів у згаданих межах не впливає на оцінки

інформаційної ентропії відповідних фрагментів таких сигналів які залишаються ідентичними в усіх розглянутих випадках.

З огляду на вищевикладене доцільно провести більш детальне вивчення задач, які необхідно вирішити в ході розробки запропонованого підходу щодо реалізації інформаційно-вимірювальної системи витрати за ентропійними оцінками шумів завихреного потоку, зокрема: дослідження складових спектру інформаційно-вимірювальних сигналів та визначення тих, які характеризуються максимальною залежністю від витрати вимірювального середовища, що дозволить підвищити точність вимірювання; дослідження впливу розрядності АЦП на значення оцінок інформаційної ентропії шумів потоку середовища та вибір такого, що забезпечить найменше СКВ цих оцінок на всьому діапазоні вимірювання; дослідження різних інформаційних мір розрахунку оцінок ентропії при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів, що забезпечить зменшення невизначеності результатів спостережень та водночас дозволить спростити процедуру опрацювання цифрових потоків вимірювальної інформації; дослідження впливу розподілу амплітуд вимірювальних сигналів на математичне сподівання та СКВ оцінок їх інформаційної ентропії.

Отже, вперше встановлено і доведено, що запропонований автором підхід ентропійного опрацювання широкосмугових випадкових сигналів зумовлених стохастичними процесами потоку газового середовища є інваріантним до зміщення амплітуди (напруги) вимірювального сигналу, що фіксується сенсорним елементом первинного перетворювача чи інформаційно-вимірювальної системи, що обумовлює перспективність застосування ентропійних оцінок при визначенні витрати контрольованого середовища а також забезпечує стабільність роботи перетворювача.

2.4. Ентропійна інформативність смуг частотного спектру широкосмугових інформаційно-вимірювальних сигналів

З врахуванням того, що запропонований в [162 - 165] підхід опрацювання передбачає введення в потік формувача широкосмугових сигналів, що фактично наближає перетворювач до класу вихрових засобів, то доцільно провести аналіз особливостей функціонування таких пристроїв. Суттєвою відмінністю запропонованого способу, порівняно з вихровими, є оцінювання імовірнісних, зокрема ентропійних характеристик випадкових вимірювальних сигналів, у випадку вихрових – реалізується оцінювання амплітудних періодичних складових низькочастотних коливань. Однак, в обох випадках вимірювальні сигнали зумовлені взаємодією середовища з вихороутворюючим елементом, причому для вихрових перетворювачів інформаційну складову частоти таких коливань $f = \nu \cdot Sh/d$ визначають за критерієм Струхаля Sh [22, 36], тобто залежність між витратою Q та f описується таким рівнянням:

$$Q = (s_{\min} d/Sh)(\nu \cdot Sh/d), \quad (2.36)$$

де: ν – швидкість руху потоку середовища;

d – діаметр (характерний розмір) формувача сигналів;

s_{\min} – площа найменшого перерізу потоку навколо тіла обтікання.

Отже, у вихрових перетворювачах в якості вимірювальної інформації використовується лише частина сигналу – низькочастотні складові, що не дозволяє збільшити точність вимірювання пристроїв, реалізованих на основі згаданого методу. При використанні стохастичних коливань, як опосередкованого носія інформації про величину витрати контрольованого середовища, виникає необхідність враховувати швидкість їх поширення середовищем в околі точки вимірювання. Так для порівняння, швидкість поширення акустичних коливань в газовому середовищі визначається за формулою [176]:

$$v = \sqrt{\gamma \frac{RT}{m}} \approx 331,5 + (0,6 \cdot \theta), \quad (2.37)$$

де: R – газова стала, Дж/(моль · К),

m – молярна маса, г/моль,

γ – адіабатний показник,

θ – температура, °С.

Отже, при швидкості поширення сигналу понад 331.5 м/с швидкість вимірювального середовища суттєво менша, що не дозволяє ефективно застосувати аналітичні описи для опрацювання сигналів на основі розробленого в [165] підходу. В результаті, запропонована конструктивна модернізація замірної ділянки, зокрема введення в потік формувача широкосмугових сигналів, що приводить до зміни режиму переміщення вимірювального середовища і, як наслідок, зумовлює перерозподіл інформативної складової про витрату в частотних смугах. Таким чином, доцільно проаналізувати відповідні спектральні складові шумів завихреного потоку. Отримані в результаті проведення багаткратних експериментальних досліджень вимірювальні сигнали, що фіксувалися первинним перетворювачем [177] в діапазоні 20-20000 Гц дозволяють проаналізувати вплив наявних складових на такі характеристики оцінок інформаційної ентропії випадкових вимірювальних сигналів як математичне сподівання Mx та σ середній квадратичний відхил. З врахуванням того, що інтенсивність різних складових спектру, випадкового вимірювального сигналу, по-різному впливає на його ентропійні характеристики, необхідно забезпечити виділення ефективних частотних смуг, які б дозволили мінімізувати вплив смуг спектру, які містять недостатню кількість інформації про досліджуваний параметр контрольованого середовища.

З метою вирішення окресленої проблеми проведено ряд експериментальних досліджень для витрат вимірювального середовища 1.87 м³/год, 3.93 м³/год, 5.87 м³/год, 7.84 м³/год та 9.89 м³/год. Для кожної з

яких проводилось опрацювання послідовних фрагментів випадкових акустичних коливань, за якими здійснювався розрахунок оцінок інформаційної ентропії, що є носієм інформації про величину витрати. Крім того, в програмному вигляді реалізовано цифровий фільтр, на основі використання поширених бібліотек функцій цифрової фільтрації, які імпортуються як додаткові компоненти в мовах високого рівня [178, 179], що дозволило спростити апаратне забезпечення.

В ході першого етапу досліджень почергово проведено опрацювання випадкового інформаційно-вимірювального сигналу смуговим фільтром для покрокового аналізу задіяного діапазону частот спектру, отриманого для максимальної витрати вимірювального діапазону $9.89 \text{ м}^3/\text{год}$ з подальшим підсиленням кожної частотної смуги до енергетичних характеристик сигналу $S_a(t)$ відповідних витрат, рис. 2.21.

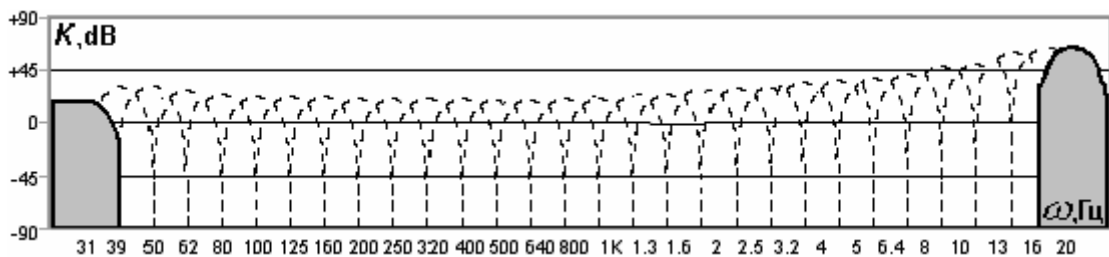


Рис. 2.21. Спектральна смуга опрацювання випадкового сигналу і відповідні K підсилення з урахуванням енергетичних характеристик для Q $9.89 \text{ м}^3/\text{год}$

Встановлено, що найменше значення K – коефіцієнту підсилення потребує окіл частоти 400 Гц – 12.05 dB . Для мінімізації спотворень вимірювального сигналу, зумовлених обмеженням розрядності АЦП та зручності алгоритмічно-програмної реалізації, використано $K = 10 \text{ dB}$.

Слід зазначити, що ентропійні характеристики рис. 2.22-2.24 для різних частотних смуг можуть перетинатися та накладатися при збільшенні витрати, що унеможливорює їх використання, як носія інформації про вимірювальний параметр. Також критерієм доцільності використання частотної смуги є $СКВ$

оцінок ентропії, яка повинна бути мінімальною [180]. За результатами аналізу експериментальних даних можна побачити, що найдоцільніше проводити дослідження частотних смуг $\approx 160\text{-}20000$ Гц.

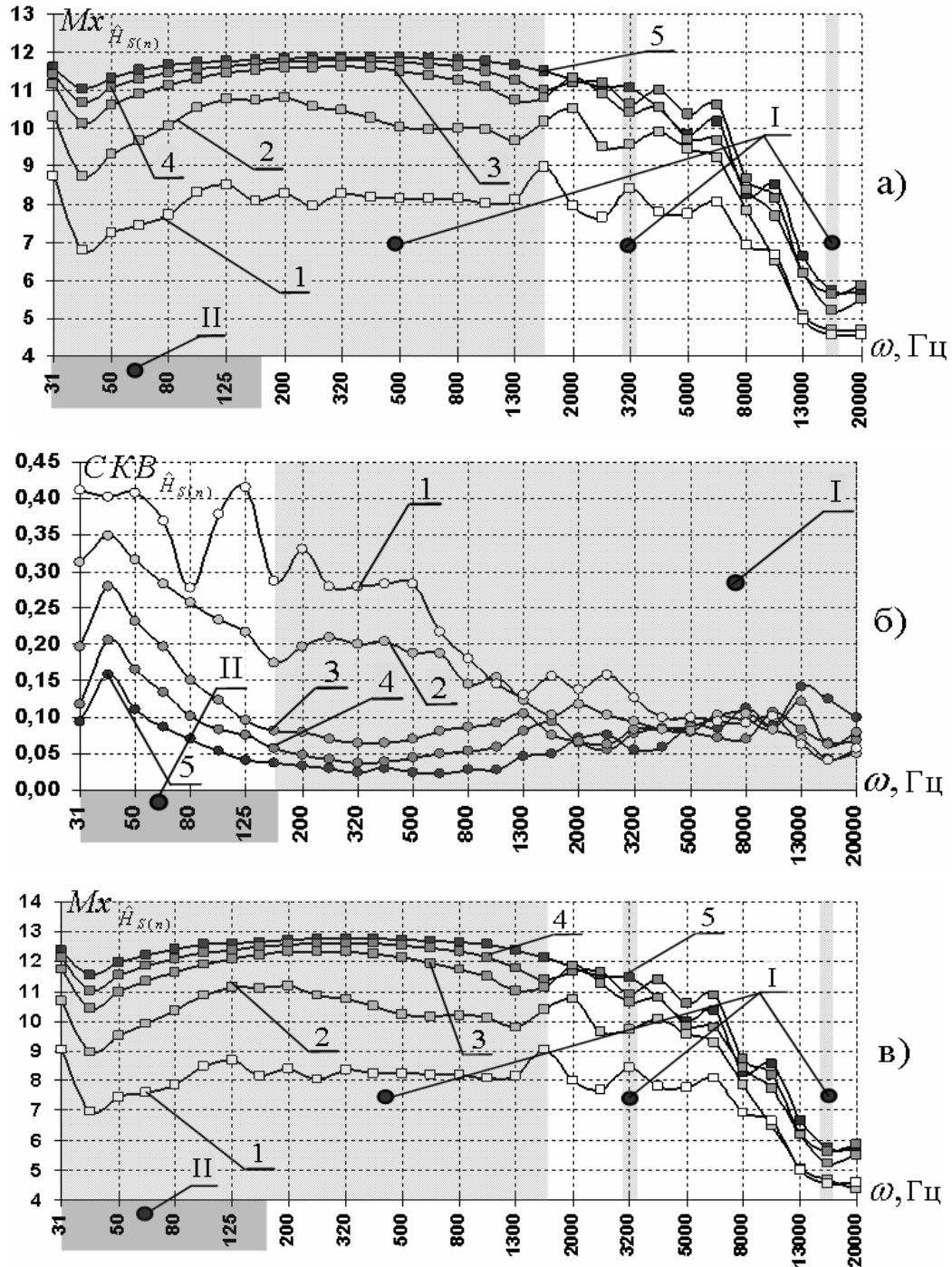


Рис. 2.22. Характеристики $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) та $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) для витрат середовища: 1 – 1.87 м³/год, 2 – 3.97 м³/год, 3 – 5.87 м³/год, 4 – 7.84 м³/год, 5 – 9.89 м³/год після фільтрації з $K = 10$ дВ для $n = 4096$ і $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ в) для $n = 8193$ відліки

За результатами накладання діапазонів спектрів сигналів для Mx та $СКВ$ їх ентропійних оцінок встановлено, що найбільш інформативними ділянками слід вважати: 31-1600 Гц, $3200 \pm 0.5\%$ Гц, $16000 \pm 0.5\%$ Гц.

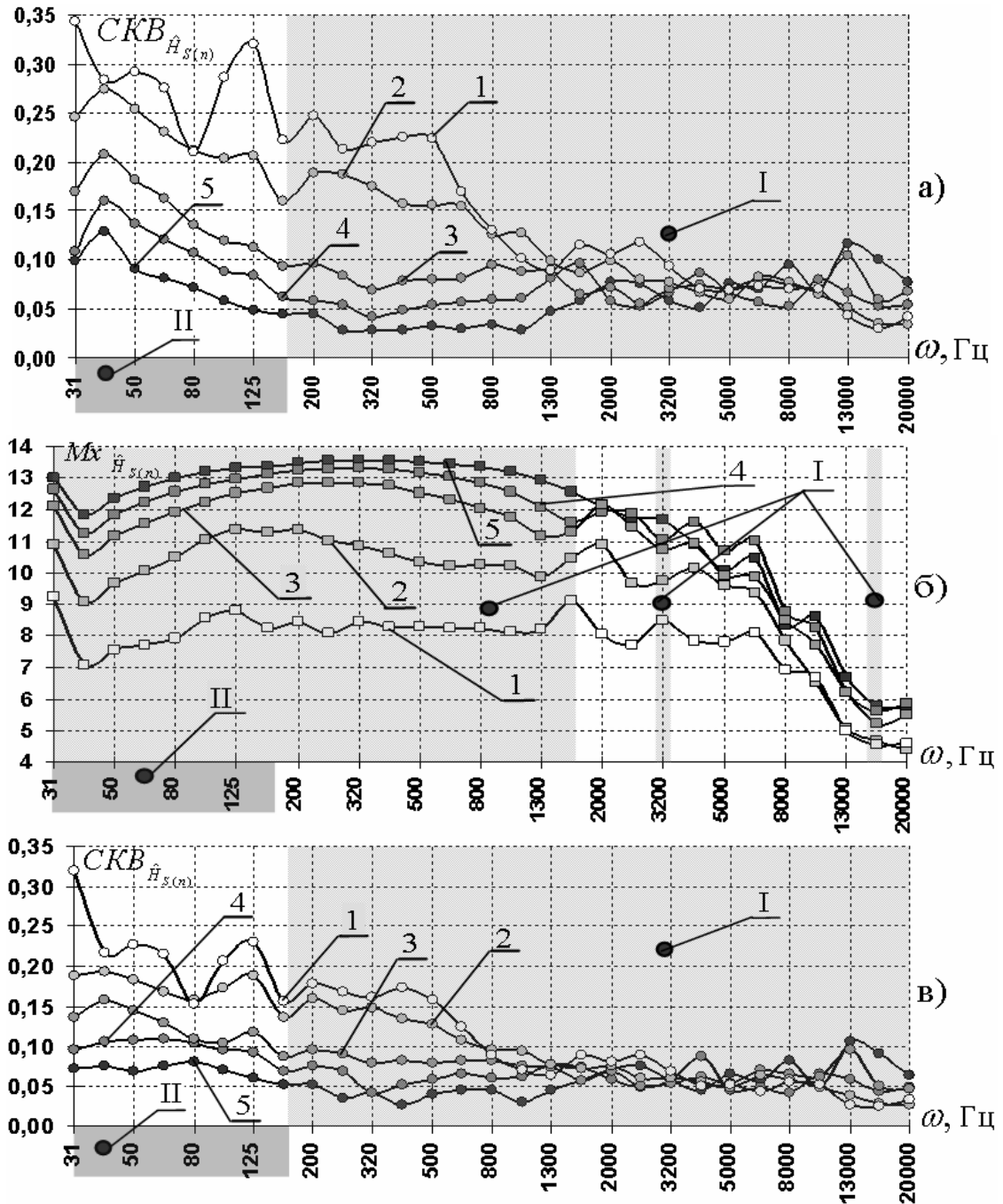


Рис. 2.23. Характеристики $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) для витрат середовища:

1 – $1.87 \text{ м}^3/\text{год}$, 2 – $3.97 \text{ м}^3/\text{год}$, 3 – $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$, 4 – $7.84 \text{ м}^3/\text{год}$, 5 – $9.89 \text{ м}^3/\text{год}$

після фільтрації з $K = 10 \text{ dB}$ для $n = 8192$ відліки і $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ б), $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ в) для

$n = 16384$ відліки

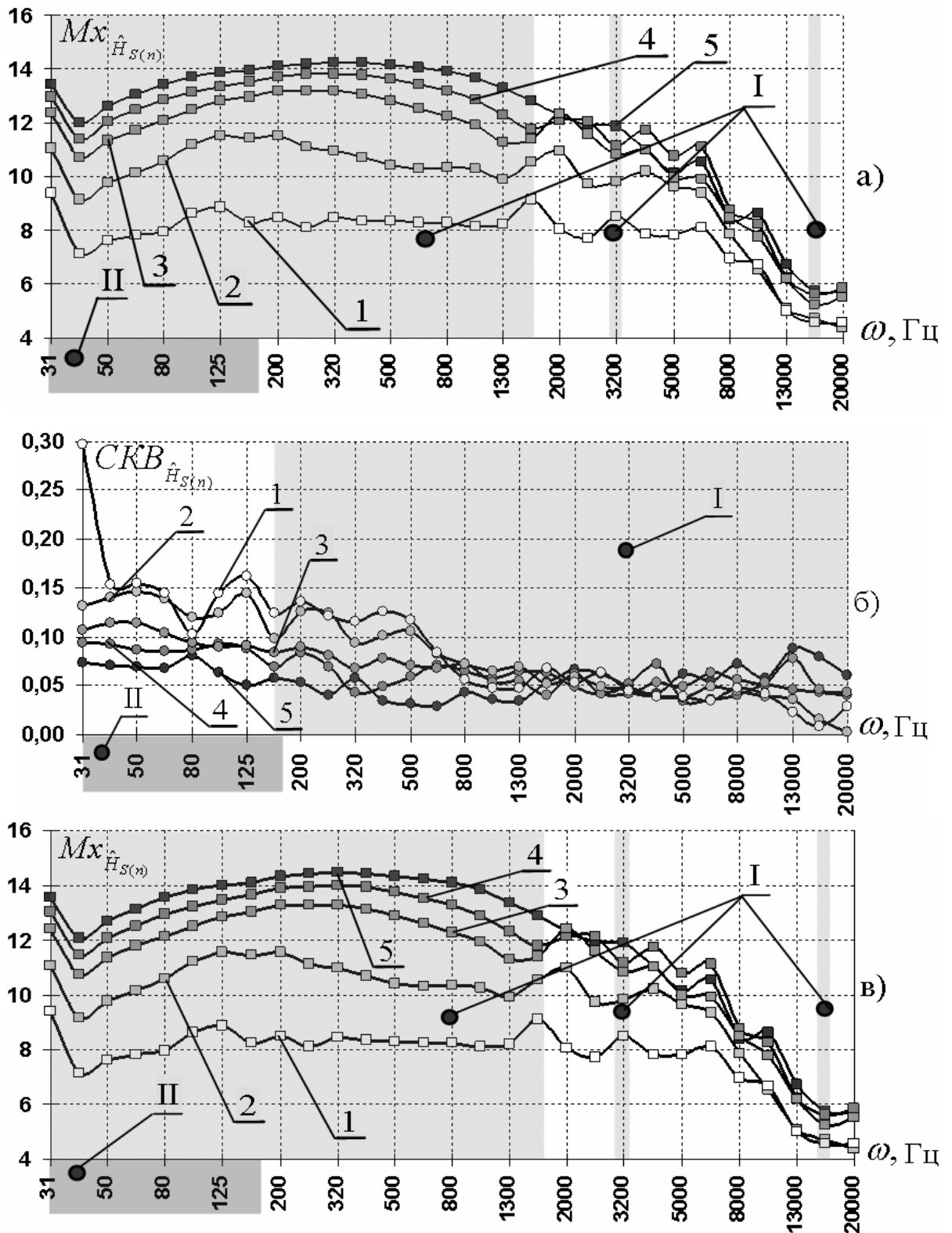


Рис. 2.24. Характеристики $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а), та $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) для витрат середовища: 1 – 1.87 м³/год, 2 – 3.97 м³/год, 3 – 5.87 м³/год, 4 – 7.84 м³/год, 5 – 9.89 м³/год після фільтрації з $K = 10$ dB для $n = 32768$ і $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ в) для $n = 44100$ відліки

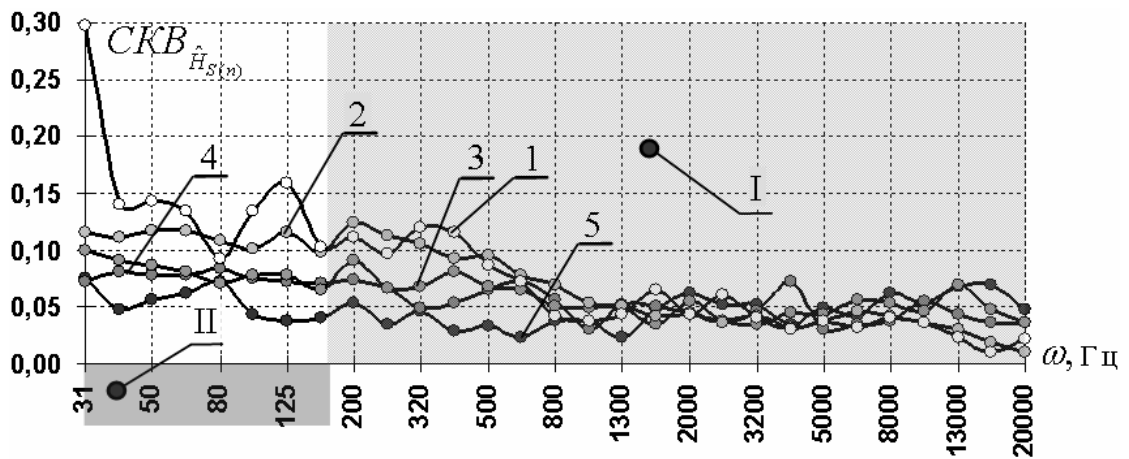


Рис. 2.25. Характеристики $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ для витрат середовища:

1 – $1.87 \text{ м}^3/\text{год}$, 2 – $3.97 \text{ м}^3/\text{год}$, 3 – $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$, 4 – $7.84 \text{ м}^3/\text{год}$, 5 – $9.89 \text{ м}^3/\text{год}$
після фільтрації з $K = 10 \text{ dB}$ для $n = 44100$ відліки

Отже, у випадку використання вихрового методу визначення витрати як інформаційна задіяна частотна смуга від 16,7 до 172,7 Гц, рис. 2.22-2.25, зона II, яка характеризується найбільшим СКВ оцінок інформаційної ентропії випадкових сигналів, що зумовлює недоцільність її використання є при реалізації перетворювачів на основі запропонованого методу. Проте з погляду зміни енергії, яка характеризується зміною Mx , така смуга зазнає найбільших змін, тому її використання у первинних перетворювачах, що ґрунтуються на опрацюванні амплітуди є виправданим, з іншого боку імовірнісний підхід дозволяє опрацювати ширшу частотну смугу випадкових вимірювальних сигналів [181, 182].

З огляду на отримані результати автором запропоновано провести дослідження ефективності сумісного використання виділених спектральних смуг інформаційно-вимірювальних сигналів, оскільки такий підхід дозволяє вилучити неінформативні смуги частотного спектру і, як наслідок, покращити ентропійні характеристики сигналу.

Аналогічно до попереднього етапу дослідження, для усунення спотворень інформаційно-вимірювального сигналу, зумовлених обмеженням розрядності АЦП використано загальний коефіцієнт підсилення $K = 2 \text{ dB}$

для об'єднання спектральних смуг 160-1600, $3200 \pm 0.5\%$ та $16000 \pm 0.5\%$ Гц. Реалізації інформаційно-вимірювальних випадкових сигналів до та після опрацювання програмно-цифровим фільтром подано на рис 2.26, 2.27.

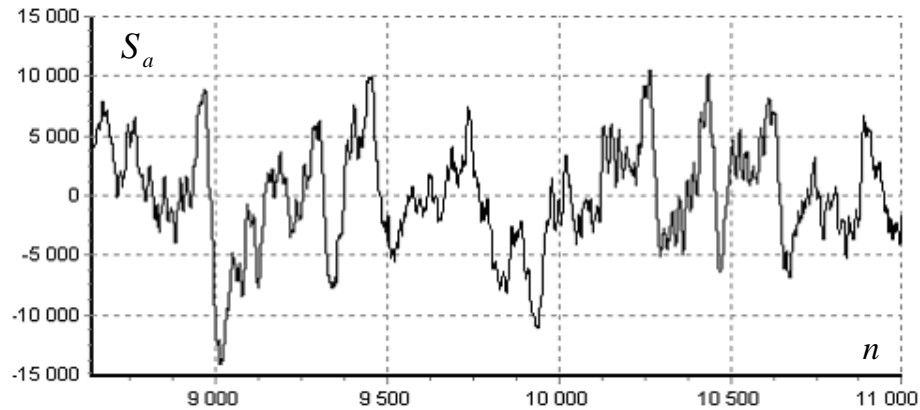


Рис. 2.26. Амплітудне представлення вимірювального сигналу неопрацьованого цифровим фільтром для $Q = 5.87 \text{ м}^3/\text{год}$

При вилученні неінформативних спектральних смуг спостерігається втрата потужності вимірювального сигналу, однак це суттєво не впливає на його імовірнісні, зокрема ентропійні, характеристики.

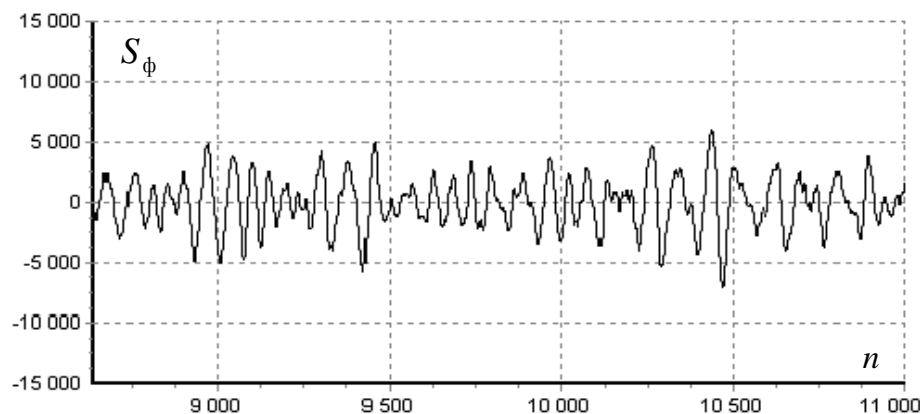


Рис. 2.27. Амплітудне представлення вимірювального сигналу опрацьованого цифровим фільтром для $Q = 5.87 \text{ м}^3/\text{год}$

Отже, при об'єднанні виділених частотних смуг з подальшим обчисленням оцінок інформаційної ентропії послідовних фрагментів вимірювального сигналу [183 - 185] можна побачити, що розподілення

фільтрованих сигналів $S_\phi(t)$ за досліджуваним діапазоном витрат є більшим порівняно не опрацьованим фільтром сигналом $S_a(t)$, рис. 2.28, 2.29.

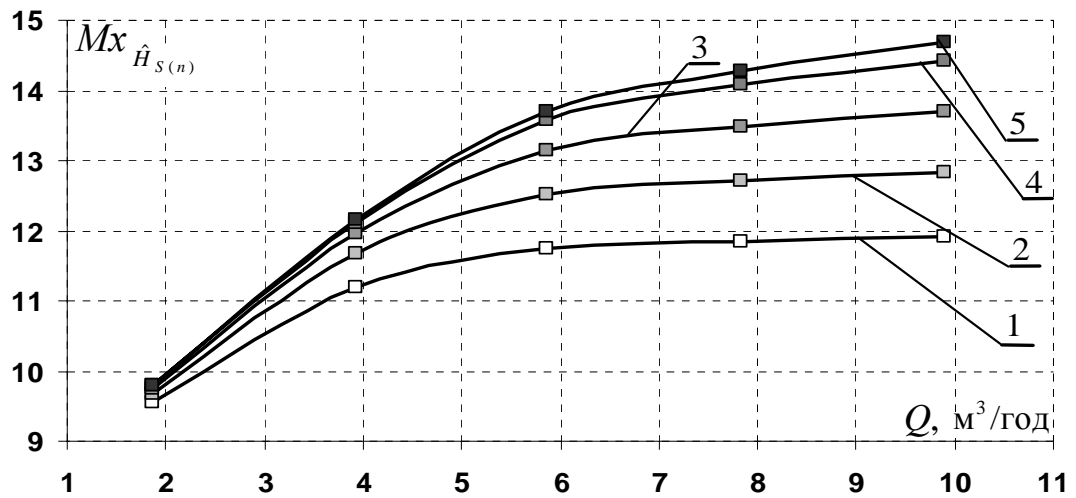


Рис. 2.28. Характеристики зміни $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ для сигналів $S_a(t)$ досліджуваних витрат для n : 1 – 4096, 2 – 8192, 3 – 16384, 4 – 32768 та 5 – 44100 відліків

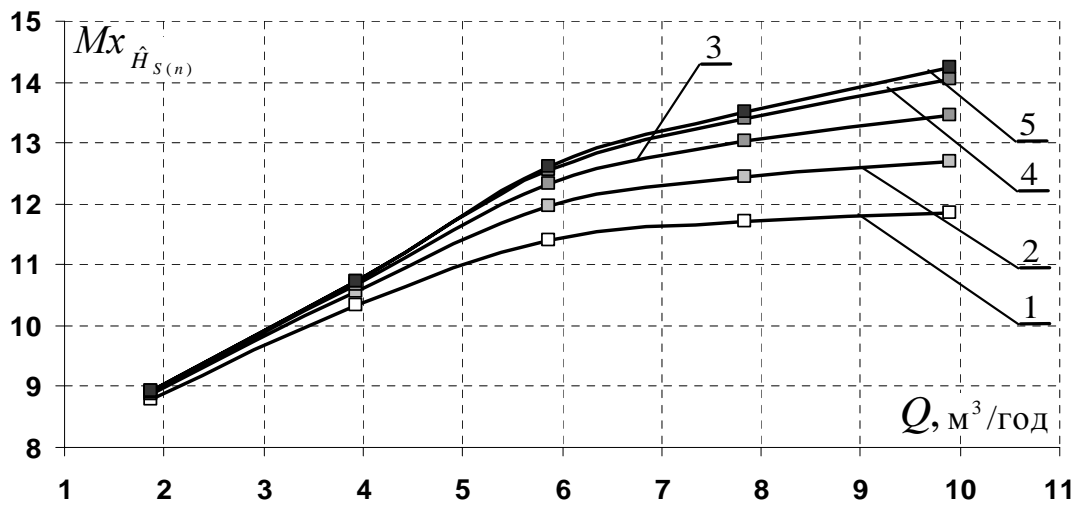


Рис. 2.29. Характеристики зміни $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ для сигналів $S_\phi(t)$ досліджуваних витрат для n : 1 – 4096, 2 – 8192, 3 – 16384, 4 – 32768, 5 – 44100 відліків

Особливо така властивість спостерігається для $n = 4096$ відліків, де значення оцінок інформаційної ентропії витрат $5.87 - 9.89$ м³/год практично не відрізняються. Крім того, $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ сигналу $S_\phi(t)$ (див. рис. 2.31) є дещо

меншими в за малих витрат та невеликих вибірок, при $n = 4096$ і $n = 8192$ відліки, відповідно до сигналу $S_a(t)$ (див. рис. 2.30) і це важливим фактором, так як енергія та стаціонарність широкосмугових вимірювальних сигналів для ентропійних характеристик є меншою, а розсіяність результатів відповідно більшою.

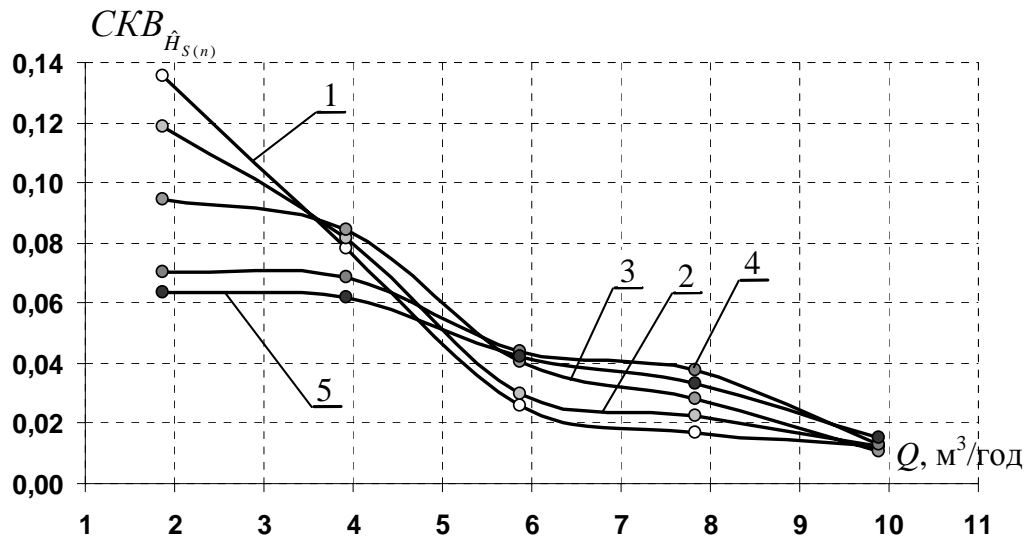


Рис. 2.30. Характеристики зміни $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ сигналів $S_a(t)$ для вибірок n :

1 – 4096, 2 – 8192, 3 – 16384, 4 – 32768, 5 – 44100 відліків

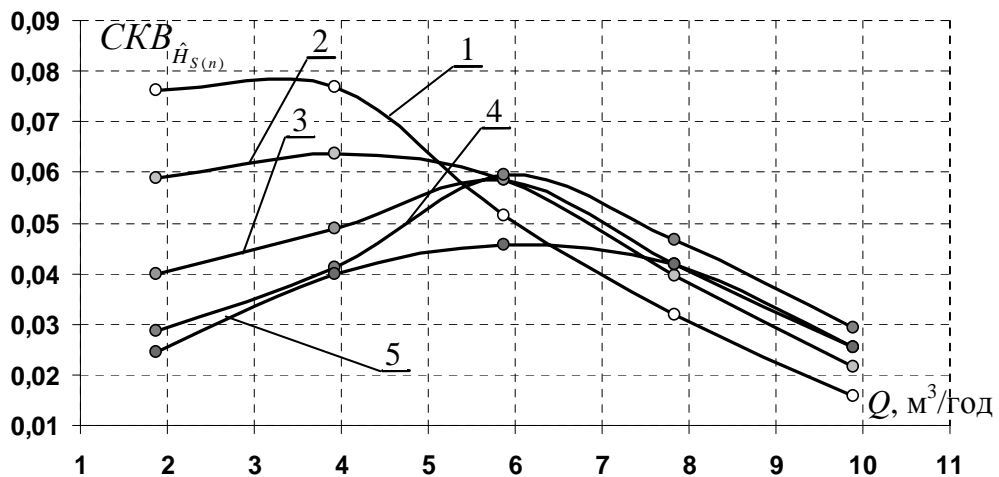


Рис. 2.31. Характеристики зміни $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ сигналів $S_{\phi}(t)$ для вибірок n :

1 – 4096, 2 – 8192, 3 – 16384, 4 – 32768, 5 – 44100 відліків

Оскільки під час спостереження вимірюваний параметр можна описати лише при необмеженій кількості даних, то його визначення майже завжди неповне і робить внесок у невизначеність [186], тобто параметр, що зв'язаний з результатом спостереження і характеризує розсіювання значень, що могли б бути обґрунтовано приписані вимірюваній величині, що може бути, а може і не бути значимою порівняно з необхідною точністю вимірювання. Результати досліджень відносної стандартної невизначеності для сигналів з виділеними інформативними частотними смугами подано на рис. 2.32.

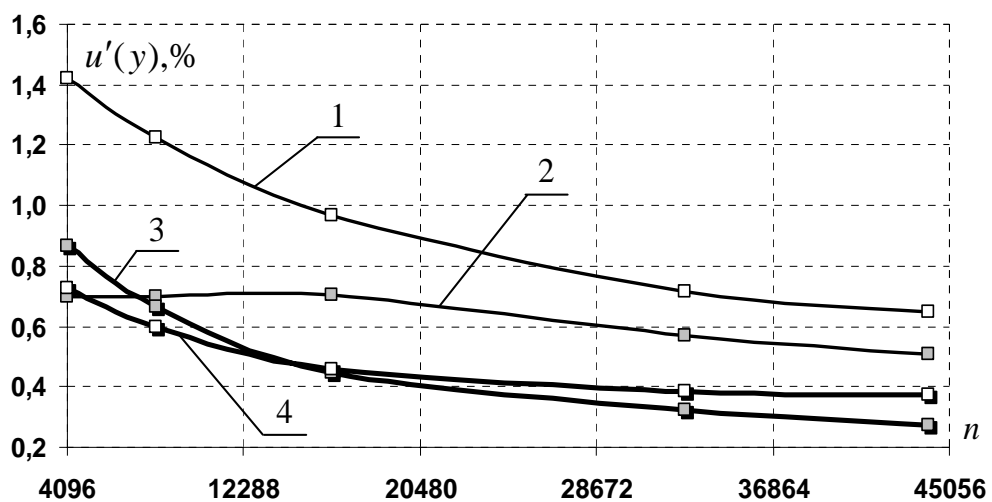


Рис. 2.32. Зміна відносної стандартної невизначеності вимірювання витрати для сигналів 1, 2 – спектральної смуги 31-20000 Гц, 3, 4 – об'єднання спектральних смуг 500-1600, 3200±0.5%, 10000±0.5% Гц для витрат 1.87 м³/год та 3.97 м³/год відповідно

Отже, за результатами проведеного дослідження різних частотних смуг випадкових вимірювальних сигналів вперше встановлено, що використанні об'єднання смуг 160-1600, 3200±0.5% та 16000±0.5% Гц спектру забезпечує зростання розподіленості $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ і зменшення $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$ оцінок інформаційної ентропії сигналу а вилучення зі спектру неінформативних складових частот дозволяє покращити точність вимірювання, зокрема для Q до 3.97 м³/год отримано зменшення відносної стандартної невизначеності на $\approx 32\%$.

2.5. Моделювання впливу розрядності аналого-цифрового перетворювача та ефективність інформаційних мір розрахунку оцінок ентропії

2.5.1. Вплив апертури станів аналого-цифрового перетворювача при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів

Одним із суттєвих факторів, який впливає на оцінки ентропії випадкових сигналів є множина станів АЦП, який задіяно для опрацювання. Доцільно зазначити, що широкосмуговий вимірювальний сигнал є аналоговий, тобто може набувати нескінченну множину станів [48, 187]. При дискретизації фактично відбувається обмеження кількості можливих станів, що відповідно зумовлює зменшення ентропії і погіршення імовірнісні характеристики таких вимірювальних сигналів [188]. Отже, одним з важливих факторів, що впливає на результати оцінювання інформаційної ентропії, є вибір оптимального значення розрядності АЦП а також величини вибірки, за яких значення *СКВ* ентропійних оцінок послідовних фрагментів випадкового вимірювального сигналу було б мінімальним [188, 189].

Для дослідження згаданих питань, проведено експериментальні досліджень, а також моделювання в чисельному експерименті. Інформаційно-вимірювальні випадкові аналогові сигнали сенсора перетворювались 16-ти розрядним АЦП, кількість можливих станів 65535. Для аналізу меншої розрядності АЦП, зокрема: 12 – 4096 станів, 8 – 256 станів відповідно, здійснено математичне перетворення з використанням коефіцієнту, що відповідає кількості рівнів квантування АЦП [190 - 192]: $2^{16} - 65535$; $2^{12} - 4096$; $2^8 - 256$ рівнів відповідно.

Отже, перетворення 16-розрядного сигналу у 12-розрядний – реалізації його амплітуд $s_j^{(16)} / 4096$, при перетворенні у 8-розрядний – $s_j^{(16)} / 256$. Таким чином отримуємо: для 8-розрядного 0 – 256, 12-розрядного 0 – 4096, а для 16-розрядного 0 – 65535.

Для мінімізації впливу місцевих опорів та усунення сторонніх джерел випадкових коливань, експериментальні дослідження проведено для прямої ділянки трубопроводу довжиною в $100\varnothing$ до первинного перетворювача за витрат $3,04 \text{ м}^3/\text{год}$, $5,14 \text{ м}^3/\text{год}$, $6,98 \text{ м}^3/\text{год}$ та $9,06 \text{ м}^3/\text{год}$, при яких потік знаходиться в турбулентному режимі. Значення оцінок інформаційної ентропії обчислювались згідно міри К.Шеннона [10 - 14, 193], а також за мірою Р.Хартлі, оскільки при опрацюванні за згаданими формулами випадкових вимірювальних сигналів спостерігається мінімальна невизначеність результатів спостережень контрольованої величини в порівнянні з іншими аналітичними виразами.

З врахуванням того, що найпоширенішими типовими реалізаціями аналого-цифрових перетворювачів є пристрої з розрядною сіткою 8, 12 і 16 біт, то проведені дослідження стосуються саме таких АЦП.

За результатами досліджень встановлено (див. рис. 2.33), що для обраного діапазону витрат мінімальне *СКВ* оцінок інформаційної ентропії сигналу спостерігається при 16-ти розрядах, проте і 12-ть розрядів забезпечують прийнятний результат, оскільки при його використанні *СКВ* таких оцінок відрізняються несуттєво.

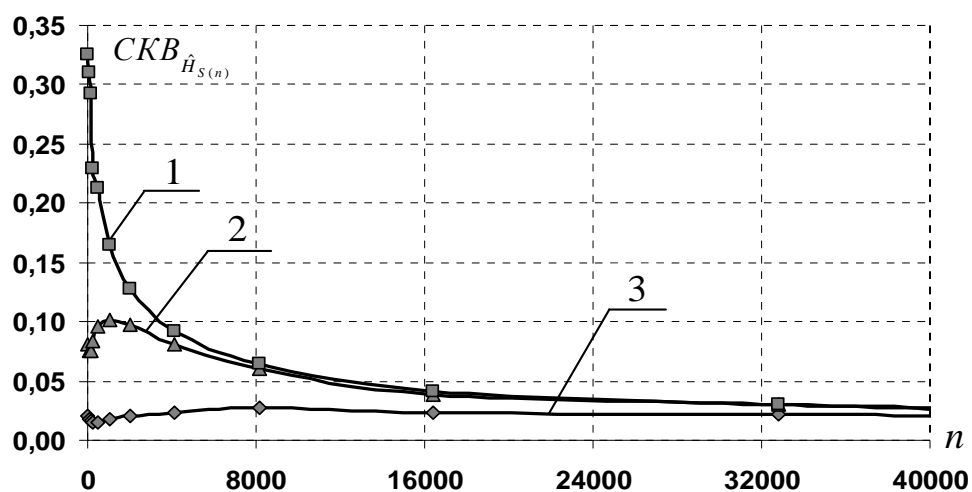


Рис. 2.33. Зміна *СКВ* оцінок інформаційної ентропії від розміру вибірки n для 1 - 8, 2 - 12 та 3 - 16 розрядних АЦП при витраті середовища $5,14 \text{ м}^3/\text{год}$

Результати розрахунку *СКВ* оцінок інформаційної ентропії сигналу при різних витратах газового середовища обраного діапазону для 8, 12 та 16 розрядного АЦП подано в додатку Д, що дозволяє простежити тенденцію та пропорційність зміни *СКВ* зумовлених зміною вищезгаданих параметрів. Крім того, з таблиці Д.1 додатку Д можна побачити, що за більшої витрати середовища різниця в зміні *СКВ* порівняно незначна, проте збільшується із зменшенням розрядності АЦП.

За результатами розрахунків (додаток Д) встановлено, що найменші значення *СКВ* оцінок інформаційної ентропії випадкових сигналів вимірювального середовища спостерігаються для 16 розрядного АЦП.

В такому випадку, наступним важливим етапом є порівняльний аналіз *СКВ* оцінок інформаційної ентропії вищерозглянутих величин витрат для різних розмірів вибірок, який проведено для n від 32 до 40960 послідовних спостережень амплітуди сигналу, див. рис. 2.34-2.36. Із зростанням розміру n значення *СКВ* для 12-ти та 8-ми розрядного АЦП значно зменшуються (рис. 2.35, 2.36). Встановлено, що для 16-ти розрядного АЦП (додаток Д, табл. Д.1) найменше *СКВ* спостерігається в межах вибірки $128 \leq n \leq 1024$ відліків для розглянутих витрат відповідно, проте при $n \geq 36000$ ці значення набувають усталеного характеру з постійною тенденцією до зменшення. Доцільно зауважити, що 8-ми розрядний АЦП має дещо йкращі характеристики (див. рис. 2.36): збільшення n та зростання витрати вимірювального середовища приводить до зменшення *СКВ* і межі розмірів n з найменшими *СКВ* практично не спостерігаються, як для 16-ти розрядного АЦП, проте їх значення, порівняно з 12-ти та 16-ти розрядними АЦП, дещо вищі (див. додаток Д).

Крім того, з рис. 2.34-2.36 можна побачити, що збільшення розрядності АЦП зумовлює збільшення непропорційності розподілу *СКВ* зі зменшенням витрати вимірювального середовища (порівняно верхньою частиною

діапазону), що зумовлює нерівномірність розподілу математичних сподівань оцінок ентропії для розглянутих витрат.

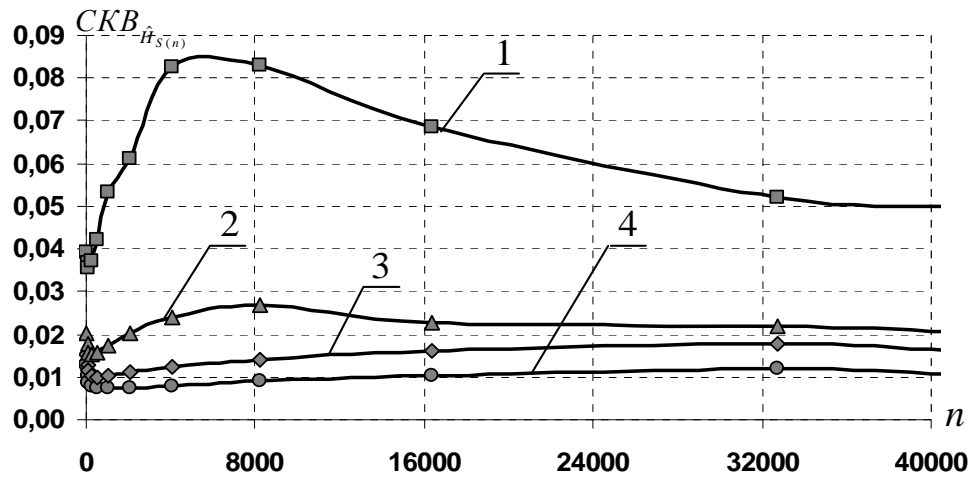


Рис. 2.34. Залежність $СКВ$ ентропійних характеристик від n для АЦП 16 біт для витрат середовища: 1 – 3.04 м³/год, 2 – 5.14 м³/год, 3 – 6.98 м³/год, 4 – 9.06 м³/год

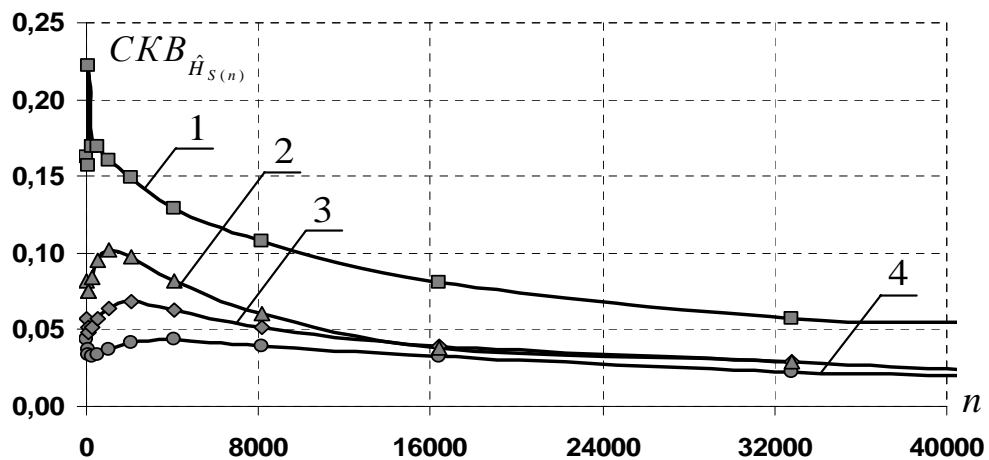


Рис. 2.35. Залежність $СКВ$ ентропійних характеристик від n для АЦП 12 біт для витрат середовища: 1 – 3.04 м³/год, 2 – 5.14 м³/год, 3 – 6.98 м³/год, 4 – 9.06 м³/год

З метою оцінювання невизначеності вимірювання витрати в контексті статистичного аналізу оперують поняттям величини ентропійної похибки, яка безпосередньо залежатиме від $СКВ$ випадкової величини оцінок

інформаційної ентропії опрацьовуваних реалізації випадкових сигналів та описується Гаусовим інтегралом помилок [194 - 196].

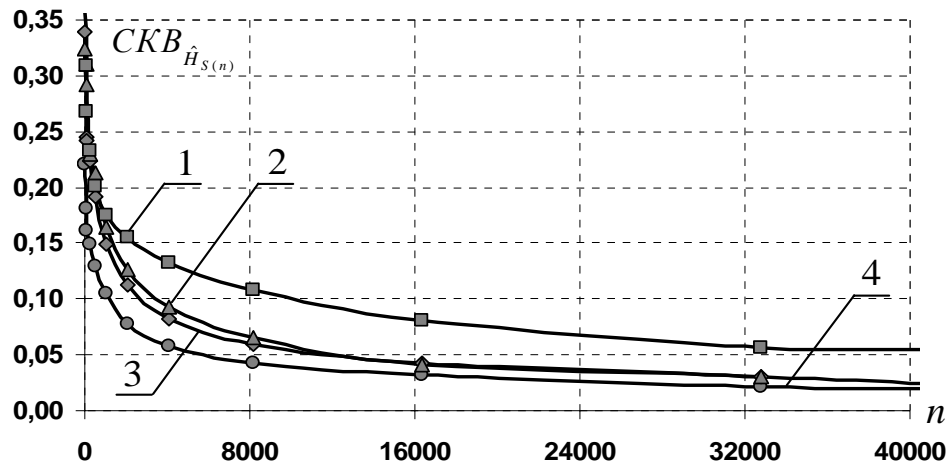


Рис. 2.36. Залежність СКВ ентропійних характеристик від n для АЦП 8 біт для витрат середовища 1 – 3.04 м³/год, 2 – 5.14 м³/год, 3 – 6.98 м³/год, 4 – 9.06 м³/год

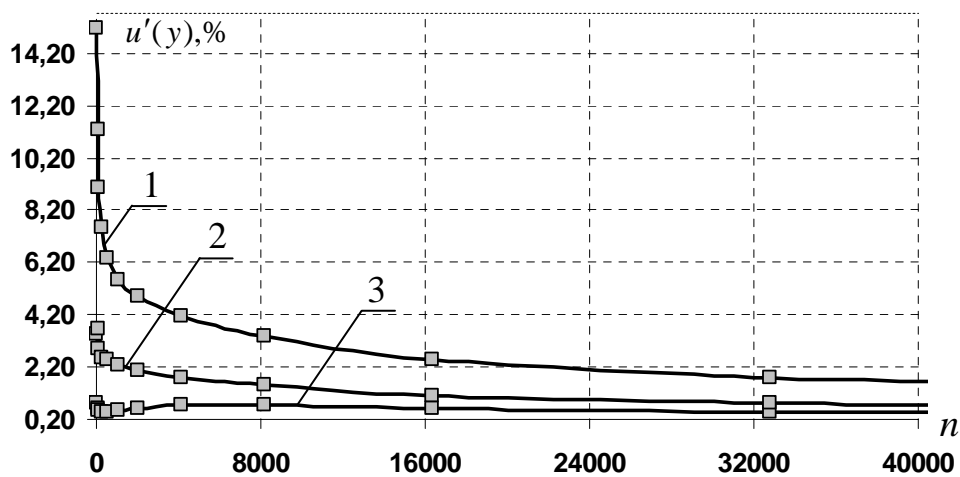


Рис. 2.37. Відносна стандартна невизначеність при різних n для витрати 3.04 м³/год при опрацьованні сигналів АЦП: 1 – 8 розрядним, 2 – 12 розрядним, 3 – 16 розрядним

Отже, збільшення розрядності АЦП, рис.2.37, зумовлює зменшення відносної стандартної невизначеності вимірювань витрати середовища

шумовим ентропійним перетворювачем. Слід зазначити, що зі зміною розміру n значення відносної стандартної невизначеності при застосуванні АЦП різної розрядності повільно зменшуються, що дозволяє покращувати точність вимірювання шляхом збільшення тривалості спостереження.

Таким чином, у випадку застосування імовірнісного підходу СКВ оцінок інформаційної ентропії буде мати найменше значення при збільшенні розрядності АЦП, а також зі збільшенням вибірки n , що дозволяє зменшити верхню границю похибки вимірювання первинного перетворювача, реалізованого на основі запропонованого методу опрацювання випадкових широкосмугових сигналів.

2.5.2. Оцінювання інформаційних мір розрахунку ентропії при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів

В [163, 197] показано, що для реалізації вимірювання витрати газових середовищ за статистичними оцінками шумів завихреного потоку найефективнішою серед досліджуваних імовірнісних характеристик є інформаційна ентропія [34]. В попередніх дослідженнях [34, 53, 163] розглядалась інформаційна міра К.Шеннона, оскільки ця формула може використовуватись для будь-який випадкових сигналів, незалежно від виду їх розподілу [194, 198]. Однак, слід зазначити, що імовірнісний розподіл сигналів сенсора, які формуються випадковими процесами в околі точки вимірювання, близький до нормального [154, 163], що дозволяє використати для розрахунку оцінок ентропії інші інформаційні міри.

Слід зазначити, що сучасні дослідження в області опрацювання та інтерпретації вимірювальних сигналів розглядають невизначеність отриманого результату, яка виражає той факт, що для даної вимірювальної величини і для результату її вимірювання не існує єдиного значення, а є

нескінченне число значень, розсіяних в околі істинного значення, які узгоджуються з усіма спостереженнями і які з різним ступенем вірогідності можна приписати вимірювальній величині.

Таким чином, виникає необхідність проведення порівняльного аналізу різних інформаційних мір, які можна використати для розрахунку оцінок інформаційної ентропії. Фактично, одними з найбільш важливих показників ефективності є $\hat{H}_{S(n)}$ – значення математичного сподівання та величина їх СКВ, оскільки згадані величини є основними параметрами у формулах розрахунку похибки і невизначеності вимірювання [199, 200].

Імовірнісні характеристики, зокрема ентропійні, вимірювального сигналу S первинного перетворювача змінюються в часі, крім того, в межах проведеного дослідження, усі випадкові процеси – і корисні сигнали, і завади вважалися стаціонарними [161], тобто їх імовірнісні характеристики є інваріантні відносно зсуву параметру часу і можуть вважатися постійними. Оцифрований в часі вимірювальний сигнал S – випадковий процес представлений сигналом можна розглядати як сукупність випадкових амплітуд, кожна з яких може набувати значення $S = \{s_1, s_2, \dots, s_k\}$. Отже, ентропійні характеристики шумів потоку слід дослідити із застосуванням різних інформаційних мір, що дозволить зменшити обчислювальну складність, а також підвищити точність первинних перетворювачів реалізованих на основі запропонованого методу.

Для джерел інформації з нерівноймовірними станами традиційно використовують формулу розрахунку ентропії К. Шеннона, в такому випадку інформаційно-вимірювальний сигнал розглядають як послідовність незалежних та однаково розподілених випадкових величин. Якщо реалізації такого сигналу статистично незалежні, то оцінка інформаційної ентропії такого джерела за К. Шенноном, що рівна середній кількості інформації на один елемент повідомлення (для розглянутого випадку – стан сигналу), розраховується за (2.24), розділ 2.1.

Запропонований Р. Хартлі оцінка верхньої міри інформаційної ентропії дискретного джерела, як функція логарифма кількості його можливих станів. Фактично, при такому підході, оцінка ентропії приймає максимальне значення, коли всі можливі стани сигналу характеризуються однаковою ймовірністю появи $p_1 = p_2 = \dots = p_m$, де m – загальна кількість дискретних станів сигналу [10 - 17]. Формула Р. Хартлі для розрахунку оцінок ентропії випадкових вимірювальних сигналів має вигляд:

$$\hat{H}_{Hr S(n)} = \log_2 m, \quad (2.38)$$

В загальному, більшість процесів чи об'єктів, що розглядаються як стохастичні джерела інформації формують дані, закон розподілу ймовірностей яких є близьким до нормального. В такому випадку переважна більшість відліків (станів) групується в діапазоні $\approx 3\sigma$ в околі математичного сподівання. Формула розрахунку оцінок ентропії, запропонованої К. Крампом для розрахунку оцінок ентропії випадкових вимірювальних сигналів має вигляд:

$$\hat{H}_{K S(n)} = \log_2 (3 \cdot \sigma_{S(n)}), \quad (2.39)$$

Як показано в [163], за наявності нормального розподілу станів (амплітуд сигналу вимірювальної величини), між ентропією та дисперсією спостерігається тісний зв'язок. Таку залежність описує формула ентропії для розподілу ймовірностей станів, що відповідає нормальному [10 – 17, 193]:

$$\hat{H}_{Kr S(n)} = \log_2 \sqrt{2\pi e \sigma_{S(n)}^2}, \quad (2.40)$$

де: $\pi = 3.1415$; $e = 2.71$ – сталі коефіцієнти.

Крім того, численні дослідження джерел інформації показали, що на локальних відрізках часу випадкова, зокрема вимірювальна, величина може описуватись моделлю двовимірного Гаусового розподілу ймовірностей [174]. В такому випадку для розрахунку оцінок сумісної диференціальної ентропії дискретних джерел інформації, з врахуванням імовірності переходу між можливими станами, запропоновано Я.Николайчуком, доцільно скористатися

формулою розрахунку інформаційної ентропії для нерівномірних корельованих станів [16, 17]:

$$H_{Nk S(n)}(s_i, s_{i+j}) = \log_2 2\pi e + \frac{1}{2} \log_2 [(Ds_{S(n)} - K_{xx}(j)) \cdot (Ds_{S(n)} + K_{xx}(j))], \quad (2.41)$$

де: $K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n s_i \cdot s_{i+j}$ - функція автоковаріації.

В ході аналізу, проведено експериментальні дослідження та моделювання в чисельному експерименті, на основі яких здійснено розрахунок відповідних $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ та $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$ - СКВ, які отримуються при застосуванні вищезгаданих інформаційних мір. Усі вимірювання проведено з рівномірним кроком за витратою контрольованого середовища $2 \text{ м}^3/\text{год} \pm 2 \%$ в діапазоні від 0 до $10 \text{ м}^3/\text{год}$, зокрема: $0 \text{ м}^3/\text{год}$, $1.87 \text{ м}^3/\text{год}$, $3.93 \text{ м}^3/\text{год}$, $5.87 \text{ м}^3/\text{год}$, $7.84 \text{ м}^3/\text{год}$ та $9.89 \text{ м}^3/\text{год}$, а також різних $n = 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192, 16384, 32768, 40960$ відліків, для кожної з яких розраховувались $\hat{H}_{S(n)}$ послідовних фрагментів випадкових вимірювальних сигналів первинного перетворювача. За результатами експериментальних досліджень встановлено [190, 191], що найбільші СКВ оцінок ентропії характері у випадку використання (2.41), що пояснюється наявністю вихрового періодичних коливань, які утворюються при обтіканні формувача широкосмугових сигналів, наслідком чого є порушення статистичної незалежності появи випадкових сигналів. Таким чином, функція автоковаріації не дозволяє забезпечити прийнятну збіжність результатів розрахованих $\hat{H}_{S(n)}$ послідовних реалізацій випадкових вимірювальних сигналів, рис. 2.38б - 2.42б, крива 5.

Деякі менші значення $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$ вимірювальних шумових сигналів спостерігаються для малих розмірів вибірок $n < 512$ відліків при використанні аналітичних виразів 2.39 та 2.40 розрахунку $\hat{H}_{S(n)}$, результати подано на рис. 2.38 б - 2.42 б, криві 1 та 2 відповідно.

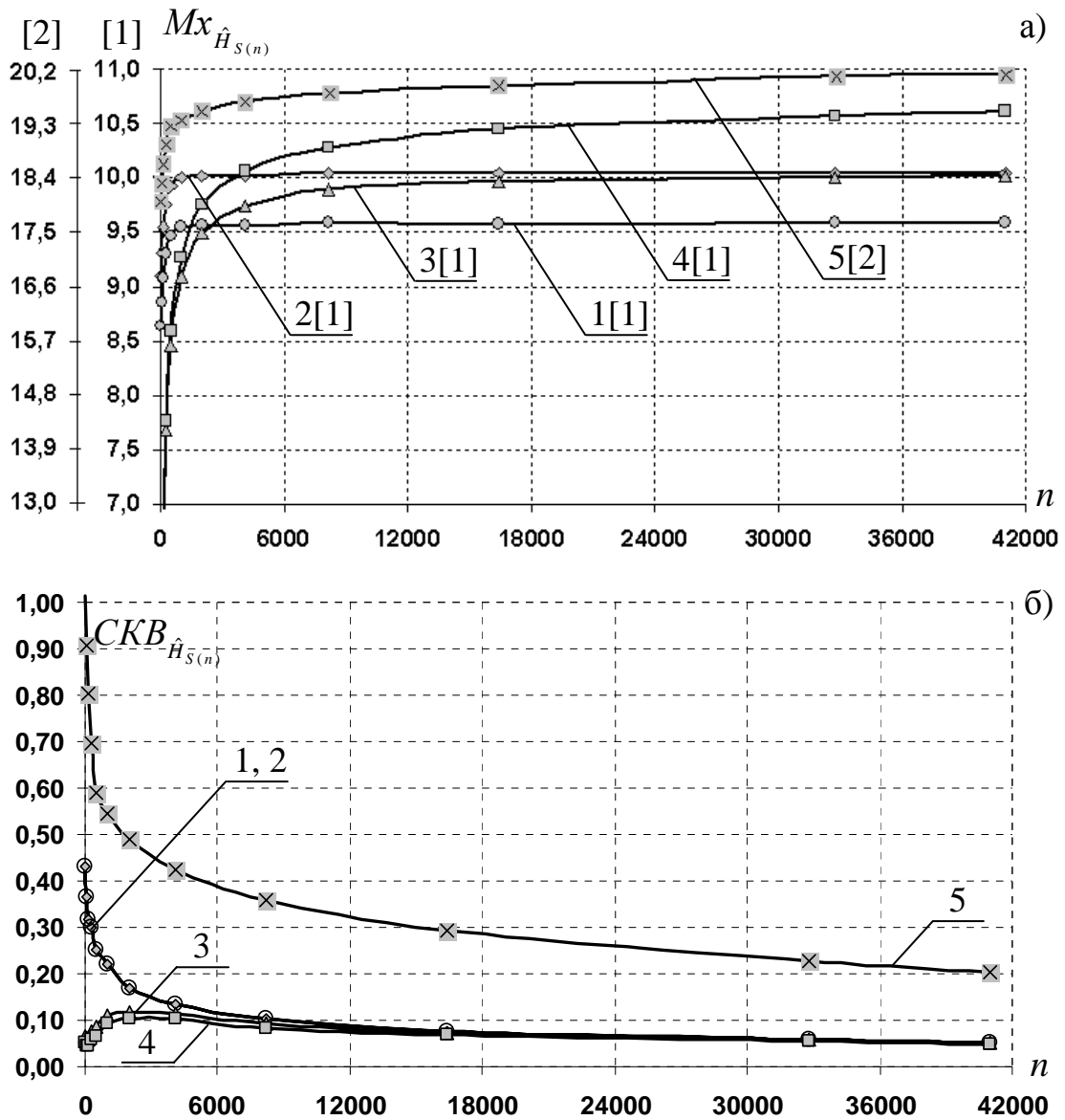


Рис. 2.38. Зміна $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) та $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) випадкових вимірювальних сигналів при $Q 1.87 \text{ м}^3/\text{год}$ для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

З врахуванням того, що розраховані за різними інформаційними мірами значення досліджуваних характеристик практично не сумісні за діапазоном для відповідних величин витрат контрольованого середовища, то по осі ординат введено додаткову шкалу, відповідність (приналежність) до якої визначається квадратними дужками біля позиції відповідного номеру.

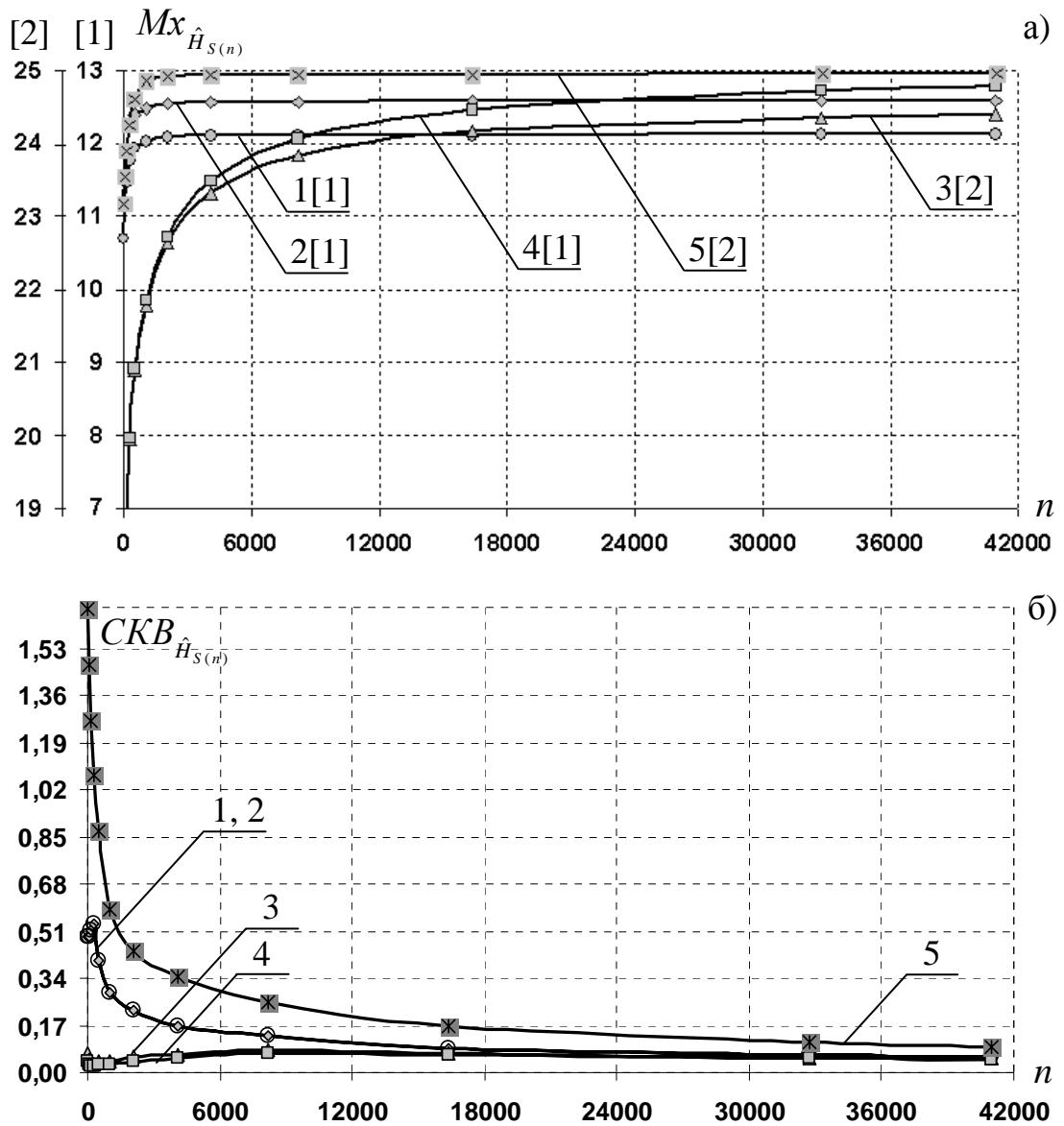


Рис. 2.39. Зміна $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) та $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) випадкових вимірювальних сигналів при Q 3,97 м³/год для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

Як можна побачити, отримані характеристики близькі за значеннями і практично накладаються. Для малих вибірок, $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$, розрахованих згідно формул (2.24) і (2.38) мають найменші значення, див. рис. 2.38 б - 2.42 б, криві 3 та 4 відповідно. Зі збільшенням n криві $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$ оцінок ентропії

досліджуваних інформаційних мір практично збігаються, тобто зростання Q контрольованого середовища призводить до зменшення $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$.

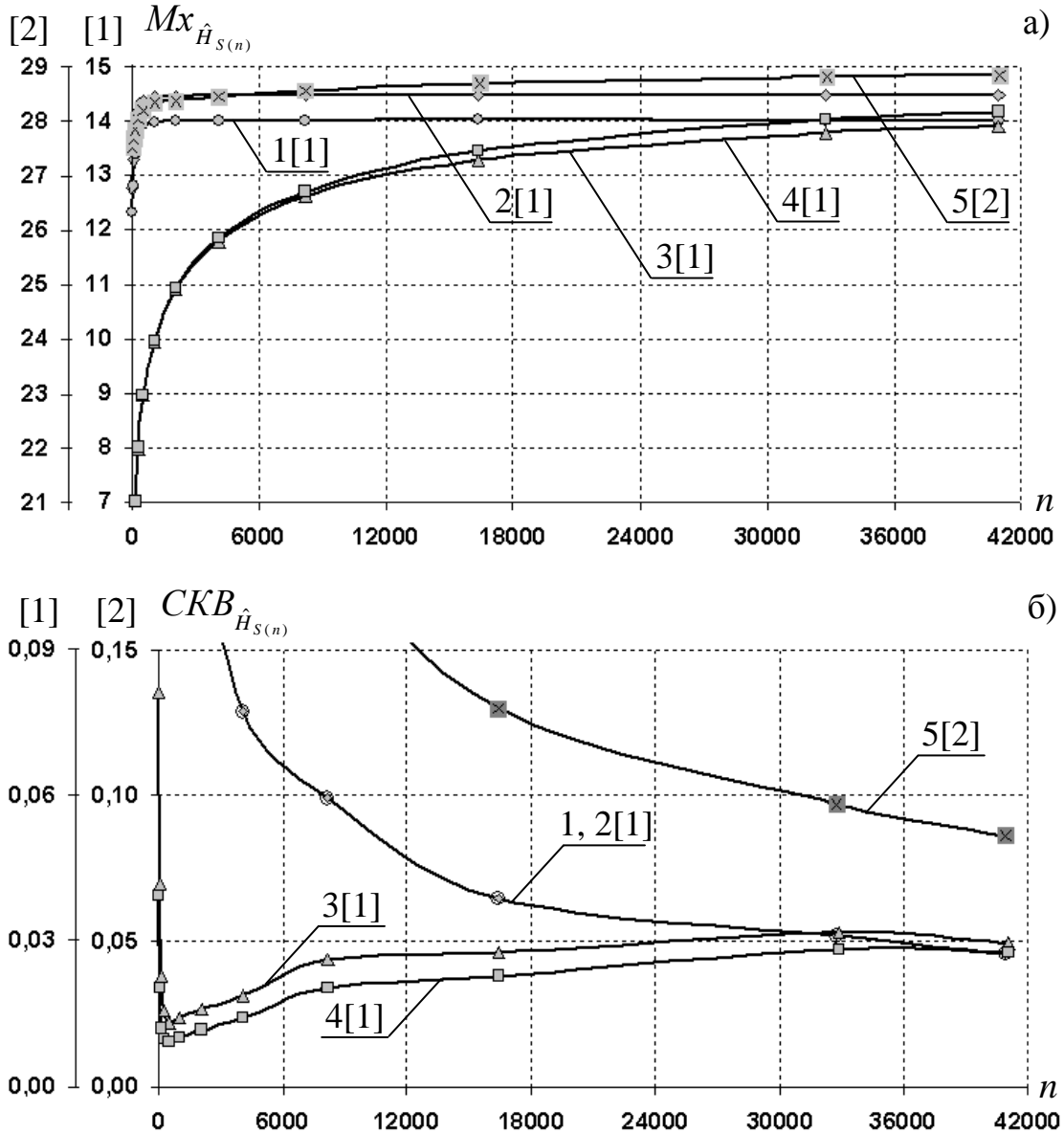


Рис. 2.40. Зміна $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) та $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) випадкових вимірювальних сигналів при $Q = 5.87 \text{ м}^3/\text{год}$ для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

Як і для $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$, значення $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$, розрахованих за інформаційними мірами (2.39) та (2.40) для малих розмірів вибірок мають дещо більші

значення, в порівнянні з $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$, обчисленими за формулами (2.39) та (2.38), що можна спостерігати на 2.40 а - 2.44 а, криві 1 та 4 відповідно.

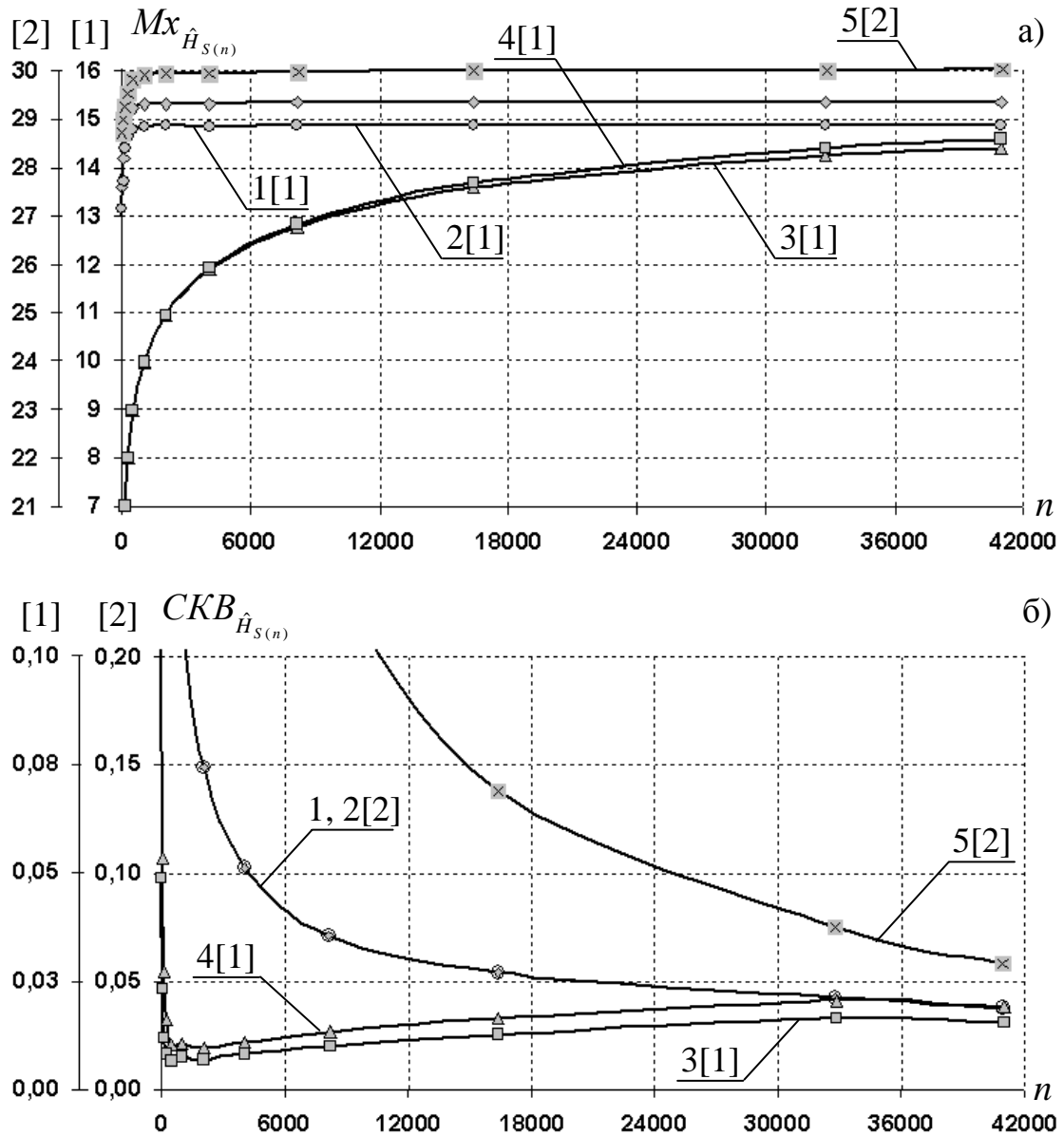


Рис. 2.41. Зміна $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) та $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) випадкових вимірювальних сигналів при $Q 7.84 \text{ м}^3/\text{год}$ для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

При збільшенні вектора сигналу S за яким розраховують $\hat{H}_{S(n)}$, $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ таких оцінок прямує до усталеного значення, причому починаючи з розміру

вибірки $n = 2000$ елементів $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ розрахованих $\hat{H}_{S(n)}$ за різними інформаційними мірами практично збігаються, змінюються несуттєво.

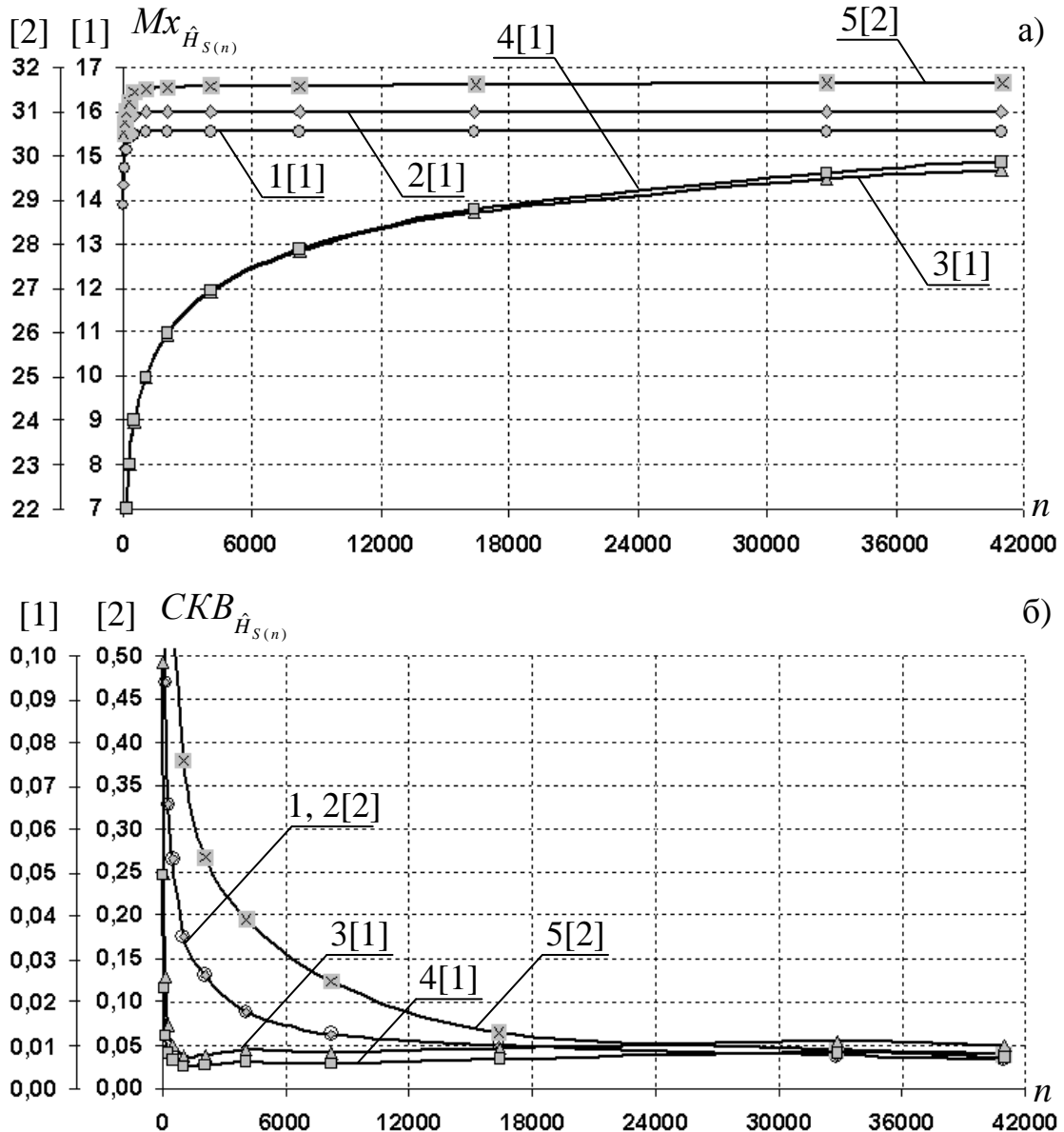


Рис. 2.42. Зміна $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$ а) та $CKB_{\hat{H}_{S(n)}}$ б) випадкових вимірювальних сигналів при $Q = 9.89 \text{ м}^3/\text{год}$ для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

З огляду на отримані результати встановлено, що використання інформаційної міри для нерівномірних корельованих станів (2.41)

забезпечує найбільші, серед розглянутих, абсолютні значення $\hat{H}_{S(n)}$, причому характери кривої математичних сподівань схожий з результатами отриманими для виразу (2.40), проте $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$ згаданих оцінок є найбільшим для розглянутого діапазону витрат i , як наслідок, використання інформаційної міри (2.41) не забезпечує прийнятної збіжності результатів спостережень, при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів з первинного перетворювача [165, 192]. Крім того градієнт нахилу кривих $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$, розглянутих інформаційних мір, зі збільшенням розміру вибірки практично не змінюється і починаючи з $n \geq 24000$ (при частоті дискретизації 44100Гц тривалість формування цифрового вектора фрагменту сигналу ≈ 0.54 сек.) можна встановити межу прийнятної точності вимірювання Q за прийнятних обчислювальних і часових затрат.

З метою встановлення прийнятної відповідності за величиною між досліджуваним параметром (величиною витрати газу) та оцінками інформаційної ентропії, які розраховано за різними інформаційними мірами, доцільно подати отримані результати у диференційному вигляді, що дозволить оцінити їх розсіяність (умовну кодову відстань). В результаті такого дослідження встановлено, див. додаток Е, що найбільшою розсіяністю характеризуються значення $\hat{H}_{S(n)}$ випадкових вимірювальних сигналів, розрахованих за формулами (2.39) та (2.40), для формул (2.24) та (2.38) така розсіяність дещо менша, але зростає зі збільшенням розміру вибірки. Найменша розсіяність $\hat{H}_{S(n)}$ спостерігається при використанні інформаційної міри (2.41), причому зі збільшенням Q розсіяність зростає несуттєво, що практично унеможливорює використання такої інформаційної міри для при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів первинного перетворювача.

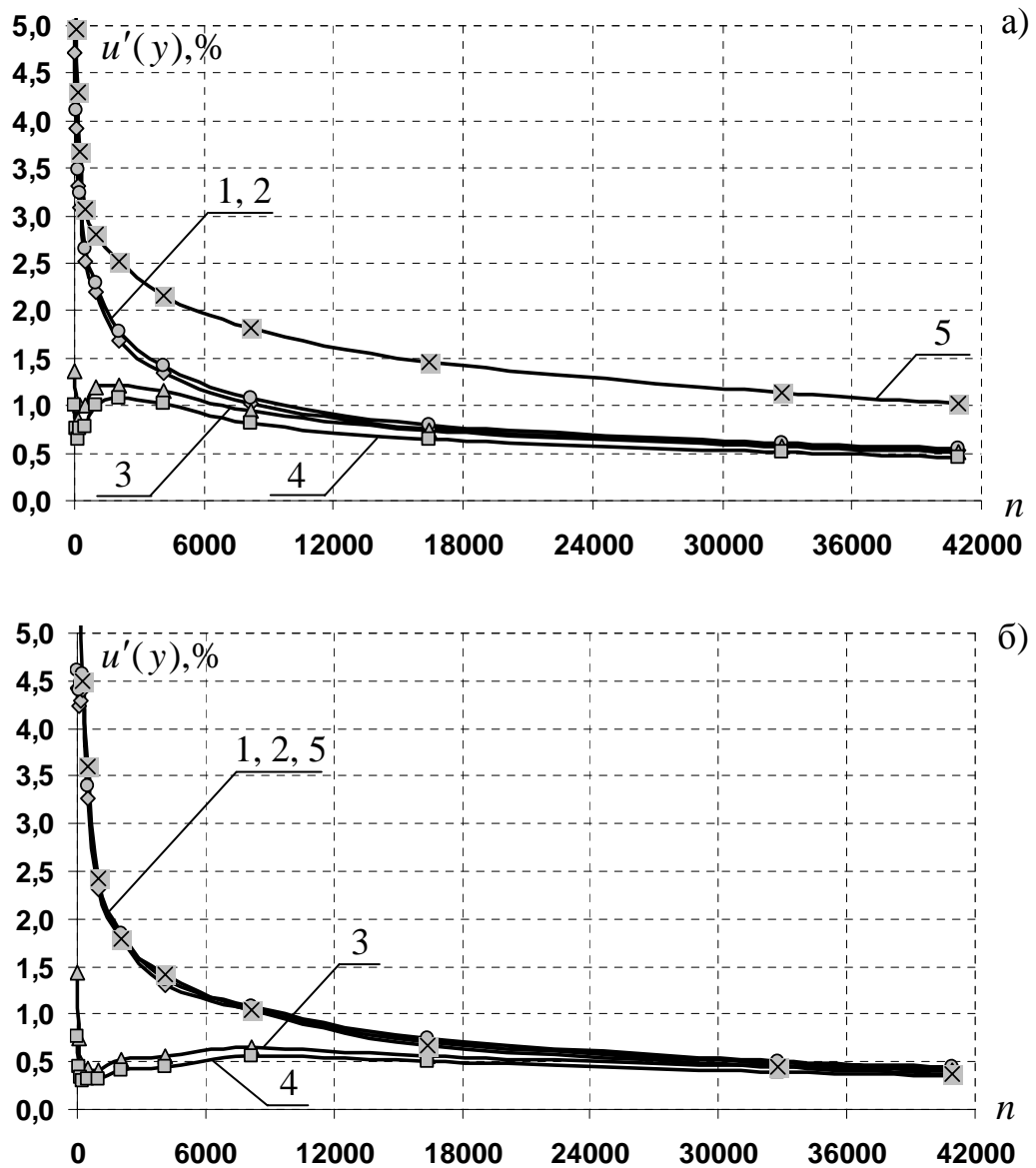


Рис. 2.43. Зміна відносної стандартної невизначеності $\hat{H}_{S(n)}$ випадкових вимірювальних сигналів при Q а) $1.87 \text{ м}^3/\text{год}$, б) $3.93 \text{ м}^3/\text{год}$ для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

Іншим критерієм оцінки ефективності використання розглянутих вище інформаційних мір, для опрацювання випадкових вимірювальних сигналів є відносна стандартна невизначеність результатів експериментальних спостережень контрольованої величини, які були отримані за згаданими виразами розрахунку оцінок інформаційної ентропії [199 - 203]: $u'(y) = 100 \cdot u(y) / y$, де $u(y)$ – стандартна невизначеність результатів

спостережень $СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$, y – еталонне значення оцінки вимірювальної величини $Mx_{\hat{H}_{S(n)}}$. Характерні результати розрахунку $u'(y)$ для Q середовища 1.87 м³/год, 3.93 м³/год, 5.87 м³/год та 9.89 м³/год та розмірів вибірок $n = 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048, 4096, 8192, 16384, 32768, 40960$ відліків подано на рис. 2.43, 2.45.

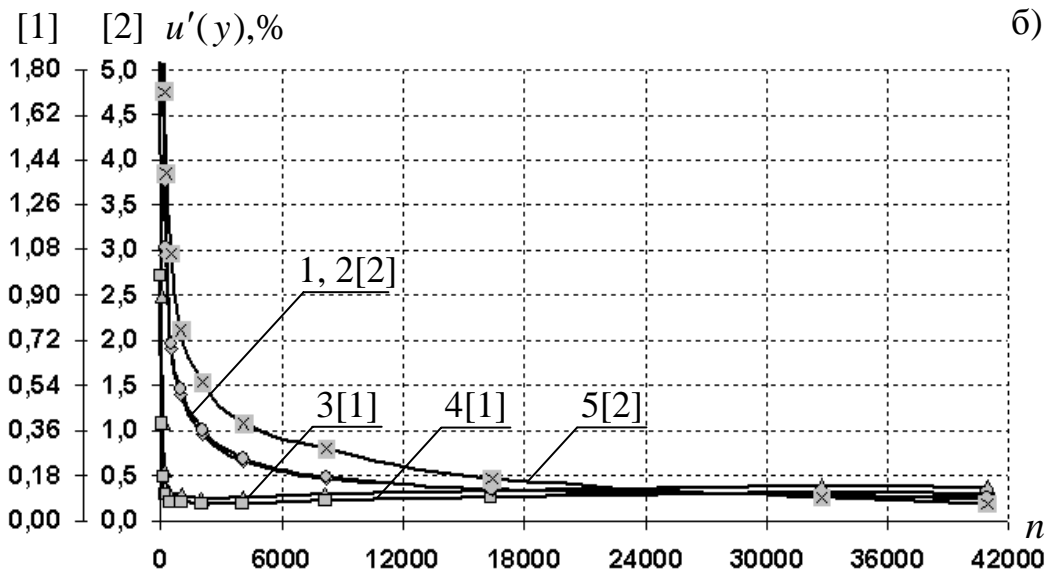
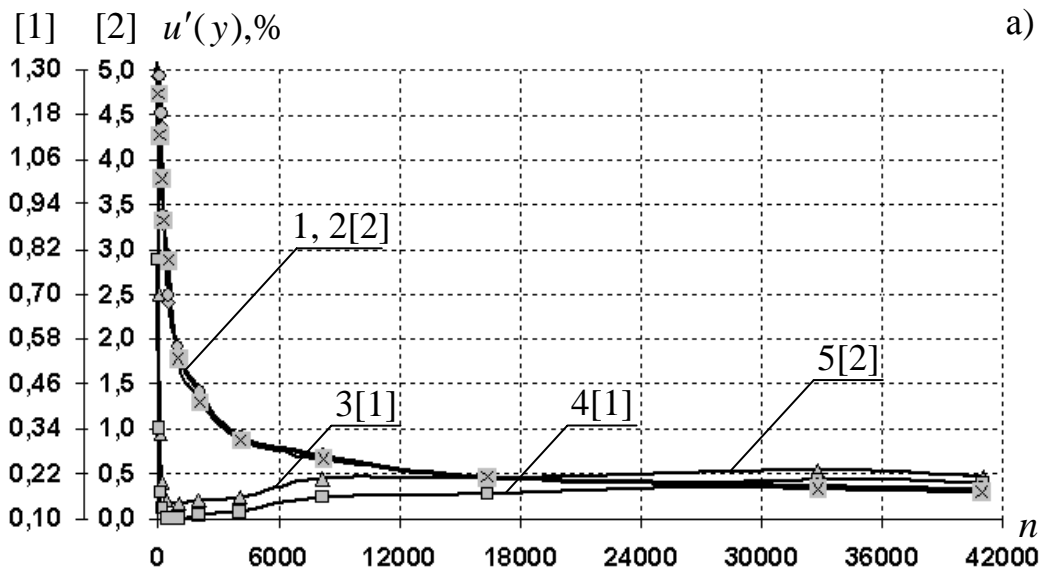


Рис. 2.44. Зміна відносної стандартної невизначеності $\hat{H}_{S(n)}$ випадкових вимірювальних сигналів при Q а) 5.87 м³/год, б) 7.84 м³/год для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за: 1 – (2.40), 2 – (2.39), 3 – (2.24), 4 – (2.38), 5 – (2.41)

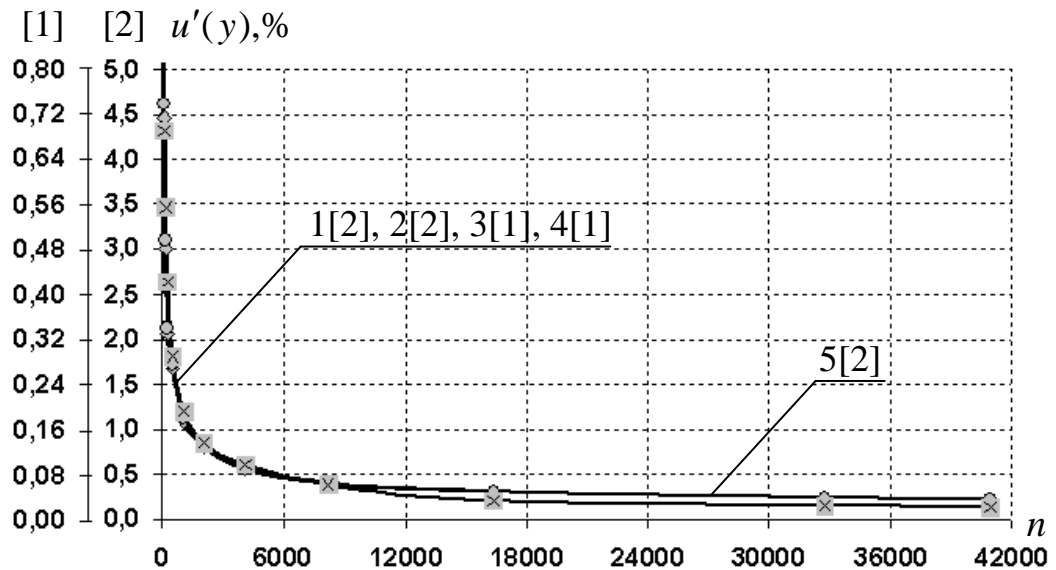


Рис. 2.45. Зміна відносної стандартної невизначеності $\hat{H}_{S(n)}$ випадкових вимірювальних сигналів при Q 9.89 м³/год для $\hat{H}_{S(n)}$ розрахованих за:

$$1 - (2.40), 2 - (2.39), 3 - (2.24), 4 - (2.38), 5 - (2.41)$$

Отже, на основі ряду експериментальних досліджень та моделювання в чисельному експерименті встановлено, що найменша невизначеність результатів спостережень витрати газу розрахованої за оцінками ентропії шумів потоку забезпечується інформаційними мірами (2.24) та (2.38). При цьому, зі збільшенням n розміру вибірки (фрагменту випадкового сигналу, який опрацьовується) невизначеність поступово зменшується і при $n \geq 24000$ (забезпечує частоту формування даних перетворювачем ≈ 1.8 Гц) результати, для розглянутих інформаційних мір, практично збігаються за винятком (2.41) в області малих витрат, рис. 2.43а, крива 5. З врахуванням того, що невизначеність спостережень залежить від математичного сподівання, яке досягає усталеного значення при $n \geq 24000$ та від $\sigma_{\hat{H}_{S(n)}}$, яке зменшується із зростанням n , то при $n \rightarrow \infty$ теоретично можна наблизитись до абсолютного значення вимірювального параметру. Проте, на практиці, обчислювальні і часові ресурси є обмеженими, що накладає відповідні обмеження на точність визначення Q запропонованим методом.

2.6. Оцінка ефективності опрацювання ентропійних характеристик випадкових сигналів перетворювача при вимірюванні витрати газу

На основі проведених експериментальних досліджень та чисельного моделювання, результати яких подано в розділах 2.1-2.5, які підтвердили наявність тісного кореляційного зв'язку між Q та $\hat{H}_{S(n)}$, реалізовано компоненти цифрового інформаційного каналу вимірювання витрати контрольованого середовища, який включає сенсор коливань акустичного діапазону [177], аналого-цифрового перетворювача (параметри якого обґрунтовано в підрозділі 2.5.1) та реалізованого алгоритмічно-програмного забезпечення для розрахунку ентропії послідовних фрагментів випадкових сигналів S на основі інформаційних мір (2.24) та (2.38), що характеризуються найменшою невизначеністю результатів спостережень, див. підрозділ 2.5.2. Аналіз результатів опрацювання випадкових вимірювальних сигналів компонентами інформаційного каналу, що здійснюється згідно запропонованого автором методу [162 - 165], дозволяє зробити попередній висновок щодо перспективи реалізації первинного перетворювача витрати, зокрема його точнісної характеристики.

В ході вирішення окресленої задачі, на базі стаціонарної еталонної установки дзвонового типу ІВФ “Темпо” (див. розділ 1.2), проведено експериментальні дослідження для Q 1.87 м³/год, 3.93 м³/год, 5.87 м³/год, 7.84 м³/год та 9.89 м³/год. Для послідовних фрагментів випадкових сигналів, кожної з Q проводилось оцінювання $\hat{H}_{S(n)}$, які приймалися за опосередкований параметр, що є носієм інформації про величину витрати. Згідно розробленого в підрозділі 2.1.3 алгоритму опрацювання реалізовано відповідні програмні засоби, див. додаток Ж, за допомогою яких проводилось опрацювання оцифрованих випадкових сигналів сенсора акустичних коливань, узагальнені результати якого, з додатково розрахованим числом Re , подано в табл.2.7 а також на рис.2.46.

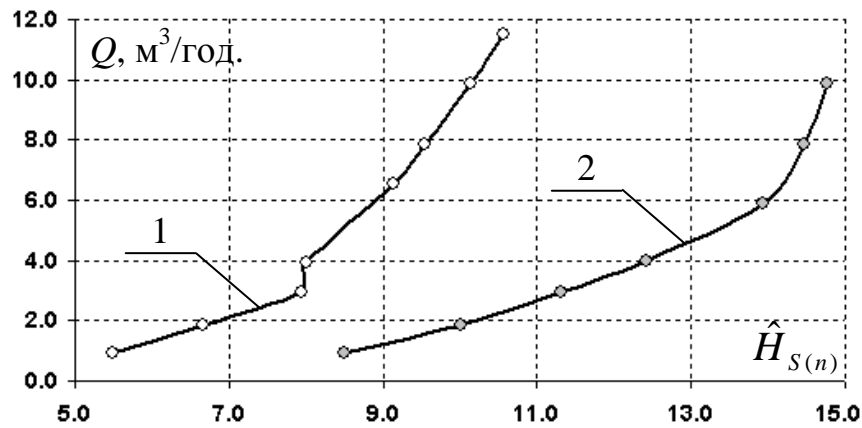


Рис. 2.46. Залежність витрати газу від оцінок інформаційної ентропії шумового сигналу: 1 – без формувача сигналу, 2 – з формувачем сигналу

За результатами дослідження залежності $\hat{H}_{S(n)}$ випадкових сигналів від Q для реалізації інформаційно-вимірювального каналу без використання та з використанням формувача широкосмугових сигналів, див. рис.2.46, встановлено, що внесення формувача дозволяє вилучити перехідну ділянку, ламінарний-турбулентний режим, переміщення потоку [45 ,181, 204].

Таблиця 2.7

Результати експериментального дослідження $\hat{H}_{S(n)}$ шумів перетворювача витрати газового середовища

Q , м³/год	$СКВ Q$	$Мx_{\hat{H}_{S(n)}}$	$СКВ_{\hat{H}_{S(n)}}$	Число Re
0.94	7.01E-04	8.497	0.1073	1843
1.87	2.52E-03	10.016	0.0462	3665
2.94	3.41E-03	11.310	0.0523	5762
3.97	1.50E-03	12.412	0.0518	7781
5.87	4.90E-03	13.942	0.0319	11505
7.84	7.80E-03	14.465	0.0202	15366
9.89	8.52E-03	14.765	0.0048	19384

Доцільно зазначити, що отримана характеристика змінює крутизну при збільшенні величини витрати (6.98 – 9.89 м³/год), що не дозволяє використати лінійні залежності між оцінками інформаційної ентропії сигналу і вимірювальним параметром. З огляду на характер отриманої

характеристики (див. рис. 2.46, крива 2), та ряду аналітичних досліджень встановлено, що використання функціональної залежності, у вигляді неперервних дробів (2.42) для представлення взаємозв'язку між оцінками $\hat{H}_{S(n)}$ широкопasmових сигналів та Q забезпечує найвищу точність аналітичного опису ентропійної моделі [205 - 207]:

$$Q(H) = \frac{3668.42 - 1113.77 \cdot H + 102.427 \cdot H^2 - 2.99709 \cdot H^3}{-3154.84 + 640.859 \cdot H - 43.7411 \cdot H^2 + H^3} + 0.014 \quad (2.42)$$

Однак, зміна характеру кривої в області витрати від 6.98 м³/год не дозволяє забезпечити компактний опис, що зумовлює необхідність оцінювання похибки адекватності моделі для розглянутого діапазону величин контрольованого параметру [41, 208]. За результатами проведених розрахунків відносної похибки згідно (2.42), які подано на рис. 2.47, встановлено, що її використання забезпечує прийнятну адекватність, відносна похибка знаходиться в межах від $\pm 0,0015\%$.

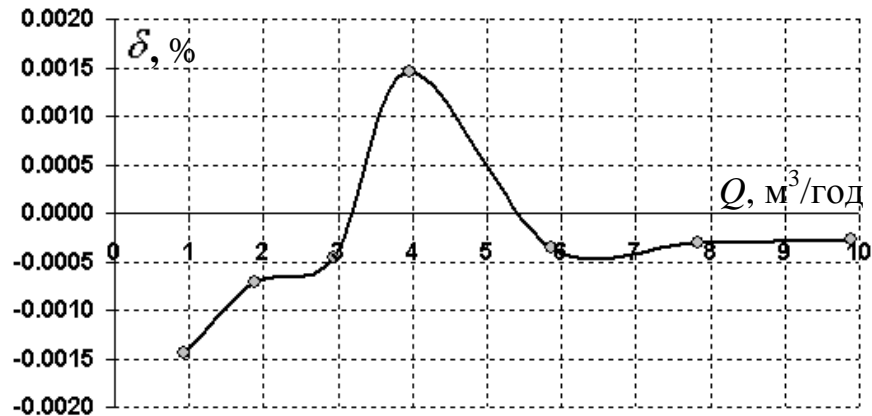


Рис. 2.47. Відносна похибка адекватності моделі реалізованої за 2.42

В роботах [155, 163] показано, що за рахунок розділу емпіричної залежності (див. рис. 2.46, крива 2) на окремі ділянки, можна спростити її опис. Таким чином, використанні фрагментації дозволяє використати степеневі, експоненціальні, поліномні тощо функції [205, 206] для реалізації компактнішого опису при одночасному алгоритмічно-програмному ускладненні, яке зумовлено використанням операції(й) порівняння.

В ході дослідження проведено розділення досліджуваного діапазону на дві частини, аналітичний опис яких реалізовано окремо [209 - 211], на основі опрацювання багатократних експериментальних даних сформовано відповідні ентропійні моделі у вигляді систем функціональних залежностей другого та третього степеня:

$$Q(H) = \begin{cases} 0.06667H^2 - 0.62768H + 1.43742; & 8.479 < H \leq 12.412 \\ 4.42421H^2 - 121.52498H + 840.36243; & 12.412 < h \leq 14.765 \end{cases} \quad (2.43)$$

$$Q(H) = \begin{cases} 0.02075H^3 - 0.58629H^2 + 6.15285H - 21.79443; & 8.479 < H \leq 12.412 \\ -2.1935H^3 + 98.3015H^2 + 1460.3528H + 7202.96; & 12.412 < h \leq 14.765 \end{cases} \quad (2.44)$$

Як і для попереднього випадку, проведено розрахунок похибок адекватності відтворення моделей, результати яких подано на рис. 2.48.

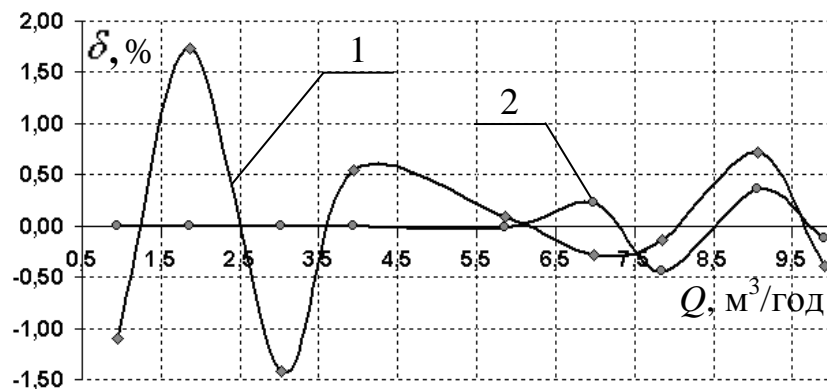


Рис. 2.48. Відносна похибка адекватності моделей за 1 – (2.43), 2 – (2.44)

Отже, можна побачити, що характеристика похибок 1 для (2.43) практично охоплює суттєво більшу апертуру значень порівняно із (2.42). У випадку використання виразу (2.44), спостерігається суттєве покращення адекватності моделі і зменшення похибок в області витрат до 6.98 м³/год., а для витрат ≈ 9 м³/год її значення практично не перевищує $\pm 0,5$ %. Отриманий результат є прийнятним для промислових реалізацій первинних перетворювачів, однак недостатній для еталонних систем.

Для забезпечення прийнятної адекватності реалізовано фрагментацію діапазону на три частини [211 - 213], отримано такий аналітичний опис:

$$Q(H) = \begin{cases} 0.02075H^3 - 0.58629H^2 + 6.15285H - 21.79443; & 8.479 < H \leq 12.412 \\ 0.16557H^3 - 6.09656H^2 + 75.7922H + 314.1828; & 12.412 < H \leq 13.942 \\ -12.866H^3 + 561.786H^2 - 8169.157H + 39570.01; & 13.942 < H \leq 14.765 \end{cases} \quad (2.45)$$

Результати оцінки відносної похибки адекватності реалізованої моделі подано на рис. 2.49.

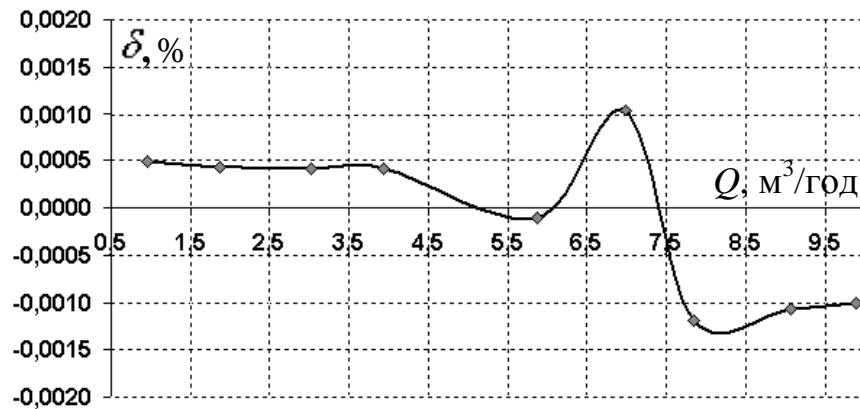


Рис. 2.49. Відносна похибка адекватності моделі реалізованої за (2.45)

За результатами проведених досліджень, див. рис. 2.46 - 2.49, встановлено, що запропонована ентропійна модель виду (2.45) забезпечує значення похибок, що не перевищують $\pm 0.00125\%$, отже отриманий аналітичний опис забезпечує найкращу точність за прийнятною компактності і є придатним для використання в еталонних системах цифрового опрацювання вимірювальних даних на основі запропонованого в [162 - 165] підходу, оскільки максимальне значення похибки відтворення практично на два порядки менше ніж у еталонних системах.

Крім того, зміна характеристики оцінок інформаційної ентропії випадкових сигналів (шумів) середовища в при $Q > 6.98$ м³/год приводить до погіршення точності відтворення моделі, що в свою чергу потребує внесення змін в конструкцію формувача стохастичних сигналів для наближення характеристики до лінійного виду або звуження діапазону вимірювання, що дозволить забезпечити збільшення точності первинного перетворювача чи інформаційно-вимірювального каналу.

ВИСНОВКИ ДРУГОГО РОЗДІЛУ

1. Вперше запропоновано та обґрунтовано використання основних статистичних характеристик (енергії спектру, дисперсії, ентропії) випадкових коливань (шумів) контрольованого середовища, як носія інформації про величину витрату газу.
2. Вперше встановлено, з рівнем значимості 0.95, що між величиною витрати газового середовища та статистичними оцінками випадкового сигналу є тісний кореляційний зв'язок, коефіцієнти кореляції складають відповідно: для енергії ділянки спектру 0.822, дисперсії 0.825, інформаційної ентропії 0.959.
3. Вперше запропоновано та досліджено спектрально-енергетичну, дисперсійну та ентропійну моделі системи цифрового опрацювання випадкових вимірювальних сигналів, проведено порівняльний аналіз за яким встановлено, що найефективнішою інформативною ознакою контрольованого параметру є оцінки інформаційної ентропії випадкових процесів, які забезпечили найкращу адекватність при компактному описі та найменша розсіювання реалізацій в порівнянні з іншими моделями.
4. Вперше запропоновано метод цифрового опрацювання випадкових сигналів, зумовлених стохастичними пульсаціями тиску потоку середовища, ентропійні оцінки яких є джерелом інформації про витрату, який є нечутливими до дрейфу нуля амплітуди вихідних сигналів перетворювача, що дозволило забезпечити експлуатаційну стабільність та зменшити відносну стандартну невизначеність вимірювання за рахунок використання ширшого, по відношенню до відомих первинних перетворювачів, частотного діапазону сигналів.
5. Вперше встановлено інформаційні смуги частотного спектру 160-1600, $3200 \pm 0.5\%$, $16000 \pm 0.5\%$ Гц стохастичного сигналу шумів потоку вимірюваного середовища, які характеризуються максимальною залежністю зміни оцінок інформаційної ентропії послідовних реалізацій

сигналу від величини витрати, що дозволило оптимізувати процедури опрацювання випадкових вимірювальних даних з обмеженням відповідних ділянок спектру.

6. Вперше проаналізовано ентропійну ефективність використання смуг частотного спектру вимірювальних сигналів за якими реалізується розрахунок оцінок інформаційної ентропії, що дозволило вилучити неінформативні складові при опрацюванні і, як наслідок, забезпечило зменшення відносної стандартної невизначеності на $\approx 32\%$. порівняно із сигналами спектр яких не обмежувався.
7. За результатами аналізу впливу розрядності АЦП на *СКВ* оцінок інформаційної ентропії амплітуд випадкових вимірювальних сигналів встановлено, що 12-ть розрядів дозволяє отримати прийнятну збіжність оцінювання а при використанні 16 розрядів забезпечується найменший *СКВ* таких оцінок за усім вимірювальним діапазоном.
8. За результатами дослідження різних інформаційних мір розрахунку оцінок ентропії, при опрацюванні випадкових вимірювальних сигналів, вперше встановлено, що мінімальна невизначеність результатів вимірювання отримується при застосуванні мір К. Шеннона та Р. Хартлі, причому алгоритмічна реалізація останньої дозволяє спростити процедуру опрацювання вимірювальних сигналів.
9. Розроблено ентропійну модель цифрової системи перетворення та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів інформаційно-вимірювальної системи, які формуються шумами потоку у вигляді системи степеневих рівнянь, що описує залежність між оцінками ентропії випадкового вимірювального сигналу та витратою середовища, відносна похибка якої знаходиться в межах $\pm 0.00125\%$.

РОЗДІЛ 3

ТЕОРІЯ ТА МЕТОДИ ФОРМУВАННЯ І ОПРАЦЮВАННЯ ВИПАДКОВИХ ШИРОКОСМУГОВИХ СИГНАЛІВ З МАНІПУЛЬОВАНОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ

3.1. Метод формування та опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Як показано в 1.3 розвиток комп'ютерних інформаційно-вимірювальних систем та їх компонентів реалізується на інтегруванні розташованих розподілено виробничих і (або) адміністративних об'єктів, що зумовлено необхідністю функціонального розширення області параметричного контролю а також отриманні точнішої і детальнішої інформації про стан об'єктів тощо. В такій ситуації проблема реалізації комунікації, обміну даними, залишається однією з головних для розподілених комп'ютерних систем промислового призначення. На сучасному етапі інтенсивно використовуються традиційні технології обміну даними, які ґрунтуються на методах та засобах формування і опрацювання сигналів з одиначною базою, які характеризуються низькою завадостійкістю, суттєвими експлуатаційними затратами і практично не мають можливості подальшого вдосконалення. У випадку використання псевдовипадкових широкосмугових сигналів і методів їх кореляційного опрацювання проблеми завадостійкості практично відсутні, але суттєво зростає апаратна та алгоритмічно-програмна складність таких комунікаційних пристроїв, що істотно обмежує їх використання [214 - 218]. В такій, ситуації для вирішення теоретичних та прикладних задач, перспективним є імовірнісний, зокрема ентропійний, підхід до формування та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів каналного рівня. Вирішення окресленої проблеми найбільш актуальне на низовому рівні розподілених комп'ютерних систем,

які зазвичай обмінюються даними з параметричними детекторами, первинними перетворювачами, автономними обчислювальними підсистемами та компонентами, інформаційними концентраторами тощо, які функціонують під впливом промислових завод.

Для подолання недоліків притаманних традиційним методам формування та опрацювання широкосмугових сигналів, а також спрощення апаратної та алгоритмічно-програмної реалізації автором запропоновано проводити розширення спектру сигналу з використанням випадкового процесу. При такому підході комунікаційний сигнал можна описати тільки у статистичному розумінні [88, 94, 51]. Основна ідея запропонованого автором методу [Пат. 81017 Україна, МПК(2006) Н04В1/69. Спосіб передавання та приймання інформації / Мельничук С.І., Козленко М.І. (Україна). – заявка № а2005 08893; заявл. 19.09.2005; опубл. 26.11.2007, Бюл. № 19] полягає у формуванні випадкових широкосмугових сигналів, таким чином, що значення фрагментів їх інформаційної ентропії H ставиться у відповідність до символів інформаційного повідомлення. Для випадку бінарного базису повідомлення, це відбувається в спосіб, коли один зі станів дискретного бінарного символу, нехай логічна "1", представлений реалізацією випадкового сигналу $s_1(t)$ з ентропією H'_1 , а інший – відповідно логічний "0", реалізацією $s_2(t)$ з ентропією H'_2 [95, 96]. Структурно процес маніпуляції подано на рис. 3.1.

Сигнали каналного рівня є неперервним, хоча формуються та опрацьовуються у цифровому представленні. Кількість можливих станів амплітуд сигналу, за якими реалізується оцінювання інформаційної ентропії, визначається розрядністю використаного АЦП. В такому випадку, стани сигналу – це квантовані значення його амплітуди, що отримуються при оцифруванні. В межах проведеного дослідження використано 16-ти розрядні АЦП та ЦАП, тобто апертура сигналів обмежується $m = 65536$ можливими станами.

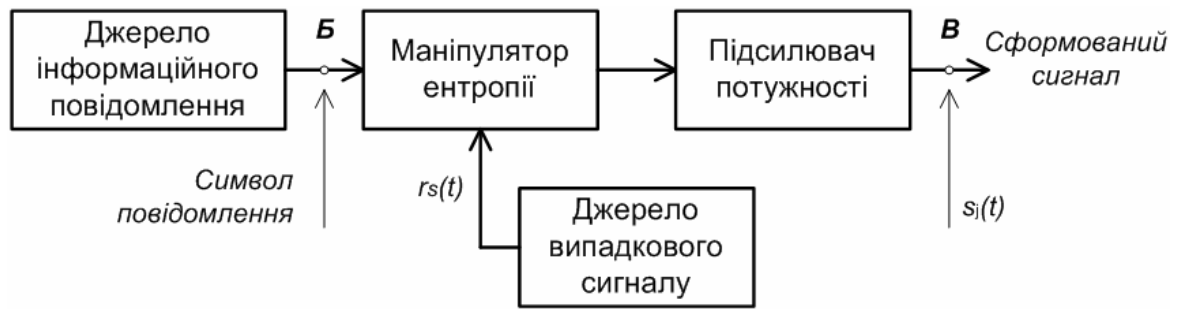


Рис. 3.1. Формування широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Запропонований вперше [96, 99] метод опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією здійснюється в такий спосіб: прийнятий сигнал $r(t)$, що є сумою згортки переданого сигналу $s_1(t)$ чи $s_2(t)$ з імпульсною характеристикою каналу $h_c(t)$ та деякої завади $n(t)$, джерелом якої є комунікаційний канал, полягає у статистичному оцінюванні значень інформаційної ентропії його послідовних фрагментів $r(t)$, які відповідають символному інтервалу повідомлення ν , що розглядають як реалізації випадкових процесів, з подальшим формуванням рішення щодо дискретного значення опрацьовуваного інформаційного символу за значенням оцінки ентропії. Оцінювання реалізується за скінченим проміжком часу, який обмежено тривалістю символного інтервалу.

Традиційно, демодуляцією вважають виділення низькочастотного сигналу символу інформаційного повідомлення із сигналу-носія, а детектуванням – процес прийняття рішення щодо дискретного значення прийнятого символу [88, 219, 220].

Реалізацію процедур демодуляції та детектування символів інформаційного повідомлення, в розглянутому випадку бінарного, при опрацюванні випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією у відповідності до запропонованого автором методу структурно подано на рис. 3.2.

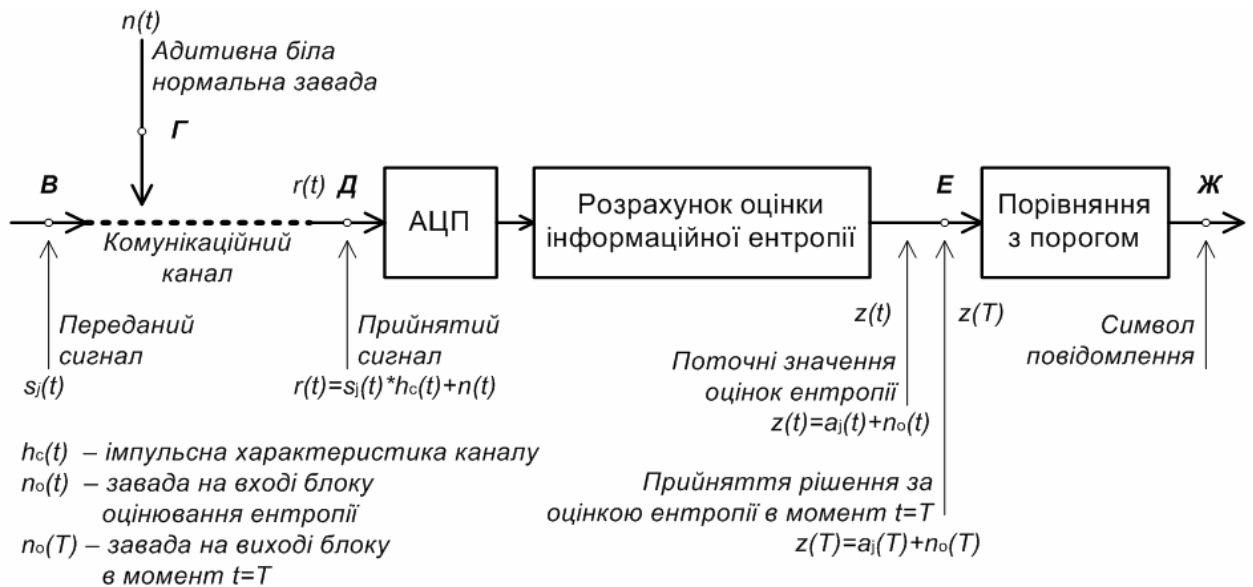


Рис. 3.2. Опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

В ході опрацювання згаданих сигналів, на виході демодулятора, функцію якого реалізує блок оцінювання інформаційної ентропії, у точці прийняття рішень Е, див. рис. 3.2 (перед детекторна точка), формується сигнал $z(t)$. В моменти завершення символного інтервалу, коли $t = T$, точка прийняття рішень представлена сигналом $z(T)$, значення якого є випадковою величиною. Для запропонованого методу, значення $z(T)$ розраховується як статистична оцінка інформаційної ентропії змішаних корисних сигналів та завад на вході пристрою опрацювання за скінченим проміжком часу. Для випадку, коли опрацьовується реалізація $s_1(t)$ математичне сподівання $z(T)$ рівне відповідній величині a_1 , а дисперсія σ_{01}^2 , в іншому випадку, коли опрацьовується $s_2(t)$, математичне сподівання $z(T)$ рівне a_2 , а дисперсія σ_{02}^2 відповідно. Таким чином σ_{01}^2 та σ_{02}^2 характеризують потужність компоненти завад $n_{01}(T)$ чи $n_{02}(T)$ сигналу $z(T)$ в точці прийняття рішень і визначають точність оцінювання ентропії, причому a_1 та a_2 є очікувані сигнальні компоненти $z(T)$ в цій точці.

В ході формування $z(T)$, тобто при розрахунку статистичної оцінки інформаційної ентропії $\hat{H}_{\nu r(t)}$ суміші сигналу і завади $\nu r(t)$ (надалі, для спрощення індекс ν не застосовується а сигнали розглядаються протягом одного символного інтервалу $t \in [0; T]$), виникають похибки оцінювання, які практично мають дві складові [221, 222].

Перша складова – систематична, є постійною в сталих умовах оцінювання і залежить, в основному, від розміру вектора даних, який використовуються для розрахунку статистичної оцінки, тобто кількості відліків вибірки сигналу. Такий вплив полягає у зміщенні значень математичних сподівань a_1 і a_2 оцінок інформаційної ентропії відносно її істинних значень H_1 та H_2 (мається на увазі ентропії суміші сигналу та завади на вході пристрою опрацювання при опрацюванні бінарних символів повідомлення "1" та "0" відповідно), переважно у бік зниження результату, що зумовлює зменшення відстані між сигнальними компонентами a_1 та a_2 . Основною причиною виникнення такої похибки є те, що статистична оцінка є зсунутою [221], проте зі збільшенням вибірки ця складова зменшується.

Друга складова – випадкова, в досліджуваному випадку, вважається причиною наявності завад в точці прийняття рішень $n_{01}(t)$ чи $n_{02}(t)$ (при опрацюванні відповідно "1" чи "0"), а її дисперсія σ_{01}^2 чи σ_{02}^2 (при опрацюванні відповідно "1" або "0") характеризує потужність таких завад і залежить від ефективності оцінки. Як і для систематичної, випадкова складова похибки статистичного оцінювання зменшується із зростанням вибірки, за якою розраховують оцінки інформаційної ентропії [221].

Вплив потужності завади комунікаційного каналу на характеристики сигналу в точці прийняття рішень, детально описано в [222 - 224]. При наявності завади, сигнал в точці прийняття рішень, в ідеалізованому випадку, не містить випадкової складової. Необхідно зазначити, що випадкові завади в точці прийняття рішень відсутні тільки в ідеальному випадку, тобто коли

тривалість сигналів безмежна, оцінювання ентропії проводиться без похибок, а самі сигнали і завади є стаціонарними. В діючих комунікаційних каналах, сигнали в точці прийняття рішень містять випадкову флуктуацію, що зумовлена відхиленнями від стаціонарності завад каналу, наявністю похибки оцінювання інформаційної ентропії та обмеженою в часі тривалістю сигналів, випадковим характером самих сигналів і, як наслідок, його фрагментів (вибірок). Наслідком збільшення потужності завади у каналі, при фіксованій потужності корисного сигналу, є зменшення відстані між істинними значеннями H_1 та H_2 суміші сигналів та завад і, відповідно, зменшення відстані між математичними сподіваннями a_1 та a_2 сигналу $z(T)$ і, як наслідок, зниження амплітуди і потужності сигналу на виході блоку оцінювання інформаційної ентропії, який відображає інформаційне повідомлення. Тобто, амплітуда, а отже і потужність сигналу, в точці прийняття рішень, залежить від відношення сигнал/завада на вході пристрою опрацювання [224].

Вплив потужності завади, наявної в каналі на вході пристрою опрацювання, на потужність завади в точці прийняття рішень для розробленого методу практично відсутній, оскільки запропонований підхід розглядає не енергетичні а імовірнісний параметри сигналів. Однак вплив відхилень від стаціонарності AWGN завади на вході пристрою опрацювання, за їх наявності, зумовлює випадкове розсіювання H_1 та H_2 , що зумовлює збільшення дисперсії σ_0^2 завади в точці прийняття рішень (σ_{01}^2 чи σ_{02}^2 для символів відповідно "1" чи "0"). В такому випадку, причиною збільшення дисперсій є не похибка оцінювання H_1 і H_2 а їх випадковий характер.

Слід зазначити, що відхилення від стаціонарності завади в експлуатаційних умовах обумовлені різними факторами, зокрема тимчасовими замираннями сигналів у радіоканалах, впливом атмосферних явищ, імпульсних техногенних завад, функціонуванням систем автоматичного регулювання підсилення у попередніх трактах системи

опрацювання тощо. З огляду на вище сказане, надалі розглядаються переважно, стаціонарні сигнали і завади.

Детектування символів інформаційного повідомлення полягає у визначенні приналежності реалізації опрацьованого випадкового сигналу до однієї з двох (для випадку використання бінарного базису) областей, що реалізується шляхом порівняння $z(T)$ в момент закінчення символного інтервалу із заданою значенням порогу γ . Традиційно, значення оптимального порогу $\gamma = \gamma_0$ розраховується за критерієм мінімізації ймовірності прийняття хибного рішення щодо значення опрацьовуваного символу повідомлення. Значення γ_0 залежить від характеру та симетрії функцій правдоподібності сигналів і коли такі функції симетричні, γ_0 розраховується за такою формулою [52, 88]:

$$\gamma_0 = (a_1 + a_2) / 2. \quad (3.1)$$

Загальний вигляд функцій правдоподібності поданих як щільностей ймовірностей станів сигналу $z(T)$ подано на рис. 3.3.

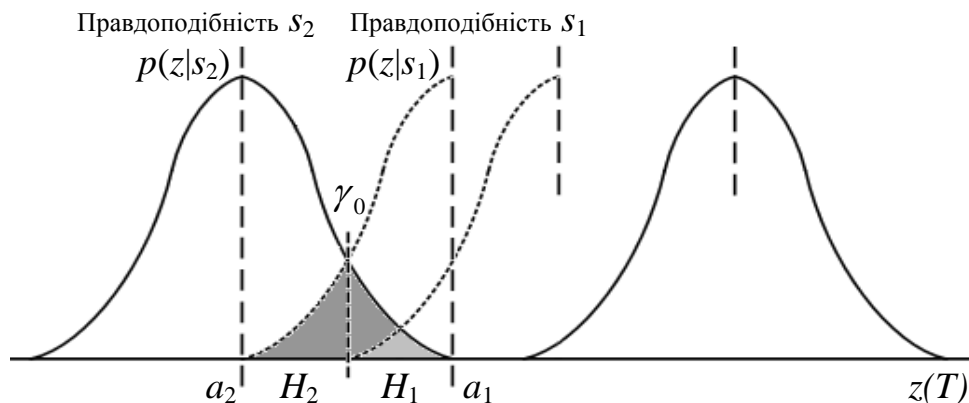


Рис. 3.3. Функції правдоподібності сигналів $s_1(t)$ та $s_2(t)$.

Основні етапи формування та опрацювання широкосмугових випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією для бінарного повідомлення: "0100" подано на рис. 3.4: а) символи інформаційного повідомлення, б) низькочастотне представлення NRZ-L

сигналу повідомлення, в) сформований сигнал каналного рівня, г) завада, що діє у каналі, д) суміш сигналу та завади на вході пристрою опрацювання, е) сигнал в точці прийняття рішень, ж) низькочастотне представлення NRZ-L повідомлення на виході пристрою опрацювання, к) прийняті символи бінарного інформаційного повідомлення.

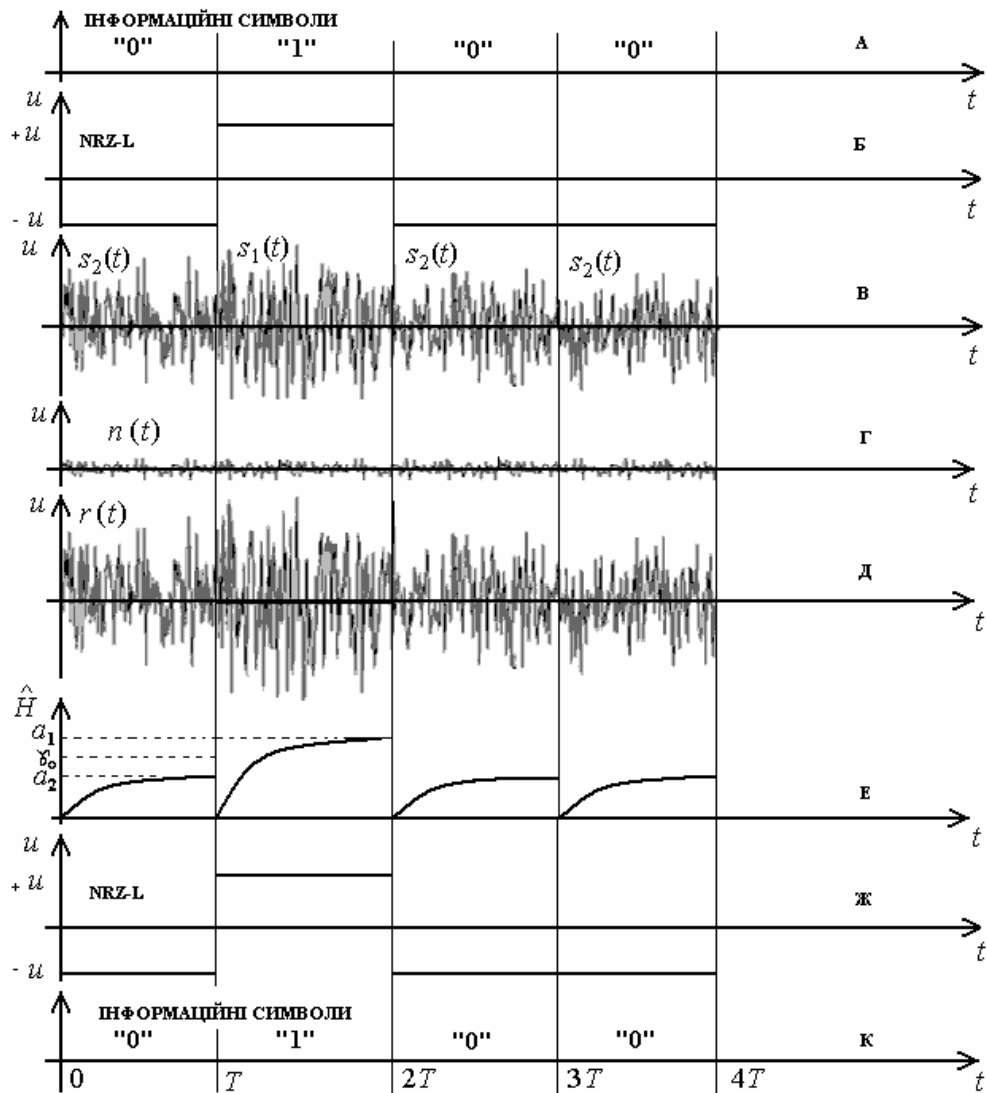


Рис. 3.4. Основні етапи формування та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Відмінна особливість запропонованого автором методу формування та опрацювання широкосмугових сигналів полягає в тому, що носієм інформації про символ повідомлення є випадковий (не псевдовипадковий) сигнал, спектральні характеристики якого, як показано в підрозділі 1.2.2, є найбільш

оптимальними. В такому випадку доцільно розглянути можливі варіанти застосування сигналів для реалізації маніпуляції оцінками інформаційної ентропії їх реалізацій.

Найбільш просто маніпуляція здійснюється на основі випадкових широкосмугових сигналів різної інформаційної ентропії. Кожен бінарний символ (відповідно "1" чи "0") повідомлення представляється значенням ентропії H_1 та H_2 відповідних реалізацій $s_1(t)$ чи $s_2(t)$, які мають однакові розподіли а маніпулювання оцінками ентропії реалізується шляхом зміни потужності $P_1 \neq P_2$ цих сигналів. Фактично зі зростанням потужності збільшується кількість можливих станів, які може прийняти сигнал а при зменшенні потужності кількість можливих станів відповідно зменшується і прямує до одиниці. В найпростішому випадку для представлення нульових біт інформаційного повідомлення можна використати пасивну, детерміновану реалізацію сигналу $s_2(t)$ з потужністю $P_2 = 0$ і, як наслідок, значенням ентропії $H_2 = 0$. Для представлення одиничних елементів задіяна реалізація випадкового процесу $s_1(t)$ фіксованої потужності $P_1 > 0$ та ентропії $H_1 > 0$ відповідно. Основні етапи описаного методу маніпуляції для бінарного інформаційного повідомлення: "10110" подано на рис.3.5.

При проходженні через канал обміну даними сигнали зазнають спотворень, в наслідок дії адитивних завад $n(t)$, які характеризуються власною потужністю P_n та ентропією H_n , рис.3.5б. Така взаємодія приводить до утворення нових реалізацій випадкових сигналів $r_2(t)$ та $r_1(t)$ відповідно, рис.2.5в. Доцільно зазначити, що в залежності від ступені кореляції $s(t)$ та $n(t)$ потужність $r(t)$ може приймати значення нуля, зокрема для інверсних реалізацій, суми потужностей (для некорельованих сигналів) тощо. Оцінки ентропії реалізацій таких сигналів змінюються нелінійно, за умови нормального розподілу можливих станів – за логарифмічним законом [225, 226].

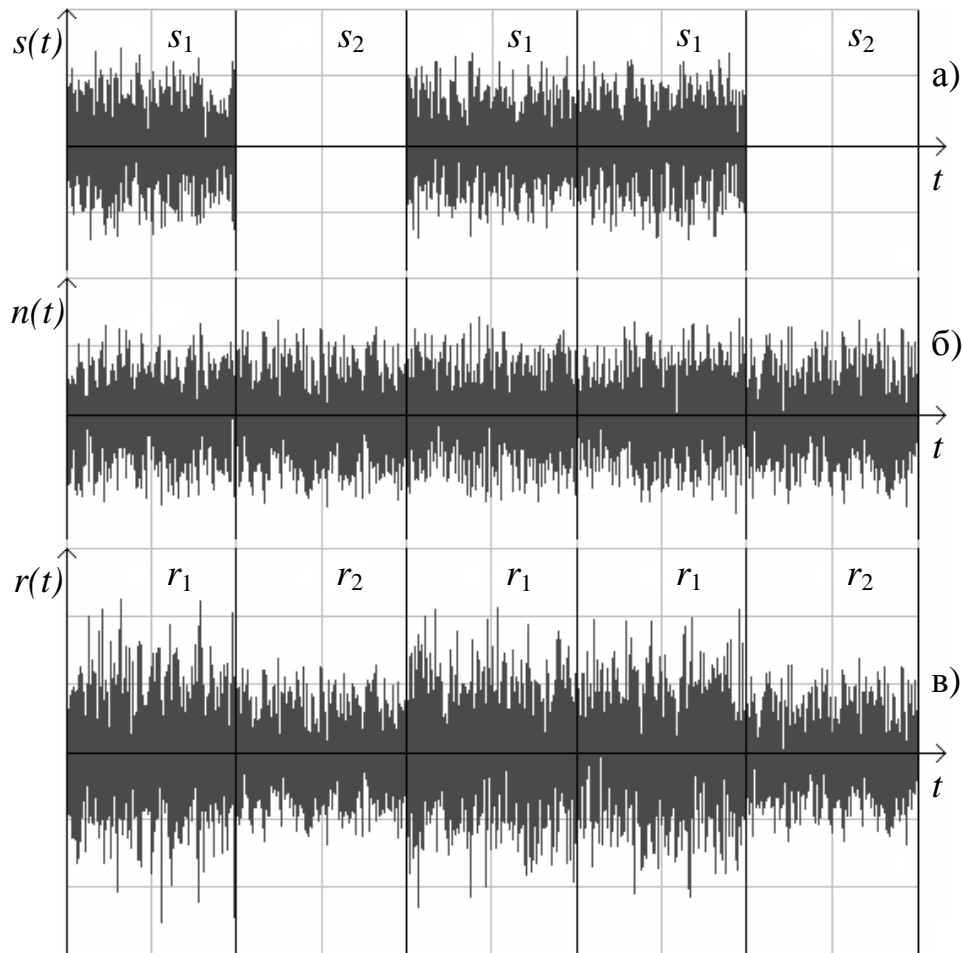


Рис.3.5. Етапи формування випадкових широкосмугових сигналів на основі маніпуляції ентропії випадковими сигналами різної потужності

Дещо складнішою є маніпуляція ентропії, яка реалізується на основі випадкових сигналів з різними розподілами можливих станів. При такому підході, кожен бінарний символ повідомлення представляється значенням ентропії H_1 та H_2 відповідних реалізацій $s_1(t)$ чи $s_2(t)$ потужності $P_1 \approx P_2$ але різними розподілами можливих станів – рівномірний, геометричний, біноміальний, нормальний тощо. Основні етапи такої маніпуляції для бінарного повідомлення: "10110" подано на рис.3.6.

Для представлення нульових елементів інформаційного повідомлення використано реалізацію сигналу $s_2(t)$ з рівномірним розподілом, що за відсутності спотворень забезпечує максимальну оцінку ентропії $H_2 = \max$ для заданої потужності P_2 .

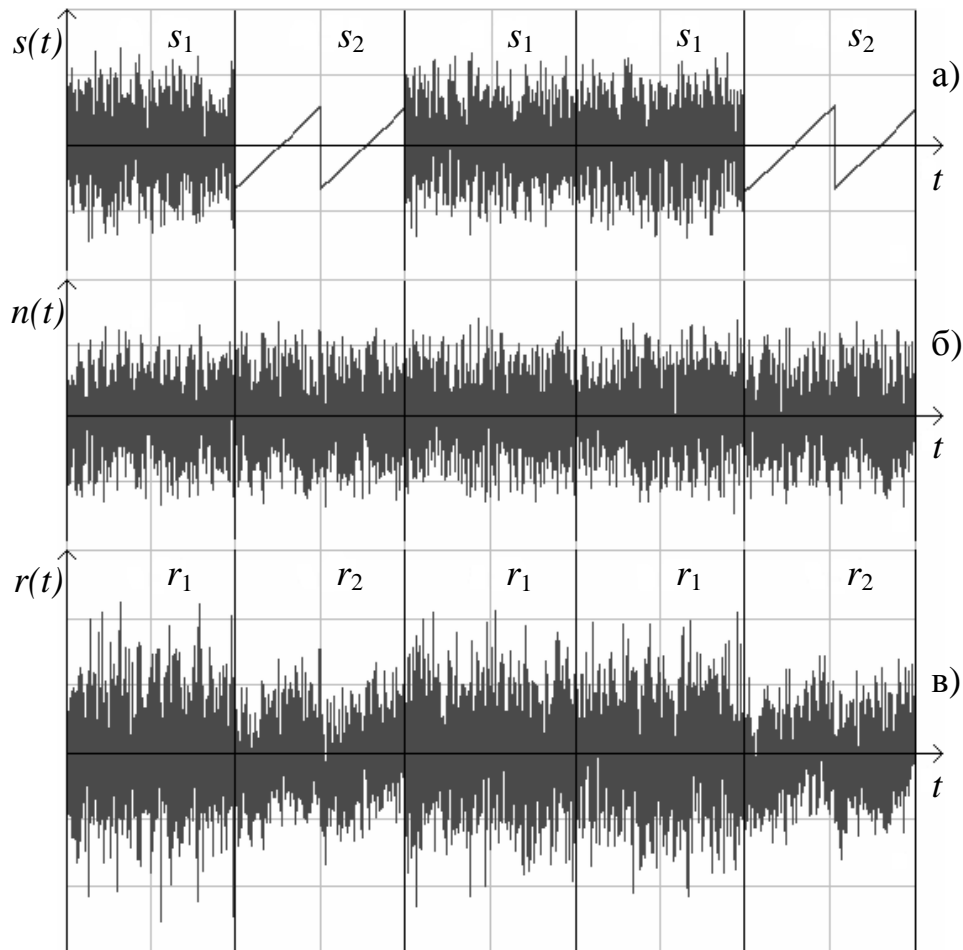


Рис.3.6. Етапи формування випадкових широкосмугових сигналів на основі маніпуляції ентропії випадковими сигналами різного розподілу станів

Для представлення одиничних елементів, як і у попередньому методі обрано реалізація випадкового процесу $s_1(t)$ з нормальним розподілом станів, фіксованою потужністю $P_1 \approx P_2$ та ентропією H_1 , рис.3.6а. Після проходження через канал обміну даними, в наслідок дії $n(t)$ потужністю P_n та ентропією H_n , рис.3.6б сформовані сигнали зазнають спотворень формуючи нові реалізації $r_2(t)$ та $r_1(t)$ відповідно, рис.3.6в.

Оцінки ентропії реалізацій таких сигналів змінюються в залежності від накладання їх розподілів та співвідношення потужності сигналу-носія та завади. Пори такому підході, зміна розподілу сигналу-носія зумовлює суттєвіші зміни маніпульованої ознаки, проте це також приводить до зміни потужності такого сигналу.

Перспективним також може бути метод маніпуляції ентропії, який реалізується на основі використання шумів комунікаційного каналу як джерела випадкових, статистично незалежних сигналів.

Загальновідомо [15, 16, 227 - 229], що ентропія об'єднання статистично не пов'язаних інформаційних джерел рівна сумі ентропій кожного з них. Таким чином суть запропонованого методу полягає в тому, що кожен бінарний символ інформаційного повідомлення представляється значенням H_1 та H_2 відповідних реалізацій $s_1(t)$ та $s_2(t)$ з нормальним розподілом можливих станів, як найефективнішим серед відомих розподілів.

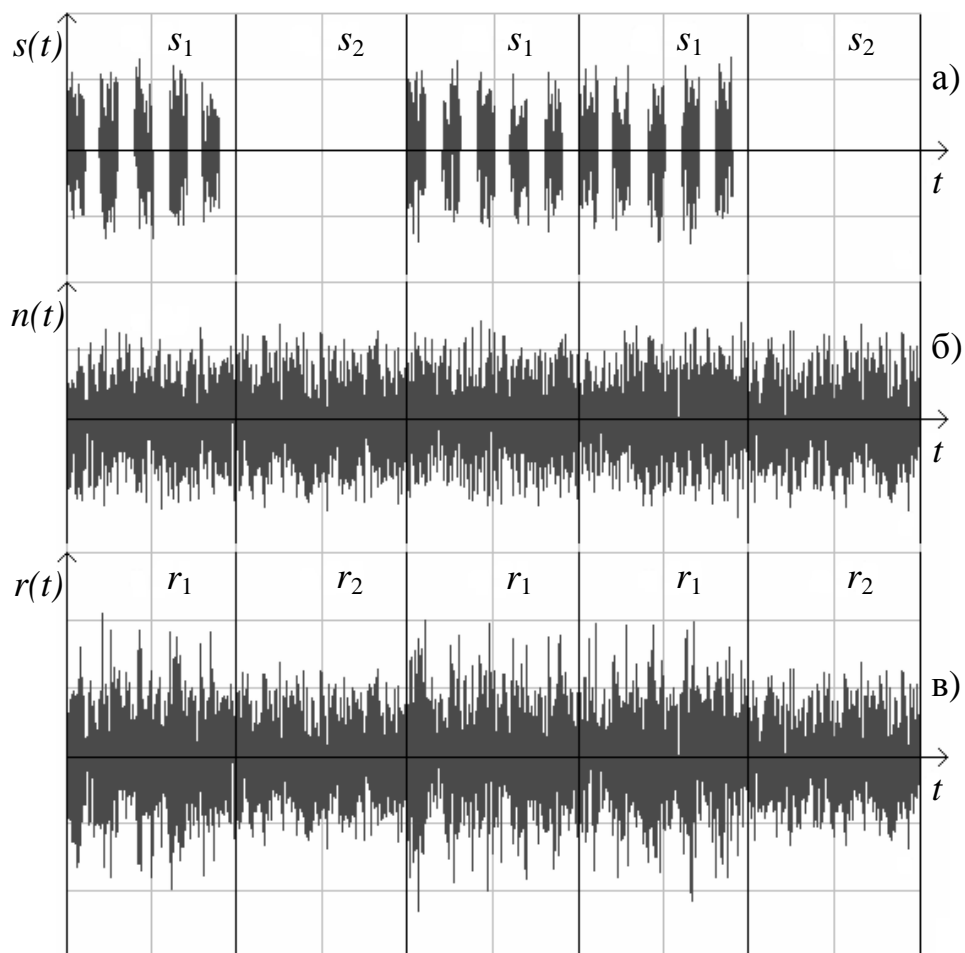


Рис.3.7. Етапи формування випадкових широкополосних сигналів на основі маніпуляції ентропії випадковими сигналами з використанням енергії завад

Для забезпечення можливості використання шумів комунікаційного каналу в реалізації такого випадкового сигналу $s_2(t)$ вносять пасивні фрагменти (див.рис.3.7а), які в наслідок дії адитивних завад $n(t)$ будуть набувати додаткових станів, рис.2.7в. Тобто, як і в першому методі маніпуляції нульові символи бінарного повідомлення представляються детермінованими реалізаціями сигналу $s_2(t)$ з $P_2 = 0$ і значенням ентропії $H_2 = 0$ а для представлення одиничних символів задіяна реалізація випадкового процесу з включеними пасивними фрагментами $s_1(t)$, потужністю $P_1 > 0$ та ентропією H_1 . Основні етапи описаного методу маніпуляції для бінарного повідомлення: "10110" подано на рис.3.7.

Після проходження через канал обміну даними, під дією адитивних завад $n(t)$ потужністю P_n та ентропією H_n , сформовані сигнали зазнають спотворень, причому паузи реалізації $s_1(t)$ заповнюються додатковими, статистично незалежними відліками, що дозволяє частково використати енергію $n(t)$ оскільки загальна ентропія реалізації $r_1(t)$ буде рівна сумі його складових: 1-сигналу-носія спотвореного завадами; 2-завади [225, 226]. Порівняно з попередніми цей метод нескладний з погляду практичної реалізації засобів формування та оброблення випадкових сигналів.

Описані методи маніпуляції є одним з перспективних напрямків розвитку та вдосконалення технологій опрацювання випадкових широкосмугових сигналів в комунікаційних засобах розподілених комп'ютерних систем та мереж. Причому, запропонований підхід до формування та опрацювання широкосмугових сигналів не потребує використання складних алгоритмів формування псевдовипадкових послідовностей, зберігання еталонів форм сигналів, а також розрахунку взаємкореляційних функцій, що дозволяє суттєво зменшити апаратні та алгоритмічно-обчислювальні затрати, і дає можливість реалізації на базі недорогих, поширених мікроконтролерів серійного виробництва.

3.2. Формування інформаційних ознак при маніпуляції різними імовірнісними характеристиками амплітуд випадкових сигналів

При опрацюванні сигналів згідно запропонованого в [96, 99] методу виділення символів інформаційного повідомлення реалізується шляхом статистичного оцінювання імовірнісних характеристик відповідних фрагментів випадкового широкопasmового сигналу з подальшим прийняттям рішення щодо значення бінарного символу.

Розрахунок імовірнісної характеристики стаціонарного випадкового процесу, за скінченим проміжком часу на основі даних однієї з реалізацій (вбірок), вважають статистичною оцінкою значення такої характеристики. Фактично розрахунок може виконуватись шляхом неперервного усереднення за часом або за вибірковими значеннями таких процесів [97, 178], які утворюють класичну статистичну випадкову вибірку сигналу розміром n відліків [97]. В ході опрацювання, згідно запропонованого методу, вибіркові значення r_i , що представляють амплітуду випадкового широкопasmового сигналу, беруться у моменти часу t_i , $i = 1, 2, \dots, n$.

З метою встановлення ефективності використання тієї чи іншої статистичної оцінки імовірнісних характеристик випадкових сигналів, з погляду впливу на завадостійкість запропонованого методу, доцільно провести їх дослідження, зокрема за такими аналітичними виразами [194, 198]:

Оцінка дисперсії (вбіркова дисперсія):

$$s^2_{r(t)} = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (r_i - \bar{r}_{r(t)})^2, \quad (3.2)$$

де: i – порядковий номер відліку реалізації випадкового процесу;

n – кількість відліків реалізації процесу, що опрацьовують;

r_i – значення амплітуди сигналу в момент t_i , $i = 1, 2, \dots, n$;

$\bar{r}_{r(t)}$ – оцінка математичного сподівання реалізації сигналу, вибіркоче середнє (3.3).

$$\bar{r}_{r(t)} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n r_i . \quad (3.3)$$

Оцінка середнього квадратичного відхилу:

$$s_{r(t)} = \sqrt{s_{r(t)}^2} . \quad (3.4)$$

Оцінка центрального моменту порядку w :

$$\hat{\mu}_{w r(t)} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1}^n (r_i - \bar{r}_{r(t)})^w . \quad (3.5)$$

Оцінка інформаційної ентропії за мірою Хартлі:

$$\hat{H}_{hr(t)} = \log_2 \hat{m} . \quad (3.6)$$

Оцінка ентропії за інформаційною мірою К.Шеннона:

$$\hat{H}_{shr(t)} = - \sum_{j=1}^m \hat{p}(R_j) \cdot \log_2 (\hat{p}(R_j)) , \quad (3.7)$$

де: $\hat{p}(R_j)$ – відносна частота стану R_j , яка визначається за (3.8),

при цьому слід вважати, що $0 \cdot \log_2 (0) = 0$,

$$\hat{p}(R_j) = \frac{n_j}{n} , \text{ для кожного } j = 1, 2, \dots, m , \quad (3.8)$$

де: n_j – кількість раз прийняття значенням сигналу стану R_j .

Відносну частоту $\hat{p}(R_j)$ вважають конзистентною статистичною оцінкою відповідної ймовірності $p(R_j)$. Таким чином, формула оцінки інформаційної ентропії (3.7) отримується шляхом заміни ймовірностей у (1.18) на відповідні значення відносних частот.

Оцінка диференційної ентропії за формулою К. Крампа, розрахованої через дисперсію випадкового процесу з нормальним розподілом:

$$\hat{H}_{dn r(t)} = \log_2 \sqrt{2\pi e s_{r(t)}^2} . \quad (3.9)$$

Усі вище наведені оцінки є конзистентними але деякі з них є зсунутими. Одним з варіантів вилучення зсунутості оцінок є введення у формулу розрахунку статистичних оцінок поправочного коефіцієнту, що є функцією від n - розміру вибірки сигналу. Однак, наслідком використання коефіцієнту зазвичай є збільшення дисперсії таких оцінок, що зменшує ефективність і, як наслідок, не є завжди прийнятним.

З метою визначення ефективності різних імовірнісних характеристик, при опрацюванні комунікаційних сигналів $s_1(t)$ і $s_2(t)$, з використанням випадкових широкосмугових сигналів проведено аналіз залежності імовірнісних характеристик сигналу $z(T)$ в точці прийняття рішень, який є випадковою величиною, залежить від розміру вибірки n , за якою формується сигнал $z(T)$. Згідно запропонованого методу, $z(T)$ використовується для статистичного оцінювання значень згаданих вище імовірнісних характеристик.

На основі дослідження в чисельному експерименті ($l \geq 100$ раз для випадку використання кожної з характеристик) проведеного розрахунки значень сигналу $z(T)$ у відповідності до (3.2), (3.4), (3.5) для центральних моментів 3-го, 4-го, 5-го, 6-го та 7-го порядків, (3.6), (3.7) та (3.9) для відповідних реалізацій $s_1(t)$ та $s_2(t)$, за наявності впливу завади $n(t)$ і при умові ідеалізованої імпульсної характеристики комунікаційного каналу, розраховано статистичні оцінки \hat{a} та s_0 таких параметрів розподілу станів сигналу $z(T)$, як математичне сподівання a та σ_0 – середній квадратичний відхил згідно нижче поданих виразів.

Оцінка математичного сподівання:

$$\hat{a} = \overline{z(T)} = \frac{1}{l} \sum_{k=1}^l z(T)_k, \quad (3.10)$$

де: k – порядковий номер значення $z(T)$;

$z(T)_k$ – значення станів $z(T)$ з порядковим номером k ;

l – загальна кількість отриманих значень.

Оцінка середнього квадратичного відхилення:

$$s_0 = \sqrt{\frac{1}{l-1} \sum_{k=1}^l \left(z(T)_k - \overline{z(T)} \right)^2}. \quad (3.11)$$

В ході такого дослідження вибір сигналів $s_1(t)$, $s_2(t)$ та $n(t)$ реалізовано у один з наочних способів, тобто коли одиничний (логічна "1")

інформаційний символ представлено випадковим сигналом $s_1(t)$ з розподілом ймовірностей амплітуд близьким до нормального, рівномірною спектральною щільністю і відповідним сталим значенням інформаційної ентропії, а нульовий (логічний "0") інформаційний символу – сигналом $s_2(t)$ у вигляді пасивної паузи з нульовим рівнем енергії а отже і ентропії. Завада $n(t)$, що діє у комунікаційному каналі, розглядається як AWGN - стаціонарний адитивний білий гаусів шум.

Згідно критерію ортогональності (3.12), (3.13), такі $s_1(t)$ та $s_2(t)$ можна вважати ортогональними, оскільки інтегрування за часом протягом тривалості символного інтервалу їх скалярного добутку рівне нулю [88].

$$\int_0^T s_b(t) s_c(t) dt = K_b \delta_{bc}, \quad 0 \leq t \leq T, \quad b, c = 1, \dots, M, \quad (3.12)$$

$$\text{де: } \delta_{bc} = \begin{cases} 1 & \text{для } b = c \\ 0 & \text{для } b \neq c \end{cases} \text{ – дельта-функція Кронекера,} \quad (3.13)$$

M – кількість сигналів у наборі, для бінарного базису $M = 2$;

K_b – ненульові константи;

T – тривалість символного інтервалу.

В ході дослідження $s_1(t)$ та $n(t)$ – модельовані як випадкові сигнали зі смугою частот від 0.1 Гц до 24 КГц, частота дискретизації складає 48 КГц. Потужність $s_1(t)$ обрано на рівні $S_1 = -18$ дБВт, потужність $s_2(t)$ відповідно $S_2 = 0$ Вт, а потужність завади $n(t)$ – на рівні $N = -18$ дБВт. Отже, після перетворень зумовлених використанням логарифмічного представлення, відношення сигнал/завада складає $S/N = -3$ дБ при однаковій частоті появи та тривалості сигналів $s_1(t)$ та $s_2(t)$. Середня потужність сигналу S за однакової частоти появи та тривалості сигналів $s_1(t)$ і $s_2(t)$ визначається за такою формулою:

$$S = \frac{S_1 + S_2}{2}. \quad (3.14)$$

Ефективність кожної з наведених вище імовірнісних характеристик для запропонованого методу необхідно оцінювати за критерієм, що враховує імовірнісні розподіли сигналів та завад. Таким критерієм вважають відношення різниці бажаних сигнальних компонент в точці прийняття рішень до їх двократного середнього квадратичного відхилення, за яким в подальшому проводилось порівнювання при застосуванні різних імовірнісних характеристик [59, 88, 92]:

$$K = \frac{a_1 - a_2}{2\sigma_0}. \quad (3.15)$$

Вибір критерію (3.15) обґрунтовується тим, що таке співвідношення є визначальним для оцінювання ймовірності спотворення бінарного символу для заданого нормованого відношення сигнал/завада. З метою визначення ефективності проведено порівняння оцінки отриманої експериментально (3.16) означеного вище критерію, що визначається на основі статистичних оцінок відповідних параметрів реалізацій широкосмугових випадкових сигналів:

$$\hat{K} = \frac{\hat{a}_1 - \hat{a}_2}{2s_0}. \quad (3.16)$$

Порівняльний аналіз проведено для характеристик СКВ, дисперсії, центральних моментів 3, 4, 5, 6 та 7-го порядків, а також ентропії розподілу ймовірностей розрахована за різними інформаційними мірами.

Крім того досліджено вплив розміру реалізації випадкового сигналу (вибірки) n , що змінювалась в межах від 2 до 10^5 відліків, на ефективність відповідних оцінок, розроблено програмне забезпечення, див. додаток А.

Результати дослідження подано на рис. 3.8, як можна побачити використання оцінок інформаційної ентропії розрахованої за дисперсією забезпечує найкращий показник ефективності. Спостерігається підвищення завадостійкості за означеним критерієм в межах від 10 до 18%. Відповідні залежності для дисперсії, СКВ та центральних моментів 4-го та 6-го порядків

суттєво відрізняється один від одного, проте найкращою ефективністю характеризується СКВ.

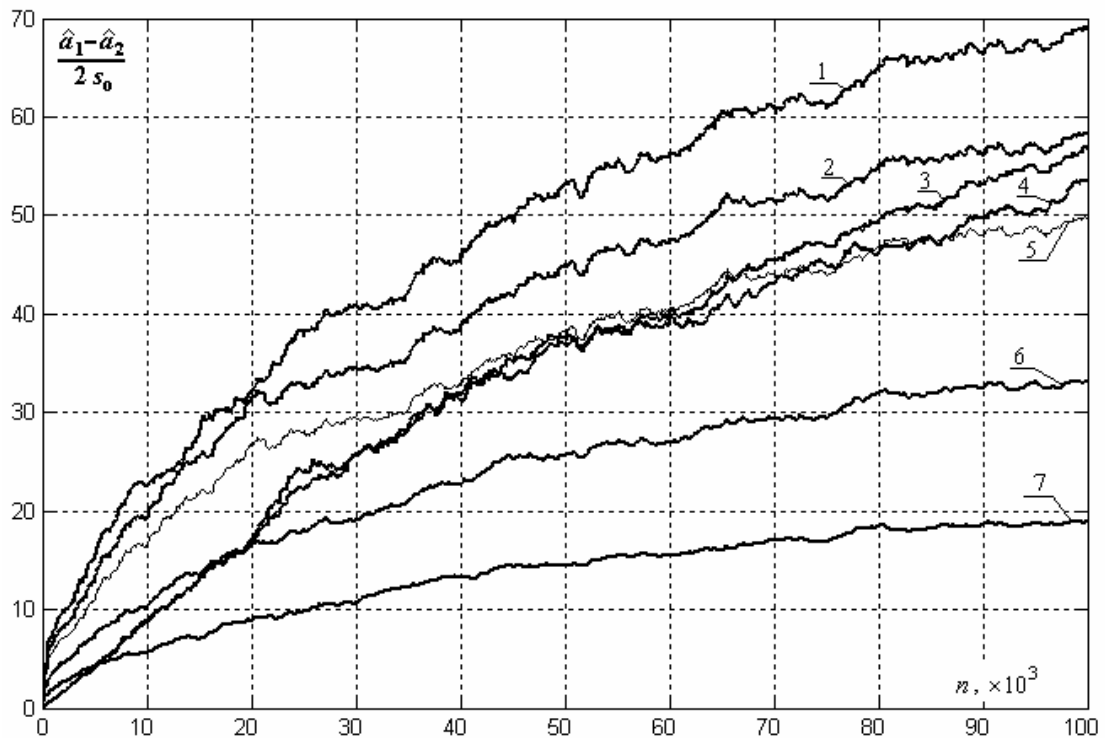


Рис. 3.8. Залежність співвідношення $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від n розміром до 10^5 відліків при $S/N = -3$ дБ для: 1 – ентропія за (3.9), 2 – СКВ, 3 – ентропія за (3.7), 4 – ентропія за (3.6), 5 – дисперсія, 6 – центральний момент 4-го порядку, 7 – центральний момент 6-го порядку

З огляду, на отримані результати, в подальшому доцільно обмежити розгляд інформаційних мір тільки однією характеристикою.

При порівнянні ефективності дисперсії та інформаційної ентропії за формулою К. Шеннона, встановлено, що при малих значеннях розміру вибірки, який використовуються для оцінювання, у якості маніпульованої характеристики сигналів, ефективною є дисперсія, при кількості відліків $6 \cdot 10^4$ і більше ефективною є інформаційна ентропія. Кращі значення критерію ефективності моментів 4-го порядку порівняно з оцінками ентропії за К. Шенноном спостерігається для розмірів вибірок до $1.7 \cdot 10^4$ відліків, а

моментів 6-го порядку до $0.5 \cdot 10^4$. Ефективність розрахунку оцінок ентропії за Хартлі до $5 \cdot 10^4$ відліків приблизно еквівалентна ефективності ентропії за Шенноном, після такої кількості ефективність ентропії за Шенноном є незначно вищою. Аналіз ефективності центральних моментів непарних порядків показав їх неприйнятно малу ефективність за обраним критерієм, що можна пояснити зосередженістю значень оцінок для обох сигналів навколо математичного сподівання. Отже, в подальшому центральні моменти непарних порядків розглядати недоцільно. Більш детальні результати аналізу залежності значення критерію від розміру вибірок n для інтервалу від 2 до $4 \cdot 10^3$ відліків подано на рис. 3.9.

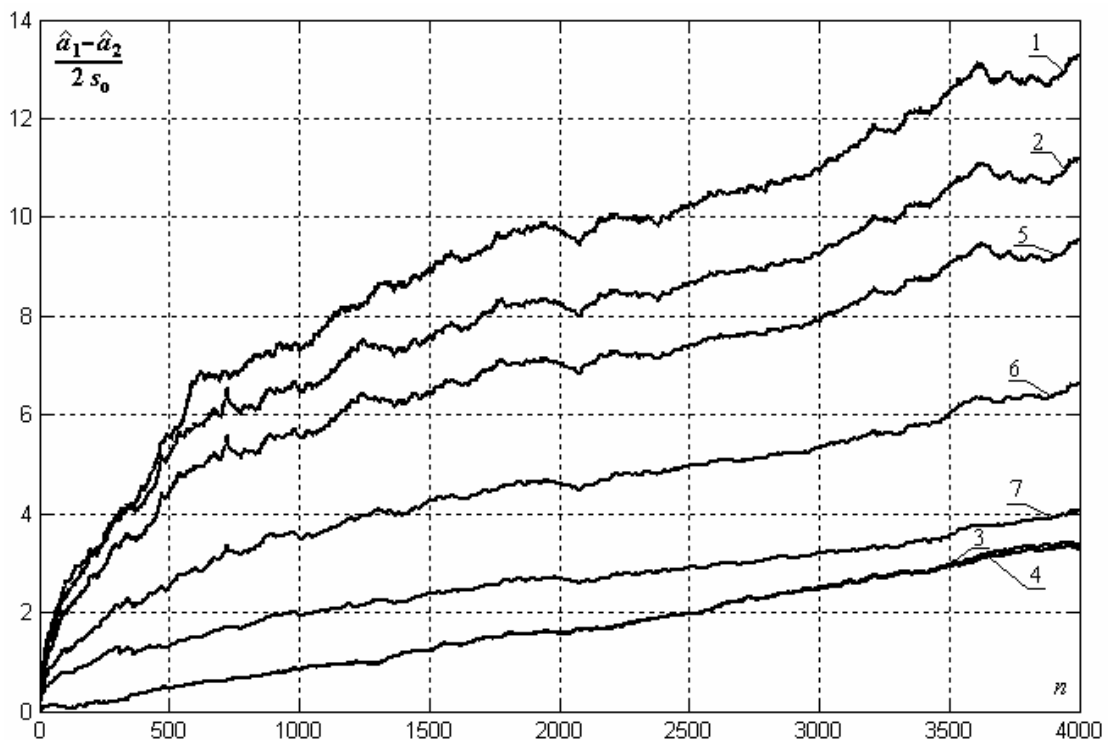


Рис. 3.9. Залежність співвідношення $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від n розміром до $4 \cdot 10^3$ відліків при $S/N = -3$ дБ для: 1 – ентропія за (3.9), 2 – СКВ, 3 – ентропія за (3.7), 4 – ентропія за (3.6), 5 – дисперсія, 6 – центральний момент 4-го порядку, 7 – центральний момент 6-го порядку

Більш детально залежності $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ складових оцінки критерію подано на рис. 3.10 – 3.17, зокрема на рис. 3.10 та 3.11 подано залежності \hat{a}_1 ,

\hat{a}_2 і s_0 від кількості відліків у випадку застосування СКВ, як змінну характеристику сигналів для кількості відліків n від 2 до $4 \cdot 10^3$.

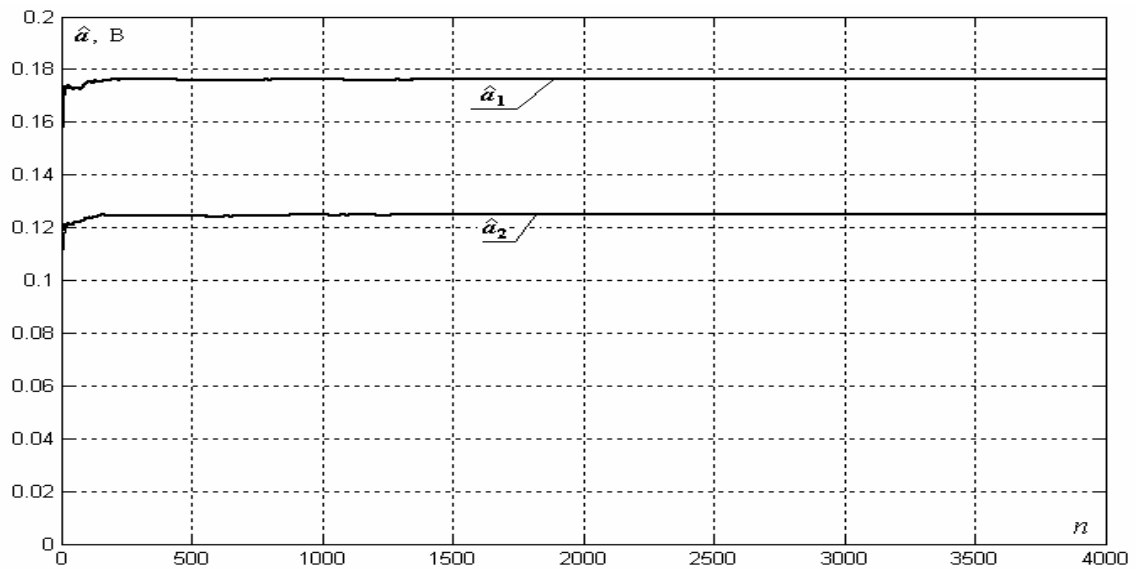


Рис. 3.10. Залежність \hat{a}_1 та \hat{a}_2 від n при застосуванні оцінок СКВ

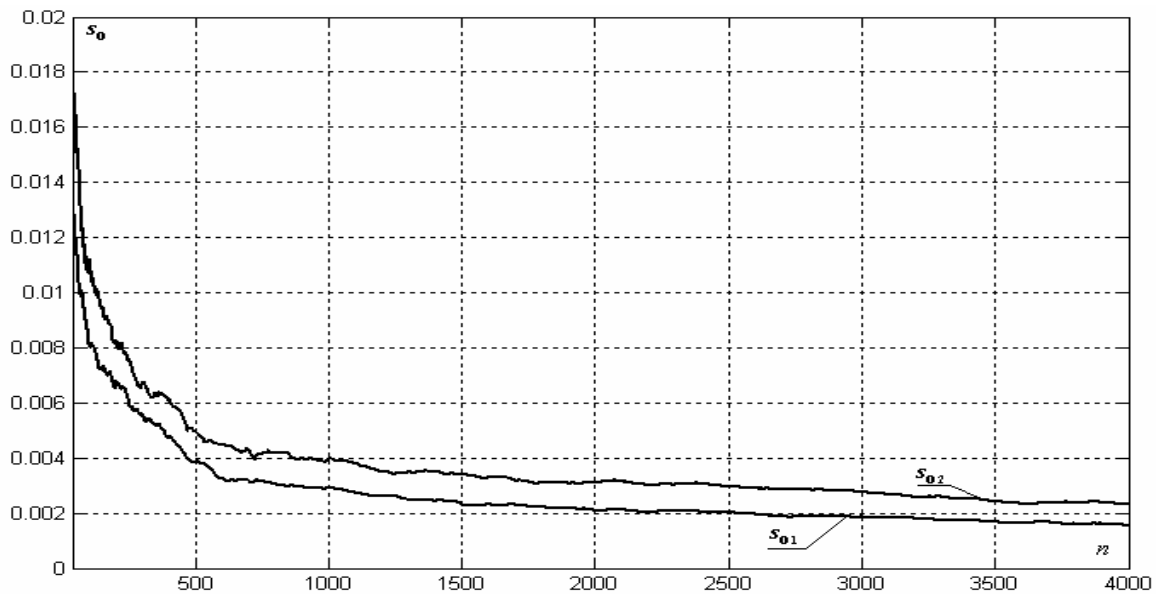


Рис. 3.11. Залежність s_{01} та s_{02} від n при застосуванні оцінок СКВ

Величини бажаних сигнальних компонент в точці прийняття рішень порівняно швидко наближаються до своїх усталених значень, що можна побачити з рис. 3.10, рис. 3.11, це пояснює ефективність застосування СКВ при малих n . Слід зазначити, що СКВ заводи в точці прийняття рішень

зменшується із збільшенням розміру вибірки. Мала відстань між кривими по вертикалі – осі s_0 показує незначну нерівність параметрів розподілів.

На рис. 3.12 та 3.13 подано залежності для випадку застосування ентропії розрахованої за дисперсією, інформаційна міра К.Крампа. Фактично використання дисперсії у згаданій формулі дозволяє отримати верхню межу оцінки інформаційної ентропії випадкового сигналу за невеликих розмірів вибірки.

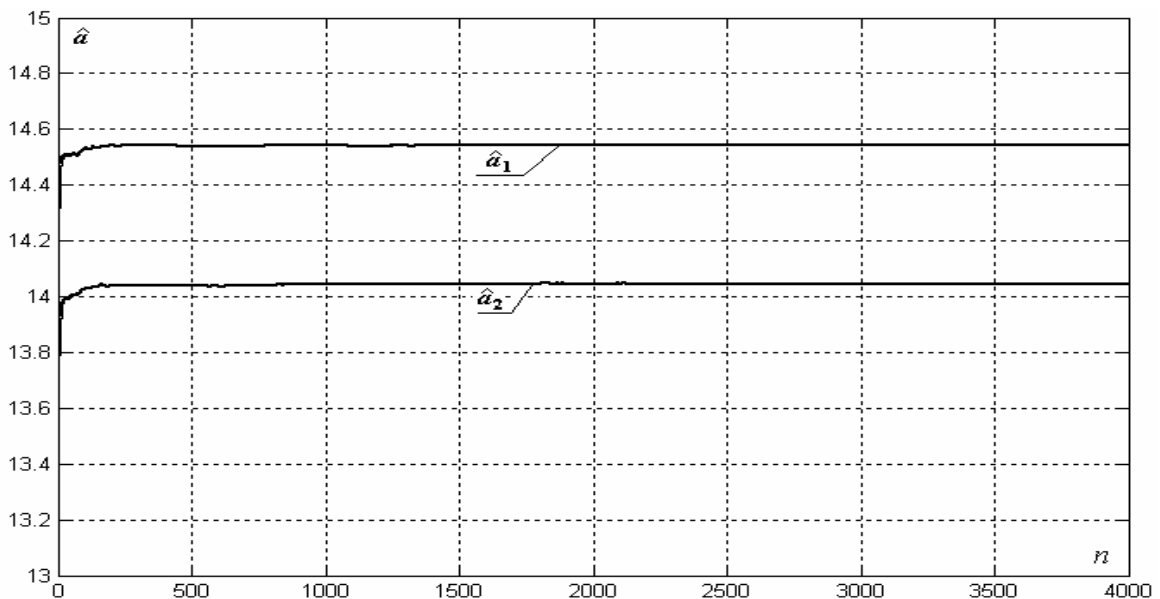


Рис. 3.12. Залежність $\hat{\alpha}_1$ та $\hat{\alpha}_2$ від n (до $4 \cdot 10^3$ відліків) при застосуванні оцінок інформаційної ентропії розрахованої за дисперсією

З рисунків рис. 3.12 та рис. 3.13 можна побачити, що відносна відстань між кривими середнього квадратичного відхилу завади в точці прийняття рішень істотно менша, ніж у випадку застосування оцінок СКВ.

На рис. 3.14 та 3.15 подано залежності для випадку застосування оцінок ентропії розрахованої за інформаційною мірою К.Шеннона в межах кількості відліків до $4 \cdot 10^3$, також ці ж залежності для n у межах до $1 \cdot 10^5$ відліків подано на рис. 3.16 та 3.14 відповідно.

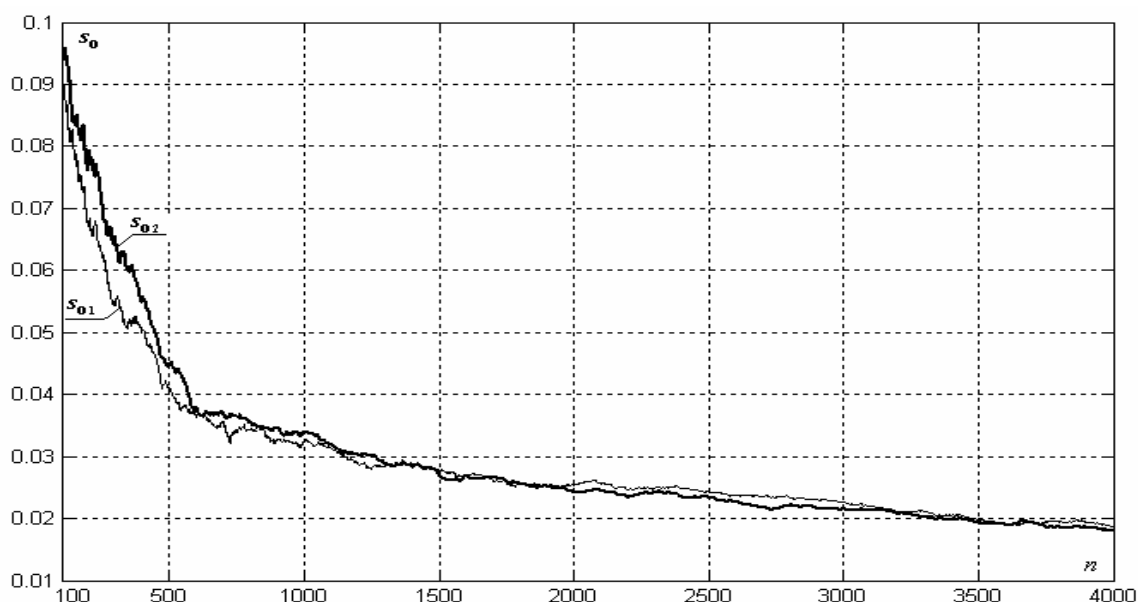


Рис. 3.13. Залежність s_{01} та s_{02} від n (до $4 \cdot 10^3$ відліків) при застосуванні оцінок інформаційної ентропії розрахованої за дисперсією

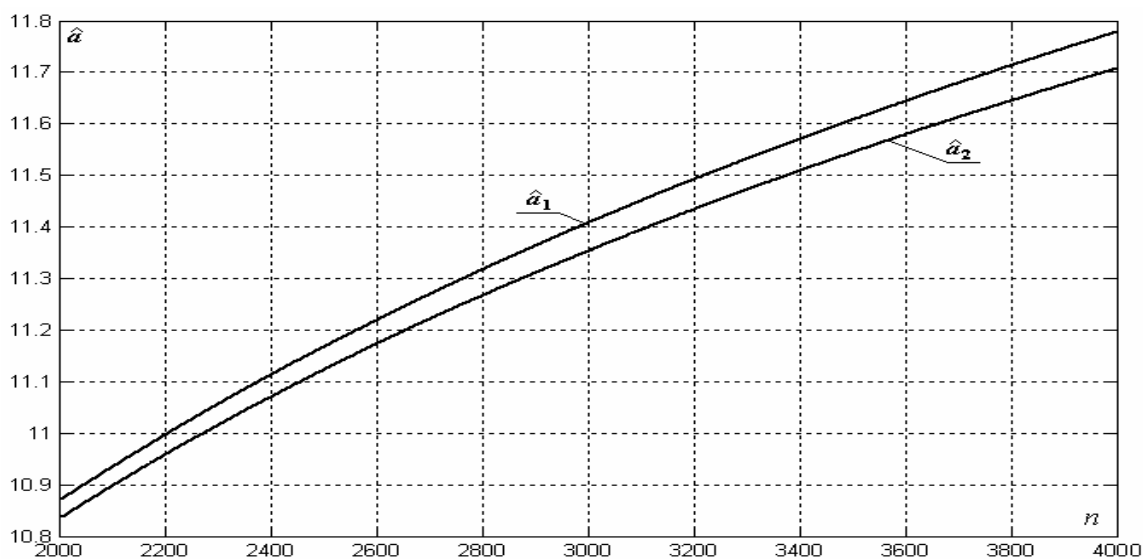


Рис. 3.14. Залежність \hat{a}_1 та \hat{a}_2 від n (до $4 \cdot 10^3$ відліків) при застосуванні оцінок інформаційної ентропії розрахованої за мірою К.Шеннона

Значення сигнальних компонент в точці прийняття рішень із збільшенням кількості відліків наближаються до своїх істинних (усталених) значень значно повільніше ніж у випадку використання СКВ чи інформаційної ентропії розрахованої через дисперсію, що можна побачити з

рис. 3.14 та рис. 3.15. Відстань між кривими середнього квадратичного відхилу завади в точці прийняття рішень менша, ніж для випадку СКВ.



Рис. 3.15. Залежність s_{o1} та s_{o2} від n (до 4000 відліків) при застосуванні оцінок інформаційної ентропії розрахованої за мірою К.Шеннона

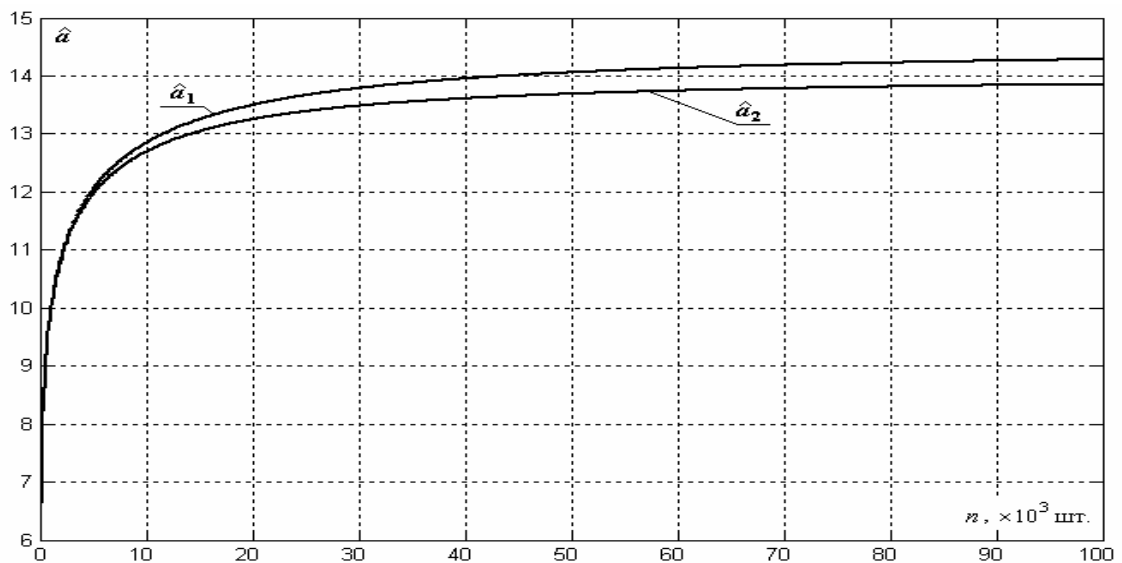


Рис. 3.16. Залежність \hat{a}_1 та \hat{a}_2 від n (до 10^5 відліків) при застосуванні оцінок інформаційної ентропії розрахованої за мірою К.Шеннона

Отже, за результатами, проведених в чисельному експерименті, досліджень встановлено, що у якості маніпульованої імовірнісної

характеристики, згідно обраного критерію $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$, найдоцільніше використовувати інформаційну ентропію, зокрема розраховану за інформаційною мірою К.Крампа.

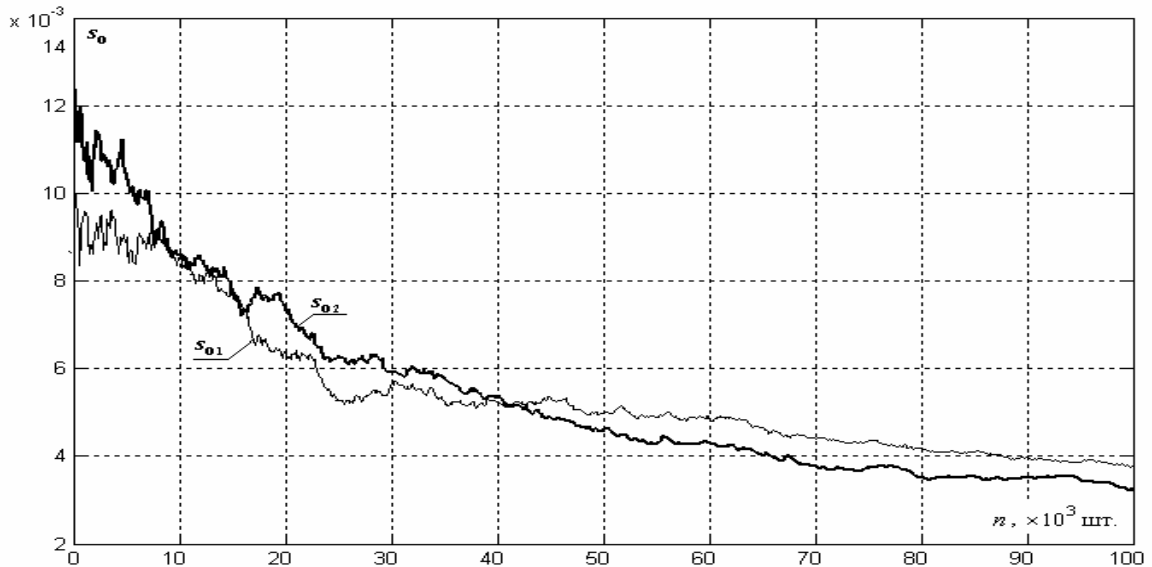


Рис. 3.17. Залежність s_{01} та s_{02} від n (до 10^5 відліків) при застосуванні оцінок інформаційної ентропії розрахованої за мірою К.Шеннона

Крім того, слід зазначити, що використання інформаційної міри К.Шеннона, характеризується найменшою величиною СКВ ентропійних оцінок, в такій ситуації доцільно слід зауважити, що при зменшенні реалізації сигналу n (вибірки), що опрацьовується випадковий процес не може набути усіх можливих станів а його розподіл частково наближається до рівномірного. Отже перспективи використання інформаційної міри запропонованої К.Шенноном, порівняно з мірою К.Крампа, яка ґрунтується на використанні амплітудних характеристик сигналу, необхідно розглядати не тільки виходячи з обмежень для n а також з обмежень множини можливих дискретних значень (станів) випадкового сигналу. Результатом такого підходу є зменшення розрядності АЦ-перетворювача і, як наслідок, апаратної складності компоненту цифрового опрацювання.

3.3. Обмеження множини станів випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Покращення ефективності застосування оцінок інформаційної ентропії при опрацюванні широкосмугових випадкових сигналів можна реалізувати двома шляхами:

- збільшити різницю сигнальних компонентів,
- зменшити *СКВ* оцінок ентропій відповідних фрагментів сигналу.

В першому випадку, як показано вище, покращення можна досягти використовуючи крайні оцінки ентропії, що обчислюються за дисперсією, інформаційною мірою К.Крампа. Із збільшенням розміру вибірки такі оцінки швидко, порівняно з оцінками розрахованими за К.Шенноном, наближаються до свого математичного сподівання і, як наслідок, максимуму різниці сигнальних компонент. Проте такий спосіб передбачає використання енергетичних характеристик сигналу, зокрема значень амплітуди а не тільки ймовірностей можливих станів, що частково нівелює переваги його застосування [10 - 17, 230].

Іншим варіантом збільшення відстані між сигнальними компонентами є відмова від застосування пасивної паузи для представлення інформаційного символу. В цьому випадку необхідно здійснити розробку методів, які дозволяють зменшувати ентропію сигналу на вході пристрою опрацювання. Проте такий підхід практично не розроблявся і не досліджувався, що унеможлиблює оцінку його ефективності.

Крім того, покращення можна досягти за рахунок зменшення *СКВ* оцінок ентропії фрагментів сигналу шляхом збільшення розміру вибірки, що досягається при збільшенні тривалості символного інтервалу або застосуванні відновлення проміжних відліків (збільшення частоти дискретизації АЦП чи застосуванні інтерполяції). Недоліком першого варіанту є зростання енергетичних затрат за рахунок розширення бази

сигналу, для другого – зростання обчислювальних затрат на відновлення сигналу. Таким чином обидва розглянуті варіанти фактично не дозволяють отримати суттєвого покращення показника завадостійкості (ефективності опрацювання) [191, 231].

Враховуючи те, що ентропія розрахована за формулою К.Шеннона оцінює сигнал за імовірнісною ознакою можна стверджувати, що на величину *СКВ* ентропійних оцінок також суттєво впливає кількість можливих станів які приймає сигнал протягом символного інтервалу. В такому випадку доцільно припустити, що розрядність аналого-цифрового перетворювача, який реалізує дискретизацію широкосмугових аналогових сигналів каналного рівня буде безпосередньо впливати на ефективність їх подальшого опрацювання.

Доцільно зазначити, що зменшення розрядності АЦП фактично зумовить зменшення *СКВ* оцінок ентропії реалізацій сигналу ($2s_0$) оскільки при зменшенні розрядності розширюються межі інтервалів в які може потрапити його дискретизовані значення амплітуд r_i , тобто можливих станів сигналу стає менше, що приводить до покращення ефективності опрацювання за обраним вище критерієм $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$.

Проте зменшення кількості можливих станів, в свою чергу, приводить до зменшення максимально можливого значення оцінки ентропії конкретної реалізації (вибірки), тобто до зменшення кодової відстані між відповідними сигнальними компонентами $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)$, що в свою чергу погіршує ефективність за обраним критерієм.

В такому випадку необхідно розглядати наведені фактори сумісно, що окреслює задачу пошуку оптимального співвідношення між знаменником (значення якого мінімізується зі зменшенням розрядності АЦП) та чисельником (значення якого зростає зі збільшенням розрядності АЦП) використаного критерію [88, 92, 191].

З метою встановлення залежності ефективності застосування АЦП з різною розрядністю R для вибірок розмірністю n до 4000 відліків при використанні інформаційно міри К.Шеннона (3.7) проведено дослідження в чисельному експерименті, В ході опрацювання модельовані сигнали відповідних реалізацій $s_1(t)$ та $s_2(t)$, за наявності завади $n(t)$ і при умові ідеалізованої імпульсної характеристики комунікаційного каналу, дискретизувались АЦП різної розрядності, після чого розраховувались оцінки інформаційної ентропії \hat{a} та їх s_0 сигналу $z(T)$, як математичне сподівання a та σ_0 - середній квадратичний відхил згідно (3.10) та (3.11), результати подано на рис.3.18.

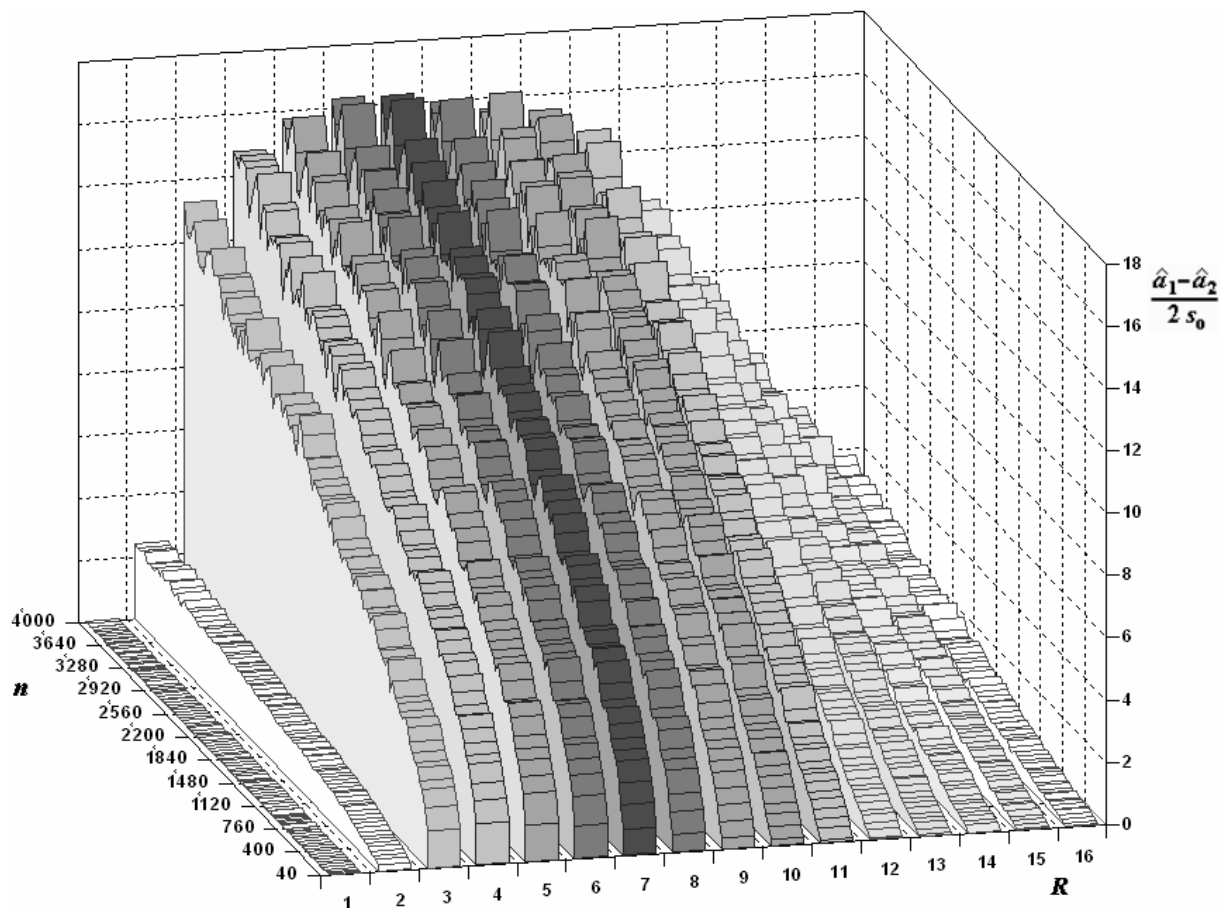


Рис. 3.18. Залежність співвідношення $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від розміру вибірки n до 4000 відліків при $S/N = -3$ дБ для розрядності АЦП від 1 до 16 біт.

Як можна побачити збільшення розрядності АЦП при обчисленні оцінок ентропії відповідних фрагментів сигналів $s_1(t)$ та $s_2(t)$, за наявності завади $n(t)$ забезпечує зростання обраного критерію ефективності лише до моменту використання 7- розрядів (128 можливих станів), подальше збільшення приводить до його поступового зниження, тобто ефективність опрацювання погіршується.

Фактично використаний, при усіх раніше проведених експериментальних дослідженнях, 16-ти розрядний аналого-цифровий перетворювач (65536 станів) за ефективністю не поступається лише 2-ох розрядному (4 стани), див. рис.3.18.

Результати порівняння оцінок інформаційної ентропії широкосмугових випадкових сигналів розрахованих за дисперсією (3.9), інформаційна міра Крампа (найефективніша серед раніше досліджуваних мір ентропії) та оцінок обчислених за (3.7) інформаційною мірою К.Шеннона для 5, 6 і 7-ми розрядного АЦП подано на рис.3.19.

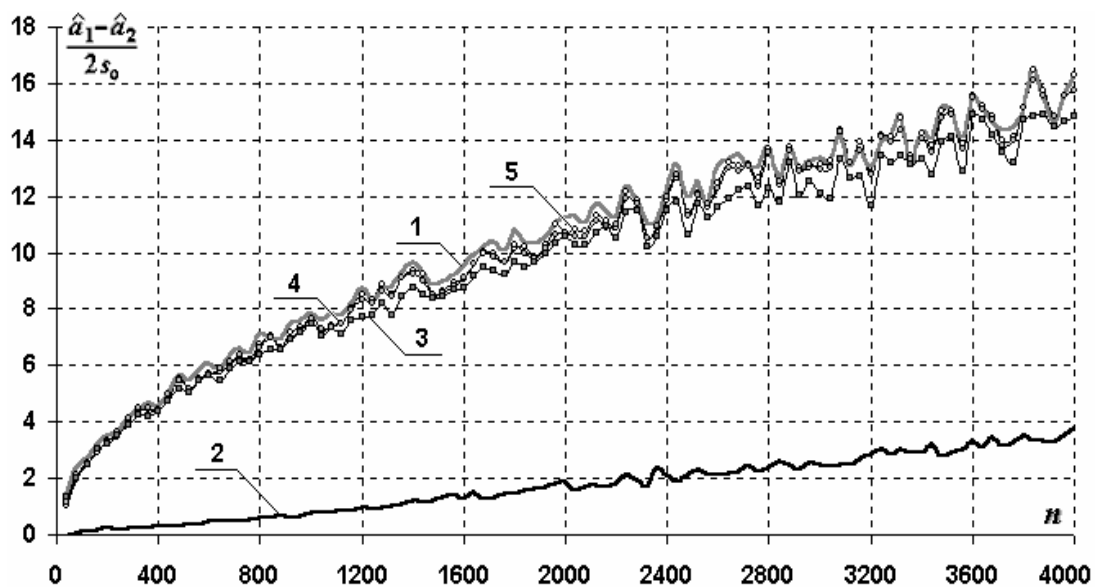


Рис. 3.19. Залежність співвідношення $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від розміру вибірки n до 4000 відліків при $S/N = -3$ дБ для: 1 – оцінки ентропії розрахованої за К. Крампом (3.9); 2,3,4,5 – оцінки ентропії за К.Шенноном (3.7) відповідно для 16, 6, 7, 8–ми розрядного АЦП

Таким чином, за результатами, проведених в чисельному експерименті, досліджень встановлено, що при опрацюванні широкосмугових сигналів для АЦП меншої розрядності використання інформаційної міри (3.7) забезпечує практично такі ж результати ефективності за критерієм $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$, як і для інформаційної міри К.Крампа (3.9) для 16-ти розрядного АЦП, рис.3.20.

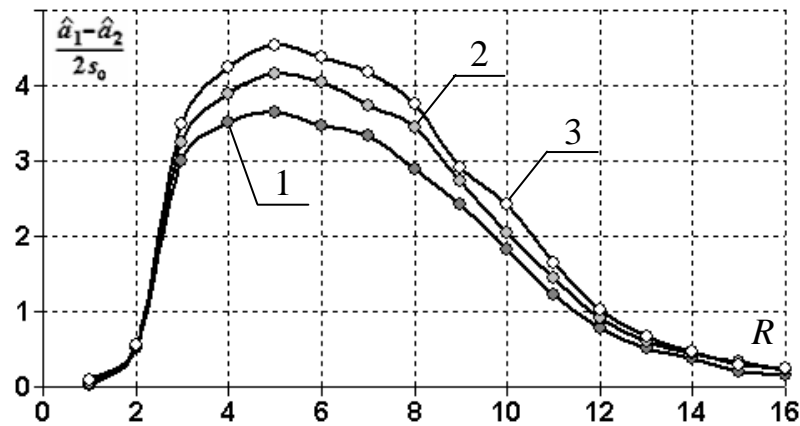


Рис. 3.20. Залежність співвідношення $(\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від розрядності АЦП для розрахунку ентропії (3.7) при n : 1 – 240; 2 – 280; 3 – 320 відліків відповідно

Зокрема для 5-ти розрядів при $n = 240$ та 280 відліків обраний критерій для оцінок ентропії розрахованих за (3.9) складає 4.1215 та 4.4586, що порівняно з 1.1561 та 4.5229 отриманих за (3.7) на $\approx 0.01\%$ менше. Іншим недоліком (3.9) є обмеженість застосування – тільки для випадкових процесів з нормальним розподілом станів, що за наявності завад імпульсних завад суттєво погіршує ефективність опрацювання широкосмугових сигналів в каналах промислового призначення.

Отже, проведені дослідження підтвердили наявність впливу розрядності АЦП на ефективність опрацювання широкосмугових випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією при використанні інформаційної міри К.Шеннона і, як наслідок, дозволили забезпечити суттєве спрощення апаратного забезпечення а також обчислювальні затрати при реалізації відповідного програмного забезпечення каналного рівня.

3.4. Формування інформаційних ознак при маніпуляції сигналами різної форми

З метою визначення ефективності використання різних часових форм сигналів $s_1(t)$ та $s_2(t)$ при реалізації комунікацій на основі широкосмугових випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією проведено дослідження залежності потужності, апертури амплітуди та інформаційної ентропії детермінованих сигналів, зокрема синусної форми, у вигляді абсолютного значення (модуля) синуса, прямокутної, трикутної, пилковидної тощо, а також випадкових сигналів з різними параметрами розподілу ймовірностей і традиційними найпоширенішими широкосмуговими сигналами [232, 233].

Для порівняння інформаційної ентропії розподілів випадкових сигналів, а також детермінованих періодичних широкосмугових синусоїдних та несинусних сигналів, в загальному випадку, доцільно прийняти до уваги те, що для детермінованого – сигналу із заздалегідь відомою формою, значення елементарних відліків, містять значно меншу кількість інформації, ніж для сигналів породжених випадковим процесом, значення станів якого між собою некорельовані. В результаті, проведено порівняльний аналіз без врахування детермінованості форми сигналів, тобто за інформаційну ентропію детермінованого періодичного сигналу приймається ентропія абстрактного випадкового сигналу, який має розподіл ймовірностей станів такий же, як і досліджуваний детермінований сигнал, але можливі стани якого є некорельовані в різні дискретні відліки часу.

Результати проведених досліджень подано в таблицях 3.1, 3.2 та 3.3. Формування сигналів відповідних форм здійснювалось шляхом моделювання за допомогою програмного забезпечення, а оцінка інформаційної ентропії розподілів ймовірностей їх станів розраховувалась за (3.7). Результатів, які подано в табл. 3.1, отримано за однакової середньої потужності усіх сигналів, що складає – 30.4 дБВт. Потужність визначається як квадрат середнього

ефективного значення сигналу, опір навантаження вважається рівним 1 Ом. Графічне представлення результатів подано на рис. 3.21. Для результатів, які подано у табл. 3.2, інформаційна ентропія усіх сигналів є однакова і складає 12 біт/відлік.

Таблиця 3.1

Значення ентропії розподілу в залежності від форми сигналу при однаковій середній потужності на рівні мінус 30.4 дБВт.

Ф-ма	Синус	Абс. синус.	Прям	Три-кутна	Пилко-видна	Норм. розп.	Рівн. розп.	DSSS ШПС	FHSS. ШПС
\hat{H}	11.141	11.332	1.001	11.750	11.751	12.010	11.750	1.000	11.141

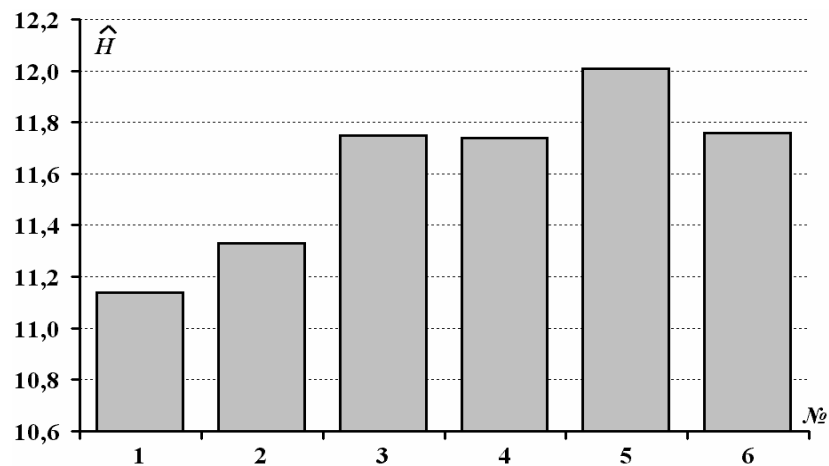


Рис. 3.21. Значення оцінок інформаційної ентропії в залежності від форми сигналу: 1- синусна, 2- модуль синуса, 3- трикутна, 4- пилковидна, випадкова з нормальним - 5 та рівномірним - 6 розподілом

Таблиця 3.2

Значення середньої потужності сигналу в залежності від форми сигналу при однаковій ентропії розподілу 12 біт/відлік

Форма	Синус	Абс. синус	Прям	Три-кутна	Пилко-видна	Норм. розп.	Рівн. розп.	ШПС DSSS	ШПС FHSS
S , дБВт	-25.10	-26.00	-	-28.91	-28.90	-30.41	-28.90	-	-25.10

Прямокутний сигнал, його ідеалізоване представлення, має тільки можливі стани, тобто його інформаційна ентропія не залежить від потужності і завжди рівна 1 біт/відлік за однакової ймовірності можливих станів.

За результатами проведених досліджень, див. табл. 3.3, для порівняння, подано значення інформаційної ентропії розподілу та потужності в залежності від форми при однаковій апертурі (величині розмаху) сигналів. Обмеження на потужність сигналі, при цьому, не накладається. Значення аперттури сигналу для результатів, які подано у таблиці 3.3 складає 0.061 В, тобто максимальна амплітуда 0.03 В, за винятком сигналу у вигляді абсолютного значення синуса, для якого при тій же апертурі, позитивні і негативні максимуми амплітуди не рівні між собою. Таке дослідження забезпечує аналіз ефективності використання динамічного діапазону комунікаційного каналу.

Таблиця 3.3

Значення інформаційної ентропії та середньої потужності при однаковій апертурі сигналів від піку до піку 0.061 В.

Форма	Синус	Абс. синус	Прям	Три-кутна	Пилк в-на	Норм. розп.	Рівн. розп.	ШСС DSSS	ШСС FHSS.
\hat{H} , біт/відл.	10.65	10.62	1.00	10.97	10.97	10.17	10.97	1.00	10.65
S , дБВт	-33.3	-34.5	-30.4	-35.1	-35.1	-41.3	-35.1	-30.4	-33.3

За отриманими результатами встановлено, що при обмеженій потужності сигналу, найбільший рівень оцінок інформаційної ентропії для серед розглянутих форм сигналів, забезпечують реалізації випадкового процесу з нормальним розподілом можливих станів. Використання випадкового сигналу з рівномірним розподілом, а також детермінованих сигналів трикутної та пилковидної форм, для отримання такого ж рівня

ентропії потребують суттєво більшої на $\approx 41\%$ потужності, ніж при нормальному розподілі станів [232]. Синусний сигнал також не відзначається істотною ефективністю. За однакової апертури, найбільший рівень оцінок інформаційної ентропії можливий для випадкового сигналу з рівномірним розподілом ймовірностей станів, однак затрати потужності в такому випадку є не оптимальними.

З метою перевірки вище поданих тверджень, стосовно проблем формування та опрацювання широкосмугових сигналів, додатково проведено дослідження взаємозалежності інформаційної ентропії та потужності адитивної суми сигналів вище згаданих форм із AWGN завадою, результати якого подано в табл. 3.4. Експериментальні дані отримано при передаванні сигналів через дротовий комутований канал, смуга пропускання якого від 0.3 до 3.4 КГц. Основну частоту періодичних сигналів 1.2 КГц обрано в межах смуги пропускання каналу, частота дискретизації при формуванні та опрацюванні складала 48 КГц. Інформаційні сигнали представлено у бінарному базисі, один зі станів вихідного символу представлено наявністю сигналу відповідної форми, а другий – паузою. Таким чином, ефективність сигналів різних форм оцінювалась за різницею оцінок інформаційної ентропії бінарних сигналів при $S/N = -3$ дБ. В результаті, див. табл. 3.4, найбільший вплив, на сумарну інформаційну ентропію комунікаційного каналу, забезпечує випадковий сигнал з нормальним розподілом можливих станів.

Таблиця 3.4

Залежність оцінки ентропії та різниці оцінок ентропії від форми сигналу при $S/N = -3$ дБ

Форма	Синус	Абс. синус.	Прям	Три-кутна	Пилко-видна	Норм. розп.	Відсутність сигналу
\hat{H}_1	14.944	14.956	14.949	14.947	14.932	14.959	14.364
$\hat{H}_1 - \hat{H}_2$	0.579	0.591	0.585	0.584	0.567	0.595	-

Також проведено дослідження залежності значень оцінок інформаційної ентропії від форми сигналів за однакової апертури на вході комунікаційного каналу, результати подано в табл. 3.5 [232, 233]. Додатково до розглянутих вище форм сигналів, розглянуто різно- та однополярні короткі імпульси. Таким чином, за результатами досліджень поданих в табл. 3.5, встановлено, що випадковий сигнал з нормальним розподілом є одним з найефективніших з погляду використання його як маніпульованої ознаки інформаційної ентропії для запропонованого методу.

Таблиця 3.5

Залежність зміни оцінок інформаційної ентропії на стороні опрацювання від форми сигналу

$\frac{S+N}{N}$, дБ _{в-р}	Синус	Абс. синус.	Прям	Три- кутна	Пилко видна	Різно- поляр. імп.	Одно- поляр. імп.	Норм. розп.	Відс. сиг-лу
40	14.702	14.069	14.765	14.907	14.634	13.158	12.902	14.696	12.805
30	14.272	13.629	14.487	14.060	13.858	12.796	12.792	13.982	12.756
26	13.641	13.247	13.835	13.429	13.291	12.899	12.915	13.498	12.895
20	13.173	13.008	13.288	13.105	13.004	12.889	12.882	13.129	12.875
12	12.888	12.827	12.928	12.871	12.859	12.762	12.794	12.891	12.761
10	12.822	12.810	12.835	12.814	12.788	12.783	12.799	12.803	12.766
6	12.816	12.830	12.833	12.845	12.822	12.821	12.814	12.823	12.812
2	12.820	12.825	12.856	12.824	12.848	12.837	12.834	12.825	12.816

Крім того, серед розглянутих сигналів, прийнятна ефективність спостерігається для детермінованих сигнали прямокутної, трикутної та пилковидної форм, а сигнали у вигляді одно- та двополярних короткотривалих імпульсів практично є малоприсадні.

З метою спрощення, на рис. 3.22, схематично показано тільки деякі з форм розглянутих сигналів при моделюванні: а) форми сигналів, б) сформовані пакети сигналів, в) суміш сигналу та AWGN завади, г) зміна оцінок інформаційної ентропії [233].

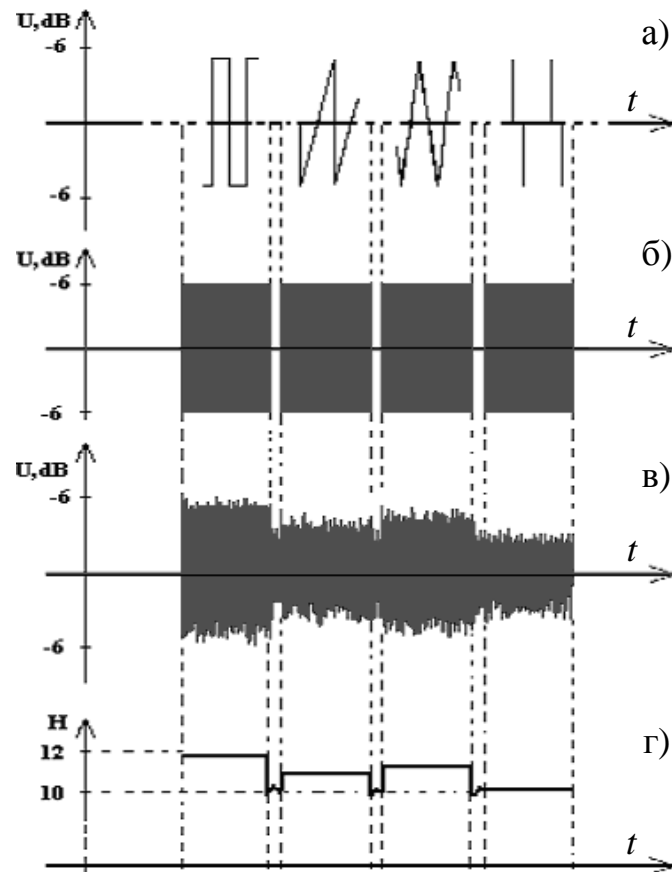


Рис. 3.22. Моделювання періодичних сигналів при дослідженні взаємних залежностей оцінок інформаційної ентропії, потужності та апертури сигналів

Отже, за результатами дослідження встановлено, що оптимальним сигналом для застосування у методі обміну даними на основі сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією є випадковий сигнал, що близький за характеристиками до "білого" шуму, з близьким до нормального розподілом ймовірностей станів, а також рівномірною спектральною щільністю потужності. Використання інших сигналів, які впливають на інформаційну ентропію сигналів каналу можливе, зокрема періодичних несинусних, прямокутних, трикутних, пилковидних форм тощо.

3.5. Завадостійкість розробленого методу маніпуляції ознакою інформаційної ентропії широкосмугових сигналів

З огляду на результати досліджень, які подано в розділах 3.1-3.4, для запропонованого в [96, 99] методу реалізації комунікацій на основі випадкових широкосмугових сигналів, у якості маніпульованої ознаки (характеристики) найефективніше використати інформаційну ентропію розподілу амплітуд таких сигналів, причому реалізацію маніпуляції (див. розділ. 3.4) доцільно здійснювати з використанням реалізацій випадкових процесів з рівномірною спектральною щільністю потужності та нормальним розподілом ймовірностей можливих станів.

3.5.1. Вихідні умови дослідження завадостійкості

Дослідження проводились на основі моделювання в обчислювальних експериментах. Вибір сигналів здійснено аналогічно як описано в розділі 3.2, коли одиничний стан бінарного інформаційного символу (логічна "1") представлений реалізацією випадкового сигналу $s_1(t)$ з розподілом ймовірностей близьким до нормального та рівномірною спектральною щільністю i , як наслідок, відповідним сталим значенням інформаційної ентропії, а другий – нульовий (логічний "0") – реалізацією $s_2(t)$ у вигляді паузи. Крім того, сигнал завади комунікаційного каналу модельовано як стаціонарний AWGN – адитивний білий гаусів шум.

В межах проведеного дослідження, сигнали та завади формувались, опрацьовувались та зберігались у цифровому представленні з такими параметрами: кількість рівнів квантування АЦП 65536 (16 біт), частота дискретизації 48 КГц, ширина частотної смуги сигналів та завад 24 КГц, швидкість обміну даними (бінарними символами повідомлення) в

комунікаційному каналі від 0.12 до 24 Кбіт/с, що відповідає тривалості символного інтервалу від 0.08 до $4.167 \cdot 10^{-5}$ с.

3.5.2. Характер та симетрія функцій правдоподібності сигналів

З метою визначення ймовірності спотворення бінарного символу потрібно побудувати функції правдоподібності як щільності ймовірностей $z(T)$, для реалізацій $s_1(t)$ і $s_2(t)$ (див. рис. 3.3), крім того, для побудови цих функцій потрібно визначити розподіли ймовірностей сигналу $z(T)$. Математичні сподівання таких розподілів практично представляють бажані сигнальні компоненти в точці прийняття рішень: \hat{a}_1 і \hat{a}_2 відповідно, а дисперсії та розподіли визначається характером завади в точці прийняття рішень, фактично її випадковою змінною складовою [52, 88].

Характер розподілу ймовірностей завади в точці прийняття рішень визначався шляхом багатократного розрахунку значення $z(T)$, тобто, оцінювалась інформаційна ентропія за (3.7) та (3.9) модельованого широкосмугового випадкового сигналу з подальшим визначенням відносних частот потрапляння отриманих значень сигналу, оцінок інформаційної ентропії, в межі класових інтервалів. В роботі представлено два випадки з різною ступінню деталізації оцінок, у одному – значення поділено на 11 класових інтервалів, у другому на 101. Оцінювання інформаційної ентропії розраховані за вибірками розмірністю $n = 4 \cdot 10^3$ станів сигналу проводилось не менше ніж 10^3 раз.

Для сигналу $z(T)$, розподіли відносних частот в точці прийняття рішення для згаданих випадків представлено на рис. 3.23 та 3.24 у вигляді гістограм. По горизонтальній осі відкладені стани (значення), що приймав сигнал $z(T)$ (оцінка інформаційної ентропії) під час досліджень, а на вертикальній – відносна частота появи цього стану.

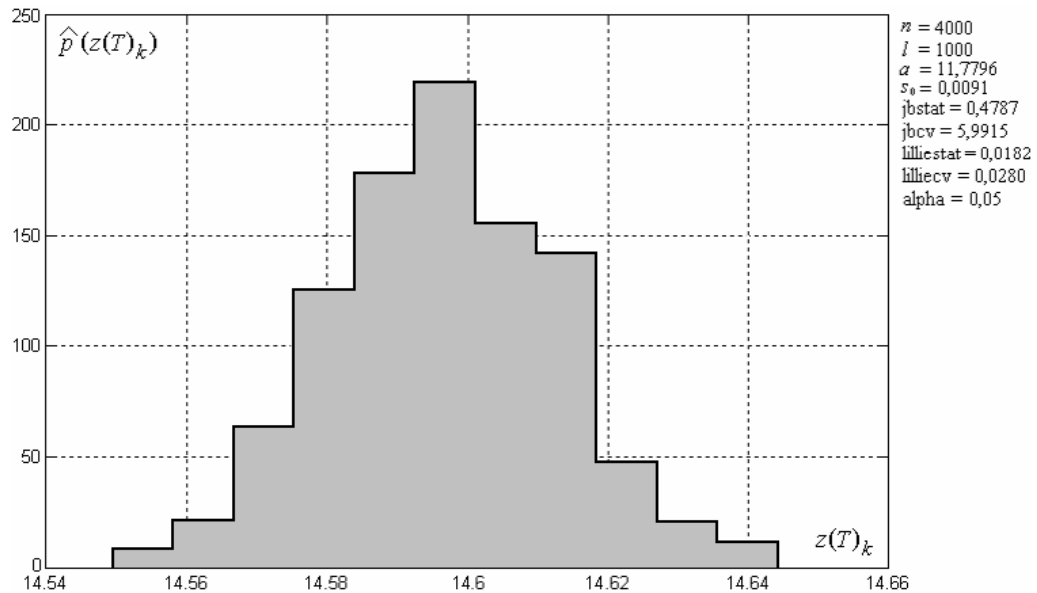


Рис. 3.23. Розподіл відносних частот оцінок інформаційної ентропії при $n = 4 \cdot 10^3$ відліків, кількість оцінок 10^3 , кількість класових інтервалів 11

Аналіз отриманих результатів згідно критеріїв Жарка-Бера [234] та Lilliefors [235] підтвердив, що статистична гіпотеза про нормальність такого розподілу може бути прийнятою з рівнем значущості 0.05 (значення тестової статистики 0.4787 за граничного значення 5.9915 для першого випадку і 0.0182 та 0.0280 для другого), програми розрахунків подано у додатку А.

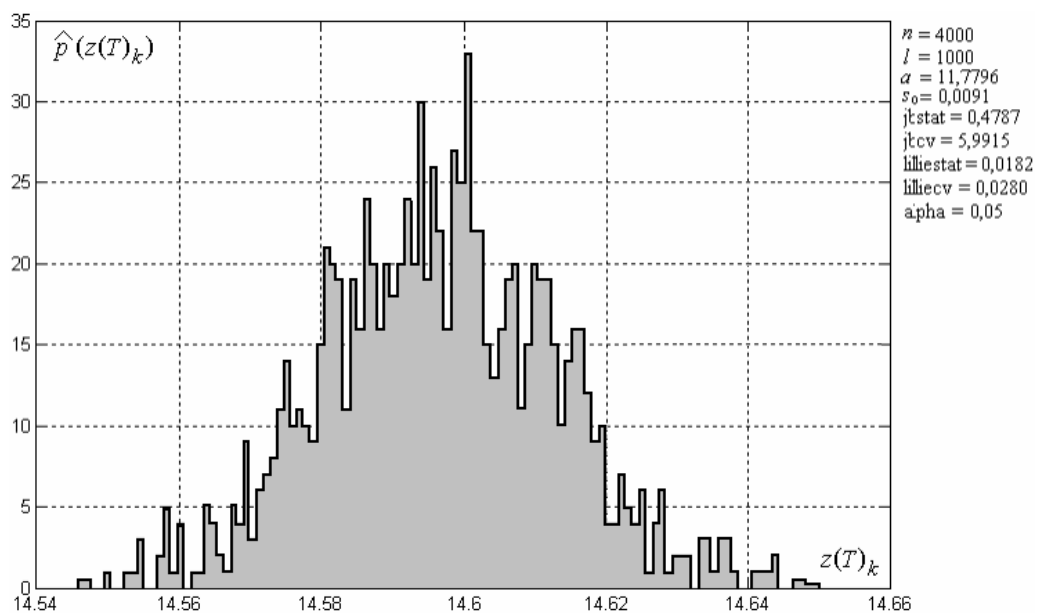


Рис. 3.24. Розподіл відносних частот оцінок інформаційної ентропії при $n = 4 \cdot 10^3$ відліків, кількість оцінок 10^3 , кількість класових інтервалів 101

Таким чином, в подальшому доцільно вважати, що функції правдоподібності випадкових широкосмугових сигналів мають вигляд близький до гаусового (дзвоноподібний), що фактично не суперечить загальновідомим теоретичним положенням [227 – 229, 236].

З метою визначення симетрії чи асиметрії функцій правдоподібності, що враховується при розрахунку ймовірності помилок, потрібно оцінити залежність параметрів розподілів ймовірностей, зокрема дисперсії станів сигналу $z(T)$, від його математичних сподівань. Відсутність цієї залежності вказує на те, що при зсуві функції правдоподібності вздовж горизонтальної осі (див. рис. 3.3) характер розподілу та дисперсія не змінюються, тобто функції правдоподібності обох сигналів можна вважати симетричними відносно умовної вертикалі, яка проходить через точку їх перетину. Тобто необхідно провести дослідження залежності СКВ σ_0 сигналу $z(T)$ від його a - математичного сподівання (σ_0 для запропонованого методу залежить від інформаційної міри та параметрів оцінювання інформаційної ентропії \hat{H} , а також від n , що використовуються при розрахунку). В ході проведення дослідження проведено багаторазові розрахунки значень $z(T)$ (мається на увазі \hat{H} вхідного сигналу) для трьох модельованих реалізацій сигналу з різними значеннями інформаційної ентропії (по 100 разів для кожного сигналу, на основі вибірок 100, 1000, 10000 та 100000 відліків). На основі отриманих масивів даних за формулами (3.10) та (3.11), розраховані оцінка \hat{a} математичне сподівання a та оцінка s_0 СКВ σ_0 сигналу $z(T)$, результати подано в табл. 3.6, код програми подано в додатку А.

З табл. 3.6, можна побачити, що СКВ σ_0 практично не залежить від математичного сподівання a , тому при практичній реалізації, функції правдоподібності можна вважати симетричними. Зокрема, для двох сигналів, потужність яких відрізняється на 6 дБ, а інформаційна ентропія на 1 біт/відлік, різниця оцінок s_0 не перевищує 1.9% при $n = 100$ відліків.

Залежність оцінки s_0 від оцінки \hat{a} для різних розмірів вибірки

N , дБВт	-20.7		-17.7		-14.7	
n	\hat{a}	s_0	\hat{a}	s_0	\hat{a}	s_0
100	13.586	0.105	14.075	0.102	14.584	0.103
1000	13.596	0.030	14.100	0.035	14.599	0.033
10000	13.597	0.011	14.099	0.010	14.596	0.012
100000	13.598	0.003	14.097	0.003	14.598	0.003

Надалі вважається, що параметри розподілів компонент завад $n_{01}(T)$ та $n_{02}(T)$ сигналу $z(T)$ при опрацюванні реалізацій, що представляють бінарні символи повідомлення однакові, в подальшому випадкова компонента розглядається як $n_0(T)$, яка не залежить від реалізації опрацьовуваного інформаційного символу повідомлення, з дисперсією $\sigma_0^2 = \sigma_{01}^2 = \sigma_{02}^2$.

Таким чином, для мінімізації ймовірності помилкового прийняття рішення щодо символу інформаційного повідомлення за реалізаціями випадкових широкосмугових сигналів, поріг детектування необхідно визначати згідно формули $\gamma_0 = (a_1 + a_2)/2$ [88].

3.5.3. Імовірність спотворення бінарного символу інформаційного повідомлення

Мірою завадостійкості обміну дискретними повідомленнями [219, 220], вважають залежність ймовірності спотворення символів від відношення енергії сигналу до спектральної щільності потужності завади, а також залежність відношення сигнал/завада в точці прийняття рішень від такого відношення на вході пристрою опрацювання [220]. При використанні

бінарного базису повідомлень перша з таких залежностей – це залежність ймовірності спотворення бінарного символу P_b від відношення E_b / N_0 , де E_b – це середня енергія, що приходить на один біт, на вході пристрою опрацювання, $N_0 / 2$ – двобічна спектральна щільність потужності завади на вході пристрою опрацювання.

Традиційно, ймовірність спотворення бінарного символу для нормально розподілених станів сигналу завади в точці прийняття рішень, визначається за формулою [88]:

$$P_b = Q\left(\frac{a_1 - a_2}{2\sigma_0}\right), \quad (3.17)$$

де: a_1 – перша сигнальна компонента - математичне сподівання $z(T)$ при опрацюванні реалізації $s_1(t)$;

a_2 – друга сигнальна компонента - математичне сподівання $z(T)$ при опрацюванні реалізації $s_2(t)$;

σ_0^2 – дисперсія нормально розподіленої $n_0(T)$ у точці прийняття рішень;

$Q(x)$ – гаусів інтеграл помилок, що визначається за формулою (3.18):

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du; \quad (3.18)$$

де: u – допоміжна змінна.

Статистична оцінка ймовірності спотворення бінарного символу визначається шляхом підстановки у (3.17) значень відповідних статистичних оцінок замість істинних значень a_1 , a_2 і σ_0 згідно такого виразу:

$$\hat{P}_b = Q\left(\frac{\hat{a}_1 - \hat{a}_2}{2s_0}\right); \quad (3.19)$$

де: \hat{a}_1 – статистична оцінка величини a_1 ;

\hat{a}_2 – статистична оцінка величини a_2 ;

s_0^2 – оцінка дисперсії σ_0^2 AWGN завади $n_0(T)$.

Визначення ймовірності помилок та її оцінки згідно (3.17) та (3.19) вважається коректним за умови симетрії функцій правдоподібності, що для досліджуваного випадку було доведено раніше. Відношення E_b/N_0 визначається за формулою [88]:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{W}{R}, \quad (3.20)$$

де: S – середня потужність сигналу на вході пристрою опрацювання;

N – середня потужність завади на вході пристрою опрацювання;

W – ширина частотного спектру;

R – швидкість обміну даними.

Аналitiчну залежність ймовірності спотворення бінарного символу від відношення E_b/N_0 можна отримати з врахуванням того, що сигнальна компонента a_1 при опрацюванні реалізації випадкового сигналу $s_1(t)$ розраховується згідно виразу:

$$a_1 = \log_2 \sqrt{2\pi e(S_1 + N)}. \quad (3.21)$$

З врахуванням використання пасивного фрагменту – паузи, компонента a_2 при опрацюванні реалізації $s_2(t)$ визначається так:

$$a_2 = \log_2 \sqrt{2\pi eN}, \quad (3.22)$$

оскільки $S_1 = 2S$ згідно (3.14), підставивши у (3.17) значення (3.21), (3.22) та (3.14), будемо мати:

$$P_b = Q \left(\frac{\log_2 \left(1 + 2 \frac{S}{N} \right)}{4\sigma_0} \right). \quad (3.23)$$

Крім того, для визначення σ_0 треба визначити $\text{var}\{s_{r(t)}^2\}$ – дисперсію статистичної оцінки $s_{r(t)}^2$ дисперсії $\sigma_{r(t)}^2$ вхідного сигналу $r(t)$. Як показано в [97, 150] згідно такого аналітичного опису:

$$\text{var}\{s_{r(t)}^2\} = \frac{1}{n} \left(\mu_4 - \frac{n-3}{n-1} \sigma_{r(t)}^4 \right). \quad (3.24)$$

Центральний момент нормально розподіленої випадкової величини визначається згідно такого виразу [237]:

$$\mu_w = \begin{cases} 0, & w \text{ – не парне} \\ \frac{w!}{(w/2)!} \cdot \left(\frac{\sigma_{r(t)}^2}{2} \right)^{w/2}, & w \text{ – парне} \end{cases}. \quad (3.25)$$

Таким чином, центральний момент 4-го порядку:

$$\mu_4 = 3\sigma_{r(t)}^4. \quad (3.26)$$

Підставивши (3.26) в (3.24) отримуємо:

$$\text{var}\{s_{r(t)}^2\} = \frac{2\sigma_{r(t)}^4}{n-1}. \quad (3.27)$$

Необхідно зазначити, що оцінка дисперсії $s_{r(t)}^2$ є випадковою величиною, що розподілена згідно χ^2 , однак при збільшенні розміру реалізації сигналу (вибірки) n цей розподіл асимптотично наближається до нормального і при $n \geq 30$ його можна вважати нормальним [238, 239].

З врахуванням того, що оцінка інформаційної ентропії $\hat{H}_{dn_{r(t)}}$ вхідного сигналу пов'язана з $s_{r(t)}^2$ його дисперсії детермінованою функцією (3.9), то для отримання дисперсії $\hat{H}_{dn_{r(t)}}$ необхідно скористатись загальновідомими формулами, які пов'язують щільність ймовірностей випадкової величини і функцію перетворення з числовими характеристиками (математичне сподівання та дисперсія) її перетворення [239].

Математичне сподівання оцінки $s_{r(t)}^2$ є $\sigma_{r(t)}^2$, дисперсія такої оцінки розраховується за (3.27), якщо вважати розподіл нормальним, то щільність ймовірностей оцінки $s_{r(t)}^2$ матиме вигляд:

$$f(s_{r(t)}^2) = \frac{1}{\frac{2\sigma_{r(t)}^4}{n-1} \cdot \sqrt{2\pi}} \cdot \exp\left(-\frac{(s_{r(t)}^2 - \sigma_{r(t)}^2)^2}{2 \cdot \left(\frac{2\sigma_{r(t)}^4}{n-1}\right)^2}\right). \quad (3.28)$$

Математичне сподівання оцінки $\hat{H}_{dn_{r(t)}}$, як показано в [238, 239], визначається так:

$$E\{\hat{H}_{dn_{r(t)}}\} = \int_0^{\infty} \log_2 \sqrt{2\pi e s_{r(t)}^2} \cdot f(s_{r(t)}^2) ds_{r(t)}^2, \quad (3.29)$$

а дисперсія такої оцінки, відповідно [239]:

$$\text{var}\{\hat{H}_{dn_{r(t)}}\} = \int_0^{\infty} \left(\log_2 \sqrt{2\pi e s_{r(t)}^2}\right)^2 \cdot f(s_{r(t)}^2) ds_{r(t)}^2 - \left(E\{\hat{H}_{dn_{r(t)}}\}\right)^2, \quad (3.30)$$

отже, шукане СКВ:

$$\sigma_0 = \sqrt{\text{var}\{\hat{H}_{dn_{r(t)}}\}}. \quad (3.31)$$

Фактично обчислення σ_0 згідно аналітичних виразів (3.28) - (3.31) є істотно ускладненим і практично можливим при застосуванні чисельних методів, що зумовлює необхідність розгляду можливості отримання наближеного, спрощеного виразу для розрахунку σ_0 .

З метою спрощення, проведено заміну логарифмічної функції (3.9) на її лінійну апроксимацію так, щоб в точці яка відповідає математичному сподіванню оцінки $s_{r(t)}^2$ значення функції апроксимації та її першої похідної були рівними значенню логарифмічної функції (3.9) та її першій похідній відповідно. У випадку нормального закону розподілу така заміна не приводить до істотного спотворення дисперсії, оскільки з високою ймовірністю значення випадкової величини зосереджені у вузькому інтервалі 3σ у порівнянні з областю її можливих значень. Перша похідна функції (3.9) визначається згідно виразу:

$$\frac{d\hat{H}}{ds_{r(t)}^2} = \left(\log_2 \sqrt{2\pi e s_{r(t)}^2} \right)' = \frac{0,5}{s_{r(t)}^2 \cdot \ln 2} = \frac{0,721}{s_{r(t)}^2}. \quad (3.32)$$

Отже, в точці, що відповідає математичному сподіванню $E\{s_{r(t)}^2\} = \sigma_{r(t)}^2$ оцінки $s_{r(t)}^2$, значення похідної складає $0,721/\sigma_{r(t)}^2$, враховуючи лінійність перетворення отримуємо:

$$\sigma_0 \approx \sqrt{\frac{2\sigma_{r(t)}^4}{n-1} \cdot \frac{0,721}{\sigma_{r(t)}^2}} \approx \frac{1,02}{\sqrt{n-1}}. \quad (3.33)$$

Результати дослідження зміни σ_0 від розміру реалізації випадкового широкопasmового сигналу n , розраховані за (3.33) а також результати моделювання подано на рис. 3.25.

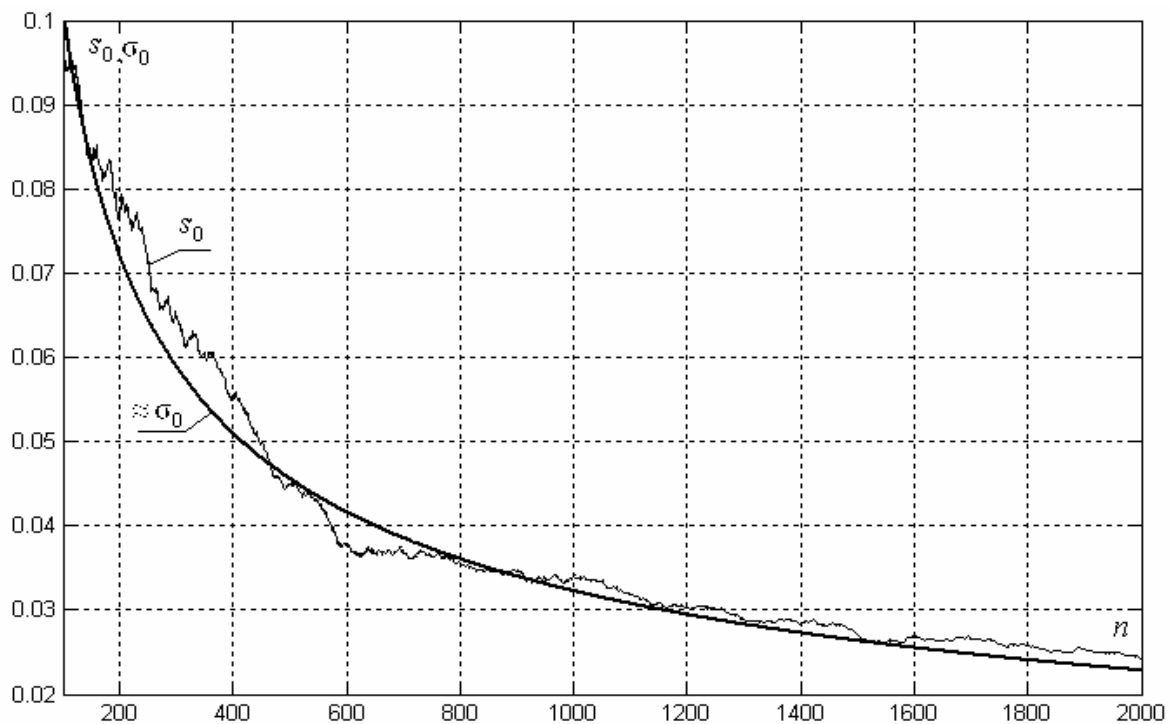


Рис. 3.25. Зміна σ_0 в залежності від n реалізації випадкового сигналу

Результати моделювання, як можна побачити з рис. 3.25, практично збігаються з отриманими теоретичними результатами, тобто підставляючи

(3.33) в (3.23), отримуємо аналітичний опис для наближеного розрахунку ймовірності спотворення бінарного символу повідомлення:

$$P_b \approx Q \left(0.245 \cdot \log_2 \left(1 + 2 \frac{S}{N} \right) \cdot \sqrt{n-1} \right). \quad (3.34)$$

Для запропонованого методу, кількість відліків символного інтервалу пов'язана з його тривалістю і швидкістю обміну даними при заданій частоті дискретизації. При заданій ширині спектру частот W , кількість відліків безпосередньо пов'язана з базою сигналу, так як $T = n/f_s$ і $f_s = 2W$ (дискретизація за Найквістом), тоді:

$$R = \frac{1}{T} = \frac{2W}{n}, \quad (3.35)$$

$$B = \frac{W}{R} = \frac{n}{2}. \quad (3.36)$$

Здійснивши підстановку (3.36) в (3.20) отримуємо такі аналітичні вирази взаємозв'язку E_b/N_0 та S/N :

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{S}{N} \cdot \frac{n}{2}, \quad (3.37)$$

$$\frac{S}{N} = \frac{2E_b}{N_0 n}. \quad (3.38)$$

Підставивши (3.38) у вираз (3.34) отримаємо залежність P_b від E_b/N_0 :

$$P_b \approx Q \left(0.245 \cdot \log_2 \left(1 + \frac{4E_b}{N_0 n} \right) \cdot \sqrt{n-1} \right). \quad (3.39)$$

Таким чином, згідно виразу (3.39) можна зробити висновок, що для запропонованого методу значення кількості відліків вибірки, а отже і бази сигналів, суттєво впливає на ймовірність помилкового детектування при заданому відношенні E_b/N_0 , що зумовлено залежністю потужності завади в точці прийняття рішень від n реалізації сигналу (вибірки). Також встановлено, що залежність аргументу Гаусового інтегралу помилок від n не є монотонною. На основі проведено дослідження оптимального розміру n ,

яке максимізує аргумент Гаусового інтегралу помилок в (3.39) за постійного відношення E_b/N_0 (в досліджуваному випадку, з практичних міркувань, обрано величину 20 дБ) встановлено, що в таких умовах максимум (як наслідок і мінімум ймовірності помилки), досягається при $n=105$ відліків. Усі розрахунки проведено в MathCAD - системі комп'ютерної алгебри класу систем автоматизованого проектування див. додаток А [240].

Крім того проведено моделювання в обчислювальному експерименті, в результаті якого отримано графічне представлення залежності оцінки обраного критерію завадостійкості $\hat{K} = (\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від S/N та n , результати якого подано на рис. 3.26.

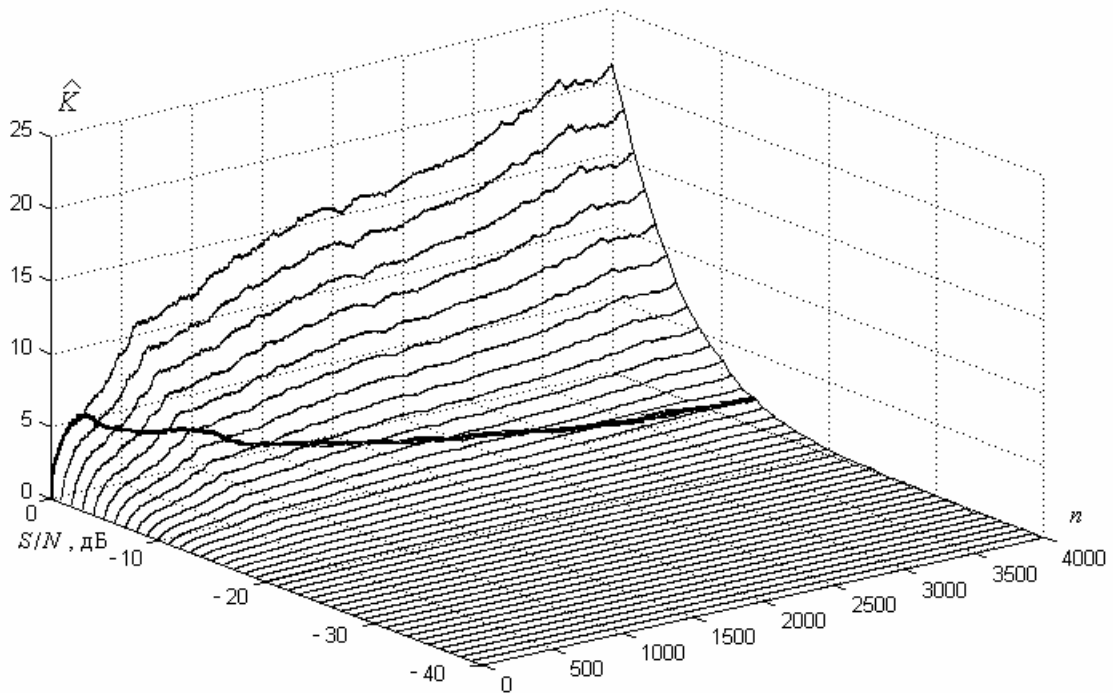


Рис. 3.26. Залежність критерію завадостійкості $\hat{K} = (\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від S/N та n для запропонованого методу опрацювання широкосмугових сигналів

На побудованій поверхні виділено криву, яка відповідає постійному відношенню $E_b/N_0 = 20$ дБ. (для досліджуваного випадку), що показує залежності тільки від однієї величини (координати) n – розміру вибірки.

Крім того на рис. 3.27 подано значення зміни критерію $\hat{K} = (\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ (аргумент гаусового інтеграла помилок в (3.39)) від n за постійного відношення E_b/N_0 .

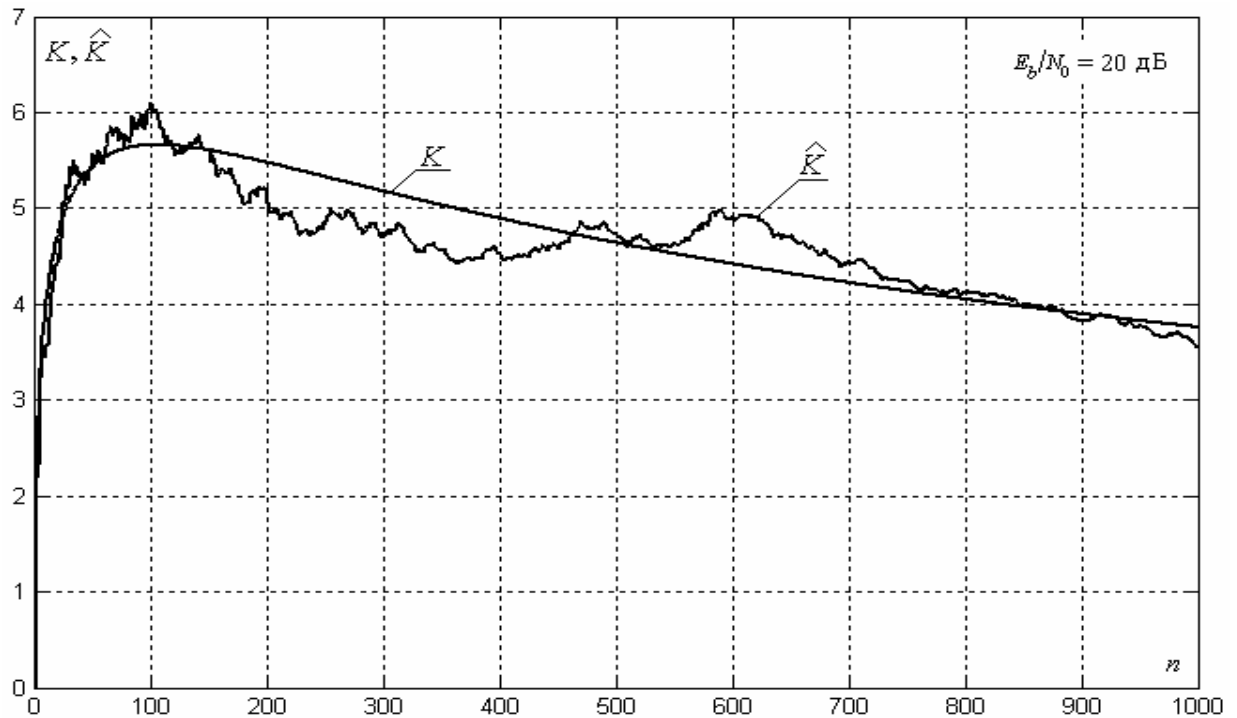


Рис. 3.27. Залежність $\hat{K} = (\hat{a}_1 - \hat{a}_2)/(2s_0)$ від n при постійному відношенні $E_b/N_0 = 20$ дБ

На основі аналізу результатів поданих на рис. 3.26 та 3.27 встановлено, що у для розглянутих умов оптимальне значення критерію \hat{K} і, як наслідок, мінімальна ймовірність спотворення бінарного символу інформаційного повідомлення досягається при розмірах вибірки $n=105$ відліків, що при обраній частоті дискретизації відповідає базі сигналу $W/R \approx 17$ дБ, тривалості символного інтервалу 2.08(3) мс. та швидкості обміну даними 480 біт/с. Програма розрахунків наведена у додатку М.

Отже, результати моделювання практично збігаються з результатами, які отриманими аналітично, що дозволяє використати отримані залежності для розрахунку, з подальшим графічним представленням у вигляді кривої 2,

рис.3.28, завадостійкості розробленого цифрового методу обміну даними для бази сигналу 17 дБ, програмний код за яким здійснено розрахунки завадостійкості подано у додатку А.

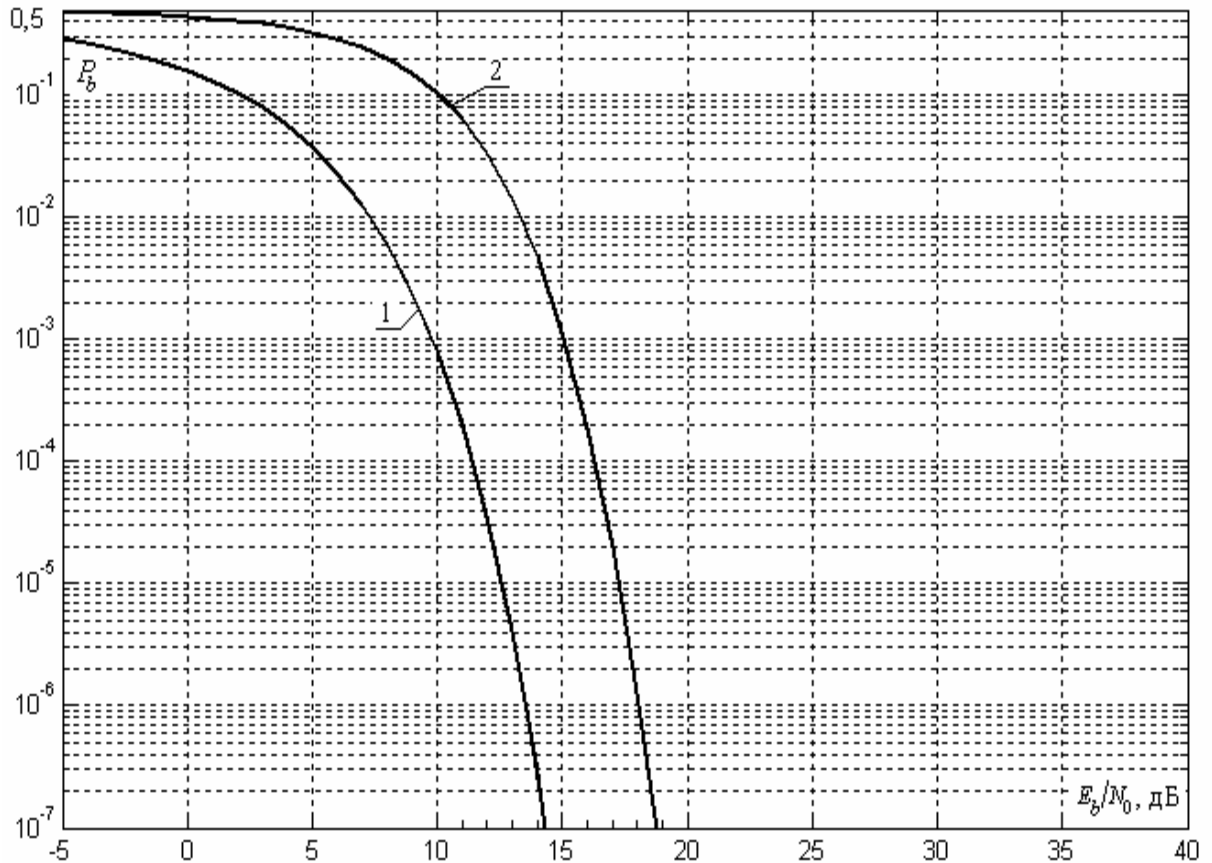


Рис. 3.28. Залежність P_b - ймовірності спотворення бінарного символу від E_b/N_0 для: 1 – оптимального опрацювання ортогональних сигналів, 2 – опрацювання згідно запропонованого методу ($W/R \approx 17$ дБ)

Побудову залежності P_b від E_b/N_0 реалізовано шляхом розрахунку P_b за (3.39) зі змінним відношенням E_b/N_0 при фіксованому значенні бази сигналу W/R . Крім того проведено імітаційне моделювання, в результаті якого отримано оцінки згідно (3.19), отримані результати практично збігаються з теоретичними.

З метою порівняння, на рис. 3.28 також подано залежність завадостійкості для оптимального опрацювання, крива 1, ортогональних

сигналів, для прикладу FSK-FHSS. Для такого випадку, ймовірність спотворення бінарного символу визначається за виразом [88]:

$$P_b = Q \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right). \quad (3.40)$$

Отже, за результати проведених досліджень встановлено, що запропонований метод цифрового опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією за завадостійкістю наближається до оптимального кореляційного опрацювання ортогональних сигналів з різницею (див. рис. 3.28), яка не перевищує 4.5 дБ, при ймовірності помилок не більше 10^{-6} .

3.5.4. Імовірність спотворення бінарного символу повідомлення при введенні пасивних фрагментів в реалізації випадкових сигналів

Одним з варіантів покращення завадостійкості запропонованого методу маніпуляції оцінками інформаційної ентропії є використання енергії шумів комунікаційного каналу як джерела випадкових, статистично незалежних сигналів (див. розділ 3.1). При такому підході в реалізації випадкового широкосмугового сигналу $s_2(t)$ вносять пасивні фрагменти s_{pf} (див.рис.3.29), які під дією адитивних завад прийматимуть стани відповідних сигналів $n(t)$. Тобто, основна відмінність від попереднього підходу реалізації маніпуляції нульові символи повідомлення представляються реалізаціями $s_2(t)$ з $P_2 = 0$ і значенням ентропії $H_2 = 0$ а представлення одиничних символів - реалізація з пасивними фрагментами $s_1(t)$, ентропією H_1 .

Після проходження через комунікаційний канал, в наслідок дії адитивних завад $n(t)$ потужністю P_n та ентропією H_n , див. рис. 3.29б сформовані сигнали спотворюються, в результаті пасивні фрагменти $s_1(t)$

приймають значення $n(t)$, статистично незалежні відліки. Таким чином це дозволяє частково використати ентропію завад, оскільки загальна ентропія реалізації $r_1(t)$ буде рівна сумі його складових [255, 256].

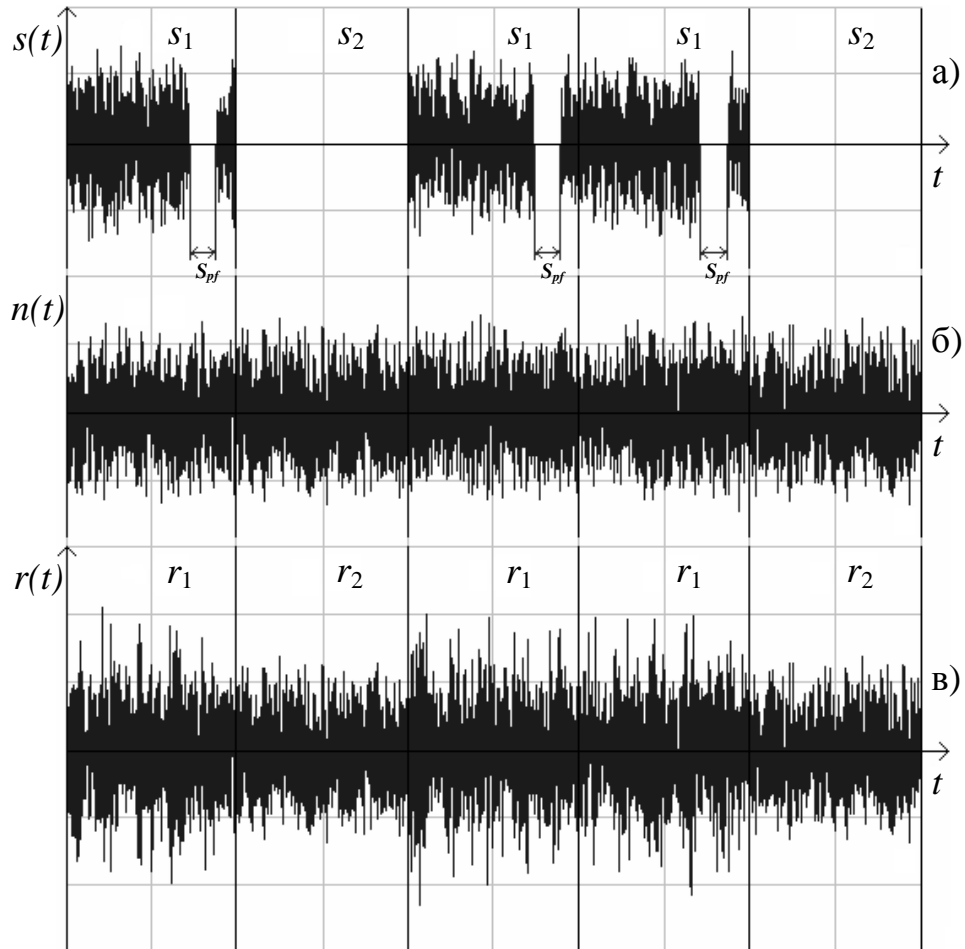


Рис.3.29. Маніпуляція реалізаціями $s_1(t)$ з пасивні фрагменти s_{pf} та $s_2(t)$ випадкових широкосмугових сигналів

Дослідження завадостійкості використання реалізацій випадкових широкосмугових сигналів проведено аналогічно до поданого в підрозділі 3.5.3 з використанням середовища MathCAD з такими ж параметрами випадкових сигналів та адитивної AWGN завади $n_0(T)$. Тривалість символного інтервалу 100 відліків. Статистичні оцінки потрібних параметрів розраховувались на підставі 1000 кратного тестування для кожного відношення S/N .

У кожному експерименті обчислювались вибіркоче середнє значення, вибіркова дисперсія, оцінка стандартного відхилу, оцінка ентропії, оцінка відношення S/N , а також ймовірність спотворення (невірного детектування) бінарного символу. Результати досліджень характеристик сигналів та завад для сигналів без введених фрагментів пауз подано в табл.3.7.

Таблиця 3.7

Статистичні властивості реалізацій випадкових сигналів та завад для випадку використанні без введених пасивних фрагментів

	S/N , дБ									
	-3	1	3	4	7	9	11	12	13	14
$\bar{s}(t)$	7.124	6.132	-0.023	6.777	-17.78	6.93	0.525	6.257	-17.52	-8.058
$\bar{n}(t)$	-63.00	-41.10	31.46	25.57	41.83	-17.53	13.04	9.372	21.615	-11.88
D_S	12482785	12415097	12511737	12499590	12587093	12486819	12508896	12499028	12589772	12475180
D_N	550079336	240624639	143628182	99935517	56260832	38896185	24940121	18047261	15215311	12512598
H_{SN}	16.775	16.099	15.632	15.475	15.023	14.837	14.532	14.480	14.493	14.227
H_N	16.777	16.111	15.556	15.431	14.910	14.684	14.352	13.972	13.953	13.558
σ_0	0.108	0.1034	0.0990	0.1011	0.1090	0,080	0.0990	0.1010	0.1100	0.1020
P_b	0.454	0.3450	0.4900	0,2200	0.2100	0.1020	0.0600	0.0200	0.0400	0.0170

З метою дослідження впливу на завадостійкість введення в сигнал фрагментів пауз різної тривалості, використано показник завадостійкості P_b (ймовірності спотворення бінарного символу). Доцільно зазначити, що введення пасивного фрагменту в сигнал здійснювалось без зміни його тривалості, тобто частина відліків приводилась до нульових значень.

Залежність ймовірності спотворення бінарного символу від тривалості пасивного фрагменту (у відліках) для різних відношень сигнал/завада подано в таблиці 3.8.

Ймовірність спотворення бінарного символу повідомлення за різної тривалості пасивних фрагментів

Пауза (відліків)	S/N , дБ									
	-3	1	3	4	7	9	11	12	13	14
-	0,505	0,429	0,284	0,235	0,198	0,152	0,0304	0,020	0,012	0,003
3	0,505	0,462	0,438	0,329	0,143	0,079	0,047	0,018	0,011	0,01
5	0,497	0,413	0,281	0,233	0,168	0,070	0,052	0,018	0,024	0,01
7	0,515	0,352	0,320	0,285	0,232	0,222	0,045	0,006	0,01	0,014
9	0,503	0,474	0,353	0,39	0,227	0,177	0,069	0,028	0,02	0,015
10	0,476	0,392	0,338	0,206	0,097	0,061	0,05	0,017	0,009	0,005
12	0,482	0,431	0,275	0,233	0,198	0,074	0,068	0,032	0,047	0,015
15	0,503	0,389	0,282	0,335	0,212	0,208	0,127	0,112	0,058	0,015
17	0,354	0,318	0,319	0,336	0,335	0,220	0,091	0,024	0,08	0,085
20	0,467	0,342	0,307	0,226	0,224	0,222	0,154	0,103	0,031	0,039
25	0,523	0,487	0,452	0,275	0,255	0,299	0,175	0,107	0,038	0,043
30	0,439	0,383	0,405	0,372	0,321	0,307	0,183	0,110	0,110	0,019

Отже, за отриманими результатами дослідження, див. табл.3.8, встановлено, що найменша ймовірність спотворення бінарного символу повідомлення спостерігається при введенні в маніпульований сигнал $s_1(t)$ пасивних фрагментів s_{pf} тривалістю від 7 до 17 відліків, що складає близько 10% розміру вибірки. Детальніший аналіз характеристик таких сигналів та P_b для $s_{pf} = 10$ відліків при різних відношеннях S/N подано в табл.3.9.

Результати дослідження залежності ймовірності спотворення бінарного символу інформаційного повідомлення від нормованого відношення сигнал/завада при використанні пасивних фрагментів $s_{pf} = 10$ відліків в $s_1(t)$ для $W/R \approx 17$ дБ в графічному вигляді подано на рис.3.30.

Таблиця 3.9

Статистичні властивості реалізацій випадкових сигналів та завад для випадку використання введених пасивних фрагментів $s_{pf} = 10$ відліків

	S/N , дБ									
	-3	1	3	4	7	9	11	12	13	14
$\bar{s}(t)$	5,748	-9,67	12,13	25,83	-7,216	-4,363	-9,97	-13,06	-0,54	7,2
$\bar{n}(t)$	106	81,37	-48,80	-49,26	-25,64	-18,59	15,87	10,23	17,0	-12,8
D_S	11174808	11187664	11145287	11211147	11204469	11225209	11168085	11254470	11174310	11215607
D_N	552817051	242783180	143700565	100205342	55992267	38893753	25067189	17977800	15217776	12425870
H_{SN}	16,654	15,947	15,751	15,282	14,947	14,825	14,655	14,248	14,3	14,48
H_N	16,629	15,867	15,697	15,219	14,828	14,69	14,303	13,915	13,58	13,16
σ_0	0,104	0,102	0,105	0,106	0,104	0,1	0,102	0,107	0,04	0,05
P_b	0,476	0,392	0,338	0,206	0,097	0,061	0,05	0,017	0,09	0,05

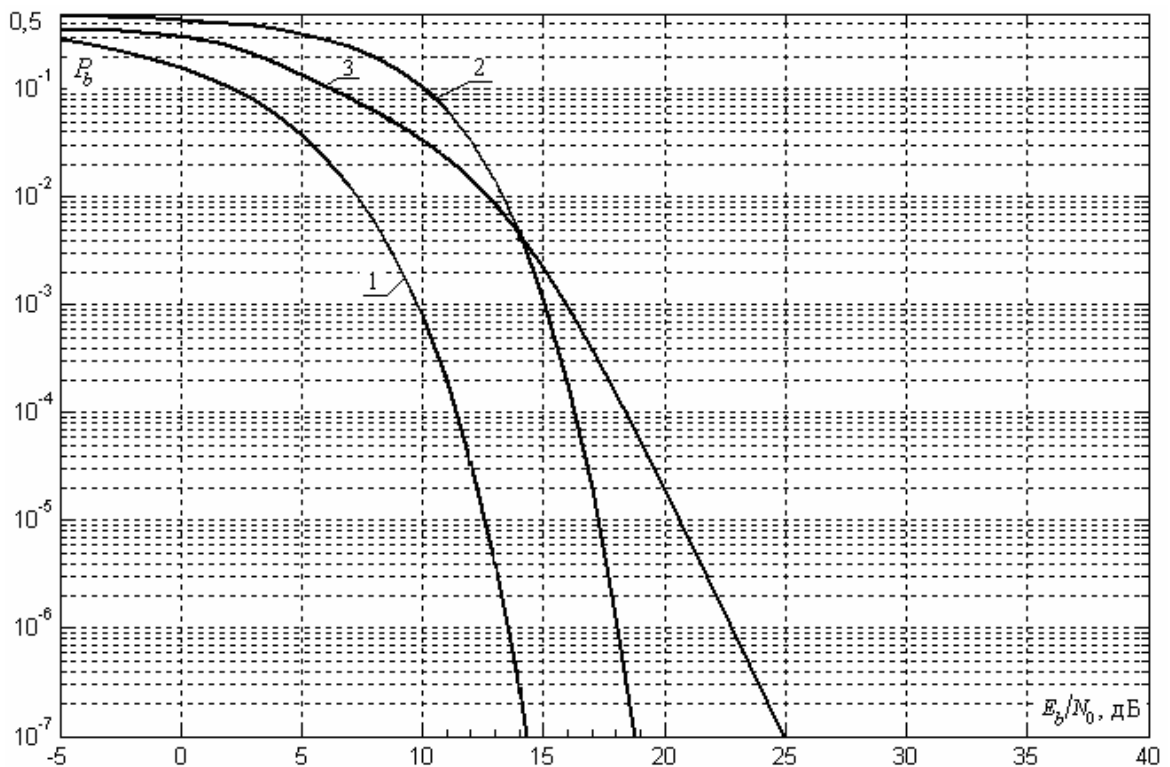


Рис. 3.30. Залежність P_b від E_b/N_0 : 1 – оптимальне опрацювання ортогональних сигналів, опрацювання за розробленим методом 2 – без пасивних фрагментів, 3 – із пасивними фрагментами ($W/R \approx 17$ дБ)

За результатами проведеного дослідження встановлено, що використання пасивних фрагментів забезпечує підвищення завадостійкості на 3-4 дБ в межах нормованого відношення сигнал/завада на вході від -5 дБ до 14 дБ., див.рис.3.30, проте в межах від 14 дБ і більше вхідного відношення відповідно спостерігається погіршення завадостійкості.

Таким чином, реалізація запропонованого методу маніпуляції оцінками інформаційної ентропії реалізацій широкосмугових випадкових сигналів з пасивними фрагментами дозволяє покращити завадостійкість нормованого відношення сигнал/завада на вході від -5 дБ до 14 дБ практично без залучення додаткових обчислювальних потужностей та ускладнення апаратної реалізації цифрових пристроїв формування комунікаційних сигналів каналного рівня.

3.5.5. Відношення потужностей сигнал/завада в точці прийняття рішень щодо символів інформаційного повідомлення

Одним із показників завадостійкості, що порівняно часто використовується для оцінювання ефективності методів реалізації комунікацій, є залежність відношення сигнал/завада за потужністю в точці прийняття рішень $S_{вих}/N_{вих}$ від такого відношення на вході пристрою опрацювання S/N , доцільно зазначити, що усі потужності вважаються такими, які виділяються на опорі навантаження величиною 1 Ом [88, 179].

Дослідження згаданого показника проведено для випадку опрацювання повідомлення у вигляді послідовності інформаційних біт, що змінюються, і яке представлено сигналом у вигляді прямокутних імпульсів з однаковими середніми часовим інтервалами одного та іншого стану бінарного символу. Процес формування та параметри реалізацій випадкового сигналу використано такі ж як і в попередніх дослідженнях. Отже, одному стану

бінарного символу повідомлення відповідає реалізація випадкового широкопasmового сигналу з характеристиками наближеними до фільтрованого "білого" шуму, з нормальним розподілом амплітудних значень, рівномірним частотним спектром, та заданим значенням інформаційної ентропії. Іншому стану бінарного символу – відповідає пасивна пауза. У якості відношення сигнал/завада $S_{вих}/N_{вих}$ в точці прийняття рішень, для дискретних повідомлень, традиційно використовують величину (3.41), яка не представляє це відношення для однієї $s_1(t)$ чи іншої $s_2(t)$ реалізації випадкового сигналу, а показує характеристику різниці таких сигналів в цій точці [88]:

$$\frac{S_{вих}}{N_{вих}} = \frac{(a_1 - a_2)^2}{\sigma_0^2}. \quad (3.41)$$

Тобто, потужність сигналу в точці прийняття рішень є квадрат різниці бажаних сигнальних компонент, а потужність завади – квадрат її СКВ (вважається, що процес центрований). Для запропонованого методу, різницею значень сигнальних компонент є різниця значень оцінок інформаційної ентропії \hat{H}_1 суміші сигналу $s_1(t)$ з завадою $n(t)$ каналу а також значення ентропії \hat{H}_2 завади каналу (оскільки $s_2(t)$ – пасивна пауза). Потужність завади на виході є СКВ оцінки ентропії і визначається випадковою складовою похибки статистичного оцінювання ентропії.

Дослідження проводилось для розміру вибірки 100 відліків, база $W/R \approx 17$ дБ, швидкість 480 біт/с. За розрахованими згідно (3.33), а також наведених вище результатів досліджень (див. рис. 3.13, а також рис. 3.31 де ця залежність, а також результат імітаційного моделювання, детальніше подані в межах розмірів n від 50 до 150), можна побачити, що СКВ завади в точці прийняття рішень за таких умов (означена кількість відліків на символний інтервал) складає ≈ 0.1 .

За результати проведених досліджень, з використанням відповідного програмного забезпечення (див. додаток А), отримано графічну залежність

завадостійкості запропонованого методу в межах від -20 до $+20$ дБ вхідного відношення S/N , який подано на рис. 3.31.

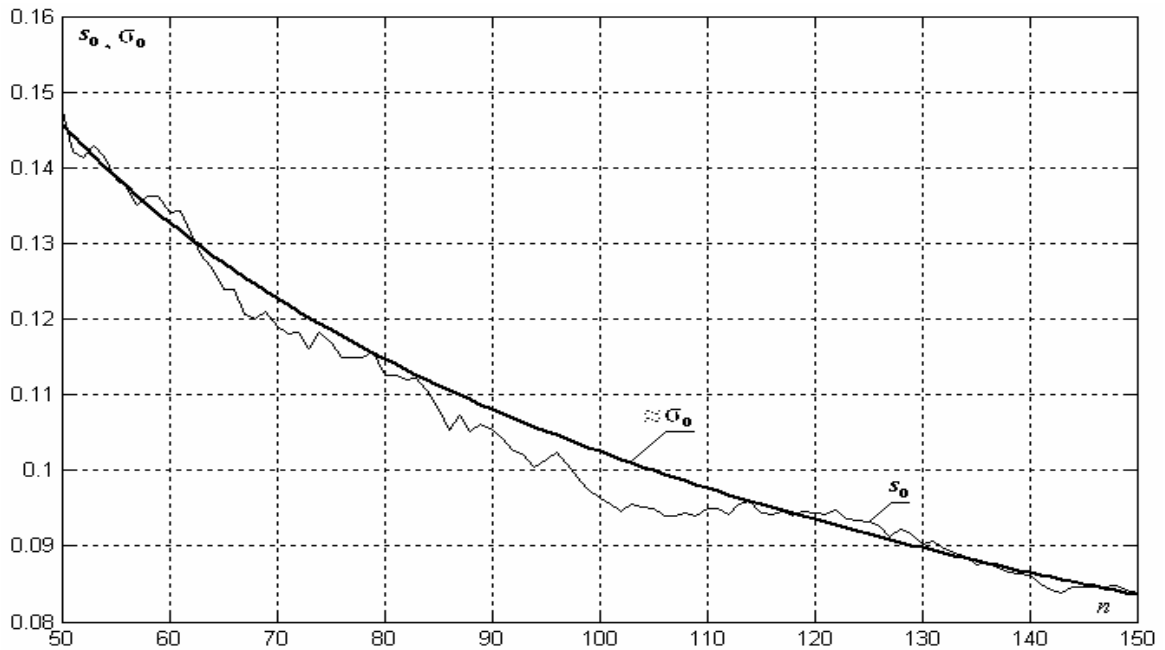


Рис. 3.31. СКВ завади на виході блоку оцінювання інформаційної ентропії в межах розмірів реалізації сигналу (вибірки) 50 – 150 відліків

Для порівняння, також подано залежність завадостійкості оптимального когерентного опрацювання ортогональних сигналів (зокрема, це характерно для складового частотноманіпульованого FSK-FHSS широкосмугового сигналу зі стрибкоподібною зміною частоти). Цю залежність отримано виходячи з наступного: відношення сигнал/завада виду (3.41) за оптимального опрацювання складає величину E_d/N_0 , де E_d – енергія різницевого сигналу на вході пристрою опрацювання, яка визначається згідно виразу [88, 179]:

$$E_d = \int_0^T (s_1(t) - s_2(t))^2 dt . \quad (3.42)$$

Як показано в [88] E_d для ортогональних сигналів складає величину $2E_b$, у свою чергу зв'язок між величинами E_b/N_0 та S/N визначається відповідно за (3.20).

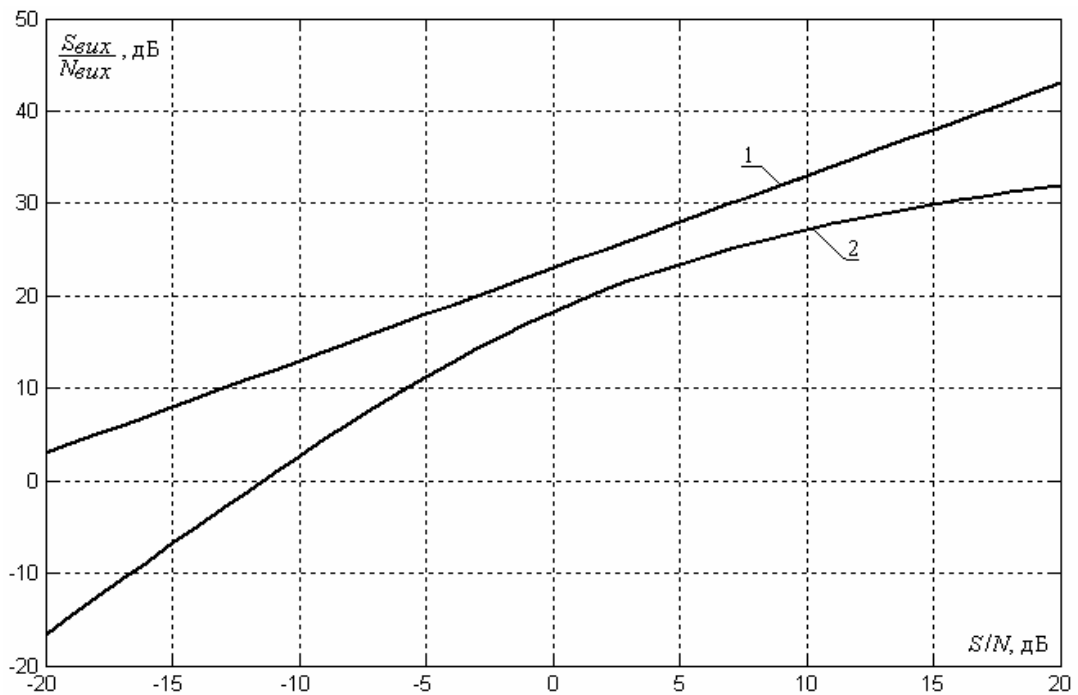


Рис. 3.32. Завадостійкість при: 1 – оптимальному опрацюванні ортогональних сигналів, 2 – опрацюванні за оцінками інформаційної ентропії реалізацій випадкових широкосмугових сигналів для $W/R \approx 17$ дБ

Як можна побачити з рис. 3.32, завадостійкість запропонованого методу за відношеннями сигнал/завада наближається до оптимального кореляційного опрацювання ортогональних сигналів, зокрема в діапазоні відношення S/N від 0 до 5 дБ, з різницею від ≈ 4.5 до 5 дБ [221, 241, 242].

Отримані результати завадостійкості запропонованого автором методу підтвердили його ефективність. Крім того, порівняно з оптимальним (кореляційним) опрацюванням розглянутий підхід дозволяє суттєво спростити апаратно-алгоритмічну складність цифрових комунікаційних пристроїв а також вперше продемонстрували можливість та обґрунтувати перспективність використання випадкових (не псевдовипадкових) сигналів для реалізації цифрових засобів обміну даними в каналах обміну даними комп'ютерних систем.

3.6. Завадостійкість маніпуляції інформаційною ентропією при дії експлуатаційних завад

Оцінювання завадостійкості запропонованого в [96, 99] методу в експлуатаційних умовах проведено шляхом розрахунку оцінки дисперсії сигналу $z(T)$ (потужності завади в точці прийняття рішень) за наявності на вході пристрою опрацювання AWGN завади, що характерна (не змодельована) для роботи комунікаційних пристроїв обміну даними в експлуатаційних умовах. Фрагменти реалізацій зразків таких завад отримано з провідникових ліній існуючих каналів обміну даними в частотній смузі від 0.3 до 3.4 КГц з використанням аналогової частини модему GVC 1156 R21 а також з радіоканалів на різних ділянках ультракороткохвильового частотного діапазону в смузі від 30 до 470 МГц, ширина смуги від 2.4 КГц до 15 КГц, АМ, NFM та WFM типами модуляції з використанням радіоприймального пристрою ICOM-R5. Один з варіантів результату статистичного аналізу характерних випадкових завад провідникового каналу подано на рис. 3.33.

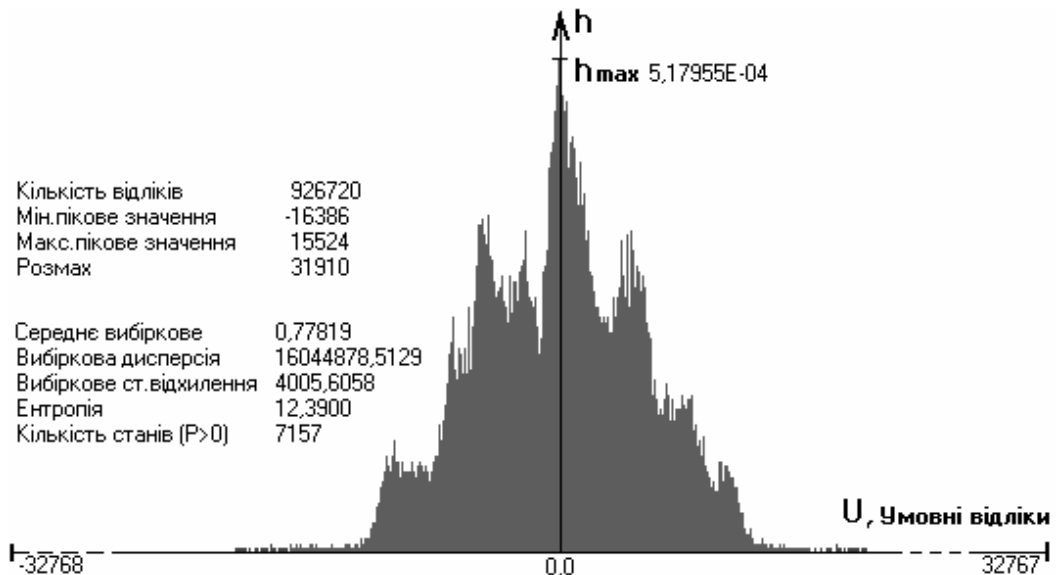


Рис. 3.33. Відносні частоти станів сигналу завади провідникового каналу

За результатами проведених досліджень характеристик завад [150, 243] показано, що не завжди згадані завади можна розглядати як стаціонарні і

такі, що відповідають нормальному розподілу. В таблиці 3.10 подано результати аналізу характеристик найбільш характерних випадкових завад провідникових каналів.

Таблиця 3.10

Характеристики випадкових сигналів зафіксованих у провідникових каналах

Статистична характеристика	Реалізація випадкової завади №				
	1	2	3	4	5
Кількість відліків	78592	775095	746422	713864	417959
Мін. пік. значення	-14936	-16945	-16157	-16385	-15725
Макс. пік. знач.	16430	14001	15008	16355	16421
Розмах	31366	30946	31165	32740	32146
Вибіркове середнє	-0.6	-0.3	-0.7	-0.9	-0.2
Вибір. дисперсія	$2.399 \cdot 10^7$	$1.513 \cdot 10^7$	$2.132 \cdot 10^7$	$2.296 \cdot 10^7$	$2.959 \cdot 10^7$
Вибірковий СКВ	4898.9	3891.0	4618	4792.6	5440
Оцінка ентропії	12.80	13.9	14.11	13.80	13.50
Кіл-ть станів ($\hat{p} > 0$)	8633	24517	27489	20523	14469

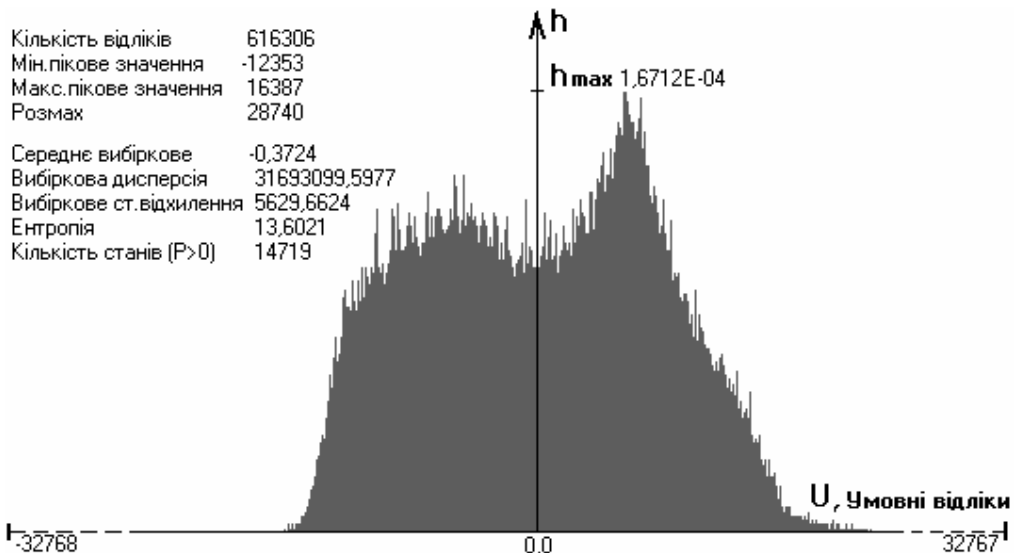


Рис. 3.34. Відносні частоти значень випадкової завади радіоканалу

Результати статистичного аналізу однієї з характерних реалізацій завад у радіоканалі подано на рис. 3.34, частота 27 МГц, амплітудна демодуляція.

В табл. 3.11 та 3.12 відповідно, подано результати аналізу наявних завод у радіоканалах з амплітудною та частотною модуляцією.

Таблиця 3.11

Характеристики взірців завод у радіоканалах з амплітудною демодуляцією

Статистична характеристика	Реалізація випадкової заводи №				
	1	2	3	4	5
Кількість відліків	799417	1029248	544544	881528	746870
Мін. пік. значення	-16385	-16384	-3146	-14475	-15880
Макс. пік. знач.	12085	16211	16387	16393	16408
Розмах	28470	32595	19533	30868	32288
Вибіркове середнє	-0.4	-0.3	0	-0.8	-0.4
Вибірк. дисперсія	$6.281 \cdot 10^6$	$1.315 \cdot 10^7$	$3.099 \cdot 10^6$	$1.326 \cdot 10^7$	$2.309 \cdot 10^7$
Вибірковий СКВ	2506.2	3627.0	1760.6	3642.5	4805.7
Оцінка ентропії	13.31	12.60	11.80	11.60	14.15
К-сть станів ($\hat{p} > 0$)	17634	10744	7175	4785	27190

Таблиця 3.12

Характеристики взірців завод у радіоканалах з частотною демодуляцією

Статистична характеристика	Реалізація випадкової заводи №				
	1	2	3	4	5
Кількість відліків	792311	792493	782049	673134	726176
Мін. пік. значення	-16395	-14388	-15604	-14818	-16385
Макс. пік. знач.	16374	16367	16415	16438	14375
Розмах	32769	30755	32019	31256	30760
Вибіркове середнє	-0.3	-0.4	-0.9	-0.4	-0.2
Вибірк. дисперсія	$1.503 \cdot 10^7$	$1.148 \cdot 10^7$	$1.114 \cdot 10^7$	$1.283 \cdot 10^7$	$1.043 \cdot 10^7$
Вибірковий СКВ	3877.9	3389.6	3338.5	3582.7	3230.3
Оцінка ентропії	13.90	13.70	13.70	12.70	13.41
К-сть станів ($\hat{p} > 0$)	24402	21793	21416	10635	17397

Для отримання коректних результатів, перед проведенням аналізу, пікові амплітуди усіх реалізацій випадкових процесів нормалізовано за рівнем напруги -6.02 дБ, тобто $\approx 50\%$ відносно максимально можливого значення, яке складає 1 В, програмне забезпечення такого перерахунку подано в додатку К.

За результатами проведеного аналізу характеристик завад у провідникових комунікаційних каналах виявлено наявність накладань шуми, що мають практично нормальний розподіл станів, завад представлених частково детермінованими процесами: впливи періодичних комутацій силового живлення, електромагнітні поля промислової частоти та інших техногенних факторів, які можна спостерігати з наявності у рядах розподілу додаткових мод та підтверджується спектральним аналізом. За аналізом емпіричних рядів розподілу ймовірностей у радіоканалах виявлено, що розподіли наближається до нормального у високочастотних діапазонах з модульованою частотою понад 50 МГц, при частотній модуляції. Завади низькочастотних діапазонів, мають розподіл станів, який істотно відрізняється від нормального, така ситуація пояснюється схильністю згаданих діапазонів до впливів промислових техногенних та атмосферних завад. При амплітудній модуляції розподіл ймовірностей станів сигналу в комунікаційному каналі може відрізнитись від нормального за наявності впливу сильних випадкових і/або частково детермінованих завад, і фактично представляється двох, трьох або багатомодовими розподілами.

З метою оцінювання завадостійкості запропонованого методу в умовах дії експлуатаційних завад проведено аналіз характеристик сигналу $z(T)$ в ході якого проводилось моделювання впливу експлуатаційних завад за зразками які були зареєстровані при дослідженні характеристик діючих комунікаційних каналів. Дослідження характеристик $z(T)$ проведено за різних відношень сигнал/завада, результати подано у табл. 3.13. Для забезпечення сумірності при порівнянні із модельованими завадами з

нормальним розподілом, середній рівень потужності усіх сигналів обраний таким як і в аналогічних сигналів, характеристики яких розглянуто раніше.

Таблиця 3.13

Залежність оцінки s_0 СКВ від оцінки \hat{a} математичного сподівання в умовах дії експлуатаційних завад

	N, дБВт					
	-20.7		-17.7		-14.7	
n	\hat{a}	s_0	\hat{a}	s_0	\hat{a}	s_0
100	13.562	0.137	14.076	0.133	14.559	0.155
1000	13.595	0.051	14.093	0.053	14.589	0.058
10000	13.596	0.031	14.098	0.029	14.597	0.034
100000	13.597	0.025	14.099	0.024	14.599	0.027

Порівняльний аналіз впливу завад комунікаційного каналу у випадку змодельованих завад та завад, зафіксованих у в експлуатаційних умовах, на потужність завади в точці прийняття рішень (дисперсії випадкової складової похибки оцінки інформаційної ентропії вхідного сигналу) показав, що в останньому випадку потужність завади в точці прийняття рішень зростає. Зокрема, при вибірці $n = 10^5$ відліків, спостерігається зростання від 8 до 9 разів, при $n = 10^4$ відліків – від 2.8 до 2.9 рази, при $n = 10^3$ відліків – від 1.5 до 1.8 рази, при розмірі $n = 10^2$ відліків – від 1.3 до 1.5 рази. В загальному, збільшення потужності завади в точці прийняття рішень становить від 1.3 до 9 разів (або від 1.1 до 9.5 дБ), причому мінімальне погіршення спостерігається за малих розмірів реалізацій сигналів (вибірок).

Слід зауважити, що залежності погіршення завадостійкості від величини потужності завади на вході пристрою опрацювання практично не виявлено.

В загальному [219], ефективність методів формування та опрацювання комунікаційних сигналів оцінюється за такими напрямками, як частотна $\gamma = R/W$, енергетична $\beta = RN_0/S$ та інформаційна $\eta = R/C$, де C – пропускна здатність каналу обміну даними із завадами:

$$C = W \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right). \quad (3.43)$$

В результаті, проведено оцінку інформаційної ефективності запропонованого методу при $\beta = 0$, за умов наведених в 3.5.1, коли сигнал-носії представлений реалізацією стаціонарного, протягом символного інтервалу, випадкового процесу з характеристиками наближеними до "білого" шуму. Швидкість обміну даними 480 біт/с, кількість відліків реалізації (розмір вибірки) за якими розраховувались оцінки інформаційної ентропії при опрацюванні сигналу за символний інтервал 100, база сигналу 17 дБ, відношення сигнал/завада за потужністю на вході пристрою опрацювання $S/N = -17$ дБ. Пропускна здатність в розглянутих умовах складає 685 біт/с, розраховано згідно (3.43), тобто інформаційна ефективність складає -1.6 дБ.

Використання інформаційної ентропії випадкового сигналу в якості ознаки маніпуляції, як показали результати досліджень, дозволяє реалізувати порівняно прості схемотехнічні та алгоритмічно-програмні рішення цифрових засобів реалізації комунікацій в каналах обміну даними комп'ютерних систем. Крім того показник інформаційної ефективності запропонованого методу практично не відрізняється від такого ж показника інших оптимальних методів формування та опрацювання широкосмугових сигналів каналного рівня, що обґрунтовано доводить теоретичну та практичну спроможність реалізації запропонованого підходу.

ВИСНОВКИ ДО ТРЕТЬОГО РОЗДІЛУ

1. Вперше запропоновано спосіб представлення символів повідомлення значеннями інформаційної ентропії реалізацій ширококугових випадкових сигналів, що дає можливість використовувати ентропію як ознаку маніпуляції в засобах обміну даними розподілених комп'ютерних систем і, на відміну від оптимальних методів, не потребує формування еталонних псевдовипадкових послідовностей.
2. Вперше запропоновано метод опрацювання ширококугових випадкових сигналів з мініпультованою інформаційною ентропією, за яким виділення символів повідомлення здійснюється шляхом статистичного оцінювання значень ентропії його послідовних реалізацій, що не потребує використання складних методів кореляційного аналізу.
3. Проведено порівняльний аналіз ефективності застосування імовірнісних характеристик для опрацювання ширококугових випадкових сигналів за критерієм ефективності, який враховує значення сигнальних компонент та їх *СКВ*, за яким встановлено, що ефективність використання оцінок інформаційної ентропії на $\approx 10\%$ вища порівняно з іншими імовірнісними характеристиками.
4. Досліджено ефективність застосування сигналів різних форм при маніпуляції інформаційною ентропією ширококугових сигналів, встановлено, що при обмеженій потужності, найбільший рівень оцінок ентропії забезпечують реалізації випадкового процесу з нормальним розподілом та рівномірною спектральною щільністю потужності. Для забезпечення такого ж рівня ентропії інші сигнали інших форм та розподілів потребують більше на $\approx 41\%$ потужності.
5. Отримано характеристики завадостійкості запропонованого методу аналітично та на основі моделювання в обчислювальних експериментах, зокрема: залежність ймовірності спотворення бінарного символу від

нормованого відношення сигнал/завада та залежність між відношенням сигнал/завада в точці прийняття рішень і таким відношенням на вході пристрою опрацювання, за якими встановлено, що опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією за завадостійкістю наближається до оптимального кореляційного опрацювання ортогональних сигналів з різницею, яка не перевищує 4.5 дБ, при ймовірності помилок не більше 10^{-6} .

6. Досліджено ефективність маніпуляції, яка реалізується на основі використання інформаційної ентропії шумів комунікаційного каналу як джерела випадкових, статистично незалежних сигналів, встановлено, що введення пасивних фрагментів в реалізацію широкосмугових випадкових сигналів дозволяє покращити завадостійкість нормованого відношення сигнал/завада на вході пристрою опрацювання від -5 дБ до $+14$ дБ практично без використання додаткових обчислювальних потужностей та ускладнення апаратної реалізації цифрових пристроїв обміну даними канального рівня.
7. Проведено оцінку завадостійкості запропонованого методу обміну даними в умовах дії експлуатаційних завад характерних для провідникових та радіо каналів промислових комп'ютерних систем, встановлено, що погіршення завадостійкості при збільшенні потужності сигналів завад до 9.5 дБ на вході пристрою опрацювання практично не спостерігається.
8. Отримано показник інформаційної ефективності, який за пропускної здатності 685 біт/с, базі сигналу 17 дБ і відношенні $S/N = -17$ дБ, складає -1.6 дБ., що практично не відрізняється від такого ж показника оптимальних (зазвичай кореляційних) методів опрацювання широкосмугових випадкових сигналів канального рівня.

РОЗДІЛ 4

ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ПОБУДОВИ ТА ОПРАЦЮВАННЯ ПРОЕКЦІЙ
ВАРІАТИВНОЇ ІНФОРМАЦІЙНОЇ ЕНТРОПІЇ ЗНАКОВО-СИМВОЛЬНИХ
ОБ'ЄКТІВ У СИСТЕМАХ ІДЕНТИФІКАЦІЇ

4.1. Теоретичні основи ідентифікації знаково-символьних об'єктів
представлених векторами характерних ознак

Основним завданням ідентифікації об'єктів, що реалізуються в комп'ютерних системах, є побудова, на основі теоретичних, систематичного та експериментального дослідження ефективних обчислювальних методів та засобів, які забезпечують віднесення формалізованих описів таких об'єктів до відповідних класів. В загальному випадку, в області теорії розпізнавання, можна виділити такі завдання [105]:

- віднесення об'єкту, за його формалізованим описом, до одного із заданих класів – ідентифікація чи розпізнавання;
- декомпозиція множини об'єктів, за їх формалізованими описами, на систему непересічних підмножин чи класів – автоматична класифікація (кластер-аналіз, таксономія, навчання без вчителя тощо);
- визначення набору інформативних ознак для побудови формалізованого опису об'єкту, зокрема оцінка інформативності окремих ознак і їх поєднань – формування набору ознак для опрацювання;
- побудова формалізованого опису об'єкту ідентифікації – підготовка вихідних даних про об'єкт до зручної, з погляду відповідних методів розпізнавання, форми представлення.

Теоретичні напрацювання в області ідентифікації об'єктів ґрунтуються на математичних моделях, зокрема виділяють такі [244 - 246].

Моделі, які ґрунтуються на використанні теорії математичної статистики. Найчастіше застосовуються у випадках, коли відомі або можуть бути визначені імовірнісні характеристики об'єктів та класів.

R-моделі, ґрунтуються на використанні принципу розділення – використовується методи задавання класу поверхонь, серед яких здійснюється вибір поверхні, що в деякому розумінні найкраще розділяє елементи різних класів.

П - моделі, реалізуються на основі так званого “методу потенційних функцій”, ґрунтуються на запозиченій з фізики ідеї потенціалу, визначеного для будь-якої точки простору і залежного від розташування джерела потенціалу. При такому підході використовується потенційна функція, завжди додатна і монотонно спадаюча функція відстані.

Г – моделі, ґрунтуються на принципі часткової прецедентності, обчисленні оцінок (голосуванні). При такому підході аналізується так звана “близькість” між частинами описів уже класифікованих об'єктів і об'єктів, які треба ідентифікувати. Наявність близькості служить частковим прецедентом і оцінюється за заданими правилами (числовою оцінкою). За набором оцінок близькості формується загальна оцінка об'єкту, що ідентифікується, для класу який і є значенням функції приналежності об'єкту до класу.

Л - моделі ґрунтуються на теорії та апараті алгебри логіки. При такому підході класи і ознаки об'єктів розглядаються як деякі логічні змінні, а опис класів на мові ознак представляється у формі логічних (булевих) співвідношень.

В загальному випадку [106, 244], для реалізації інформаційної системи розпізнавання необхідно пристрій, що перетворює фізичні характеристики об'єкту, який ідентифікується, в набір деяких ознак $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$, які характеризують цей об'єкт. А також пристрій, що реалізує класифікацію – віднесення кожного допустимого набору значень, що подається на його вхід, до одного з обмеженого числа класів (категорій), здійснивши при цьому розрахунок множини значень функцій приналежності.

Вважають, що система ідентифікації (розпізнавання) допускає прийняття хибного рішення в тому випадку, коли здійснюється віднесення

об'єкту до класу ω_j , який насправді не належить до цього класу. Інформація про об'єкт представляється у вигляді деякого вектора характерних ознак (параметрів, характеристик тощо) $X = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ де n - кількість характеристик фізичного об'єкту, що визначають (вимірюють, оцінюють тощо). Передбачається, що вектор X належить до одного з M класів образів $\omega_1, \omega_2, \dots, \omega_M$.

Вважаємо, що апіорні імовірності об'єктів кожного класу однакові, тобто вектор характеристик X може з однаковою імовірністю відноситись як до одного так і до іншого класу. Нехай $p(X | \omega_i) = p_i(X)$ - щільність розподілу для X за умови, що він належить до класу ω_i . В такому випадку імовірність того, що вектор X дійсно належить ω_i визначається за такою формулою [106]:

$$p_j = \frac{p(X | \omega_j)}{\sum_{k=1}^M p(X | \omega_k)}. \quad (4.1)$$

Відповідно імовірність того, що вектор X не належить класу ω_j визначається з виразу, що задає імовірність прийняття хибного рішення:

$$1 - p_j = 1 - \frac{p(X | \omega_j)}{\sum_{k=1}^M p(X | \omega_k)}. \quad (4.2)$$

Функція приналежності відносить X точно до одного з M заданих та попередньо означених класів. Оптимальною вважають функцію, що дає найменшу імовірність прийняття хибного рішення для усіх допустимих значеннях X . Значення j , при якому величина $1 - p_j$ буде найменшою, співпадає з тим значенням j , якому відповідає найбільше значення імовірності $p(X | \omega_j)$. Таким чином оптимальна функція приналежності

відносить набір X до класу ω_i , тільки в тому випадку коли виконуються такі нерівності [106]:

$$p(X | \omega_i) > p(X | \omega_j); \quad \forall i \neq j;$$

або

$$\frac{p(X | \omega_i)}{p(X | \omega_j)} > 1; \quad \forall i \neq j.$$

При $p(X | \omega_i) = p(X | \omega_k)$ і $p(X | \omega_i) > p(X | \omega_j)$, $j = 1, 2, \dots, M$, $j \neq i \neq k$ оптимальна функція приналежності може віднести вектор X як до класу ω_i так і до класу ω_k . Для заданого значення X класифікатор визначає оптимальну функцію приналежності.

Припустивши, що визначені значення характеристик об'єкту розподілено за нормальним законом і сформовано відповідні коваріаційні матриці виду:

$$C = \begin{pmatrix} c_{11} & c_{12} & \dots & c_{1n} \\ c_{21} & c_{22} & \dots & c_{2n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{n1} & c_{n2} & \dots & c_{nn} \end{pmatrix}, \quad (4.3)$$

де: c_{ij} – коефіцієнт коваріації i –го та j –го компонент вектора X ;

c_{ii} – дисперсія i –го компоненту вектора характеристик X .

Для випадку нормального розподілу такої характеристики можна записати [106, 244]:

$$p(X | \omega_i) = \frac{1}{(2\pi)^{n/2} |C|^{1/2}} \exp[-0,5(X - m_i)'C^{-1}(X - m_i)], \quad (4.4)$$

де: m_i – вектор математичного сподівання, відношення двох щільностей імовірностей $p(X | \omega_i)$ та $p(X | \omega_j)$, який визначається з виразу:

$$\frac{p(X | \omega_i)}{p(X | \omega_j)} = \exp\{-0.5[(X - m_i)'C^{-1}(X - m_i) - (X - m_j)'C^{-1}(X - m_j)]\}.$$

Оскільки коваріаційна матриця симетрична то вище подане відношення умовних імовірностей можна звести до такого виду:

$$\frac{p(X | \omega_i)}{p(X | \omega_j)} = \exp[X'C^{-1}(m_i - m_j) - 0,5(m_i + m_j)'C^{-1}(m_i - m_j)]. \quad (4.5)$$

Ввівши величину:

$$r_{ij} = \ln \frac{p(X | \omega_i)}{p(X | \omega_j)},$$

отримуємо вираз функції приналежності:

$$r_{ij}(X) = X'C^{-1}(m_i - m_j) - 0,5(m_i + m_j)'C^{-1}(m_i - m_j). \quad (4.6)$$

Для визначення оптимальної функції приналежності необхідно обчислити $M(M-1)$ значень функції $r_{ij}(X)$ для усіх $i, j, j \neq i$ після чого обрати найбільше з отриманих значень. Якщо виявиться, що отриманий максимум рівний r_{kj} то вектор характеристик X відповідає класу ω_k .

В результаті узагальнена структурна схема ідентифікації, що реалізує вище описаний принцип, матиме вигляд (див.рис.4.1).

Доцільно зазначити, що для випадку коли:

$$r_{ij}(X) = X'C^{-1}(m_i - m_j) - 0,5(m_i + m_j)'C^{-1}(m_i - m_j) = 0,$$

рівняння описує деяку гіперплощину, яка побудована в n – мірному просторі і розділяє цей простір на дві частини у випадку наявності двох класів:

$$\begin{aligned} r_{ij} > 0, & \quad X \in \omega_i \\ r_{ij} < 0, & \quad X \in \omega_j \end{aligned}$$

Тобто аналітичний вираз $r_{ij} = 0$ означає поверхню яка розділяє i –тий та j –тий класи образів.

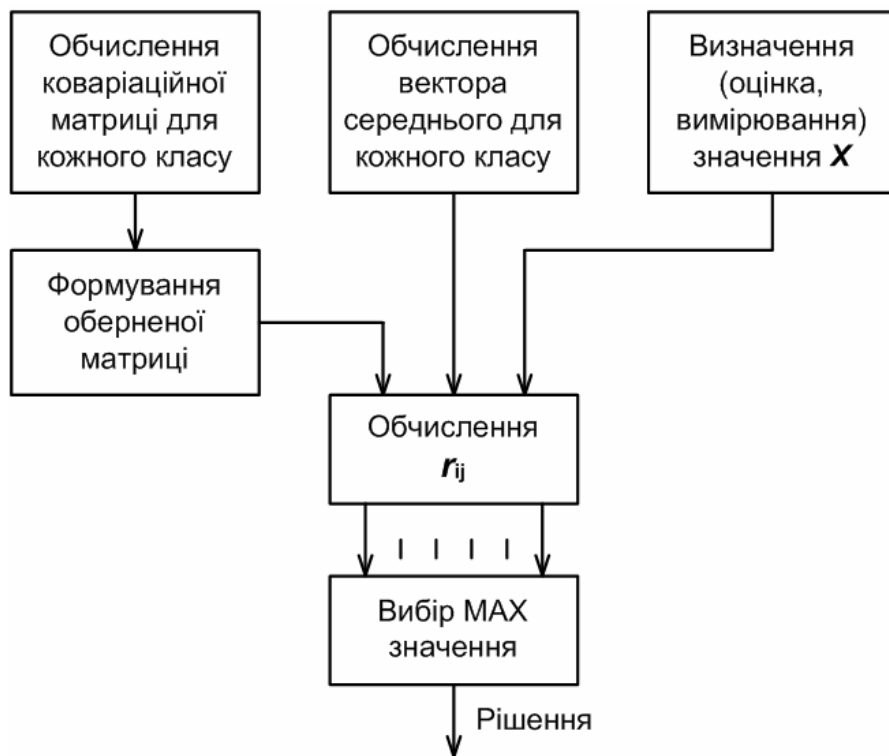


Рис. 4.1. Узагальнена структурна схема ідентифікації об'єктів на основі функцій приналежності

В результаті – основним функціональним призначенням систем ідентифікації є пошук рішення щодо приналежності наданих характеристик (ознак, образів) до деякої категорії чи класу.

Сучасні системи ідентифікації в більшості випадків символів реалізуються на основі трьох підходів – шаблонного, структурного та ознакового [110, 124 - 127].

Шаблонні – трансформують графічні представлення окремого символу в растрове, порівнюють його з усіма шаблонами, наявними в базі і вибирають шаблон з найменшою кількістю точок, відмінних від вхідного зображення. Такі системи стійкі до дефектів (спотворень) і мають високу швидкість опрацювання вхідних даних, але надійно розпізнають лише ті символи, шаблони яких є в базі. Якщо шрифт символу навіть несуттєво відрізняється від еталонного, шаблонні системи можуть робити помилки навіть при опрацюванні якісних зображень.

Структурні - реалізують схожий до шаблонних принцип але опрацюють векторні представлення. Структурними елементами тут є множина кривих з яких формується символ. Так, для символу "Ф" - це вертикальний відрізок і дві дуги. До недоліків структурних систем варто віднести їхню чутливість до дефектів зображення, що порушує складові.

Ознакові системи [247] реалізуються на використанні усередненого представлення (зображення) кожного символу як об'єкту в n -мірному просторі ознак. При такому підході, вибирається деяка множина ознак, значення яких обчислюються при опрацюванні вхідного графічного представлення символу. Отриманий n -мірний вектор порівнюється з еталонними і за результатами порівняння приймається рішення про його відповідність до конкретного символічного позначення.

Отже, з огляду на вище викладене, шаблонний підхід найпростіший і, як наслідок, найпоширеніший при реалізації цифрових систем ідентифікації, однак він не може використовуватися для опису об'єктів з високим ступенем мінливості. Зокрема шаблонні системи характеризуються найкращим відношенням простоти та ефективності при ідентифікації тільки друківаних символів, у випадку опрацювання рукописних графічних представлень частіше використовують структурний принцип.

Доцільно зазначити, що ефективність використання статистичного підходу практично не викликає сумнівів, проте характеризується відповідними обмеженнями які зумовлено тим, що сучасні реалізації комп'ютерних систем ідентифікації знаково-символьних об'єктів зазвичай ґрунтуються на теорії опрацювання амплітудних, інколи частотних характеристик графічних представлень. Тобто, практично відсутні методи та засоби, що враховують імовірнісні, зокрема ентропійні характеристики при опрацюванні згаданих об'єктів (символів).

4.2. Метод побудови і опрацювання проєкцій з варіативною інформаційною ентропією

Теорія та аналітичний апарат в задачах ідентифікації, що найчастіше реалізуються в комп'ютерних системах, лежать в основі відповідних методів, як показано в 1.4 та 4.1 і традиційно ґрунтуються на таких підходах: структурний, варіаційний, евристичний, ймовірностно-статистичний, логічний і т.п., що зумовлено необхідністю розширення функціональних можливостей комп'ютерних систем в задачах кількісного контролю та ідентифікації, зокрема обліку енергоносіїв і матеріалів. В такій ситуації проблема реалізації цифрових систем ідентифікації, які є первинною ланкою інтелектуального аналізу, не втрачає актуальності і фактично, з ростом обчислювальних потужностей, постійно потребує вдосконалення наявних та створення нових теоретичних, алгоритмічних та програмно-апаратних рішень. Сучасні цифрові підсистеми ідентифікації, що як компонент використовуються в комп'ютерних (часто розподілених) системах обліку та контролю енергоносіїв а також матеріалів, традиційно використовують графічні скануючі засоби, що забезпечують представлення зображень, які нанесено вигляді знаково-символьного маркування, у вигляді двомірних (часто бінарних) матриць. Алгоритмічно-програмне опрацювання таких представлень, що з відповідною точністю дозволяють ідентифікувати відповідний об'єкт, зазвичай ґрунтуються на використанні шаблонних, структурних і статистичних методів, використанні перцептронних структур. При використанні структурного підходу а також елементів нейромережевих імплементацій питання адекватності ідентифікації знаково-символьних об'єктів практично відсутні, проте при їх реалізації суттєво зростає апаратна та алгоритмічно-програмна складність систем ідентифікації, що приводить до обмеження сфери їх використання [107 - 116, 248]. В результаті, при вирішенні теоретичних та практичних задач, перспективними є шаблонний та

імовірно-статистичний підходи до опрацювання матриць представлень знаково-символьних об'єктів, причому вирішення такої задачі є особливо актуальним на низовому рівні комп'ютерних систем, що найчастіше не передбачає потужних обчислювальних ресурсів. Крім того, практично більшість згаданих методів, при опрацюванні цифрового представлення, використовують лише його амплітудні характеристики, що не дає повної інформації про об'єкт та зменшує ефективність аналізу. Наявність спотворень, викликаних впливом завад, зокрема нестабільність світлового потоку, різного роду вібрації, флуктуації температури тощо суттєво знижує адекватність ідентифікації згаданими методами.

З метою подолання недоліків, які притаманні шаблонним та імовірно-статистичним підходам, а також для спрощення апаратної та алгоритмічно-програмної реалізації автором запропоновано використання однієї, зокрема інформаційної ентропії, або декількох сумісно імовірнісних характеристик для опрацювання двомірних цифрових представлень. Основна ідея запропонованого методу [Пат. 103281 Україна, МПК(2006) G06K 9/64. Спосіб ідентифікації об'єктів за імовірнісними характеристиками фрагментів їх зображень / Мельничук С.І. (Україна). – заявка № а 2012 12161; заявл. 23.10.2012, опубл. 25.09.2013, Бюл. № 18.] полягає у опрацюванні двомірних представлень зображень об'єктів, таким чином, що варіативні значення інформаційної ентропії відповідних фрагментів використовуються для побудови параметричних проекцій. Фактично, при побудові проекції формують відображення зображення у вектор (проекцію), значення якого представляють як результат обчислення однієї або декількох сумісно імовірнісних характеристик фрагментів цифрового представлення розташованих вздовж визначених напрямків [249, 250].

Доцільно зазначити, що при побудові проекцій у якості імовірнісних характеристик можна використовувати інформаційно ентропію, розподіл

ймовірностей станів, дисперсію, середнє квадратичне відхилення та центральні моменти різних порядків [194, 198, 229].

Отже, множина усіх монохромних зображень розміру $n \times m$ пікселів знаходиться у бієктивній відповідності з множиною усіх бінарних матриць порядку $n \times m$, тобто є векторним простором розмірності $n \times m$ над скінченним полем.

Означимо відображення простору $\{0,1\}^n$ (простір впорядкованих наборів з “0” та “1” довжиною n) у відрізок $[0,1]$ (оцінок інформаційної ентропії таких наборів), тобто відображення:

$$\hat{h}_n : \{0,1\}^n \rightarrow [0,1],$$

$$\text{де: } \hat{h}_n(i_1, i_2, \dots, i_n) = P^{0^n} \cdot \log_2 P^{0^n} + P^{1^n} \cdot \log_2 P^{1^n};$$

$$\text{де: } i_j \in \{0,1\}, P^{1^n} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n i_j, P^{0^n} = 1 - P^{1^n}.$$

Нехай бінарна матриця $X \in \{0,1\}^{n \times m}$ є представленням деякого об’єкту.

Означимо тепер відображення оцінок ентропії $\hat{h}_h : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ та $\hat{h}_v : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ наступним чином:

$$\hat{h}_h(X) = (\hat{h}_m(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1m}), \hat{h}_m(x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2m}), \dots, \hat{h}_m(x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nm})), \quad (4.7)$$

де: x_{ij} – елемент матриці X або матриці отриманої з X незалежними перестановками елементів у її стовпцях.

$$\hat{h}_v(X) = (\hat{h}_n(x_{11}, x_{21}, \dots, x_{n1}), \hat{h}_n(x_{12}, x_{22}, \dots, x_{n2}), \dots, \hat{h}_n(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm})), \quad (4.8)$$

де: x_{ij} – елемент матриці X або матриці отриманої з X незалежними перестановками елементів у її рядках. Індеси h та v у позначенні \hat{h} відображення фактично вказують на те, що \hat{h}_h – діє на рядки а \hat{h}_v – діє на стовпці матриці X .

Таким чином кожному бінарному зображенню об'єкта, що аналізується, (див.рис.4.2) ставиться у відповідність набір проекцій – векторів варіативних оцінок інформаційної ентропії, які отримуються через застосування відображень \hat{h}_h та \hat{h}_v до матриці X та її заданих перестановок: $X \mapsto \{\hat{h}_1^{ob}, \hat{h}_2^{ob}, \dots, \hat{h}_g^{ob}\} = H^{ob}$, де індекс g позначає кількість відповідних проекцій.

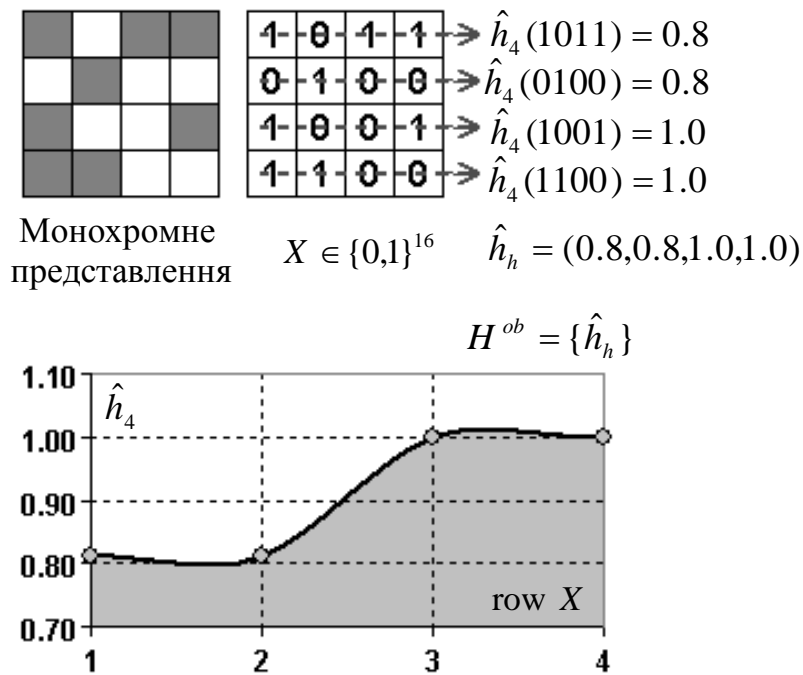


Рис. 4.2. Схема формування та графічного представлення вертикальної проекції \hat{h}_h бінарної матриці X монохромного зображення об'єкта

На основі таких проекцій формують еталонні представлення для заданої кількості k об'єктів $H^e : \{H^{e1}, H^{e2}, \dots, H^{ek}\}$ з використанням яких, в подальшому, розраховується коефіцієнти парної кореляції з об'єктом, що ідентифікується. Доцільно зазначити, що необхідним є виконання умови $|H^{ob}| = |H^{ei}|$ для $i = \overline{1, k}$. Нехай $\hat{h}^{ob} \in H^{ob}$ і $\hat{h}^e \in H^{ei}$ відповідні вектори варіативних оцінок інформаційної ентропії об'єкта і одного з еталонів

відповідно. Тоді: $R_{xy}(\hat{h}^e, \hat{h}^{ob}) = \frac{1}{q} \sum_{j=1}^q \hat{h}^e[j] \cdot \hat{h}^{ob}[j]$, де q – розмірність векторів

\hat{h}^e та \hat{h}^{ob} , \hat{h}^e та \hat{h}^{ob} – центровані вектори векторів \hat{h}^e та \hat{h}^{ob} відповідно.

В результаті формується матриця коефіцієнтів кореляції задіяних проєкцій об'єкту H^{ob} та наявних еталонів H^e :

$$\begin{pmatrix} R_{xy}(\hat{h}_1^{e1}, \hat{h}_1^{ob}) & R_{xy}(\hat{h}_2^{e1}, \hat{h}_2^{ob}) & \dots & R_{xy}(\hat{h}_g^{e1}, \hat{h}_g^{ob}) \\ R_{xy}(\hat{h}_1^{e2}, \hat{h}_1^{ob}) & R_{xy}(\hat{h}_2^{e2}, \hat{h}_2^{ob}) & \dots & R_{xy}(\hat{h}_g^{e2}, \hat{h}_g^{ob}) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{xy}(\hat{h}_1^{ek}, \hat{h}_1^{ob}) & R_{xy}(\hat{h}_2^{ek}, \hat{h}_2^{ob}) & \dots & R_{xy}(\hat{h}_g^{ek}, \hat{h}_g^{ob}) \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

Відповідність об'єкту до одного з наявних еталонів визначається за найбільшою кількістю максимальних значень коефіцієнтів парної кореляції $R_{xy}(\hat{h}^e, \hat{h}^{ob})$ в одному рядку. Якщо в матриці виявлено рядки з рівною кількістю максимальних $R_{xy}(\hat{h}^e, \hat{h}^{ob})$ то відповідність не встановлено, тобто інформації отриманої за проєкціями об'єкту H^{ob} недостатньо для його ідентифікації. Структурну схему реалізації запропонованого методу опрацювання подано на рис.4.3.

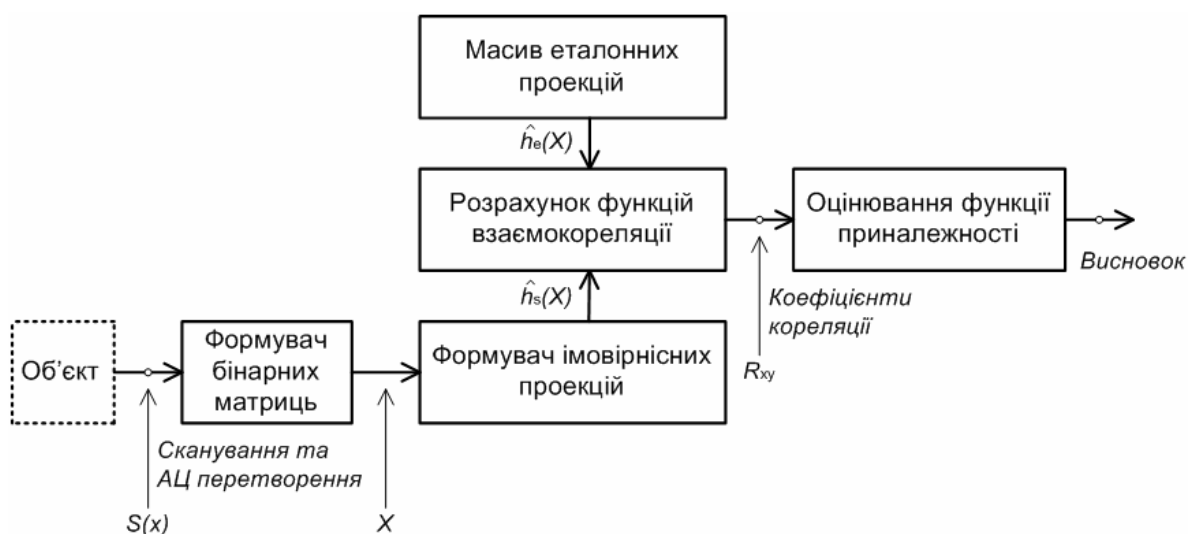


Рис.4.3. Опрацювання матриць графічних представлень зображень об'єкту ідентифікації на основі проєкцій варіативних імовірнісних оцінок

На рис.4.2 бачимо $\hat{h}_4(1011) = \hat{h}_4(0100)$ це пояснюється тим, що імовірності появи $P^{"0"}$ та $P^{"1"}$ бінарних символів у випадку інверсного представлення фактично взаємно міняються значеннями а їх сума залишиться незмінною. Таким чином запропонований підхід побудови проєкцій за оцінками інформаційної ентропії, які розраховують за інформаційною мірою К.Шеннона (1.18), є інваріантним до інверсного представлення зображень об'єкту ідентифікації.

Послідовність побудови горизонтальної імовірнісної проєкції за оцінками варіативної інформаційної ентропії розглянуто на прикладі бінарного матричного представлення зображення цифри дев'ять. Для ідентифікації (розпізнавання) об'єкту, за його зображенням, використовують цифрові значення (код) кольору відповідних точок (пікселів), що отримуються при скануванні (оцифруванні).

В ході опрацювання, що схематично подано на рис.4.4, бінарне представлення (матрицю) зображення символу 1 розбивають на окремі фрагменти вздовж горизонтальних напрямків 2 (рис.4.4а).

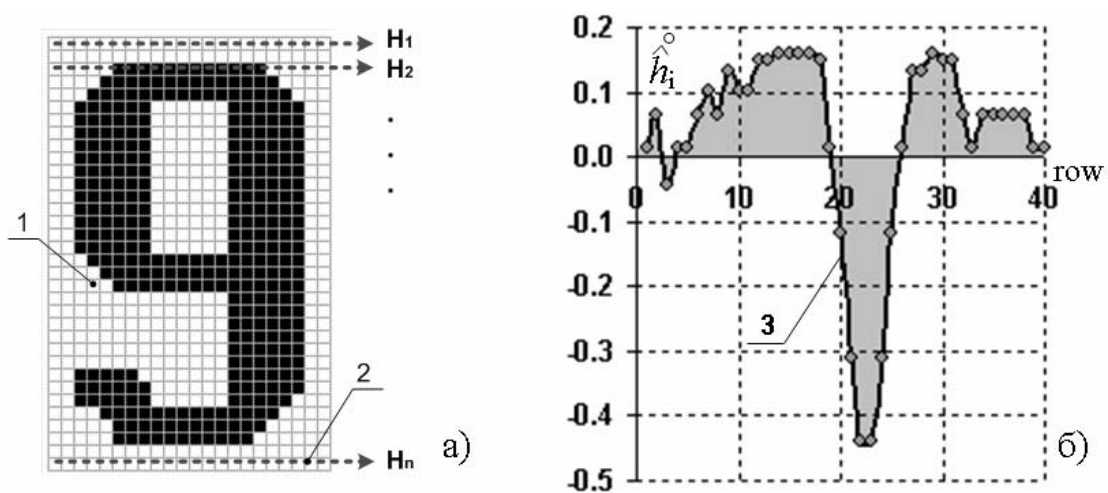


Рис. 4.4. Схема формування горизонтальної імовірнісної проєкції за оцінками інформаційної ентропії: 1 – матриця об'єкту, який ідентифікують; 2 – напрям зчитування фрагментів зображення для розрахунку $X \mapsto \{\hat{h}_1^{ob}, \hat{h}_2^{ob}, \dots, \hat{h}_g^{ob}\} = H^{ob}$;

3 – центрована горизонтальна ентропійна проєкція;

Для кожного з утворених фрагментів розраховують оцінки інформаційної ентропії за якими будують горизонтальну проекцію. З метою покращення кореляційних властивостей вектори проекцій центрують (рис.4.4б). Аналогічно реалізується формування вертикальної, діагональні та інших проекцій, що отримуються з елементів матриці X або матриці, що формується з X незалежними перестановками її елементів.

В результаті такого опрацювання формується набір імовірнісних проекцій, які використовують в якості ознак форми представлення зображення, що ідентифікують, які порівнюють з відповідними еталонними проекціями для прийняття рішення про приналежність до того чи іншого об'єкту. Доцільно зазначити, що у випадку потокового аналізу необхідно змістити фрагмент (із втратою перших значень і доповненням новими значенням) з потоку даних на задану кількість елементів (точок), в результаті чого отримують нову матрицю представлення зображення за якою розраховують наступні оцінки інформаційної ентропії відповідних фрагментів, і процес порівняння з еталонними проекціями повторюють.

При нанесенні ідентифікаційних маркувань на поверхню тари зазвичай реалізують інверсне відображення знаково-символьних зображень по відношенню до основного тону поверхні. В такій ситуації, традиційні імплементації амплітудних методів опрацювання потребують попереднього використання, відносно нескладної, але додаткової операції інвертування до кожного з елементів матриці представлення зображення [124 - 127].

Імплементація запропонованого автором імовірнісного підходу [249], зокрема оцінок інформаційної ентропії ґрунтується на використанні незалежної від амплітуди характеристики зображення. При такому опрацюванні, фактично імовірності появи бінарних символів (біт матриці представлення монохромного зображення об'єкту ідентифікації) у відображеннях $\hat{h}_h : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ та $\hat{h}_v : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ при інвертуванні міняються значеннями але оцінка інформаційної ентропії, розрахована за

відповідними імовірностями появи таких символів, інформаційна міра К.Шенона (1.18), змінюватись не буде.

З метою перевірки вище поданого твердження проведено імітаційне моделювання в ході якого для опрацювання задану множину зображень символів розширені їх інверсними представленнями. Крім того, для попереднього оцінювання завадостійкості, згадані зображення піддавались спотворенням, що характерні для систем сканування, зокрема інвертування біт ознаки за рівномірним розподілом. Характерний фрагмент прямої та інверсної матриць представлення зображення цифри вісім подано на рис.4.5.

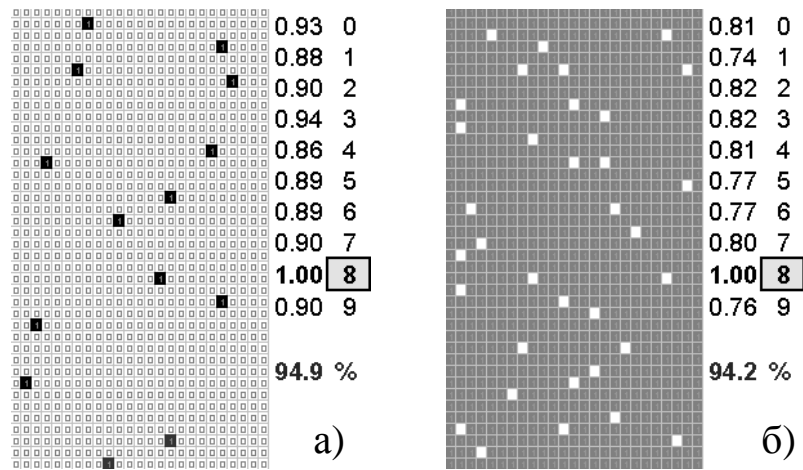


Рис. 4.5. Фрагменти результатів імітаційного моделювання ідентифікації прямого та інверсного представлення зображення цифри вісім

За результатами імітаційного моделювання підтверджено інваріантність запропонованого методу опрацювання до інверсного представлення зображень об'єктів ідентифікації. Отже, запропонований автором в [249, 250] метод опрацювання дозволяє використати нові імовірнісні, зокрема ентропійні, характеристики фрагментів зображень, які представлено відповідними матрицями, в якості окремого джерела інформації про ознаки ідентифікації, що дозволяє спростити процедури побудови проєкцій, цифрового опрацювання а також забезпечує інваріантність до інверсного представлення об'єктів.

4.3. Взаємкореляційні властивості еталонних проєкцій двомірних символічних об'єктів для різних статистичних характеристик

З огляду на те, що статистичні моделі ґрунтуються на використанні теорії математичної статистики [105, 239, 247] і застосовуються у випадках, коли відомі або можуть бути визначені імовірнісні характеристики об'єктів, виникає задача дослідження особливостей використання статистичних оцінок при імплементації запропонованого в [249 - 251] методу.

З метою встановлення ефективності використання різних статистичних характеристик проведено моделювання в чисельному експерименті на основі ряду фіксованих графічних зображень цифр $\{0, 1, \dots, 9\}$, представлених відповідними імовірнісними проєкціями для яких розраховано коефіцієнти парної кореляції R_{xy} . Кожен з об'єктів ідентифікації представлено відповідними бінарними матрицями $X \in \{0,1\}^{n \times m}$.

Визначальним параметром, який адекватно відображає ефективність відповідної характеристики, при реалізації для запропонованого в розділі 4.1 методу, є міра близькості, що розраховується як коефіцієнти парної кореляції R_{xy} (1.10-1.17) між відповідними проєкціями матричних представлень зображеннями цифр [247, 248, 252].

Одним з найпростіших випадків є використання інтегрального значення амплітуди $Ax = \sum_{i=1}^n x_i$ відображення оцінок амплітуди $\hat{Ax}_h : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ та $\hat{Ax}_v : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ при побудові проєкцій реалізується так:

$$\hat{Ax}_h(X) = (\hat{Ax}_m(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1m}), \hat{Ax}_m(x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2m}), \dots, \hat{Ax}_m(x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nm})) \quad (4.10)$$

$$\hat{Ax}_v(X) = (\hat{Ax}_n(x_{11}, x_{21}, \dots, x_{n1}), \hat{Ax}_n(x_{12}, x_{22}, \dots, x_{n2}), \dots, \hat{Ax}_n(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm})) \quad (4.11)$$

де: x_{ij} – елемент матриці X або матриці отриманої з X незалежними перестановками елементів у її рядках. Індеси h та v вказують на те, що $\hat{A}x_h$ – діє на рядки а $\hat{A}x_v$ – діє на стовпці матриці X .

На основі відповідних розрахунків сформовано матрицю коефіцієнтів парної кореляції попередньо побудованих амплітудних проєкцій матричних представлень зображень цифр $Ax^e : \{Ax^{e1}, Ax^{e2}, \dots, Ax^{e9}\}$, рис.4.6.

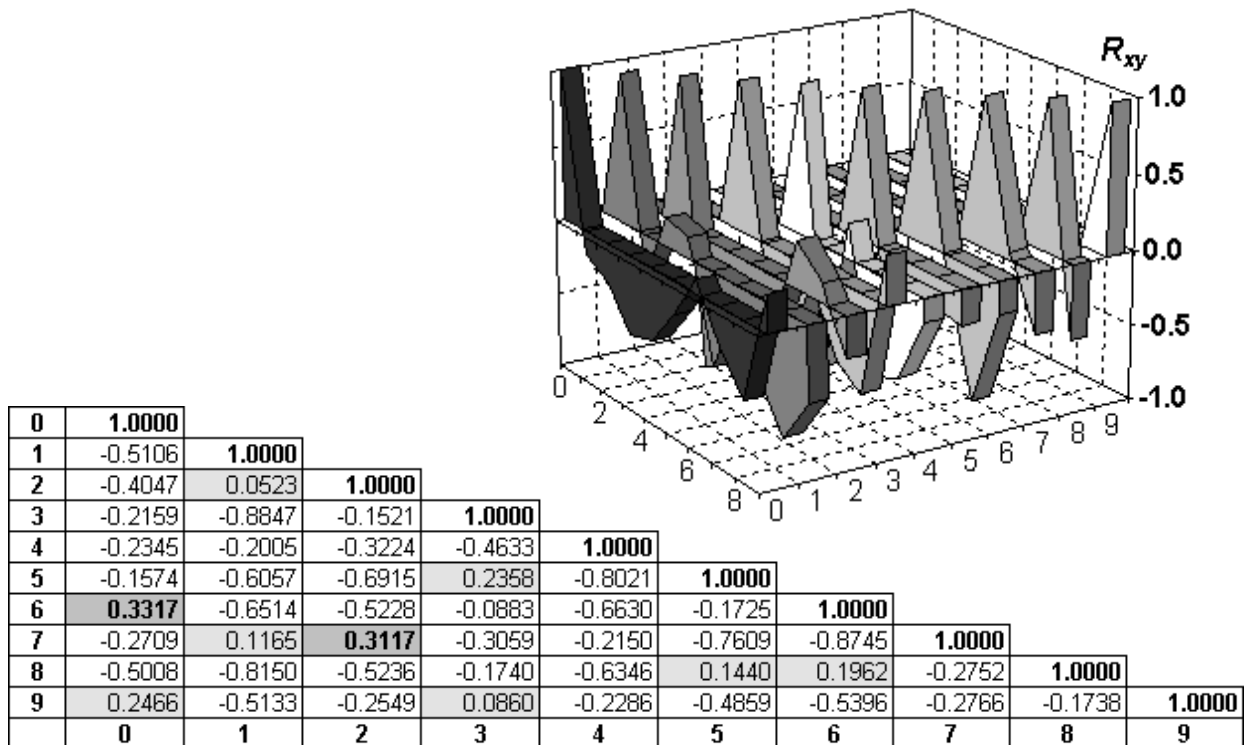


Рис. 4.6. Коефіцієнти парної кореляції амплітудних проєкцій

$$Ax^e : \{Ax^{e1}, Ax^{e2}, \dots, Ax^{e9}\} \text{ цифр } \{0,1,\dots,9\}$$

За результатами аналізу матриці коефіцієнтів парної кореляції амплітудних проєкцій встановлено, що R_{xy} (1.13) між проєкціями в більшості випадків 80.0% від’ємні, 4.4% таких коефіцієнтів не перевищують значення 0.1 від кореляційного максимуму, усі інші складають 15.5%. Таким чином, що для амплітудних проєкцій зображень цифр “2” - “7” та “0” - “6”

$R_{xy} = 0.3317$, що складає третину кореляційного максимуму і, як наслідок, ускладнює прийняття рішення за функцією приналежності.

Доцільно зазначити, що ідентичні результати, див. рис.4.6, отримано для матриці коефіцієнтів парної кореляції проєкцій побудованих на основі

використання оцінок середнього $\frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n x_i$.

Для випадку використання дисперсії $Dx = \frac{1}{n-1} \cdot \sum_{i=1}^n (x_i - \bar{x})^2$

відображення оцінок дисперсії $\hat{D}x_h : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ та $\hat{D}x_v : \{0,1\}^{n \times m} \rightarrow [0,1]$ при побудові проєкцій реалізується так:

$$\hat{D}x_h(X) = (\hat{D}x_m(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1m}), \hat{D}x_m(x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2m}), \dots, \hat{D}x_m(x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nm})) \quad (4.12)$$

$$\hat{D}x_v(X) = (\hat{D}x_n(x_{11}, x_{21}, \dots, x_{n1}), \hat{D}x_n(x_{12}, x_{22}, \dots, x_{n2}), \dots, \hat{D}x_n(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm})) \quad (4.13)$$

де: x_{ij} – елемент матриці X або матриці отриманої з X незалежними перестановками елементів у її рядках. Індеси h та v вказують на те, що $\hat{D}x_h$ – діє на рядки а $\hat{D}x_v$ – діє на стовпці матриці X .

На основі відповідних розрахунків сформовано матрицю коефіцієнтів парної кореляції попередньо побудованих дисперсійних проєкцій матричних представлень зображень цифр $Dx^e : \{Dx^{e1}, Dx^{e2}, \dots, Dx^{e9}\}$, рис.4.7.

За результатами аналізу матриці коефіцієнтів парної кореляції дисперсійних проєкцій встановлено, що R_{xy} між проєкціями в більшості випадків 82.2% від'ємні, 6.7% таких коефіцієнтів не перевищують значення 0.1 від кореляційного максимуму, усі інші складають 11.1%. Таким чином, що для амплітудних проєкцій зображень цифр “2” - “7” $R_{xy} = 0.4370$, що складає практично половину кореляційного максимуму, що суттєво ускладнює прийняття адекватного рішення за функцією приналежності.

Отже, при побудові проєкцій за дисперсійними оцінками спостерігається покращення кореляційних характеристик за винятком R_{xy} цифр “2” - “7”.

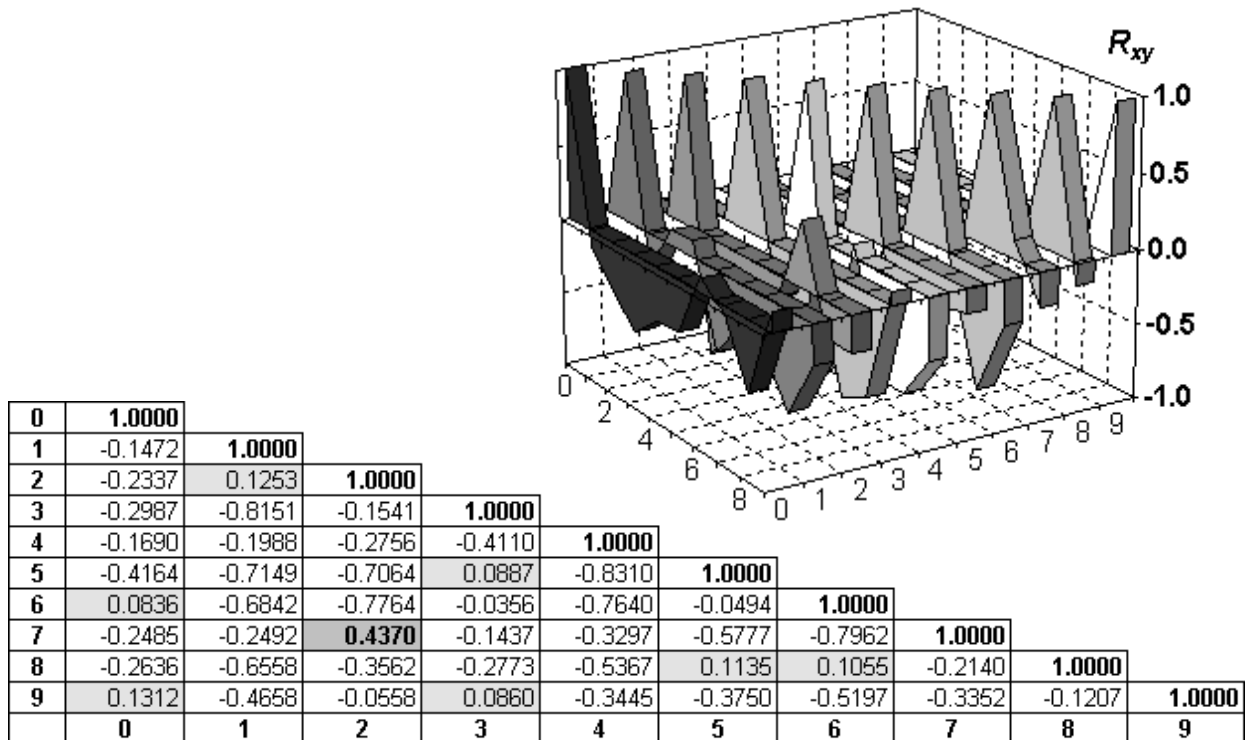


Рис. 4.7. Коефіцієнти парної кореляції дисперсійних проєкцій

$$Dx^e : \{Dx^{e1}, Dx^{e2}, \dots, Dx^{e9}\} \text{ цифр } \{0, 1, \dots, 9\}$$

Слід зауважити, що схожі результати, див. рис.4.7, отримано для матриці коефіцієнтів парної кореляції проєкцій побудованих на основі використання оцінок центральних моментів вищих порядків.

Для випадку використання інформаційної ентропії $\hat{h}_n(i_1, i_2, \dots, i_n) = P^{i_1} \cdot \log_2 P^{i_1} + P^{i_2} \cdot \log_2 P^{i_2} + \dots + P^{i_n} \cdot \log_2 P^{i_n}$ відображення оцінок ентропії $\hat{h}_h : \{0, 1\}^{n \times m} \rightarrow [0, 1]$ та $\hat{h}_v : \{0, 1\}^{n \times m} \rightarrow [0, 1]$ при побудові проєкцій реалізується в такий спосіб:

$$\hat{h}_h(X) = (\hat{h}_m(x_{11}, x_{12}, \dots, x_{1m}), \hat{h}_m(x_{21}, x_{22}, \dots, x_{2m}), \dots, \hat{h}_m(x_{n1}, x_{n2}, \dots, x_{nm})) \quad (4.14)$$

$$\hat{h}_v(X) = (\hat{h}_n(x_{11}, x_{21}, \dots, x_{n1}), \hat{h}_n(x_{12}, x_{22}, \dots, x_{n2}), \dots, \hat{h}_n(x_{1m}, x_{2m}, \dots, x_{nm})) \quad (4.15)$$

де: x_{ij} – елемент матриці X або матриці отриманої з X незалежними перестановками елементів у її рядках. Індеси h та v вказують на те, що \hat{h}_h – діє на рядки а \hat{h}_v – діє на стовпці матриці X .

На основі відповідних розрахунків сформовано матрицю коефіцієнтів парної кореляції попередньо побудованих ентропійних проєкцій матричних представлень зображень цифр $H^e : \{H^{e1}, H^{e2}, \dots, H^{ek}\}$, рис.4.8.

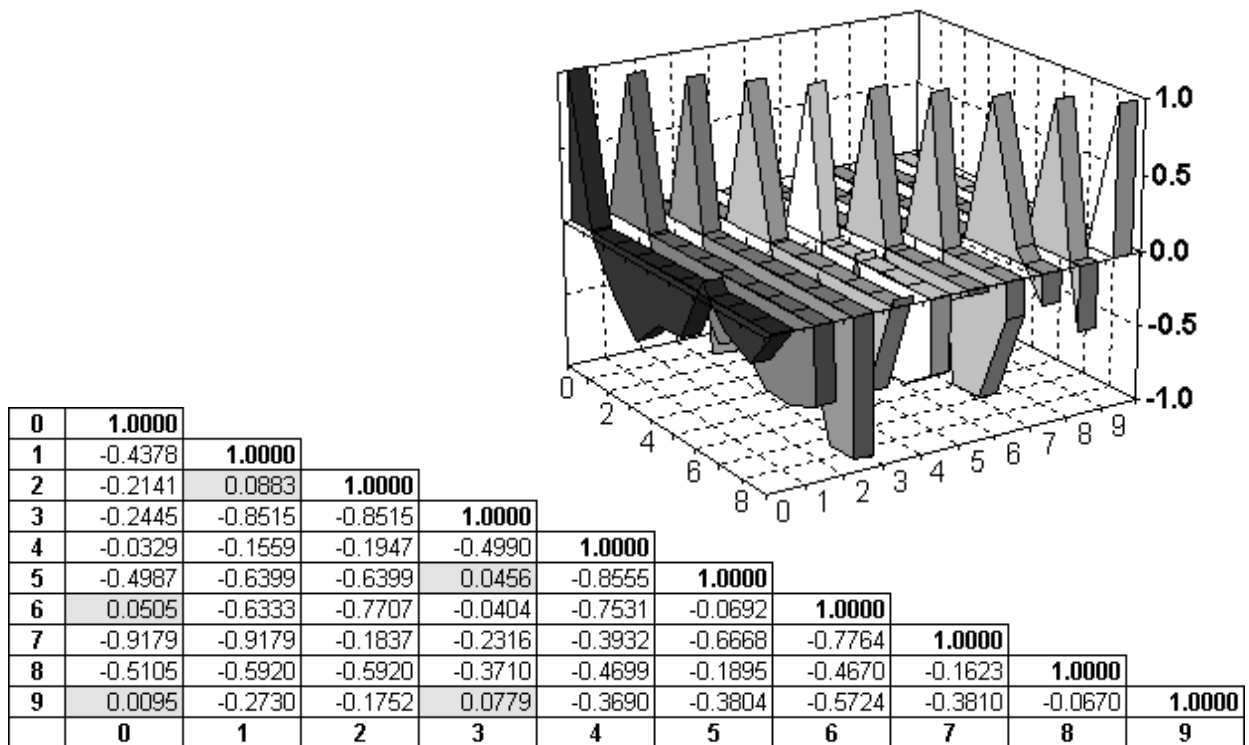


Рис. 4.8. Коефіцієнти парної кореляції ентропійних проєкцій

$$H^e : \{H^{e1}, H^{e2}, \dots, H^{ek}\} \text{ цифр } \{0, 1, \dots, 9\}$$

За результатами аналізу матриці коефіцієнтів парної кореляції горизонтальної та вертикальної ентропійних проєкцій (отриманих з X після відповідних перестановок) встановлено, що R_{xy} між проєкціями в більшості випадків 95.5% не перевищують значення 0.08 і значення 0.21 для 4.5% від

кореляційного максимуму, що приблизно на 28% менше порівняно з вище розглянутими обчислювальними матричними методами. Отже використання імовірнісних, зокрема ентропійних оцінок, забезпечує найменші (серед розглянутих) коефіцієнти парної кореляції між сусідніми векторами представлення відповідних цифр.

Доцільно зазначити, що одним з найпоширеніших підходів, що використовуються при реалізації цифрових систем ідентифікації є використання мір близькості. Тобто в умовах, коли кожен клас-символ, можна представити єдиним еталоном, а образи які необхідно ідентифікувати (розпізнати) фактично відповідають еталону, ефективними вважаються методи, що ґрунтуються на використанні різних мір близькості. В ході ідентифікації, за такими методами, відбувається порівняння вектора ознак об'єкту з еталонними векторами за результатами якого здійснюється вибір того символу (класу), що є найближчим (найбільш узгодженим) до ідентифікованого об'єкту у відповідності з обраною мірою близькості. Інформаційну міру близькості часто називають просторовою, або двомірною, крос-кореляцією. Найпоширенішим мірою близькості, при ідентифікації знаків та символів, вважається Хемінгова відстань ρ_X , яка використовується в якості міри віддаленості l -го та w -го об'єктів, що описуються бінарними векторами характерних ознак $x_k (k = \overline{1, n})$ [245, 253, 254]:

$$\rho(X_l, X_w) = \sum_{k=1}^n |x_k^l - x_k^w|. \quad (4.16)$$

Таким чином, якщо розглянути примітивний об'єкт, який представлено бінарною матрицею з двох пік селів, то в такому випадку множина всіх об'єктів, які можна буде відобразити (універсальна множина) обмежується 4-ма об'єктами: (0,0), (0,1), (1,0), (1,1), де "1" – чорний піксель, "0" – білий. В результаті всі об'єкти такої універсальної множини можна розмістити у вершинах одиничного квадрату, що дозволяє множині фігур, які зображені на бінарному полі, поставити у відповідність множини точок двомірного

простору. Ребру такого квадрату буде відповідати перехід від одного зображення до іншого. Для переходу від (1,1) до (0,0) необхідно пройти два ребра, для переходу від (0,1) до(0,0) – одне. Кількість ребер в переході – це кількість пікселів двох зображень, що не співпадають, тобто відстань від одного зображення до іншого рівна кількості не співпадаючих пікселів у них – так звана відстань за Хемінгом. За аналогією до теорії електричних полів (розділ фізики) – бінарне представлення об'єкту, створює в просторі універсальної множини свій потенціал. При розпізнаванні обчислюють потенціал, що створюється в цій точці усіма еталонними образами після чого вибирають образ, який створив найбільший потенціал.

Отже, в ході дослідження додатково проаналізовано метод потенційних функцій, що ґрунтується на обчисленні відстані за Хемінгом між ідентифікованим об'єктом і наявними еталонами, що представлені бінарними матрицями векторів характерних ознак, результати подано на рис 4.9.

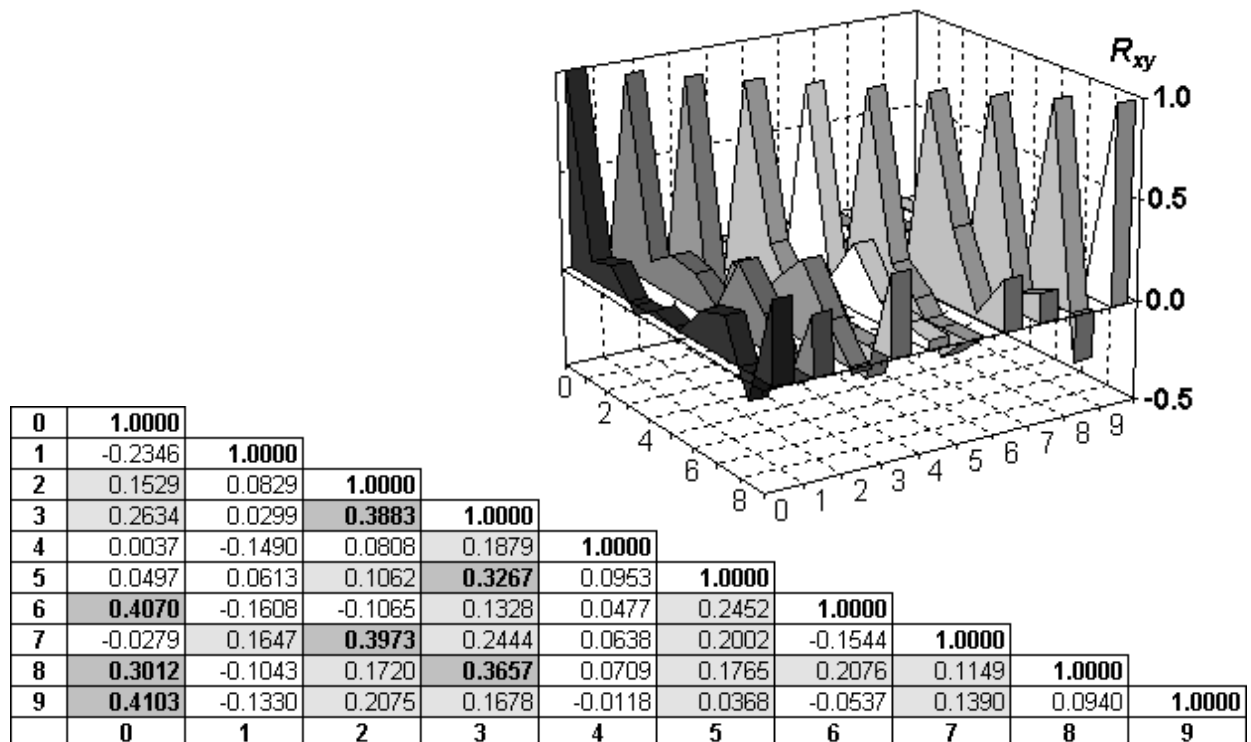


Рис. 4.9. Коефіцієнти парної кореляції бінарних матриць мір близькості представлень цифр {0,1,...,9}

За результатами аналізу коефіцієнти що характеризують відстані, розраховані за Хемінгом між бінарними матрицями встановлено, що ρ_{xy} між проєкціями в меншості випадків 22.2% від'ємні, 26.7% таких коефіцієнтів не перевищують значення 0.1 від кореляційного максимуму, усі інші складають 51.1%. Таким чином, значна кількість еталонів, за Хемінгом, розташовані близько один до одного, що не дозволяє забезпечити адекватну ідентифікацію.

Таким чином, за результатами моделювання в чисельному експерименті проведеного на основі ряду зображень цифр $\{0, 1, \dots, 9\}$, представлених відповідними імовірнісними проєкціями встановлено, що використання оцінок інформаційної ентропії при побудові проєкцій забезпечує максимальну роздільну здатність (найбільшу відмінність) для досліджуваних об'єктів, зокрема обрана міра близькості у вигляді коефіцієнта парної кореляції не перевищує значення 0.21, що по відношенню до кореляційного максимуму на $\approx 12.2\%$, $\approx 22.7\%$ і $\approx 20.1\%$ менше порівняно з використання інтегральних оцінок амплітуди, дисперсії та розрахунку міри близькості за Хемінгом відповідно.

В результаті, запропонований в [249] метод побудови проєкцій за імовірнісними, зокрема ентропійними оцінками, та подальшого кореляційного оцінювання міри близькості до відповідних еталонних представлень дозволяє забезпечити найбільшу відмінність, серед розглянутих статистичних оцінок. Фактично запропонований підхід дозволив суттєво покращити традиційні обчислювальні методи ідентифікації при незначному зростанні обчислювальних потреб для розрахунку оцінок інформаційної ентропії порівняно з іншими статистичними характеристиками.

4.4. Опрацювання ентропійних проєкцій при рівномірному спотворенні представлення об'єкту

Функціонування комп'ютерних систем ідентифікації, джерелом інформації яких є цифрових засоби сканування, в експлуатаційних умовах ускладнюється впливом навколишнього середовища, які зумовлюють спотворення зображень. Фактично матричні представлення знаково-символьних об'єктів, на виході графічних засобів сканування, характеризуються рядом дефектів, що пов'язані різного роду забрудненнями поверхні маркування а також недосконалістю технології дискретизації зображень. В загальному випадку виділяють такі типові дефекти [255 - 257]:

- випадковий шум, найчастіше рівномірно розподілений, див. рис.4.10а;
- втрата частини зображення, див. рис. 4.10б;
- наявність фрагментарних артефактів, див. рис. 4.10в.

Останній дефект найчастіше пов'язаний з появою некоректної дискретизації зображень зумовлених особливостями поверхні маркування, зокрема наявність різного роду вертикальних, горизонтальних та діагональних елементів кріплення, ребер жорсткості тощо. В результаті поява фрагментарних артефактів вертикального типу не дозволяє забезпечити адекватну ідентифікацію, зокрема для графічного представлення цифри "1".

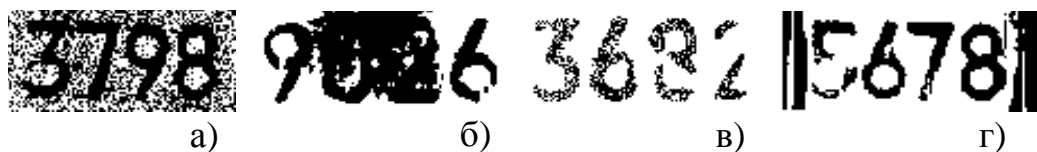


Рис. 4.10. Типові дефекти бінарних представлень номерів а) випадковий шум; б, в) втрата частини зображення; г) фрагментарні артефакти

Крім того, в наслідок вібрації та коливання поверхні сканування отримані графічні представлення характеризуються незначною флуктуацією розміру та кута нахилу символів, що для тарних маркувань не перевищує

10% та 4% відповідно, див рис 4.10в,г. У випадку дискретизації зображень автотранспортних засобів такі флуктуаційні спотворення дещо більші і складають 20% та 15% відповідно.

Описані спотворення приводять до необхідності попереднього опрацювання матриць представлень зображень, які зазвичай включають такі етапи [106, 108, 110]:

- нормалізація зображення за кутом нахилу;
- сегментація зображення на окремі компоненти, одиничні символи;
- первинна ідентифікація знаково-символьних об'єктів простими обчислювальними методами;
- накладання опису структури номера з опору на надійно розпізнані символи (залучення контекстного аналізу);
- розширення зони опрацювання з метою виявлення пропущених на попередніх етапах символів та подальшої їх ідентифікації із залучення складних алгоритмів.

Таким чином одним з основних етапів в послідовності ідентифікації знаково-символьних об'єктів є алгоритмічні і програмне забезпечення опрацювання матриць (найчастіше бінарного типу) представлень зображень.

Слід зазначити, що такі дефекти як втрата частини зображення чи наявність артефактів (див.рис.4.10б, в, г), у випадку спотворення вагомих фрагментів ознак, фактично виключають можливість адекватної ідентифікації незалежно від задіяного методу. В такій ситуації доцільно провести дослідження запропонованого автором методу на стійкість до спотворень зумовлених зашумленням зображення [249, 258].

З метою перевірки ефективності запропонованого підходу проведено імітаційне моделювання в обчислювальному експерименті, в ході якого здійснювалось рівномірне спотворення графічних представлень одиничними спотвореннями – білими та чорними (рис.4.11а, б) пікселями з подальшим оцінюванням імовірності вірної ідентифікації P_{is} символу, рис.4.12.

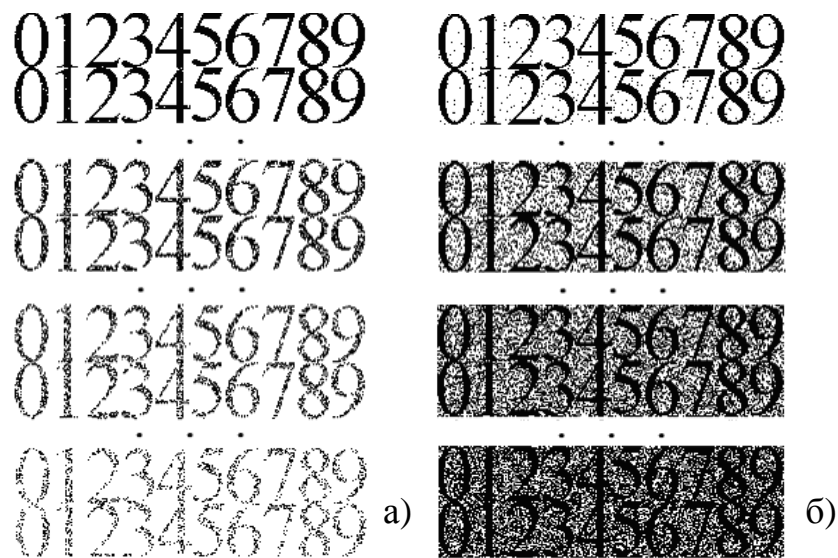


Рис. 4.11. Фрагменти результатів імітаційного моделювання спотворення графічного представлення а) білими та б) чорними пікселями

З огляду на те, що подані на рис.4.11. спотворення можна характеризувати, як типові для такого класу зображень доцільно відмітити їх характерні ознаки: в першому випадку спотворення зазнають фрагменти зображення символу (цифри) а в другому спотворюється тло (фонова поверхня). В такому випадку доцільно розділити множини еталонів на дві підмножини, які б в процесі побудови були орієнтовані на варіативні фрагменти зображень, що дозволить уникнути опрацювання інваріантних складових представлення об'єкту. Оцінювання приналежності реалізовано на

основі взаємкореляційної функції $R_{xy}(\hat{y}^e, \hat{w}^{ob}) = \frac{1}{q} \sum_{j=1}^q \hat{y}^e[j] \cdot \hat{w}^{ob}[j]$, що

застосовувалась до відповідних проекцій \hat{w}^{ob} об'єкту та кожного \hat{y}^e з множини еталонів.

В результаті проведення моделювання в чисельному експерименті встановлено, що при побудові проекцій за амплітудними характеристиками прийнятна адекватність ідентифікації спостерігається при інформаційних втратах графічних представлень, що не перевищують 40% при спотворенні чорними та 30% білими пікселями, результати подано на рис.4.12 криві 1[w],

1[b]. При використанні інших статистичних характеристик, зокрема середнього значення, дисперсії, середнього квадратичного відхилу, центральних моментів вищих порядків адекватність розпізнавання погіршується, серед згаданих найкращий результат, 20% при спотворенні чорними та 12% при спотворенні білими пікселями, спостерігається для проєкцій побудованих за дисперсією, що можна побачити на рис.4.12 криві 2[w], 2[b] відповідно.

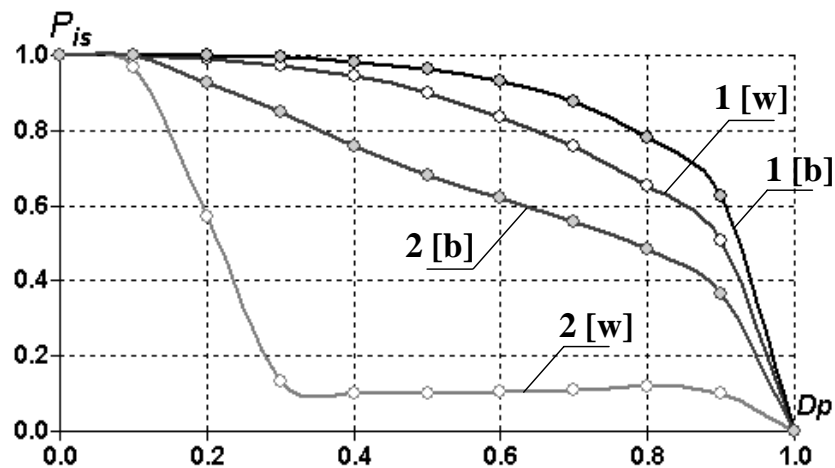


Рис. 4.12. Зміна імовірності вірної ідентифікації P_{is} символу для проєкцій побудованих за 1) інтегруванням та 2) дисперсією від величини його спотворення D_p w) білими та b) чорними пікселями

У випадку використання оцінок інформаційної ентропії, при побудові еталонних проєкцій першого типу — реалізованих за незаповненими (нульовими) полігонами графічних представлень, що інформаційні втрати зумовлені спотворенням до 84.2% білими та до 34.5% чорними пікселями, практично не впливають на коректність ідентифікації. Крім того, для еталонних проєкцій другого типу — реалізованих за заповненими (одичними) полігонами, спостерігається обернена залежність, зокрема при спотворенні до 5.8% білими та до 85.1% чорними пікселями, результати імітаційного моделювання подано на рис.4.13.

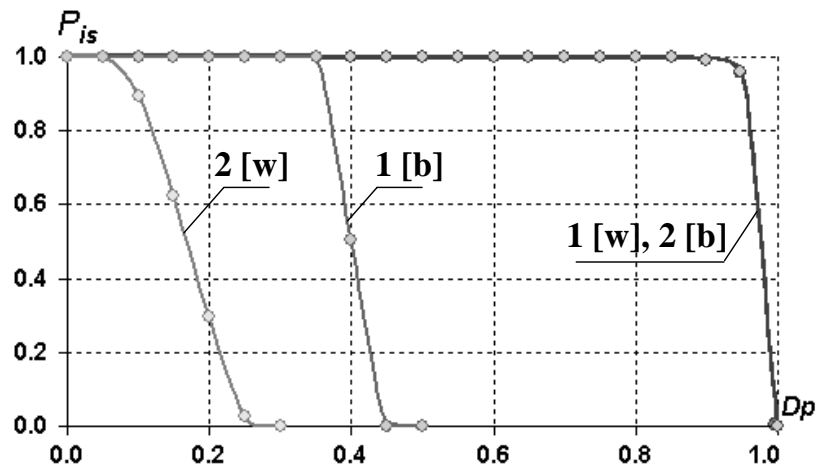


Рис. 4.13. Зміна імовірності вірної ідентифікації P_{is} символу для проекцій типу 1) та 2) від величини його спотворення D_p w) білими та b) чорними пікселями

Отже, вибір типу проекцій, за якими буде проводитись ідентифікація, доцільно здійснювати на основі попереднього оцінювання ступені заповнення бінарної матриці, що представляє об'єкт, одиничними елементами, до 50% – проекції першого типу інакше другого типу.

Одним з найбільш потужних інструментів в теорії статистики та аналізу вважають кореляційне опрацювання оскільки взаємкореляційні функції дозволяють здійснити оцінку середньостатистичних зв'язків між елементами (значеннями) двох різних числових послідовностей (вбірок). В задачах ідентифікації, тісноту такого зв'язку необхідно оцінювати між бінарною матрицею представлення об'єкту Y та кожною з множини бінарних матриць еталонів $\{X^{e1}, X^{e2}, \dots, X^{e9}\}$. З метою проведення порівняльного аналізу використання кореляційного опрацювання та запропонованого методу розроблено відповідне програмне забезпечення, що реалізує розрахунок коефіцієнтів взаємкореляції за функціями [4, 5, 10]:

$$\text{– нормована } r_{xy} = \frac{\frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x[j] \cdot y[j]}{\sqrt{D_x \cdot D_y}}, \quad (4.17)$$

де: n – кількість елементів матриці,

$\hat{x}[j]$ – центрований елемент матриці еталону $\{X^{e1}, X^{e2}, \dots, X^{e9}\}$,

$\hat{y}[j]$ – центрований елемент матриці Y графічного представлення,

D_X та D_Y дисперсії елементів матриць еталонного та графічного представлення відповідно.

$$\text{– кореляційна } R_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \overset{\circ}{x}[j] \cdot \overset{\circ}{y}[j]; \quad (4.18)$$

$$\text{– коваріаційна } K_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x[j] \cdot y[j]; \quad (4.19)$$

$$\text{– знакова } H_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \overset{\circ}{\text{sign}}(x[j]) \cdot \overset{\circ}{\text{sign}}(y[j]), \quad (4.20)$$

$$\text{де: } \overset{\circ}{\text{sign}}(x[j]) = \begin{cases} 1, & x[j] > 0; \\ 0, & x[j] = 0; \\ -1, & x[j] < 0. \end{cases}$$

$$\text{– релейна } p_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n x[j] \cdot \overset{\circ}{\text{sign}}(y[j]), \quad P_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \overset{\circ}{x}[j] \cdot \overset{\circ}{\text{sign}}(y[j]); \quad (4.21)$$

$$\text{– структурна } C_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n (x[j] - y[j])^2; \quad (4.22)$$

$$\text{– модульна } G_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n |x[j] - y[j]|; \quad (4.23)$$

$$\text{– еквівалентності } \check{F}_{xy} = \frac{1}{n} \sum_{j=1}^n \check{z}(x[j], y[j]), \quad (4.24)$$

$$\text{де: } \check{z}(x[j], y[j]) = \begin{cases} x[j], & x[j] \leq y[j], \\ y[j], & x[j] > y[j]. \end{cases} \text{ менше з двох,}$$

$$\hat{z}(x[j], y[j]) = \begin{cases} x[j], & x[j] \geq y[j], \\ y[j], & x[j] < y[j]. \end{cases} \text{ більше з двох.}$$

В ході моделювання, в чисельному експерименті, досліджено імовірності коректної ідентифікації символу P_{is} , з набору графічних представлень $\{0, 1, \dots, 9\}$, від величини його рівномірного спотворення Dp . Встановлено (див. табл. 4.1), що використання спрощених аналітичних

виразів при обчисленні кореляції в більшості випадків, зокрема K_{xy} , P_{xy} , H_{xy} , C_{xy} , G_{xy} не дозволяє забезпечити прийнятну ефективність ідентифікації при зростанні спотворення об'єкту.

Таблиця 4.1

Зміна P_{is} символу від Dp для коваріаційної, релейної не центрованої, знакової, структурної та модульної взаємкореляційних функцій

Dp	P_{is}				
	K_{xy}	P_{xy}	H_{xy}	C_{xy}	G_{xy}
0,0	100.000	100.000	100.000	100.000	100.000
0,1	100.000	100.000	100.000	100.000	100.000
0,2	100.000	100.000	100.000	100.000	100.000
0,3	96.913	96.841	100.000	100.000	100.000
0,4	79.771	79.755	100.000	100.000	100.000
0,5	55.177	55.042	100.000	100.000	100.000
0,6	46.596	46.554	99.841	99.843	99.849
0,7	15.599	15.721	78.511	78.509	78.337
0,8	10.010	10.005	44.071	43.679	43.879
0,9	10.000	10.000	10.018	10.017	10.014

Доцільно зазначити, що використання традиційних кореляційних функцій потребує більших затрат пам'яті для зберігання еталонів, в даному випадку матриць-шаблонів, порівняно з проєкційними методами. Крім того застосування операції центрування зумовлює зміну типу елементів матриці на дробові, що в результаті потребує більшої кількості обчислювальних ресурсів для порівняно з операціями, які використовуються при побудові проєкцій. Результати порівняння залежності P_{is} символу від величини його рівномірного спотворення Dp для нормованої, кореляційної, релейної центрованої та еквівалентності взаємо кореляційних функцій а також запропонованого методу ідентифікації за оцінками інформаційної ентропії подано в таблиці 4.2.

Таблиця 4.2

Зміна P_{is} символу від Dp для нормованої, кореляційної, релейної центрованої та еквівалентності взаємо кореляційних функцій і H методу ідентифікації за оцінками інформаційної ентропії

Dp	P_{is}						
	r_{xy}	R_{xy}	P_{xy}	\hat{F}_{xy} [w]	\check{F}_{xy} [b]	$H1$ [w]	$H2$ [b]
0,80	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1,0000	1,0000
0,81	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0,9999	0,9999
0,82	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0,9999	0,9999
0,83	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0,9994	0,9985
0,84	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0,9962	0,9948
0,85	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	1.0000	0,9893	0,9885
0,86	1.0000	0,9999	1.0000	1.0000	1.0000	0,9791	0,9784
0,87	1.0000	0,9998	0,9999	1.0000	1.0000	0,9689	0,9685
0,88	0,9999	0,9997	0,9998	0,9999	1.0000	0,9628	0,9649
0,89	0,9999	0,9996	0,9997	0,9998	0,9999	0,9558	0,9567
0,90	0,9998	0,9995	0,9996	0,9997	0,9999	0,9481	0,9472
0,91	0,9997	0,9994	0,9994	0,9996	0,9998	0,9420	0,9401
0,92	0,9996	0,9991	0,9988	0,9995	0,9997	0,9348	0,9356
0,93	0,9995	0,9976	0,9976	0,9989	0,9996	0,9312	0,9307
0,94	0,9987	0,9931	0,9936	0,9975	0,9986	0,9301	0,9204
0,95	0,9972	0,9912	0,9914	0,9931	0,9970	0,8579	0,8558
0,96	0,9899	0,9741	0,9742	0,9822	0,9917	0,8498	0,8492
0,97	0,9659	0,9405	0,9394	0,9476	0,9756	0,8356	0,8369
0,98	0,8970	0,8476	0,8488	0,8270	0,9173	0,8272	0,8247
0,99	0,6224	0,6051	0,6058	0,4957	0,6968	0,4971	0,6974

За результатами проведених досліджень встановлено, що у випадку використання кореляційного підходу, який передбачає по-елементне порівняння матриці графічного представлення об'єкту (символу) Y з відповідними матрицями еталонних представлень $\{X^{e1}, X^{e2}, \dots, X^{e9}\}$ забезпечують практично сумірні результати. Фактично мінімальної невизначеності функції приналежності можна досягти при застосуванні нормованої кореляційної функції r_{xy} запропонованої [16] Я.Николайчуком . Доцільно зазначити, що кореляційна функція еквівалентності забезпечує

високу стійкість до спотворень за умови застосування \hat{F}_{xy} - більше з двох при спотворенні білими [w] пікселями і \check{F}_{xy} - менше з двох при спотворенні чорними [b] пікселями. Така ситуація приводить до необхідності застосування попереднього оцінювання типу спотворення, що як і для запропонованого методу буде визначати вибір функції за якою необхідно розраховувати коефіцієнт кореляції. Коли заповнення бінарної матриці, що представляє об'єкт, одиничними елементами не перевищує 50% використовується функція \hat{F}_{xy} , інакше \check{F}_{xy} .

Отже, використання інформаційної ентропії фрагментів зображень, представлених в матричному вигляді, як окремого джерела інформації про ознаки ідентифікації дозволяє збільшити адекватність опрацювання порівняно з відомими проекційними методами, зокрема забезпечити однозначну ідентифікацію знаково-символьних представлень при інформаційних втратах до $\approx 84\%$ зумовлених випадковими, рівномірно розподіленими одиничними спотворенням, що на 40% більше порівняно із використанням інших статистичних характеристик. Крім того, запропонований підхід забезпечує сумірну ефективність, незначне погіршення в межах 9%, порівняно з обчислювальними кореляційними методами, які при реалізації потребують значних обчислювальних ресурсів зумовлених використання операцій по-елементного множення матриці об'єкту з кожною матрицею з множини еталонів.

ВИСНОВКИ ДО ЧЕТВЕРТОГО РОЗДІЛУ

1. Вперше запропоновано використання оцінок інформаційної ентропії при опрацюванні двомірних представлень об'єктів, за яким функція приналежності реалізується шляхом оцінювання значень інформаційної ентропії фрагментів цифрового представлення розташованих вздовж визначених напрямків оброблюваного зображення, що не потребує зберігання матричних шаблонів та спрощує кореляційне опрацювання за рахунок зменшення розмірності векторів опрацювання.
2. Обґрунтовано теоретично та за результатами імітаційного моделювання інваріантність запропонованого використання оцінок інформаційної ентропії до інверсного представлення об'єктів ідентифікації, що дозволяє зменшити тривалість опрацювання за рахунок вилучення операцій зворотного перетворення.
3. Удосконалено обчислювальний проєкційний метод ідентифікації об'єктів, за яким побудову проєкцій запропоновано здійснювати шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів двомірних бінарних матриць їх представлень, що дозволяє забезпечити однозначну ідентифікацію знаково-символьних представлень при інформаційних втратах до $\approx 84\%$ зумовлених випадковими, рівномірно розподіленими одиничними спотворенням.
4. Проведено порівняльний аналіз ефективності застосування імовірнісних характеристик при опрацюванні двомірних бінарних матриць представлень об'єктів за яким встановлено, що застосування оцінок інформаційної ентропії забезпечує на 40% більшу адекватність ідентифікації порівняно із використанням інших статистичних характеристик.
5. Проведено порівняння ефективності опрацювання запропонованого та кореляційного методів опрацювання з дослідженням різних

взаємкореляційних функцій за яким встановлено, що запропонований підхід дозволяє забезпечити на 20-40% кращу ефективність ідентифікації порівняно із використанням спрощених аналітичних виразів коваріаційної, релейної не центрованої, знакової, структурної та модульної взаємкореляції а також сумірну, незначне погіршення в межах 9%, ефективність порівняно з використанням нормованої, кореляційної, релейної центрованої та еквівалентності взаємкореляційних функцій.

РОЗДІЛ 5

ІМПЛЕМЕНТАЦІЯ ЕНТРОПІЙНИХ ОЦІНОК ПРИ ОПРАЦЮВАННІ СИГНАЛІВ З МАЛОІНФОРМАТИВНИМИ СПЕКТРАЛЬНИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ В СИСТЕМАХ ДІАГНОСТУВАННЯ

5.1. Теоретичні основи опрацювання біоакустичних сигналів в задачах медичного діагностування

Одним із основних завдань діагностування, що реалізуються сучасними комп'ютерними системами, є побудова ефективної стратегії пошуку, за загальносистемним критерієм дерева рішень, при якому на кожному кроці опрацювання отриманих параметрів з апіорної множини варіантів вибирають підмножину ознак, що максимально зменшує на поточному етапі невизначеність про об'єкт (процес), який діагностується [259 - 261].

Найпоширенішим джерелом інформації в системах медичного діагностування є сигнали біопотенціалів, які формуються природно чи під впливом зовнішніх факторів у різних ділянках та органах, що зумовлює використання електрографічних та електроміографічних методів формування та опрацювання таких сигналів. Характеристики взаємодії зарядів досліджуваних клітин, тканин та органів досліджуються як різниця потенціалів між збудженою та не збудженою частинами, потенціал збудженої частини клітини менший потенціалу не збудженої. В ході діагностування зчитування біопотенціалів проводиться за допомогою електродів, які кріпляться на контрольованій поверхні. Вимірюється різниця потенціалів між двома точками такої поверхні, що відображає її біоелектричну активність та характер метаболічних (обмінних) процесів. Фактично біопотанціали дозволяють діагностувати м'язову тканину при виконанні типових скорочень (рухів) порівнюючи отримані сигнали з характерними для досліджуваної ділянки реалізаціями з використанням апарату математичної статистики, спектрального та кореляційного аналізу [262, 263].

Іншим джерелом інформації в системах медичного діагностування є періодичні та стохастичні коливання акустичного діапазону, які характерні лише для окремих частин організму, проте є більш інформативними з погляду функціональної ефективності, зокрема для діагностування органів дихання та характеристик мовного апарату. В ході діагностування зняття акустичних сигналів проводиться за допомогою первинних перетворювачів, які кріпляться на контрольованій поверхні або розташовують поблизу джерела акустичних коливань [131 - 134].

У працях [134, 137] обґрунтовано доцільність проведення опрацювання, в задачах медичної діагностики голосового апарату людини, класу вокалізованих фрикативних акустичних реалізацій як найбільш чутливих до змін у функціональному стані органів цього апарату.

Математичне представлення імітаційної моделі згаданих сигналів повинно враховувати суттєві для задач тестування та діагностування характеристики, в загальному випадку структуру моделі можна представити таким аналітичним виразом [264, 265]:

$$y = f(x_i, k_i), \quad (5.1)$$

де: y – результат роботи системи вокалізованих фрикативних реалізацій;

x_i – змінні і параметри системи, якими можна керувати;

k_i – змінні і параметри, що не піддаються керуванню;

f – функціональна залежність між x_i та k_i , що визначає величину y .

Для визначення параметрів x_i , k_i та їх функціональної залежності розглядають механізм формування фрикативних акустичних реалізацій для виділення інформативних, з погляду для задач діагностування, характеристик. При формуванні сигналів акустичного діапазону в потоці потік повітря, що видихається (див. рис. 5.1-[1]), відповідний елемент – джерело сигналу, формує сигнал з характерною повторюваністю – основним тоном (рис. 5.1-[3]), що зумовлений функціональними особливостями

голосових складок, які збуджуються квазіперіодичною послідовністю нервових імпульсів $p(t)$ (рис. 5.1-[2]). Артикуляційний апарат, що апроксимується набором резонаторів із змінною та постійною частотою чи смугових фільтрів, формує фонетичну структуру акустичної реалізації сигналу $x(t)$ (рис. 5.1-[4]).

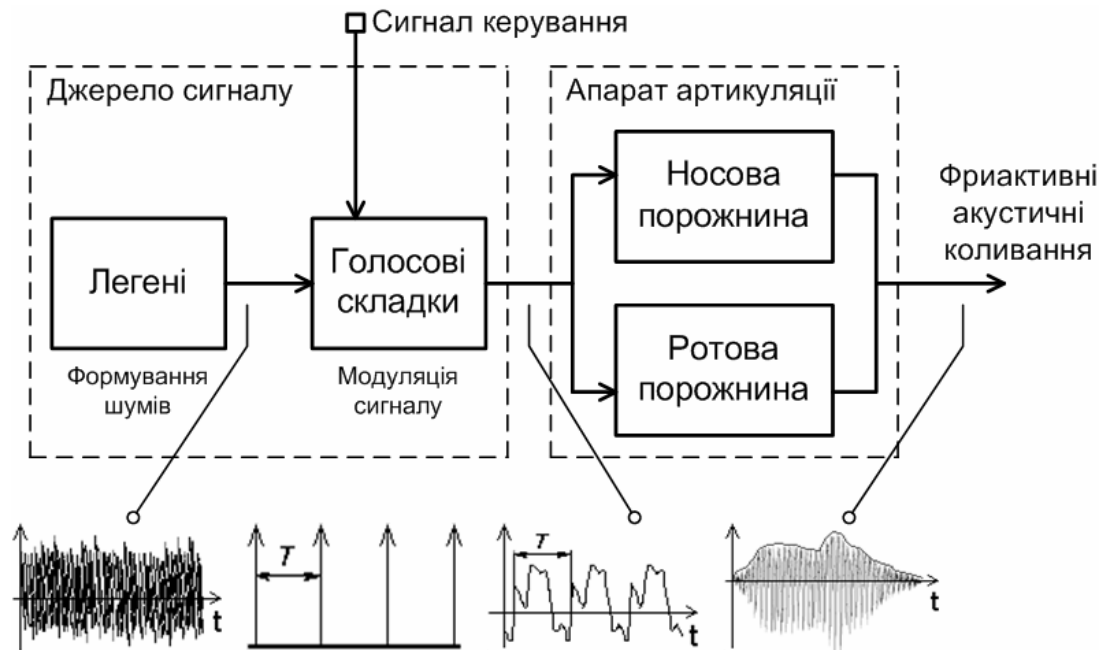


Рис. 5.1. Загальна структура та етапи формування діагностичних сигналів акустичного діапазону

Таким чином, акустичний голосову реалізацію $y(t)$ доцільно розглядати як імпульс амплітудно модульованого акустичного сигналу (див.рис.5.2), що описується за таким аналітичним виразом [264]:

$$y(t) = p(t) \cdot x(t); \quad t \in [0, \tau_{\text{имп}}], \quad (5.2)$$

де: $y(t)$ – тестовий голосовий сигнал (деяке повідомлення);

$p(t)$ – модульований сигнал, що характеризує роботу джерела формування;

$x(t)$ – модулюючий сигнал – фрикативний звук у часовій області, який характеризує органи артикуляційного апарату в часі;

$\tau_{\text{имп}}$ – тривалість імпульсу (одиночного сигналу).

Функціональні зміни компонентів джерела акустичної реалізації будуть проявлятися у зміні часових та енергетичних характеристик модульованого сигналу. Тобто, порушення роботи артикуляційного апарату буде проявлятися у зміні відповідних характеристик модулюючого сигналу, тобто дослідження модулюючої та модульованої складових тестового фрикативного звуку у часовій, частотній, частотно-часовій та імовірнісній областях дозволяє оцінити роботу джерела акустичних реалізацій та артикуляційного апарату в цілому а також його компонентів зокрема.

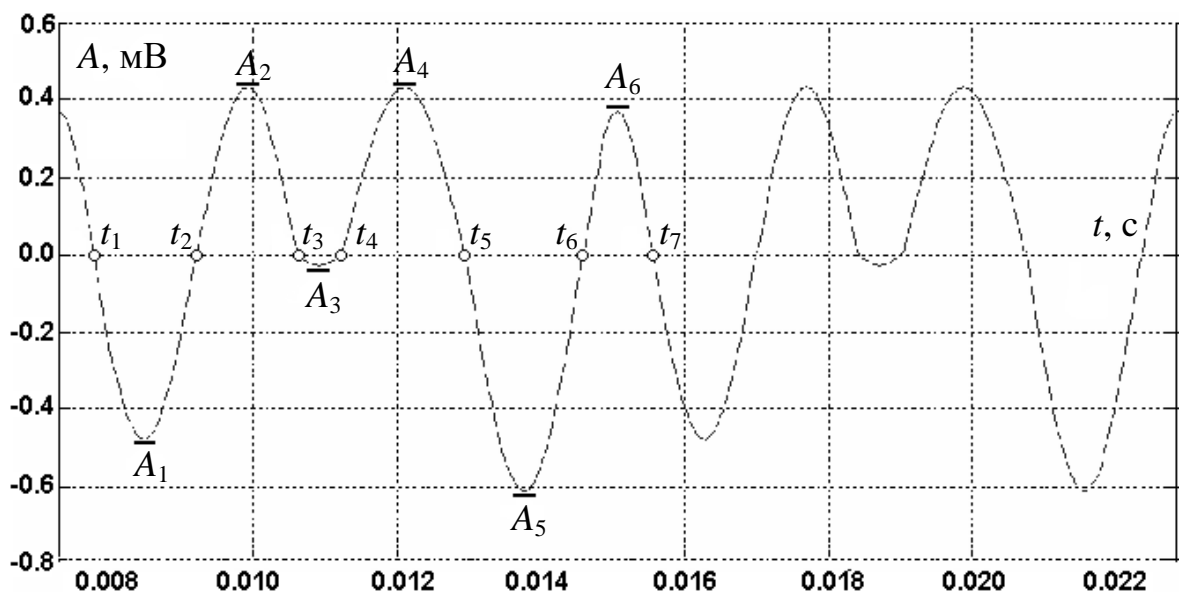


Рис. 5.2. Характерні точки та амплітуди модульованої складової тестового сигналу в межах одного періоду

Основними інформаційними параметрами фрикативної акустичної реалізації, які аналізуються на сучасному етапі розвитку теорії медичного діагностування, є енергетичні та часові характеристики модулюючої та модульованої складових такого сигналу.

Слід зазначити, що на певних інтервалах модульована складова фрикативного сигналу може характеризуватись як суміш гармонійних складових (синусоїд) з експоненціальними замиканнями на інтервалах.

Характерні точки та амплітуди модульованої складової такого в межах одного періоду наведено на рис. 5.2.

В результаті модель модульованої складової сигналу фрикативної акустичної реалізації розглядають як суміші синусоїд з експоненціальними замиканнями на цих часових рівнях, що дозволяє врахувати характерні точки та амплітуди сигналу в межах періоду [266]:

$$p(t) = \begin{cases} A_1 \sin(2\pi f_1 t) \cdot e^{-tk_1} \cdot s_1 & t \in [t_1 + nT, t_2 + nT] \\ A_2 \sin(2\pi f_2 t) \cdot e^{-tk_2} \cdot s_2 & t \in [t_2 + nT, t_3 + nT] \\ \vdots & \vdots \\ A_6 \sin(2\pi f_6 t) \cdot e^{-tk_6} \cdot s_6 & t \in [t_6 + nT, t_7 + nT] \end{cases}, \quad (5.3)$$

де: $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$;

A_1, A_2, \dots, A_6 – амплітуди хвиль сигналу;

f_1, f_2, \dots, f_6 – частоти коливань гармонійних складових;

k_1, k_2, \dots, k_6 – коефіцієнти нахилу;

s_1, s_2, \dots, s_6 – коефіцієнти масштабування;

T – період сигналу (величина обернена до частоти основного тону фрикативної акустичної реалізації).

Подану систему рівнянь нескладно звести до виразу:

$$p_j(t) = A_j \sin(2\pi f_j t) \cdot e^{-tk_j} \cdot S_j, \quad t \in [t_{1j} + nT, t_{2j} + nT], \quad (5.4)$$

де: $n = 0, 1, 2, \dots, \infty$;

j – номер хвилі сигналу на інтервалах $t \in [t_{1j} + nT, t_{2j} + nT]$.

Аналогічно описується модель моделюючої складової сигналу фрикативної реалізації звукового сигналу:

$$x_i(t) = B_i \sin(2\pi F_i t) \cdot e^{-tK_i} \cdot S_i + N_i; \quad t \in [t_{1i}, t_{2i}], \quad (5.5)$$

де: i – номер хвилі сигналу на відповідних інтервалах $t \in [t_{1i}, t_{2i}]$;

B_i – амплітуда i -ої хвилі сигналу;

F_i – частоти коливань i -ої хвилі модулюючого сигналу;

K_i, S_i – коефіцієнти нахилу та масштабування відповідно i -ої хвилі;

N_i – величина постійної складової i -ої хвилі модулюючого сигналу.

Представлені аналітичні описи фактично можуть описувати ідеальний варіант функціонування системи формування фрикативного сигналу. Проте наявність впливу випадкової складової, що залежить від зовнішніх та внутрішніх факторів а також форм функціонального порушення зумовлює необхідність введення випадкової складової [267, 268]. В такому випадку розглянуті вище моделі матимуть вигляд:

$$p_j(l\Delta t) = (\xi_{A_j} + A_j) \cdot \sin(2\pi(l\Delta t + \xi_{T_j})) \cdot f_j \cdot e^{-l\Delta t \cdot k_j} \cdot s_j; \quad l \in [t_{1j} + nT, t_{2j} + nT];$$

$$x_i(u\Delta t) = (\xi_{B_i} + B_i) \cdot \sin(2\pi(u\Delta t + \xi_{T_i})) \cdot F_i \cdot e^{-u\Delta t \cdot K_i} \cdot S_i + N_i, \quad (5.6)$$

де: $t \in [t_{1i}, t_{2i}]$;

Δt – крок дискретизації фрикативного сигналу;

l, u – відліки модульованої та моделюючої складових сигналу

відповідно;

ξ_A – випадкова величина амплітуди модульованої складової сигналу, розподілена за нормальним законом, ϵ показником відхилення;

ξ_B – випадкова величина амплітуди моделюючої складової сигналу, розподілена за нормальним законом, ϵ показником відхилення;

ξ_T – випадкова величина часової тривалості хвилі, розподілена за нормальним законом.

В результаті узагальнена модель сигналу, що формується при відтворенні голосовою та артикуляційними системами може бути подана у вигляді такого аналітичного виразу:

$$y_{ij}(u\Delta t) = p_j(l\Delta t) \cdot x_i(u\Delta t). \quad (5.7)$$

Отже, в загальному випадку, методи опрацювання акустичних реалізацій звукових сигналів найчастіше ґрунтуються на аналізі їх часової структури а також на використанні гармонійного та формантного аналізу,

фактично спектральний аналіз [130 - 135, 269]. У випадку імовірнісного підходу за інформативні ознаки сигналу найчастіше приймають його розподіли, зокрема ймовірностей значень випадкової величини, спектральної густини потужності тощо. Таким чином, сучасні реалізації комп'ютерних систем діагностування, що використовують параметричні фрикативні сигнали традиційно ґрунтуються на теорії опрацювання амплітудно-часових та амплітудно-частотних характеристик тестових реалізацій таких сигналів.

Суттєвим недоліком такого підходу є непридатність амплітудно-часових та амплітудно-частотних характеристик для опрацювання широкосмугових випадкових сигналів, які зокрема мають місце при функціонуванні артикуляційного голосового апарату. Крім того, використання кореляційного аналізу в задачах медичного діагностування забезпечує прийнятні результати за умови, коли форма очікуваного сигналу наперед відома, тобто необхідно мати еталонний взірець (взірці), що б дозволяло реалізувати функцію згортки [134, 270]. Проте, широкосмугові фрагменти акустичних реалізації фриактивних сигналів часто характеризуються короткою тривалістю, флуктуацією спектральних характеристик та різного роду спотвореннями, що не дозволяє ефективно задіяти кореляційне опрацювання.

В такій ситуації одним із перспективних підходів є використання імовірнісних складових діагностичних сигналів, як біопотенціальних так і акустичних, оскільки вони також містять інформацію про контрольований параметр [132, 271, 272]. Фактично, на сучасному етапі розвитку комп'ютерних систем діагностування відсутні методи та алгоритмічно-програмні засоби, які використовують імовірнісні, зокрема ентропійні, характеристики широкосмугових сигналів як джерело інформації про об'єкт чи його частину.

5.2. Метод опрацювання широкосмугових акустичних реалізацій діагностичних сигналів зі змінною інформаційною ентропією

Сучасні методи та засоби діагностування, які реалізуються в комп'ютерних системах, опираються на основні положення теорії надійності та технічної діагностики, при цьому методи опрацювання параметричних сигналів, як показано в 1.4 та 5.1, фактично є основою побудови векторів опису стану та інформаційно-діагностичної моделі досліджуваного об'єкту в умовах неповної діагностичної інформації. Традиційно, використання сигналів акустичного діапазону в комп'ютерних системах діагностування опирається на частотний та форматний аналіз, крім того застосовують аналіз часової структури, зокрема у випадку кореляційного підходу. Для опису множини станів згаданих сигналів використовують їх імовірнісні характеристики такі як розподіли ймовірностей амплітудних значень, спектральна густина потужності тощо. Основними недоліками такого підходу є те, що у випадку діагностування артикуляційної системи, не враховується послідовність формування елементів акустичних реалізацій та їх обмежена тривалість. Тобто при діагностування виникає необхідність досліджувати зміну спектральних характеристик за короткі інтервали, що зумовлює втрату точності і збільшення кількості обчислень. Крім того, слід враховувати індивідуальні особливості джерел формування сигналу, які практично характеризуються унікальними спектральними характеристиками, що зумовлює необхідність проведення додаткових налаштувань системи діагностування окремо для кожного випадку [262, 268]. Типові приклади реалізацій акустичних послідовностей діагностичних сигналів, які отримано в ході експериментальних досліджень (проведених на базі кафедри стоматології, факультету післядипломної освіти, Івано-Франківського національного медичного університету ІФНМУ) з постановкою різних моделей знімних конструкцій та без них та подано на рис.5.3.

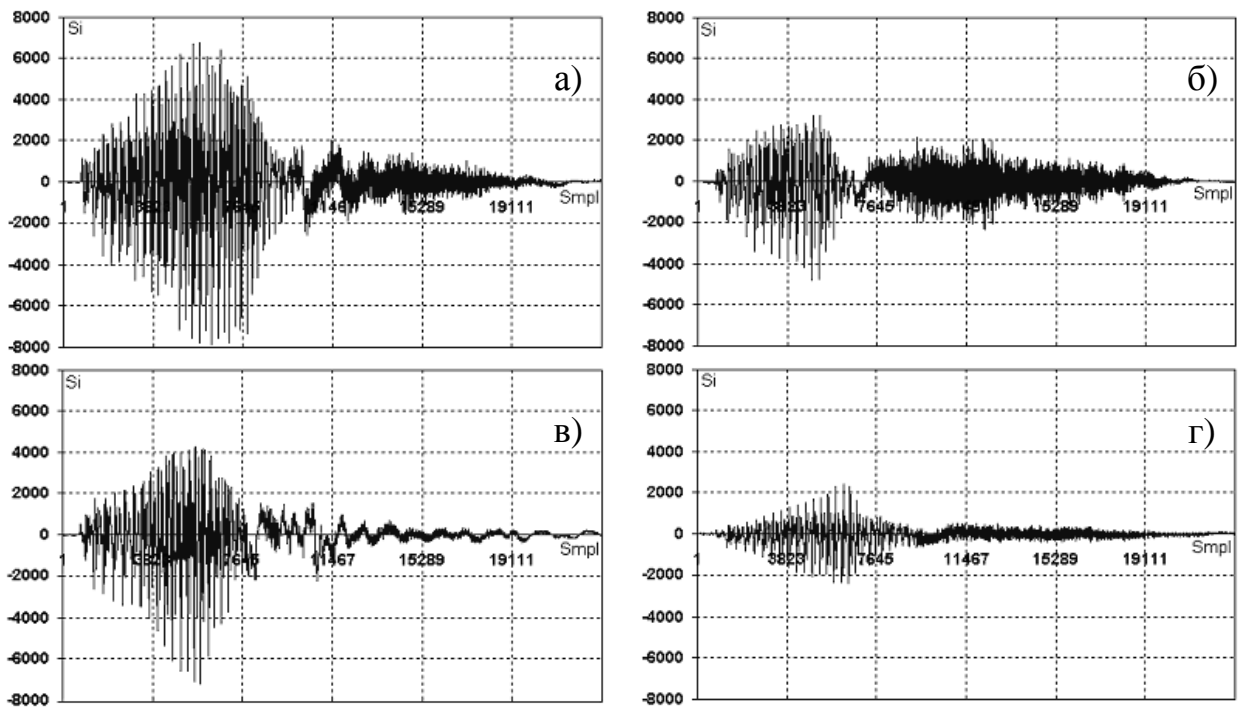


Рис.5.3. Типові реалізації діагностичних сигналів для різних знімних конструкцій: а) відсутня; б) стандартна; в) фрагментарно потоншена; г) фрагментарно потовщена.

Подані реалізації, як і усі наступні отримано при використанні 16-ти розрядного АЦП з апертурою відліків $[-32768; 32767]$ (smpl) і частотою дискретизації амплітуди 44.1КГц, формат – моно. Як можна побачити, постановка знімної конструкції суттєво впливає на артикуляційну систему та потужність акустичного сигналу.

В ході дослідження відмінностей між сигналами, що формуються за наявності різних типів знімних конструкцій та без них проведено їх спектральний аналіз, рис.5.4. за яким виявлено, що зміщення в області 5...8КГц (крива 2) може свідчити про порушення властивостей резонансної порожнини, проте однозначно локалізувати фрагмент часу і характеристик сигналу за яких це відбулося практично неможливо в наслідок короткої тривалості сигналів. Криві 3 та 4 несуттєво відрізняються, що не дозволяє робити однозначних суджень при спотворення викликані наявністю знімної конструкції.

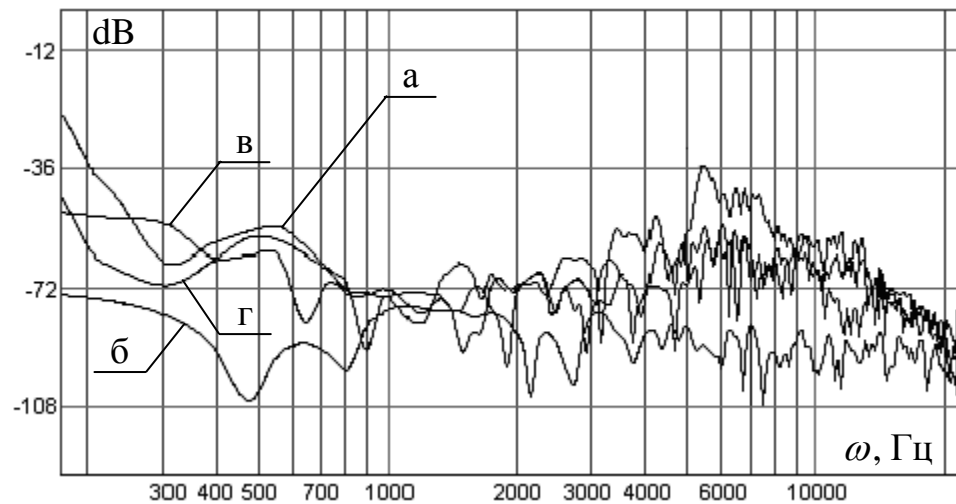


Рис.5.4. Амплітудно-частотні характеристики діагностичних сигналів для різних знімних конструкцій: а) відсутня; б) стандартна; в) фрагментарно потоншена; г) фрагментарно потовщена.

Доцільно зазначити, що в межах фізіологічних особливостей, надзвичайно складно відтворити одну і ту ж акустичну реалізацію з однаковою потужністю та спектральним складом, що підтверджують результати спектрального аналізу (див.рис.5.4) та оцінювання зміни потужності сигналів для різного типу знімних конструкцій, результати розрахунку засобами MathCAD - системи комп'ютерної алгебри класу систем автоматизованого проектування, подано в табл.1

Таблиця 5.1

Потужність сигналу для різних знімних конструкцій А - відсутня, Б - стандартна, В - фрагментарно потоншена, Г - фрагментарно потовщена

Середнє значення потужності, дБ	А	Б	В	Г
	-29.65	-34.3	-32.69	-41.58

Однією з особливостей діагностування артикуляційної системи є те, що знімна конструкція, при відтворенні сигналів, задіяна лише в моменти артикуляції, тобто для формування негармонійних широкосмугових складових. В такій ситуації, спектральні характеристики послідовності

акустичних реалізацій є малоінформативні, що не дозволяє їх використати в задачах діагностування згаданого типу.

Отже, вирішення задачі опрацювання широкосмугових сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками є особливо актуальним в області медичного діагностування артикуляційної системи, функціонування якої є основним джерелом стохастичних коливань.

В ході ряду експериментальних досліджень (проведених на базі кафедри стоматології, факультету післядипломної освіти, ІФНМУ) встановлено, що при формуванні акустичних реалізацій голосних звуків, які характеризуються наявністю гармонійних складових (див.рис.5.5а), використовуються голосові зв'язки, тому звуковий сигнал практично не зустрічає перепон і, як наслідок, не містить інформації про стан системи артикуляції. Формування акустичних реалізацій приголосних звуків, у яких практично відсутні гармонійні складові (див.рис.5.5б) а також відносно коротка (від 0.1 до 0.4 с.) тривалість, характеризується точними контактними точками дотику язика у відповідних артикуляційних зонах.

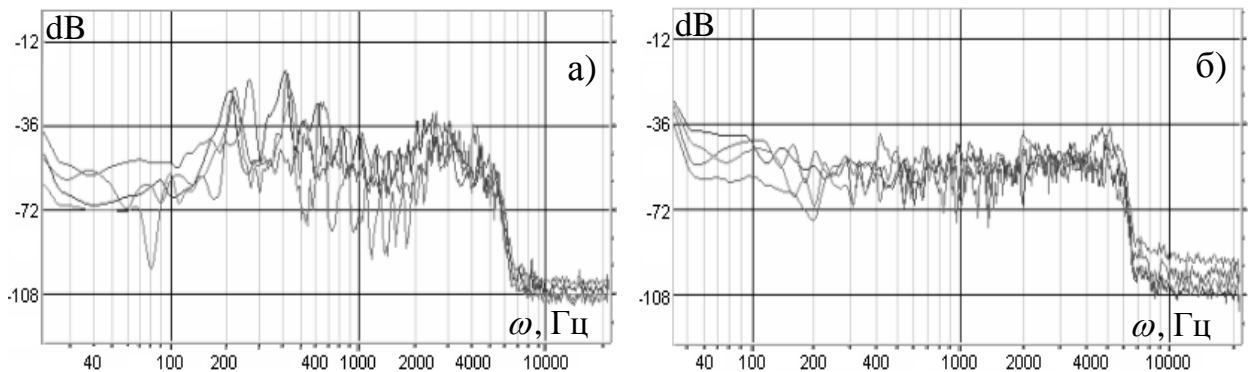


Рис. 5.5. Спектри сигналів діагностування а) голосних фрагментів;
б) приголосних фрагментів різних акустичних реалізацій

Крім того встановлено, що амплітудно-частотні характеристики приголосних фрагментів мають розподіл близький до рівномірного, охоплюють частотний діапазон до 12КГц і різняться між собою несуттєво,

див.рис.5.5б. В такому випадку згадані сигнали малопродатні для спектрального аналізу а дикторозалежність суттєво ускладнює кореляційний аналіз їх часових форм (структур). Крім того, використання лише амплітудних характеристики сигналу, не дає повної інформації про об'єкт та зменшує ефективність діагностування.

Для подолання основних недоліків, що притаманні традиційним реалізаціям методів опрацювання широкосмугових сигналів в системах медичного діагностування а також спрощення апаратного та програмного забезпечення автором запропоновано використання однієї, зокрема ентропійної, чи кількох сумісно імовірнісних характеристик для формування векторів опису станів об'єкту діагностування з подальшим їх кореляційним чи статистичним аналізом. Основна ідея запропонованого методу [Пат. 88641 Україна, МПК(2009) G06K 9/00 G06F 19/00. Спосіб розпізнавання дискретних сигналів / Мельничук С. І., Федоришин М.Г. (Україна). – заявка № а 2007 01326; заявл. 08.02.2007; опубл. 10.11.2009, Бюл. № 21] полягає у опрацюванні випадкових широкосмугових сигналів, таким чином, що значення фрагментів їх інформаційної ентропії використовуються для побудови параметричних векторів за якими реалізується оцінювання можливих станів об'єкту діагностування [273, 274].

Отже, деяку оцифровану акустичну реалізацію представимо вектором амплітуд інформаційного сигналу $S = (r_1, r_2, \dots, r_n) \in [-32768; 32767]^n$, що в даному випадку зумовлено використанням 16-ти розрядного АЦП, частота дискретизації 44100 Гц. Означимо тепер відображення оцінок ентропії

$\hat{h}_s : [-32768; 32767]^n \rightarrow [0; 16]^{\left[\frac{n}{w}\right]}$, де $\left[\frac{n}{w}\right]$ – округлення результату до меншого цілого, наступним чином:

$$\hat{h}_s(S) = (\hat{H}(r_1, r_2, \dots, r_w), \hat{H}(r_{w+1}, r_{w+2}, \dots, r_{w+w}), \dots, \hat{H}(r_{w+\dots+w+1}, \dots, r_n)) \quad (5.8)$$

де: \hat{H} – функція розрахунку оцінки інформаційної ентропії за

інформаційною мірою К.Шеннона (1.18);

r_i – елемент вектора S ;

w – розмір фрагменту вектора S за яким розраховується оцінка ентропії.

Таким чином кожній акустичній реалізації ставиться у відповідність вектор оцінок інформаційної ентропії, який отримуються через застосування функції розрахунку ентропії \hat{H} за (1.18) до наборів відповідних елементів (координат) вектора амплітуд діагностичного сигналу S , рис.5.6.

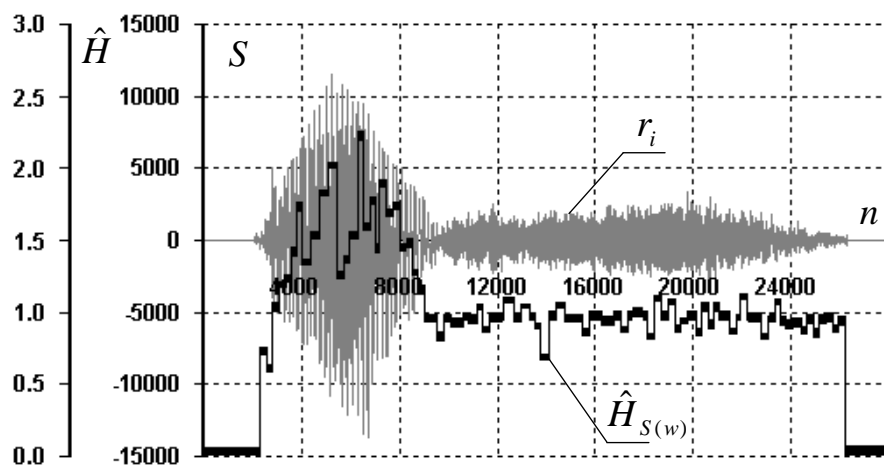


Рис. 5.6. Акустична реалізація S діагностичного сигналу та представлення оцінок інформаційної ентропії \hat{H} його послідовних фрагментів

Структурну схему реалізації запропонованого методу опрацювання широкосмугових фрагментів діагностичних сигналів подано на рис.5.7.

З огляду на особливості будови артикуляційної системи та процесу формування випадкових широкосмугових сигналів однією із актуальних задач є діагностування відновлення голосової функції при використанні знімних конструкцій [267, 275]. Встановлення знімних конструкцій приводить до зменшення відстаней в артикуляційних зонах, що зумовлює спотворення широкосмугових акустичних реалізацій і, як наслідок, порушення голосової функції. В такій ситуації доцільно розглянути використання таких способів формування випадкових сигналів при

діагностуванні, які характеризуються максимальним залученням артикуляційних зон.

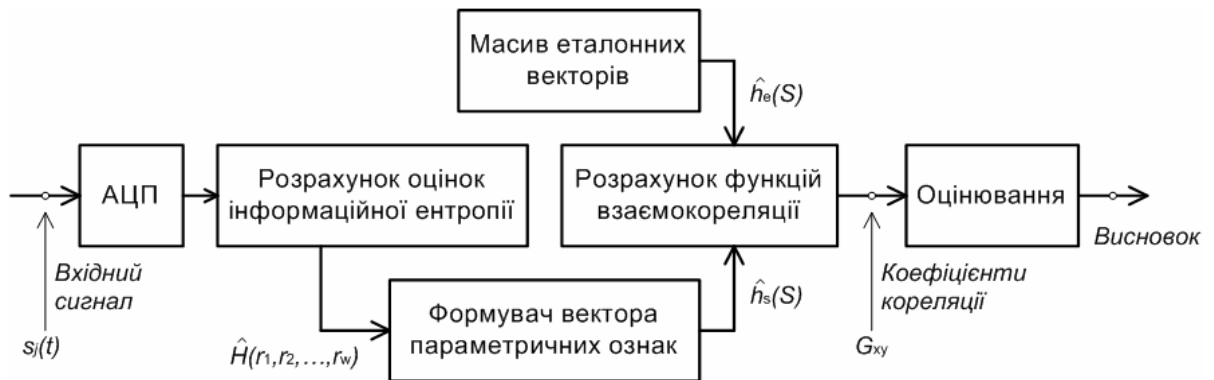


Рис. 5.7. Опрацювання акустичних реалізацій широкосмугових діагностичних сигналів зі змінною ентропією

Оскільки приголосні звуки окремо відтворити практично неможливо, особливо у випадках коли знімні конструкції задіяно вперше, то їх необхідно поєднувати їх з гармонійними, зокрема “и”, “е”, “у” тощо. При залученні гармонійних сигналів, контур формування при їх відтворенні розташовується на рівні оклюзійних площин фронтальних зубів нижньої щелепи, яка фактично перебуває в стані фізіологічного спокою [276], тобто таке поєднання дозволяє спростити процес відтворення діагностичних сигналів без внесення додаткових спотворень в широкосмугові їх фрагменти, які характеризується точними точками дотику язика у ротовій порожнині, причому точки утворення таких приголосних звуків розрізняються з механізмом залучення артикуляційних зон, зокрема губна, зубна, коміркова, піднебінна і дорсальна. В ході ортопедичного втручання повними знімними конструкціями найбільш проблемними, з позиції отримання та опрацювання діагностичних сигналів, є палатинальна та лінгвокоміркова зони [276], що відповідно відповідають за чітке відтворення акустичних сигналів звуку “ш” та “с”, які формують стохастичні коливання. Таким чином, для діагностування відновлення артикуляційної функції при використанні знімних конструкцій доцільно обрати тестові акустичні реалізації

особливістю відтворення яких є залучення зон лінгвокоміркової – це звук “с” та палатинальною – “ш” відповідно.

З метою обґрунтування вибору діагностичних реалізацій акустичних сигналів проведено ряд експериментальних досліджень, в ході яких розглянуто різні поєднання звукових фрагментів з погляду зручності відтворення та повторюваності результатів спостережень [277 - 279], характерні результати ентропійних представлень яких подано на рис.5.8.

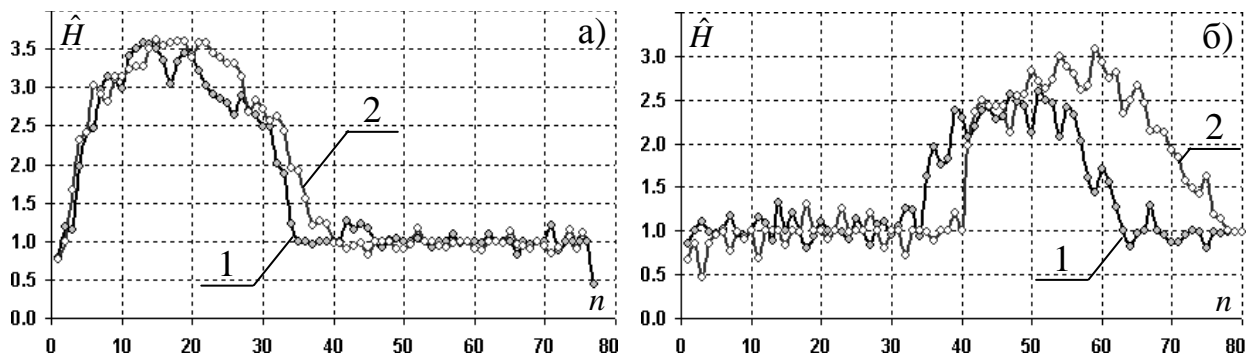


Рис. 5.8. Ентропійні представлення акустичних реалізацій а) 1-“ис”, 2-“иш”;
в) 1-“со”, 2-“шо” поєднання гармонійних та широкосмугових сигналів

З огляду на отримані результати, можна стверджувати, що відтворення акустичних реалізацій для діагностування доцільно починати з гармонійних фрагментів, див.рис.5.8а та б, оскільки зворотній підхід не забезпечує прийнятної повторюваності спостережень і характеризується зростанням $\sigma_{\hat{H}}$ ентропійного представлення. Тому для діагностування відновлення голосової функції при використанні знімних конструкцій обрано гармонійною реалізацією, звук “и” в поєднанні з широкосмуговими сигналами S_C та $S_{Ш}$.

Отже, запропонований автором в [273, 274] метод опрацювання широкосмугових акустичних реалізацій, які зумовлені функціонуванням артикуляційної системи дозволяє використати імовірнісні, зокрема ентропійні, характеристики сигналів як джерело інформаційних ознак при діагностуванні та забезпечити можливість їх кореляційного аналізу для сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками.

5.3. Формування векторів інформаційних ознак за різними імовірнісними характеристиками при опрацюванні реалізацій діагностичних сигналів

Реалізація запропонованого в [273, 274] методу опрацювання сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками ґрунтується на формуванні векторів інформативних ознак, що реалізується шляхом статистичного оцінювання імовірнісних характеристик відповідних фрагментів широкосмугової реалізації з подальшим прийняттям рішення щодо стану об'єкту діагностування. Тобто основним джерелом інформації, при такому підході, є імовірнісні оцінки, зокрема ентропійні, акустичних реалізацій діагностичних сигналів.

Як показано в розділі 5.2, за спектральними чи енергетичними характеристиками досліджуваних сигналів порівняно складно визначити, артикуляційну ефективність знімної конструкції, що зумовлює необхідність проведення ряду додаткових досліджень запропонованого автором методу, при яких вектори інформативних ознак формуються з використанням різних статистичних оцінок та інформаційних мір розрахунку ентропії, зокрема розглянуто такі [97, 178, 179]: вибіркова дисперсія, середній квадратичний відхил, центральні моменти вищих порядків (3.2 - 3.5) а також ентропія розрахована згідно інформаційних мір Шеннона, Хартлі, Крампа та міра, що дозволяє врахувати автокореляційні характеристики реалізацій сигналу Николайчука (1.18 - 1.28) відповідно.

З метою дослідження можливості використання різних статистичних характеристик проведено ряд експериментальних досліджень а також моделювання в чисельному експерименті на основі діагностичних широкосмуговими сигналами S_C та S_{III} , які при опрацюванні представлено відповідними векторами інформативних ознак (5.8), розрахованих за різними статистичним характеристикам. Характерні представлення векторів статистичних ознак для S_C 1-без знімної конструкції, 2-стандартна

конструкція, 3-фрагментарно потоншена конструкція, 4-фрагментарно потовщена конструкція подано на рис.5.9.

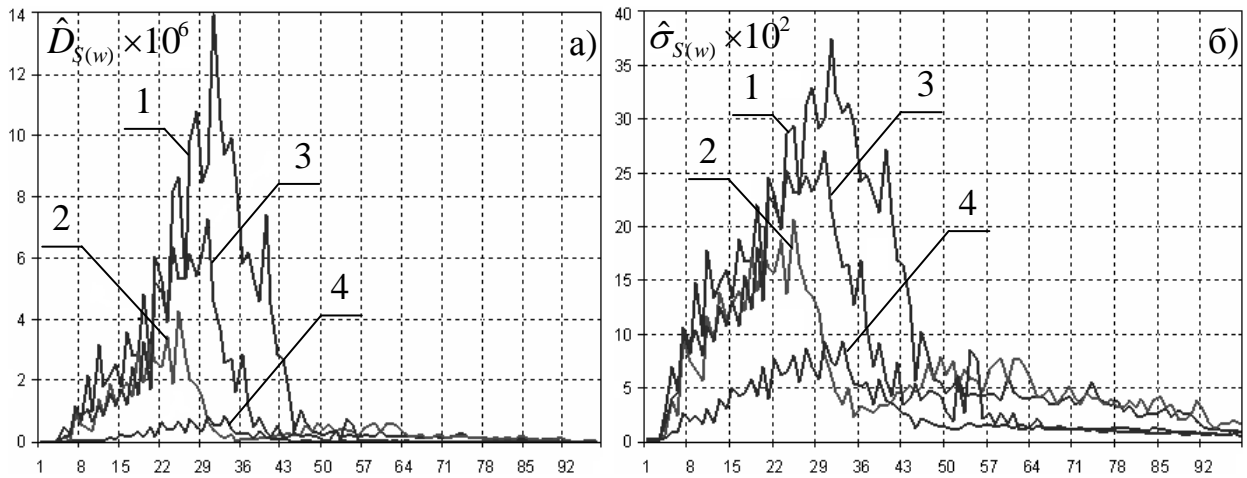


Рис. 5.9. Вектори статистичних ознак а) $\hat{D}_{S(w)}$ та б) $\hat{\sigma}_{S(w)}$ сигналу S_C для різних знімних конструкцій: 1-відсутня; 2-стандартна; 3-фрагментарно потоншена; 4-фрагментарно потовщена.

Оцінки вибіркової дисперсії $\hat{D}_{S(w)}$ та $\hat{\sigma}_{S(w)}$ залежать від потужності відповідних акустичних реалізацій, тобто зі збільшення потужності зростають абсолютні значення та розсіювання таких оцінок, що для забезпечення схожості початкових умов потребує повторного відтворення діагностичних сигналів. Крім того, побудовані за оцінками вибіркової дисперсії та оцінки середнього квадратичного відхилу, в широкосмуговій частині сигналу практично не відрізняються (флуктуації оцінок мають випадковий характер а їх розсіювання навколо математичного сподівання складає до $\approx 22\%$), що фактично унеможливорює їх використати як інформативних ознак при діагностуванні артикуляційної системи з постановкою знімних конструкцій різного типу.

Доцільно зазначити, що схожі результати, отримано для векторів побудованих на основі використання оцінок центральних моментів вищих порядків.

У випадку використання оцінок інформаційної ентропії акустичний сигнал розглядається в імовірнісному представленні, що фактично мінімізує спотворення зумовлені флуктуацією апертури сигналу при відтворенні. Характерні представлення векторів розрахованих за оцінками інформаційної ентропії для S_C 1-без змінної конструкції, 2-стандартна конструкція, 3-фрагментарно потоншена конструкція, 4-фрагментарно потовщена конструкція подано на рис.5.10.

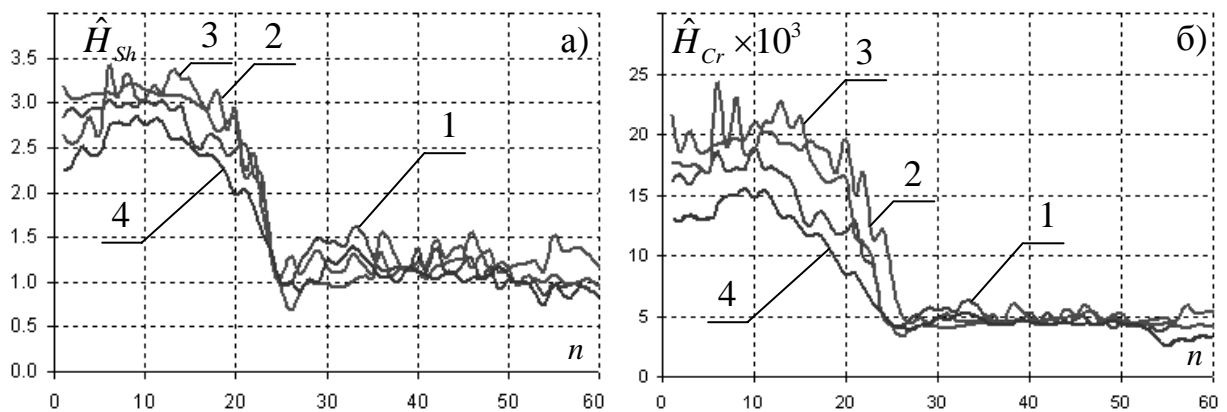


Рис. 5.10. Вектори ентропійних ознак а) \hat{H}_{Sh} - міра Шеннона та б) \hat{H}_{Cr} - міра Крампа для сигналу S_C для змінних конструкцій: 1-відсутня; 2-стандартна; 3-фрагментарно потоншена; 4-фрагментарно потовщена.

Обмежена тривалість діагностичних реалізацій зумовила зменшення розміру вибірки, за якою розраховувалась ентропія, в такій ситуації спостерігається наближення виду розподіл амплітуд випадкового широкосмугового сигналу до рівномірного, що підтверджується практичною збіжністю векторів ознак отриманих за інформаційними мірами \hat{H}_{Sh} - К.Шеннона (1.18) і \hat{H}_{Cr} - Р.Хартлі (1.19).

Крім того, результати проведених досліджень свідчать (див. рис. 5.10), що використання ентропійних оцінок, незалежно від обраної інформаційної міри, практично забезпечує однозначну сепарацію гармонійної та широкосмугових складових діагностичної реалізації.

На основі аналізу широкосмугових фрагментів досліджуваних сигналів встановлено, що незалежно від обраної інформаційної міри, елементи вектору ознак можна задовільно згрупувати по прямій лінії (див. рис.5.10.). Також спостерігається зміна величини розсіювання ентропійних оцінок при використанні різних типів знімних конструкцій, що можна використати як оціночний параметр при діагностуванні.

На відміну від оцінки ентропії за формулою (1.18), яка не враховує ймовірність переходу з одного стану в інший, оцінка (1.28) запропонована Я.Николайчуком, максимально наближається до власної ентропії джерела інформації. Така міра розраховується на основі автоковаріаційної та автокореляційної функцій, також можна використовувати і інші (1.13-1.17), що має вигляд [16, 17]:

- за автоковаріаційною функцією:

$$H(x_i, x_{i+j}) = \log_2 2\pi e + \frac{1}{2} \log_2 ([D_x - K_{xx}(j)] \cdot [D_x + K_{xx}(j)]), \quad (5.9)$$

де: D_x - дисперсія випадкової величини;

$$K_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n x_i \cdot x_{i+j} - \text{коваріаційна функція};$$

Чисельний розрахунок оцінок ентропії з нерівноймовірними корельованими станами здійснюється за автокореляційною функцією:

$$H(x_i, x_{i+j}) = \log_2 2\pi e + \log_2 \sigma^2 \sqrt{1 - \rho_{xx}(j)}, \quad (5.10)$$

де: $\rho_{xx}(j) = \frac{R_{xx}(j)}{D_{xx}}$ - нормована функція автокореляції;

де: D_{xx} - дисперсія;

$$R_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \overset{\circ}{x}_i \cdot \overset{\circ}{x}_{i+j}, \quad \overset{\circ}{x}_i - \text{центровані елементи.}$$

Також розглянуто кореляційні функції, що не потребують використання операції множення, зокрема модульна $G_{xx}(j) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |x_i - x_{i+j}|$

та структурна $C_{xx}(j) = \frac{1}{n} \cdot \sum_{i=1+j}^{n+j} (x_i - x_{i+j})^2$. На основі відповідних алгоритмів, див. рис.5.11, розроблено спеціалізоване програмне забезпечення, що дозволяє реалізувати операції порівняння в автоматичному режимі з подальшим представленням результатів у вигляді цифрових наборів зручних для опрацювання.

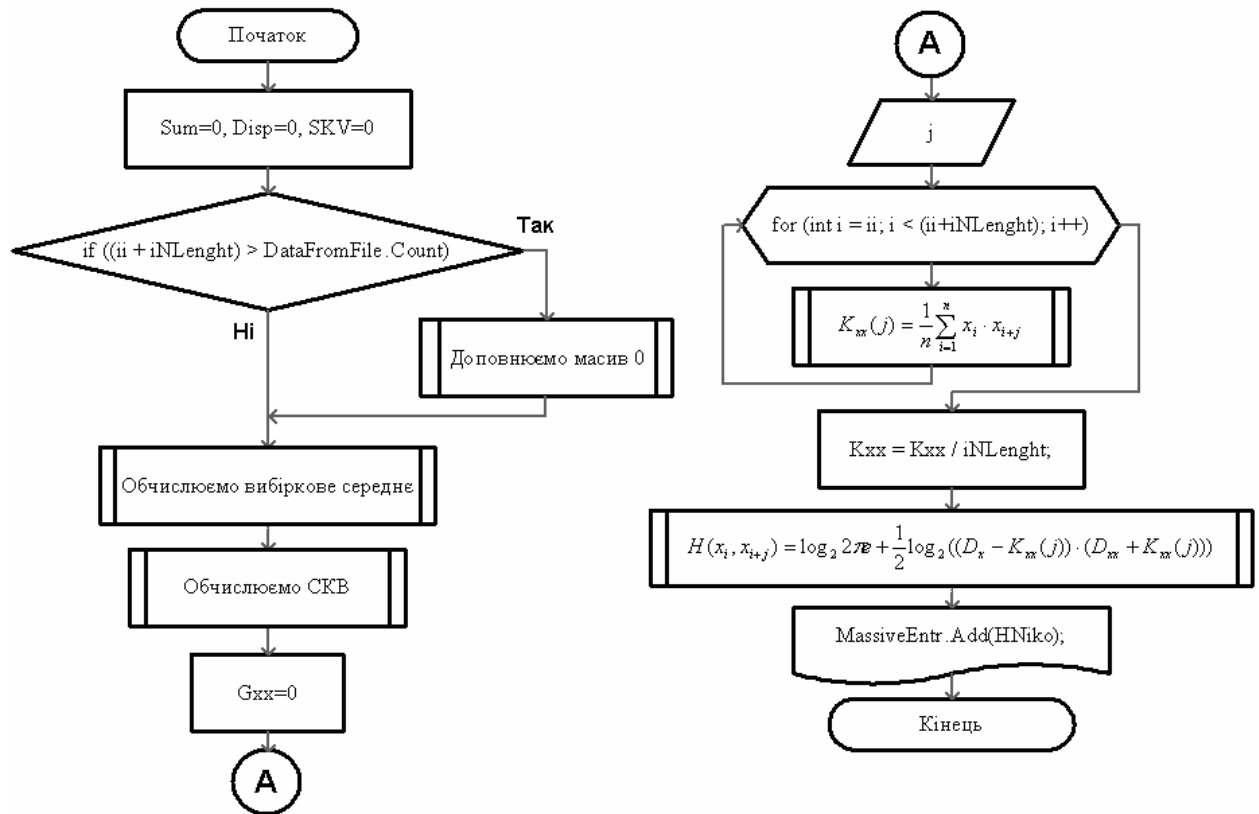


Рис. 5.11. Блок-схема алгоритму обчислення оцінок інформаційної ентропії (1.28) на основі автоковаріаційної функції

Запропонований алгоритм, рис.5.11, без суттєвих модифікацій дозволяє використовувати різні кореляційні функції. При проведенні досліджень, результати яких подано на рис.5.12, широкосмугових реалізацій діагностичних сигналів в чисельному експерименті проаналізовано вплив величини зміщення $j\%$ на результати оцінювання за (5.9) для розмірів

вибірок w : 250, 500, 1000, 1500, 3000 та 4000 спостережень сигналу окремими кореляційними функціями $K_{xx}(j)$, $R_{xx}(j)$, $\rho_{xx}(j)$ та $G_{xx}(j)$.

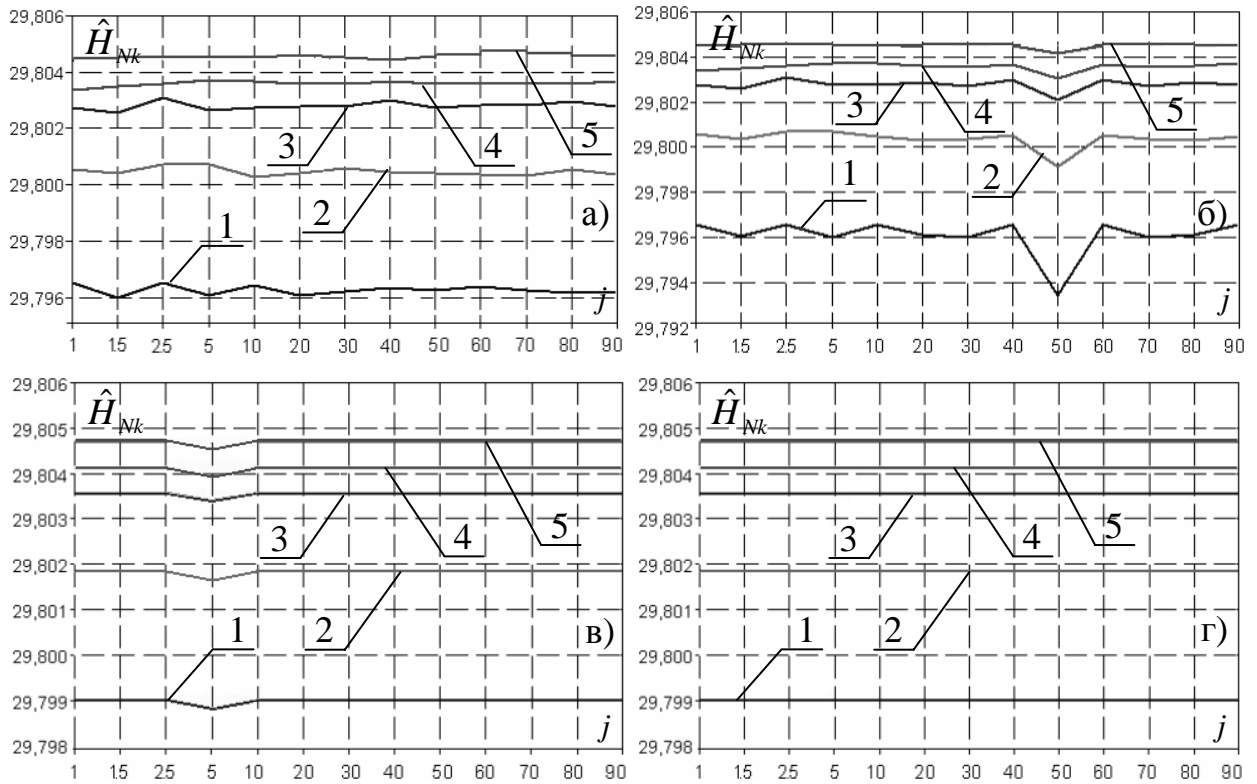


Рис. 5.12. Зміна оцінок інформаційної ентропії \hat{H}_{Nk} (5.9) від зміщення $j\%$ при використанні а) $K_{xx}(j)$, б) $R_{xx}(j)$, в) $\rho_{xx}(j)$ та г) $G_{xx}(j)$ для різних w : 1-250, 2-500, 3-1000, 4-1500 та 5-3000 спостережень:

Таким чином, за результатами досліджень встановлено, що граничні значення математичного сподівання \hat{H}_{Nk} спостерігаються при $w=3000$ елементів та при величині зсуву $j \approx 2.5\%$ від загального розміру вибірки. Найменші значення \hat{H}_{Nk} спостерігаються при $w=250$. Крім того при зміщенні $j \approx 50\%$ для усіх w отримано найменші значення \hat{H}_{Nk} . Крім того виявлено, що структурна функція $C_{xx}(j)$ практично непридатна для інформаційної міри \hat{H}_{Nk} оскільки власне значення коефіцієнту кореляції функції $C_{xx}(j)$ набуває значень більших за дисперсію D_x в результаті чого

при обчисленнях отримуються комплексні числа. Якщо розглядати математичне сподівання та СКВ оцінок інформаційної ентропії статистично незалежних станів джерела інформації з нормальним розподілом станів то можна виділити взаємо протилежні характеристики двох аналітичних підходів – розрахунок за мірою К.Шеннона забезпечує мінімальні значення СКВ і повільне наближення до граничного значення математичного сподівання а інформаційні міри, що використовують кореляційні функції навпаки – зі збільшенням розміру вибірки повільно зменшується СКВ а математичне сподівання досягають граничних значень практично з малих розмірів вибірки.

Отже, за результатами дослідження різних статистичних характеристик та інформаційних мір ентропії при побудові діагностичних векторів можна зробити висновок, що за обмеженої тривалості діагностичних сигналів використання статистичних оцінок не дозволяє отримати інформативні ознаки для опрацювання. У випадку інформаційних мір ентропії, що ґрунтуються на використанні кореляційних функцій спостерігається випадкове розсіювання результатів, що пояснюється недостатнім розміром вибірки для опрацювання. Крім того реалізація кореляційного опрацювання ускладнює алгоритмічну та програмну реалізацію. В результаті, з погляду адекватності та простоти реалізації доцільно розглянути ефективність використання інформаційних мір виду (1.18-1.20).

В подальшому, на основі багатократних експериментальних досліджень (проведених на базі кафедри стоматології, факультету післядипломної освіти, ІФНМУ) сигналів отриманих як для випадків з використанням знімних конструкцій так і без них встановлено, що кількість можливих станів s_r , яку приймає широкосмуговий випадковий сигнал приголосного фрагменту акустичної реалізації зростає пропорційно до w за яким розраховується оцінка інформаційної ентропії (1.18), рис.5.13 крива 1.

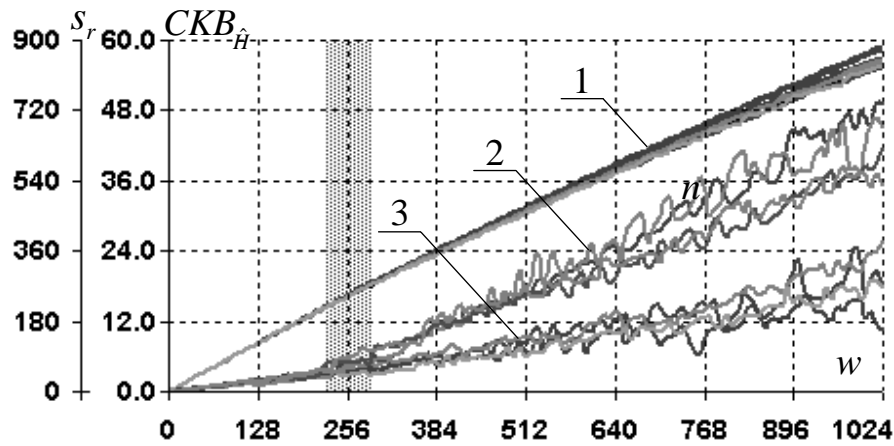


Рис. 5.13. Зміна кількості можливих станів s_r та СКВ \hat{H} для різних реалізацій широкосмугових фрагментів сигналів при збільшенні w ,
 1 – кількість можливих станів, яку приймає сигнал; 2 – $\sigma_{\hat{H}}$ за наявності та
 3 – $\sigma_{\hat{H}}$ за відсутності знімних конструкцій.

Крім того середній квадратичний відхил $\sigma_{\hat{H}}$ таких фрагментів також зростає зі збільшенням w , при чому для випадків з використанням знімних конструкцій і без них (рис.5.13 криві 2 та 3 відповідно) спостерігається різний нахил цих характеристик. З огляду на отримані результати здійснено обмеження мінімального розміру w , який знаходиться в околі 256 елементів r_i , ділянка зміни нахилу, рис.5.13 виділено сірим, згаданих характеристик для відповідних реалізацій діагностичних сигналів.

На основі моделювання в чисельному експерименті встановлено, що при обмеженні кількості можливих станів r_i шляхом зміни розрядності АЦП, оцінки ін формаційної ентропії широкосмугових приголосних фрагментів сигналів, отриманих за відсутності знімних конструкції (потреби в їх використанні не було), задовільно групуються по прямій, див.рис.5.14, що не спостерігається для сигналів отриманих з використанням таких конструкцій.

Фактично зміна характеристик артикуляційної системи, замовлення використанням знімної конструкції приводить до зростання $\sigma_{\hat{H}}$ оцінок

широкосмугових фрагментів сигналу акустичної реалізації, див.рис.5.14 крива 2 що, доцільно використати, в якості одного з можливих критеріїв при діагностуванні [279, 280, 281].

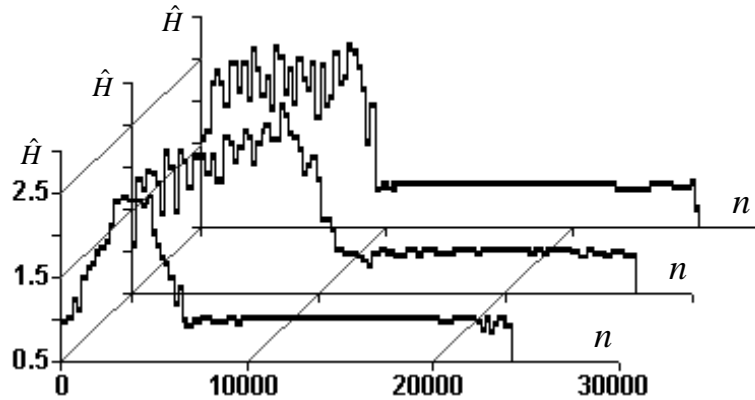


Рис. 5.14. Ентропійні представлення характерних реалізацій діагностичних сигналів отриманих за відсутності знімних конструкцій

Таким чином, на основі результатів експериментальних досліджень різних акустичних реалізацій сформовано відповідні еталонні вектори $H^e : \{\hat{h}^{e1}, \hat{h}^{e2}, \dots, \hat{h}^{ek}\}$ оцінок інформаційної ентропії, для розглянутих (S_C та S_{III}) типів широкосмугових фрагментів сигналів, що дозволяє використати кореляційний аналіз. При такому підході за отриманою акустичною реалізацією широкосмугового фрагменту сигналу проводиться розрахунок коефіцієнту взаємкореляції G_{xy} (1.16), за яким реалізуються інтерпретація результатів діагностування. Якщо розглянути \hat{h}^s і $\hat{h}^e \in H^{ei}$ як відповідні вектори оцінок інформаційної ентропії сигналу і одного з еталонів відповідно, то: $G_{xy}(\hat{h}^e, \hat{h}^s) = \frac{1}{q} \sum_{j=1}^q |\hat{h}^s[j] - \hat{h}^e[j]|$, де q – розмірність векторів \hat{h}^e та \hat{h}^s . Тобто ступінь відповідності характеристик сигналу представленого вектором \hat{h}^s до відповідного еталону \hat{h}^e визначається за наближенням коефіцієнту взаємкореляції цих представлень до нульового значення.

В ході дослідження запропонованого методу опрацювання ширококутових випадкових реалізацій сигналів при діагностуванні артикуляційної системи сформовано інформаційну базу еталонних векторів для подальшого використання в кореляційному аналізі, що дозволить обґрунтовано приймати рішення щодо ефективності відновлення артикуляційної функції при використанні знімних конструкцій.

Для одержання еталонних відтворень діагностичних сигналів проведено дослідження 72 осіб у віковому діапазоні від 38 до 78 років з інтактними зубними рядами і ортогнатичним прикусом. Акустичний сигнал кожного тестового буквосполучення записувався по черзі через направлений мікрофон підключений до комп'ютера. При відтворенні діагностичних сигналів дотримувались ідентичні умови формування експериментальних даних на всіх етапах (відстань до мікрофона, відсутність сторонніх шумів, рівень підсилення, монотонне відтворення, спокійним, без інтонації звуком тощо). Отримані дані зберігаються у вигляді звукових файлів та текстових файлів з розрахованими векторами оцінок інформаційної ентропії. В ході експериментальних досліджень сформовано 876 наборів акустичних реалізацій сигналів за результатами аналізу яких зроблено такі висновки:

- для діагностування якості артикуляційної функції доцільно обирати вимову окремих складів, ніж слів. Оскільки це дозволяє отримати огинаючу, яка чітко показує межу гармонійного та ширококутового фрагментів сигналу порівняно з відтворенням тривалих акустичних реалізацій;

- на початку акустичної реалізації доцільно відтворювати гармонійні фрагменти (голосний звук), це пов'язано з тим, що при відтворенні більша частина потужності сигналу припадає на перший звук, що приводить до його спотворення (ширококутова реалізація не може бути наголошеною);

- при використанні оцінок інформаційної ентропії для формування вектору ознак діагностування доцільно використати обмеження розрядності АЦП, яке забезпечує можливість кореляційного аналізу ширококутових

фрагментів, що дозволяють інтерпретувати результати діагностування артикуляційної системи а також реалізувати однозначну сепарацію;

- використання ентропійних характеристик дозволяє розглянути досліджуваний акустичний сигнал як імовірісно-часову послідовність, що з огляду на імовірісний характер є дикторонезалежною а також приводить до формування різних за формулю представлень більш придатних для кореляційного аналізу порівняно з амплітудно-частотними та часовими характеристиками.

На основі сформованої бази акустичних реалізації діагностичних сигналів проведено моделювання в чисельному експерименті за якими встановлено, що при обмеженні кількості можливих станів сигналу, оцінки інформаційної ентропії стохастичної частини (приголосний звук) у осіб з інтактними зубними рядами задовільно групуються по прямій і відхиляються від неї під впливом змін в артикуляційному просторі, що дозволяє використати таку закономірність в якості оцінюваного параметру відновлення мовної функції при використанні повних знімних конструкцій.

Наближеність ентропійної характеристики, вектору оцінок, до прямої доцільно оцінювати за відповідними значеннями середнього квадратичного відхилення, тому в ході подальших досліджень проведено оцінку апертури $\sigma_{\hat{H}}$ широкосмугових фрагментів результати якої подано на рис.5.15. Розраховані величини $\sigma_{\hat{H}}$ для широкосмугових фрагментів реалізацій S_C та S_{III} а також оцінку довірчого інтервалу $\pm \sigma_{\hat{H}}$ для наявної бази сигналів подано в табл.5.2.

Таблиця 5.2.

Значення $\sigma_{\hat{H}}$ оцінок ентропії широкосмугових реалізацій S_C та S_{III}

Широкосмугові фрагменти сигналу	$\sigma_{\hat{H}}$	$-\sigma_{\hat{H}}$	$+\sigma_{\hat{H}}$
S_C	0.0190	0.0049	0.0401
S_{III}	0.0171	0.0050	0.0320

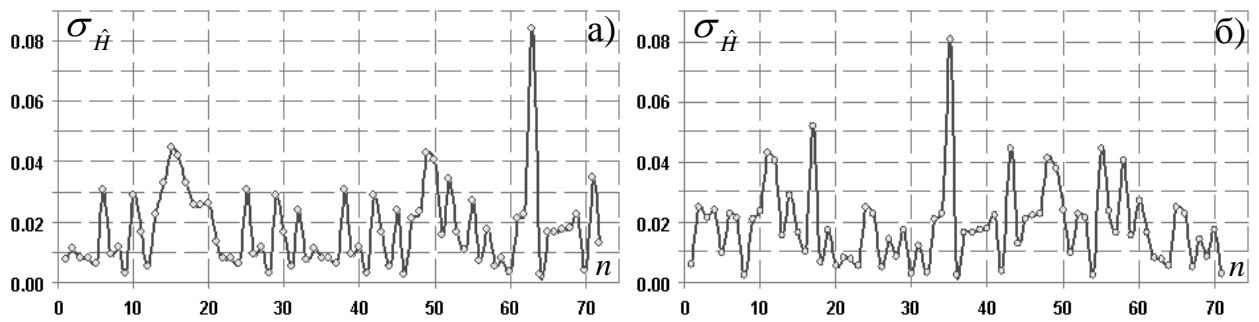


Рис. 5.15. Результати досліджень $\sigma_{\hat{H}}$ векторів \hat{h}^s широкосмугових реалізацій сигналів а) S_C та б) S_{III} при n незалежних спостереженнях

За результатами багатократних експериментальних досліджень встановлено, що для сигналів S_C 79% розглянутих реалізацій $G_{xy} \in [0;0.016]$, 10% – $G_{xy} \in]0.016;0.032]$ і 11% – $G_{xy} \in]0.032;1]$. Для сигналів S_{III} 62% реалізацій $G_{xy} \in [0;0.016]$, 19% – $G_{xy} \in]0.016;0.032]$ і 19% – $G_{xy} \in]0.032;1]$, рис.5.16. Таким чином доцільно встановити верхню межу інтервалу для G_{xy} на рівні 0.032 як показник прийнятної ефективності змінної конструкції, що дозволяє отримати збіжність для 85% опрацьованих широкосмугових акустичних реалізацій сигналів S_C та S_{III} .

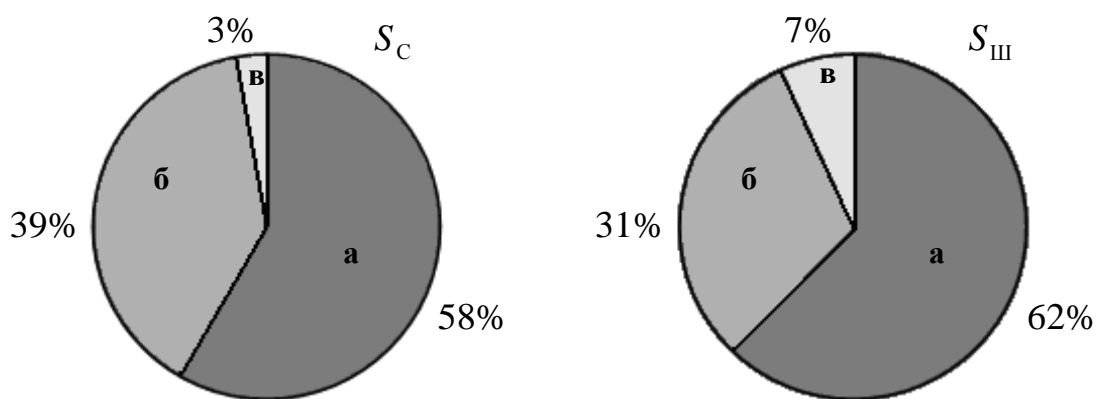


Рис. 5.16. Компонентні складові $\sigma_{\hat{H}}$ оцінок інформаційної ентропії широкосмугових фрагментів акустичних реалізацій S_C та S_{III} :
а) в межах 0.0 – 0.02; б) в межах 0.02 – 0.04; в) понад 0.04

З метою спрощення аналітичного опису, за критерій ефективності доцільно обрати середньоквадратичний відхил, який розраховується для вектора оцінок інформаційної ентропії відповідного фрагменту

$$\text{широкосмугової реалізації сигналу: } \sigma_{\hat{H}} = \sqrt{\frac{1}{q-1} \sum_{j=1}^q (\hat{h}^s[j] - \overline{\hat{h}^s})^2}.$$

При такому підході, для сигналів S_C 45% розглянутих реалізацій $\sigma_{\hat{H}} \in [0;0.016]$, 39% – $\sigma_{\hat{H}} \in]0.016;0.032]$ і 16% – $\sigma_{\hat{H}} \in]0.032;1]$. Для сигналів S_{III} 48% реалізацій $\sigma_{\hat{H}} \in [0;0.016]$, 33% – $\sigma_{\hat{H}} \in]0.016;0.032]$ і 19% – $\sigma_{\hat{H}} \in]0.032;1]$. В результаті, як і в попередньому випадку, верхню межу флуктуації для $\sigma_{\hat{H}}$ доцільно встановити на рівні 0.032 як показник прийнятної ефективності знімної конструкції, що дозволяє отримати дещо меншу, але допустиму збіжність для 82% сигналів.

Для вибіркового методу, найпоширенішого в експериментальних дослідженнях, важливим є спосіб добору репрезентативної частини. Крім того при формуванні вибірок можливі помилки зсуву, тобто такі події, поява яких не може бути точно передбачуваним. Разом з тим вони є закономірними, об'єктивними, як і необхідні. При визначенні ступеня точності вибіркового дослідження традиційно оцінюється величина помилки (відхилення), що може відбутися в процесі опрацювання даних вибірки. Такі помилки називають випадковими помилками репрезентативності і є фактичною різницею між середніми чи відносними величинами, отриманими при вибіркового дослідженні, і аналогічними величинами, що були б отримані при вивченні всієї сукупності. Усереднена помилка середнього арифметичного оцінок інформаційної для запропонованого підходу може бути розрахована за формулою [282, 283]:

$$m = \pm \frac{\sigma}{\sqrt{n}},$$

де: σ - ступінь варіювання ряду спостережень (СКВ);

n - кількість незалежних спостережень.

Вході дослідження було проведено $n = 72$ окремі комплекси експериментальних досліджень, опрацювання звукових представлень за результатами спостережень яких розраховано середнє квадратичне відхилення, величина якого складає $\sigma = 1.32$, таким чином усереднена помилка середнього арифметичного оцінок ентропії складає:

$$m = \pm \frac{1.32}{\sqrt{72}} = \pm \frac{1.32}{8.45} = \pm 0,16.$$

Знаючи величину помилки, можна правильно визначити необхідне число спостережень для вибіркового дослідження за допомогою перетворення формули граничної помилки вибірки Δ , а саме [282, 283]:

$$\Delta = \frac{t \cdot \sigma}{\sqrt{n}}, \text{ звідки } n = \frac{t^2 \cdot \sigma^2}{\Delta^2}.$$

За результатами проведених досліджень $\sigma = 1,32$; $m = \pm 0,16$ на основі чого визначаємо кількість необхідних незалежних експериментів, оперуючи помилкою вибірки більше отриманої $\Delta = \pm 0,5$ при довірчій імовірності $t = 3$:

$$n = \frac{3^2 \cdot 1.32^2}{0.5^2} = \frac{9 \cdot 1.74}{0.25} = 62.73$$

Для того, щоб оперувати із зазначеною точністю 99.7% необхідно аналізувати дані не менше 63 осіб, оскільки в ході експериментальних досліджень розглянуто характеристики акустичних реалізацій 72-ох осіб то можна вважати, що отримані результати є репрезентативними.

Отже використання оцінок інформаційної ентропії при побудові векторів інформативних ознак забезпечує ефективний аналіз сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками при діагностуванні артикуляційної системи а також вперше вводить кількісну міру ефективності, верхню межу флуктуації G_{xy} , постановки знімних конструкцій. Крім того графічні представлення векторів \hat{h}^s дозволяють контролювати відновлення простору артикуляції на різних етапах виготовлення знімних конструкцій.

5.4. Моделювання впливу аперттури амплітуди сигналу діагностування при використанні різних інформаційних мір розрахунку ентропії

Забезпечення повторюваності експериментальних досліджень в ході діагностування артикуляційної системи, зокрема процедури відтворення акустичних реалізацій сигналів, суттєво ускладнюється за рахунок неоднозначностей зумовлених флуктуацією енергії сигналу, наявністю різних спотворень (артефактів), варіативною зміною тривалості гармонійної та широкосмугової частин сигналу. Приклади повторних відтворень акустичних реалізацій сигналу S_C з відповідними розподілами, без постановки знімної конструкції подано на рис.5.17.

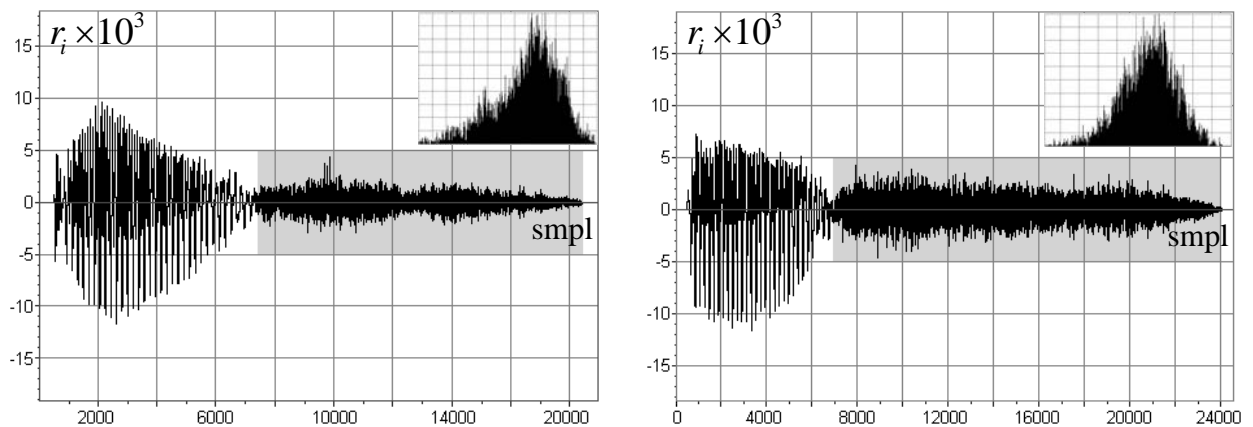


Рис. 5.17 Реалізації повторних відтворень сигналу S_C з відповідними розподілами широкосмугової частини.

В ході дослідження особливостей відтворення діагностичних сигналів встановлено, що тривалість широкосмугової частини (виділено сірим) може змінюватись в межах $\approx 40\%$, див. рис.5.17. Розподіл амплітуд таких сигналів також частково змінюється, що зумовлено стохастичною флуктуацією енергії сигналу. В такій ситуації спектральні кореляційні методи потребують адаптації системи окремо для кожного випадку а також застосування додаткових операцій нормалізації та масштабування сигналів [134, 262].

З метою дослідження впливу аперттури амплітуд акустичного сигналу діагностування на характеристики векторів оцінок ентропії, що розраховувались за різними інформаційними мірами (1.18-1.20), проведено моделювання в чисельному експерименті в ході якого у експериментально отриманих реалізаціях змінювалась енергія сигналу, після чого формувалось відповідні вектори інформативних ознак.

На рисунку 5.18 подано результати дослідження (для $w=256$, обґрунтовано в розділі 5.3, фіксований крок зміни потужності сигналу 10%), векторів оцінок ентропії розрахованих за формулою диференційної ентропії для нормального (а) та рівномірного розподілу (б), Хартлі (в) та Шенона (г) з подальшим centruванням.

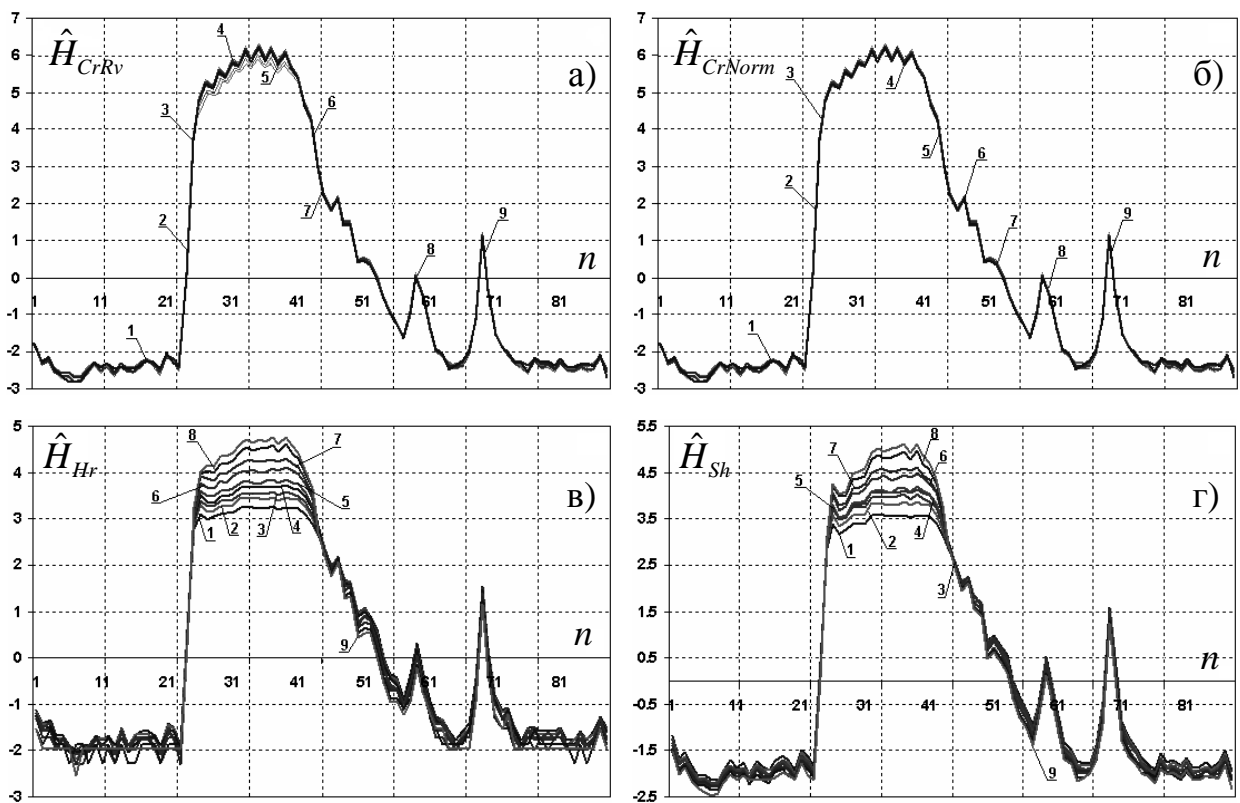


Рис. 5.18 Вектори інформативних ознак розраховані за а) диференційною ентропією для нормального та б) рівномірного розподілу; в) Хартлі і г) Шеннона при енергії (апертурі) сигналу: 1 – 90%, 2 – 80%, 3 – 70%, 4 – 60%, 5 – 50%, 6 – 40%, 7 – 30%, 8 – 20% та 9 – 15% від максимуму

За результатами проведених досліджень встановлено, що апертура сигналу суттєво не впливає на оцінки інформаційної ентропії векторів інформативних ознак, особливо це стосується міри Крампа, де практично спостерігається збіжність результатів. Інформаційні міри, в основі яких лежать ймовірності появи станів сигналу чи враховується число незалежних рівноймовірних станів (див. рис. 5.18в, та 5.18г), дещо відрізняються.

Крім того проаналізовано властивості інформаційної міри (див.рис.5.19), що ґрунтуються на використанні кореляційних функцій, зокрема (5.9) аналітичний підхід запропонований Я.Никоайчуком з використанням автоковаріаційної та автокореляційної функцій.

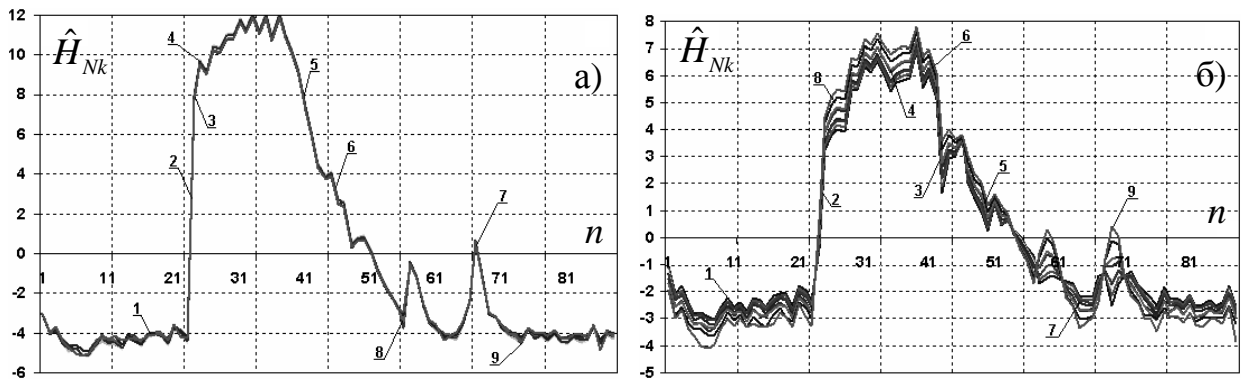


Рис. 5.19 Вектори інформативних ознак оцінок ентропії розраховані з використанням а) автоковаріаційної та б) автокореляційної функцій при енергії (апертурі) сигналу: 1 – 90%, 2 – 80%, 3 – 70%, 4 – 60%, 5 – 50%, 6 – 40%, 7 – 30%, 8 – 20% та 9 – 15% від максимуму

Отримані вектори оцінок ентропії широкосмугового сигналу схожі за формою але, у випадку використання автокореляційної функції, спостерігається розсіювання оцінок в межах 20%. При використанні інформаційної міри, що розраховується за автоковаріаційною функцією розсіювання ентропійних лунк не перевищує 4%.

Доцільно зазначити, що в усіх розглянутих випадках, за винятком інформаційної міри (5.9) розрахованої за автокореляційною функцією,

вектори оцінок ентропії ширококутових фрагментів практично збігаються, що дозволяє реалізувати аналіз діагностичних сигналів без додаткових перетворень.

Крім того, форма ентропійного представлення сигналу, як ширококутових так і гармонійних його фрагментів, практично інваріантна до коливань апертури амплітуди, що підтверджується результати дослідження взаємкореляційних характеристик, таблиця 5.3.

Таблиця 5.3

Зміна коефіцієнтів взаємкореляції векторів інформативних ознак розрахованих за різними мірами ентропії при зміні апертури сигналу

Апертура сигналу %	K_{CrRv}	K_{CrNorm}	K_{Ht}	K_{Sh}	$K_{K_{xx}}$	$K_{\rho_{xx}}$
80	13.342721	13.342723	5.0615685	5.953399	46.842299	13.100546
70	13.404416	13.404416	5.1828826	6.137990	47.058933	13.406074
60	13.330362	13.330364	5.3423508	6.256854	46.784835	13.494505
50	13.041492	13.041492	5.4743239	6.277821	45.706234	13.271189
40	13.288507	13.288507	5.7589078	6.617725	46.584276	14.016091
30	13.088934	13.088934	5.9625431	6.729011	45.82188	14.088686
20	13.110972	13.110969	6.1596977	7.040167	45.806445	14.724201
15	13.138315	13.138316	6.3175559	7.211399	45.806346	15.219248
10	13.610765	13.610765	6.2482319	7.418344	44.772143	16.186671

Отже, з результатів проведеного дослідження можна зробити висновок, що запропонований в [273, 274] підхід до опрацювання ширококутових фрагментів діагностичних реалізацій сигналів забезпечує адекватне відтворення форми векторів інформативних ознак при коливанні апертури сигналу, що не перевищує 25% від математичного сподівання на інтервалі спостереження. В результаті, використання оцінок інформаційної ентропії, як джерела інформації про діагностований параметр, дозволяє спростити алгоритмічно-програмну реалізацію системи опрацювання сигналів, за рахунок вилучення операцій попереднього опрацювання сигналів, зокрема нормування, згладжування, центрування, масштабування тощо.

ВИСНОВКИ ДО П'ЯТОГО РОЗДІЛУ

1. Вперше запропоновано використання оцінок інформаційної ентропії при опрацюванні ширококугових фрагментів акустичних реалізацій сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками в задачах діагностування артикуляційної системи при використанні знімних конструкцій, що не потребує застосування громіздкого апарату спектрального чи кореляційного аналізу та спрощує обчислювальну складність цифрового опрацювання.
2. Проведено порівняльний аналіз ефективності застосування імовірнісних характеристик та інформаційних мір при опрацюванні ширококугових фрагментів діагностичних сигналів за яким встановлено, що статистичні характеристики малоінформативні а використання оцінок інформаційної ентропії, незалежно від обраної інформаційної міри, практично забезпечує однозначну сепарацію гармонійної та ширококугових складових діагностичної реалізації сигналу.
3. Удосконалено статистичний метод ідентифікації функціональних порушень артикуляційного апарату за яким діагностичний сигнал опрацьовується як імовірнісно-часова послідовність, що вперше дозволило ввести кількісну міру ефективності, як верхню межу флуктуації коефіцієнта взаємкореляції модульної функції, векторів інформативних ознак на рівні 0.032 як показник прийнятної ефективності знімної конструкції, що забезпечує збіжність у 85% незалежних спостережень.
4. За результатами імітаційного моделювання апертури діагностичного сигналу встановлену часткову інваріантність оцінок інформаційної ентропії вектору інформативних ознак, що забезпечує відтворення форми при коливанні апертури сигналу, що не перевищує 25% від математичного сподівання на інтервалі спостереження.

5. На основі багатократних експериментальних досліджень сформовано ряд рекомендацій щодо формування широкосмугових та гармонійних складових діагностичних сигналів а також встановлену прийнятну ефективність використання параметру середнього квадратичного відхилу вектору інформативних ознак широкосмугового фрагменту на рівні 0.032 як критерію прийнятної ефективності змінної конструкції, що забезпечує збіжність у 82% незалежних спостережень.

РОЗДІЛ 6

СТРУКТУРНЕ, АЛГОРИТМІЧНЕ ТА ПРОГРАМНО-АПАРТНЕ
ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ СИСТЕМ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ З
ПОЛІПАРАМЕТРИЧНОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ6.1. Розробка структурних та апаратних рішень компонентів комп'ютерної
інформаційно-вимірювальної системи еталонної повірочної установки
з ентропійним перетворювачем витрати газу

Вирішення проблеми атестації та звіряння засобів вимірювальної техніки (ЗВТ) в побутовому та промисловому секторах ускладнюється відсутністю малогабаритних і відносно дешевих робочих еталонів з прийнятною точністю вимірювання витрати газу [19 - 22]. Розвиток сучасних комп'ютерних інформаційно-вимірювальних систем, а саме використання нових джерел інформації про контрольований параметр, розробка нових методів опрацювання даних і, як наслідок, реалізація на їх основі відповідних первинних перетворювачів, дозволяє по-іншому розглядати уже реалізовані технології організації процесів контролю параметрів [284 - 292].

В інформаційно-вимірювальних комп'ютеризованих системах еталонних установок для перевірки побутових перетворювачів загалом [18 - 21] та установки ТЕМПО-3-МР [31] зокрема, головними засобами задавання об'ємної витрати вважають еталонні перетворювачі газу роторного, мембранного та турбінного типів, принцип таких пристроїв ґрунтується на представленні вимірюваної величини в унітарному базисі (кількість одиничних імпульсів відповідає фіксованим дискретним об'ємам). Наслідком такого підходу є суттєві затрати часу для досягнення стабілізації режиму функціонування за малих витрат, до $5 \text{ м}^3/\text{год}$, наявність спотворень при формуванні сигналу в умовах граничних режимів переміщення потоку та непродуктивних енергозатрат, що обумовлено наявністю додаткового опору,

який створюється на шляху переміщення вимірюваного середовища первинним перетворювачем.

За результатами проведених досліджень автором, при сприянні ІВФ “Темпо”, реалізовано первинний перетворювач витрати газового середовища джерелом інформації якого є випадкові сигнали зі змінною інформаційною ентропією, що формуються стохастичними пульсаціями потоку середовища (повітря). Структурні схеми варіантів реалізації пристрою подано на рис.6.1.

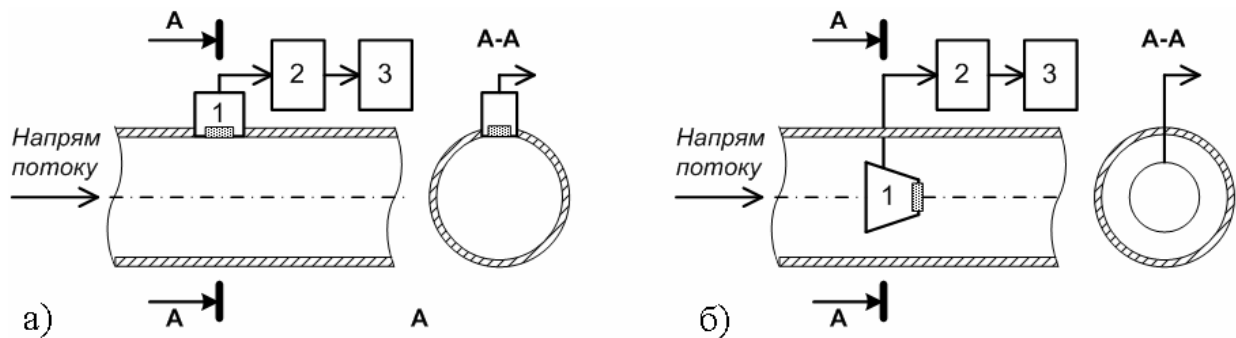


Рис. 6.1. Структурні схеми первинного перетворювача витрати а) з відсутнім та б) із наявним формувачем широкосмугових вимірювальних сигналів

Опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів здійснюється в такій послідовності: стохастичні пульсації тиску зумовлені переміщенням контрольованого середовища формують амплітудний сигнал сенсора 1, який подається на блок перетворення сигналу в цифрові інформаційні пакети 2, після чого на цифровий пристрій опрацювання 3 де здійснюється оцінювання інформаційної ентропії послідовних пакетів, які на основі аналітичного опису моделі (2.45), див. розділі 2.6, перераховуються у відповідну величину витрати контрольованого параметру. Перевагами поданої схеми є низька вартість, простота монтажу та нескладний алгоритм цифрового опрацювання сигналів. До недоліків необхідно віднести чутливість вимірювальної системи до несиметричності потоку та нестабільної турбулентності перехідного режиму переміщення, що у випадку використання в еталонній установці є несуттєвим.

На основі запропонованого методу розроблено інформаційно-вимірювальний канал витрати газу (повітря) та запропоновано модернізацію структури взірцевої автоматизованої повірочної системи [293 - 297], рис.6.2.

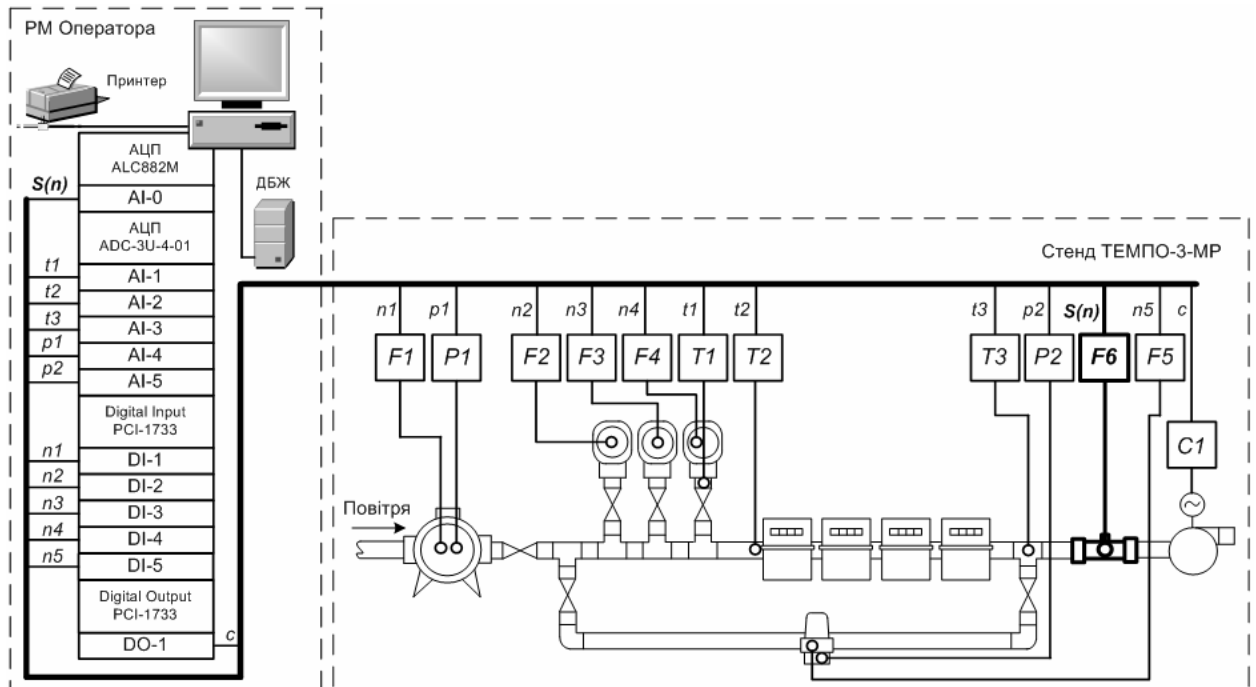


Рис. 6.2. Структурна схема інформаційно-вимірювальної системи з ентропійним перетворювачем витрати на основі стенду ТЕМПО-3-МР

Така реалізація передбачає опрацювання традиційних джерел даних про параметри потоку, зокрема перетворювачі температури та тиску, імпульсні перетворювачі об'єму а також використання альтернативних джерел інформації про поточну витрату, зокрема статистичних оцінок шумів завихреного потоку в ентропійному перетворювачі [202, 182].

Розроблена структура автоматизованої інформаційно-вимірювальної системи передбачає:

– аналогові канали температури t з термоперетворювачами опору платинових $T1...T3$ типу ТСП-0287 [119, 120], з вихідною характеристикою [298], робочим діапазоном температур від $0\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+400\text{ }^{\circ}\text{C}$, які вимірюють температуру навколишнього повітря та температуру повітря на вході в

еталонний перетворювач роторного типу, а також на вході першого і виході останнього перетворювачів мембранного типу, які перевіряють;

– аналогові канали тиску p з перетворювачами $P1$ та $P2$ MPX2 010 [299] з робочим діапазоном від 0 до 10 кПа, що вимірюють тиск в еталонному перетворювачі та перетворювачі, що перевіряється;

– дискретний канал керування c з блоком керування обертів нагнітача $C1$, який забезпечує розрідження на замірній ділянці не менше 3.2 КПа;

– дискретні канали об'єму з первинними перетворювачами $F1...F5$, величина якого визначається за кількістю одиничних імпульсів з перетворювача ДІБ, та частотно-імпульсних перетворювачів ЕЛГ [31].

– каналом витрати з первинним перетворювачем $F6$ [165, 285], робота якого ґрунтується на оцінюванні інформаційної ентропії амплітуд послідовних реалізацій стохастичних сигналів зумовлених пульсаціями тиску, що виникають при переміщенні вимірюваного середовища.

Перетворення аналогових сигналів, з первинних перетворювачів температури ТСП-0287-100П та тиску MPX2 010, в каналах температури t і тиску p , використано пристрій ADC-3U-4-01, а подальше їх опрацювання, зберігання та передача здійснюється комп'ютером [300].

Основним джерелом інформаційного сигналу про витрату в поданій структурі (див. рис.6.2) є перетворювач, який формує аналоговий амплітудний сигнал пропорційний до стохастичних пульсацій потоку.

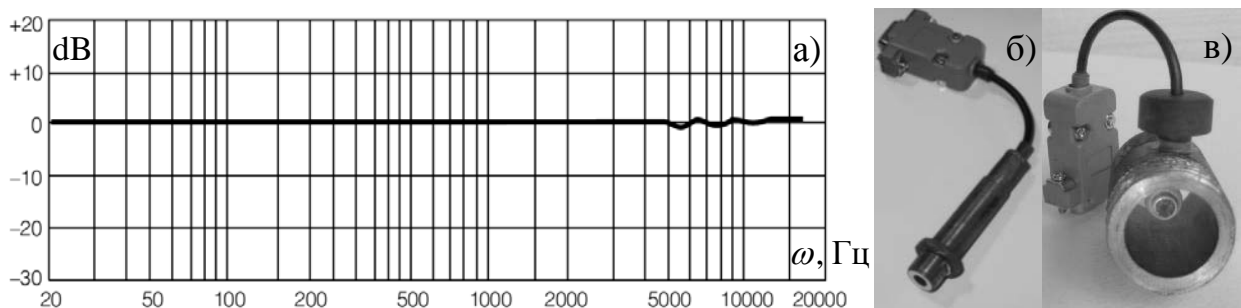


Рис. 6.3. Частотна характеристика сенсора WM-60A а) та загальний вигляд

ентропійного перетворювача витрати б) з відсутнім і в) із наявним
формувавцем широкосмугових вимірювальних сигналів

Для усунення спотворень інформаційно-вимірювальних сигналів перетворювач WM-60A [177], розташовано безпосередньо в тілі обтікання (формуваці стохастичних сигналів). Коректне перетворення виділених в розділі 2 інформаційних смуг спектру [180] забезпечується за рахунок практично лінійної амплітудно-частотної характеристики використаного перетворювача пульсацій тиску рис. 6.3а. Далі, за допомогою АЦП [189], проводиться формування цифрових векторів даних (фрагментів) за якими розраховуються оцінки інформаційної ентропії та витрата.

Для перевірки розробленого інформаційно-вимірювального каналу проведено його апробацію [156, 301] на основі стаціонарної еталонної дзвоногого типу ІВФ “Темпо” (див. розділ 1.2), для замірної ділянки трубопроводу $\varnothing 30$ мм, стабілізованої температури $20 \pm 0.5^\circ\text{C}$, тиску 114.0 мм водяного стовпа, середовище – повітря, результати отриманої відносної стандартна невизначеності вимірювального каналу, подано на рис. 6.4.

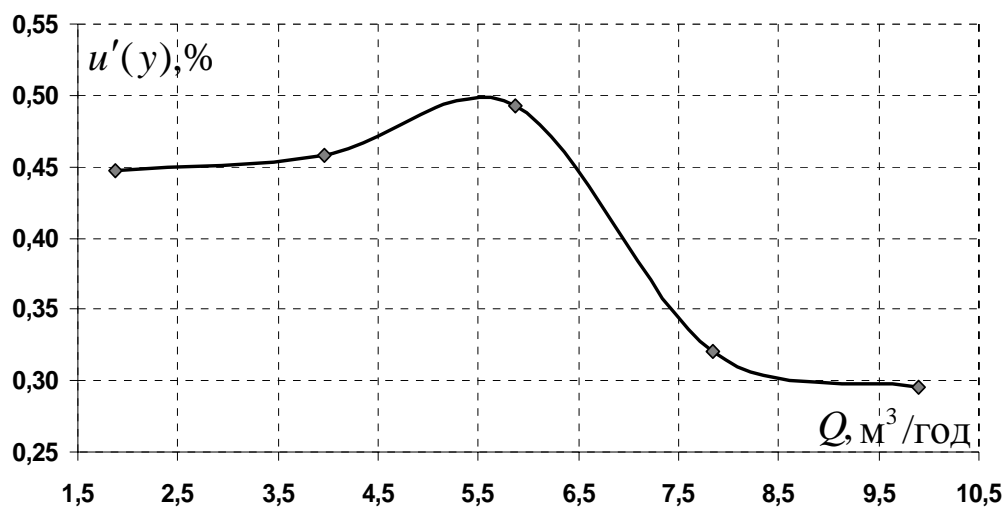


Рис. 6.4. Відносна стандартна невизначеність вимірювання витрати за оцінками інформаційної ентропії для дослідного взірця розробленого первинного перетворювача

Результати апробації свідчать, що запропонований підхід дозволяє забезпечити прийнятну точність при порівняно незначних часових затратах, що не перевищують 0.5 с на вимірювання, на послідовні процедури

опрацювання ширококутових вимірювальних сигналів. Запропонований метод опрацювання сигналів було використано при розробці та впровадженні установки для перевірки, калібрування та атестації лічильників об'єму газу побутового типу. Зразкова установка ТЕМПО-3-МР [31], відповідає ДСТУ 3215, реалізує згадані операції, згідно ДСТУ 3383, на основі методу звіряння показів пристроїв, які повіряють, з показами відповідних робочих еталонних засобів.

З врахуванням того, що контроль витрати газу в таких установках реалізується шляхом підрахунку кількості одиничних імпульсів, які відповідають фіксованим дискретним об'ємам, з еталонного перетворювача, що є тривалою процедурою, особливо за малих величин витрат, то реалізація інформаційно-вимірювального каналу з ентропійним перетворювачем витрати, загальний вигляд та світлина якої подані на рис. 6.5 та 6.6, дозволить скоротити затрати часу при автоматичній стабілізації усталеного режиму на контрольній величині витрати.

В ході перевірки забезпечується можливість одночасної перевірки лічильників газу мембранного типу: G1.6 – G10 і автоматизованої перевірки лічильників роторного типу РЛ-2.5 (G2.5 РЛ), РЛ-4 (G4 РЛ), РЛ-6 (G6 РЛ), РЛ-10 (G10 РЛ). Крім того, можна одночасно перевіряти до 10 лічильників типу G1.6, G2.5, G4 і G6. Значення контрольного об'єму мембранних лічильників визначаються як різниця між кінцевими та початковими показами відповідних відлікових пристроїв. Для роторних перетворювачів 13 вимірянні значення визначаються за кількістю імпульсів, що з індуктивного давача, змонтованого на пристосуванні 12. В ході перевірки лічильників при величині витрати $0.2Q_{\max}$ використовують змінні сопла 28, які є в комплекті установки. Інформаційні сигнали, які отримуються від перетворювачів ЕЛГ та перетворювачів індуктивних безконтактних ДІБ, змонтованих під роторними лічильниками, перетворювачів температури і тиску, опрацьовуються за допомогою програмного забезпечення, розробленого у

відповідності до вимог нормативних документів на повірку побутових лічильників газу. Розраховані відповідно значення похибки кожного пристрою, для заданого набору об'ємних витрат, відображуються на екрані.

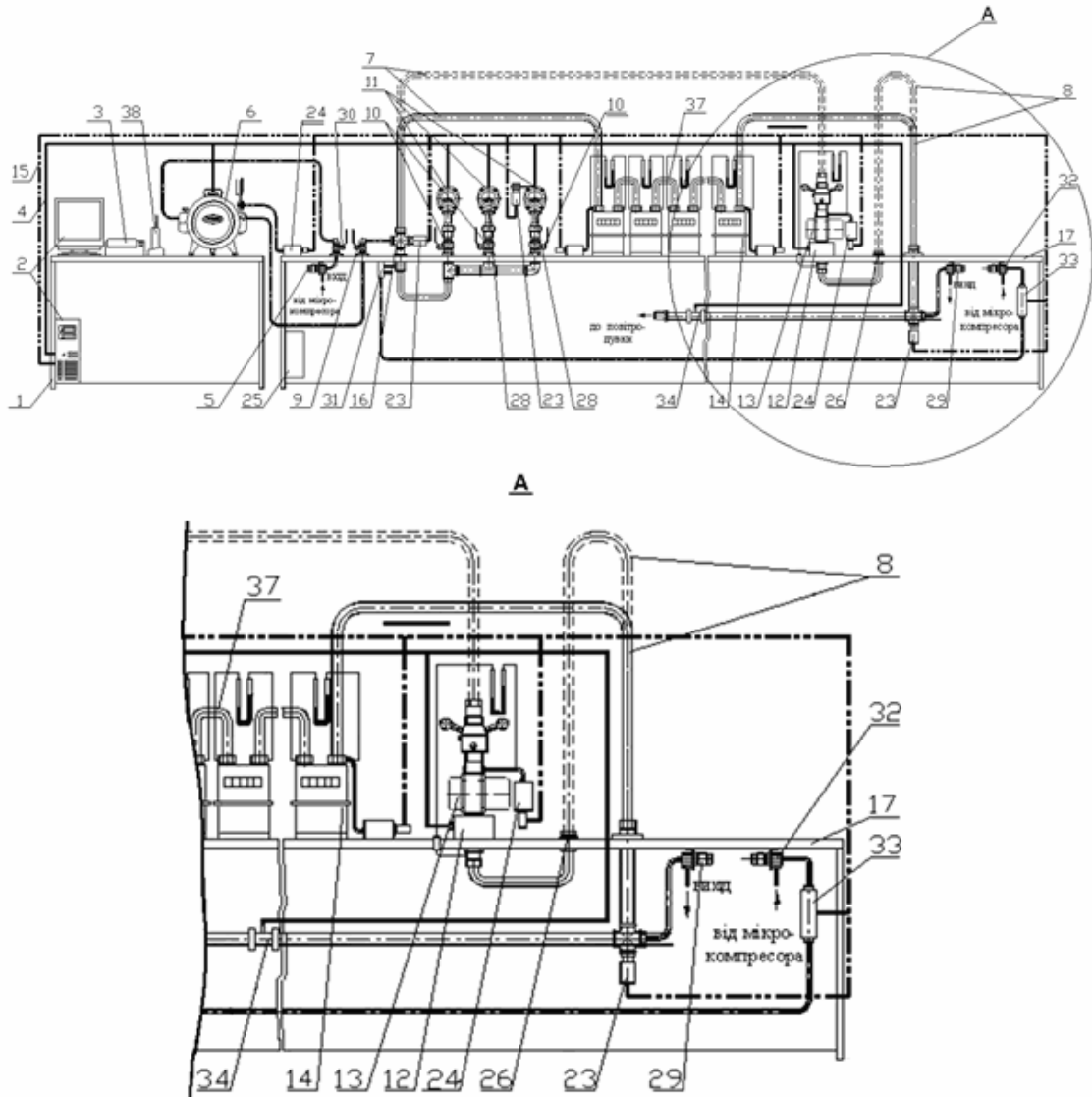


Рис. 6.5. Загальний вигляд інформаційно-вимірювальної системи стенду ТЕМПО-3-МР, де 1 – стіл комп'ютера, 2 – комп'ютер, 3 – принтер, 4 – лінії зв'язку ЕЛГ і роторного лічильника, який перевіряють, 5 – кран регулювання Q_{min} на вході ЕЛГ барабанного типу, 6 – ЕЛГ барабанного типу, 7 – вхідний трубопровід, 8 – вихідний трубопровід; 9, 10, 22, 30 – крани; 11 – ЕЛГ роторного типу, 12 – система кріплення роторних лічильників, 13 – роторний лічильник, який перевіряють; 14 – мембранні лічильники, які перевіряють, 15 – лінії зв'язку перетворювачів тиску, темп-тури і витрати; 16 – хрестовина,

17 – стенд перевірки перетворювачів газу; 23 – перетворювачі температури, 24 – перетворювачі тиску, 25 – комутаційний блок, 26 – штуцер, 28 – сопло, 29 – кран регулювання тиску малих витратах, 31 – клапан електромагнітний для лінії Q_{start} , 33 – перетворювач витрати в імпульси, 34 – перетворювач витрати за ентропійними оцінками шумів потоку, 37 – перехідний трубопровід, 38 – телекомунікаційний пристрій.

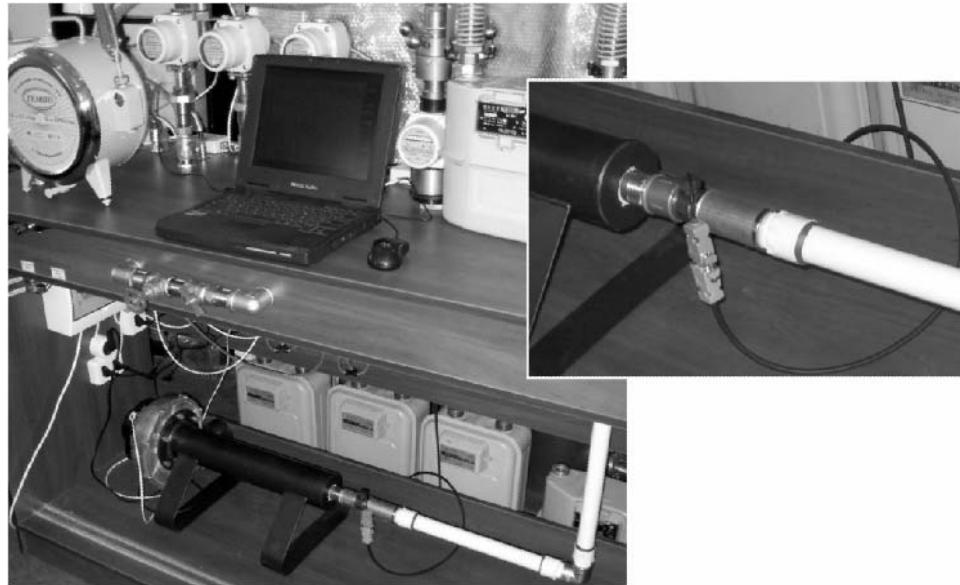


Рис. 6.6. Інформаційно-вимірвальна система вимірювання витрати газу з перетворювачем за ентропійними оцінками шумів потоку середовища на основі стенду ТЕМПО-3-МР

З огляду на те, що процес виходу на задані витрати середовища потребує непродуктивних затрат часу в області витрат до $5 \text{ м}^3/\text{год}$, розроблена комп'ютерна інформаційно-вимірвальна система на основі оцінювання ентропії шумів потоку середовища дозволяє забезпечити формування вимірвальної інформації з частотою 2 Гц і більше, вдвічі зменшуючи при цьому тривалість задавання повірочного параметру витрати для процедур калібрування, атестації та повірки.

Доцільно також зауважити, що оснащення первинних перетворювачів систем обліку та контролю споживання енергоносіїв компонентами реєстрації втручання магнітним полем є однією з актуальних задач, що

зумовлена появою у продажу відносно дешевих потужних неодимових магнітів, які здатні порушувати функціонування практично усіх складових частин згаданих пристроїв, зокрема підшипників, металічних зубчатих коліс, перетворювачів типу сухий контакт (геркони) і деталі з алюмінієвого сплаву, при обертанні яких виникають струми Фуко і, як наслідок, гальмівні зусилля.

Традиційно перетворювачі об'єму газу оснащені технологічними отворами для відбору тиску та встановлення термометра, лічильним механізмом, а також датчиком імпульсів низької частоти, зокрема перетворювач об'єму газу, що містить вимірювач з отворами для відбору тиску та встановлення термометра, лічильний механізм, а також датчик імпульсів низької частоти, що встановлений на лічильному механізмі і складається з двох датчиків (герконів): основного датчика імпульсів та контрольного магніточутливого датчика [302]. Недоліком такої реалізації є незахищеність від несанкціонованого магнітного втручання з напрямку бокових сторін вимірювача, де знаходяться ротори, а також з його протилежного торця, на якому розташовані синхронізуючі зубчасті колеса.

Таких недоліків позбавлений перетворювач, що містить вимірювач з отворами для відбору тиску та встановлення термометра, лічильний механізм, датчик імпульсів низької частоти та контрольний магніточутливий датчик, який розташовано у захисній гільзі з діамагнітного матеріалу, а гільза встановлена у один з отворів на корпусі вимірювача [303]. При роботі лічильника датчик імпульсів низької частоти та контрольний магніточутливий датчик приєднується до коректора, який здійснює облік газу з врахуванням тиску і температури, а також реєструє спроби несанкціонованої магнітної дії на лічильник. Недоліком такого способу контролю є необхідність підключення магніточутливого датчика до додаткового обладнання (коректора газу), без якого реєстрація магнітного впливу неможлива. З цієї причини вказана схема реєстрації магнітного впливу не може бути застосована для перетворювачів побутового типу.

Одним з варіантів вирішення описаної проблеми є реєстратор магнітного поля для промислових лічильників газу, який кріпиться до лічильника, магніточутливі елементи, що розміщені у гнучкій трубці, один кінець якої з'єднаний з реєстратором, а другий закріплюється на корпусі за допомогою фіксатора, що має автономне живлення і пам'ять для запису у архів сигналів про несанкціоновану магнітну дію на лічильник. В разі спроби несанкціонованого втручання магнітним полем відповідні магніточутливі елементи, що розміщені у гнучкій трубці, генерують сигнал, який фіксується в часі і записується у архів реєстратора. Інформація про втручання зчитується через реєстратор на переносний комп'ютер [304].

Недоліками цього цифрового пристрою є його складність і габаритність а також відсутність автономної індикації та необхідність підключення додаткового обладнання (переносного комп'ютера) для виявлення магнітного впливу на лічильник. Вказані недоліки не дозволяють застосувати цей реєстратор для побутових потреб.

З метою подолання недоліків, які притаманні розглянутим системам а також для забезпечення автономності і спрощення апаратної реалізації автором запропоновано і розроблено компактний цифровий пристрій з місцевою індикацією магнітного втручання без підключення додаткового обладнання [Пат. 68847 Україна, МПК(2012) G01F 15/00 G01F 3/00 G01R 33/02. Реєстратор магнітного поля для лічильників газу або води / Руденко М.В., Хохряков В.В., Мельничук С.І. (Україна). – заявка № u 2011 12300; заявл. 20.10.2011, опубл. 10.04.2012, Бюл. № 7.].

Такий технічний результат досягається тим, що у запропонованому реєстраторі магнітного поля, який містить корпус, що кріпиться до лічильника і пломбується, електронний блок з автономним живленням, що розташований у корпусі реєстратора, і магніточутливі елементи – магніточутливі елементи розміщені у корпусі реєстратора, на зовнішній стороні корпусу розташований світловий індикатор, а електронний блок містить

мікроконтролер, що при надходженні сигналу від магніточутливих сенсорів засвічує індикатор у двох режимах з візуально відмінною частотою пульсації: сторожовому – тривалість безперервного сигналу від сенсорів не перевищує встановленого контрольного часу, або у режимі реєстрації, якщо тривалість сигналу хоча б раз перевищила поріг часу фіксації [305, 306].

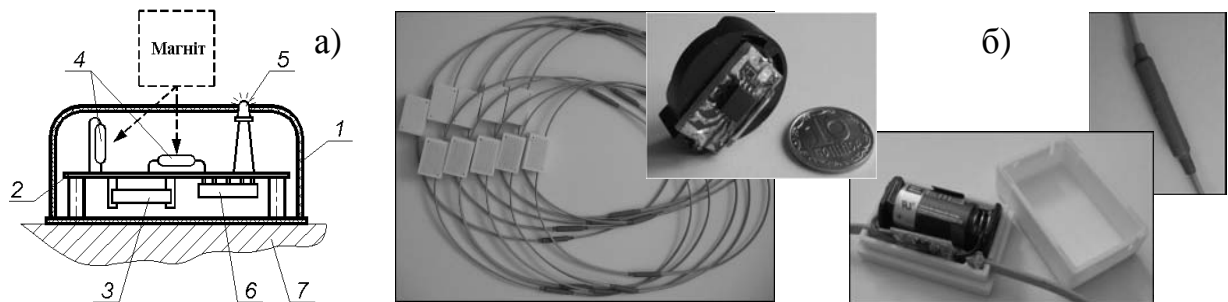


Рис. 6.7. Реєстратор магнітного поля для перетворювачів з магніточутливими конструктивними елементами а) конструкція; б) загальний вигляд

Реєстратор містить корпус 1, виготовлений з діамагнітного матеріалу (наприклад, пластмаси), у якому розміщені плата електронного блока 2 з автономним живленням (літієва батарея) 3, магніточутливі елементи (геркони) 4, світловий індикатор 5 і мікроконтролер 6. Суттєвою відмінністю запропонованого цифрового пристрою є розміщення магніточутливих сенсорів безпосередньо у корпусі, завдяки чому забезпечується простота і компактність конструкції. Іншою суттєвою відмінністю реалізованого цифрового пристрою є наявність світлового індикатора 5, розташованого на зовнішній стороні корпусу 1, і мікроконтролера 6, який запрограмований так, що при надходженні сигналу від магніточутливих елементів засвічує індикатор 5 у двох режимах з візуально відмінною частотою пульсації: сторожовому режимі, якщо тривалість безперервного сигналу від магніточутливих елементів не перевищує встановленого контрольного часу, або у режимі реєстрації, якщо тривалість сигналу хоча б раз перевищила цей час. Завдяки цьому забезпечується автономна індикація магнітного впливу на перетворювач без підключення до реєстратора чи додаткового обладнання.

6.2. Синтез алгоритмічних та програмних рішень цифрового опрацювання сигналів зі змінною інформаційною ентропією вимірювального каналу витрати

Реалізацію програмного забезпечення інформаційно-вимірювальної системи витратити газових середовищ цифровою системою на базі ентропійного перетворювача здійснено на основі розробленого пакету функцій, що забезпечують зчитування і обробку випадкових широкосмугових сигналів, стохастичних пульсацій тикку, які зумовлені переміщенням контрольованого середовища.

Традиційно, розрахунок оцінок ентропії проводиться за інформаційними мірами (1.18-1.26), розглянувши які можна відзначити, що елементом, який потребує найбільше обчислювальних ресурсів є функція логарифму, оскільки її розрахунок ґрунтується на ітераційному процесі розкладу в ряд Тейлора [194, 229]:

$$\ln(1+x) = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{3} - \dots = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n \cdot x^{n+1}}{n+1} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(-1)^{n+1} \cdot x^n}{n} \quad (6.1)$$

для усіх $|x| < 1$.

Однією з неприйнятних особливостей такої реалізації є суттєве зростання необхідної кількості обчислень членів коли $x \rightarrow 0$. Результати підрахунку необхідної кількості математичних операцій (додавання, віднімання, множення та ділення) [307], які необхідно виконати в ході обчислення логарифму для діапазону від 1 до 0, що представляє ймовірності появи відповідних станів випадкового сигналу, подано на рис.6.8.

Як можна побачити, при наближенні ймовірності появи можливого стану сигналу до 0 кількість операцій, які необхідно провести для обчислення оцінки інформаційної ентропії з використанням ряду Телора зростає непропорційно, що практично ускладнює ефективну апаратну чи програмну реалізацію.

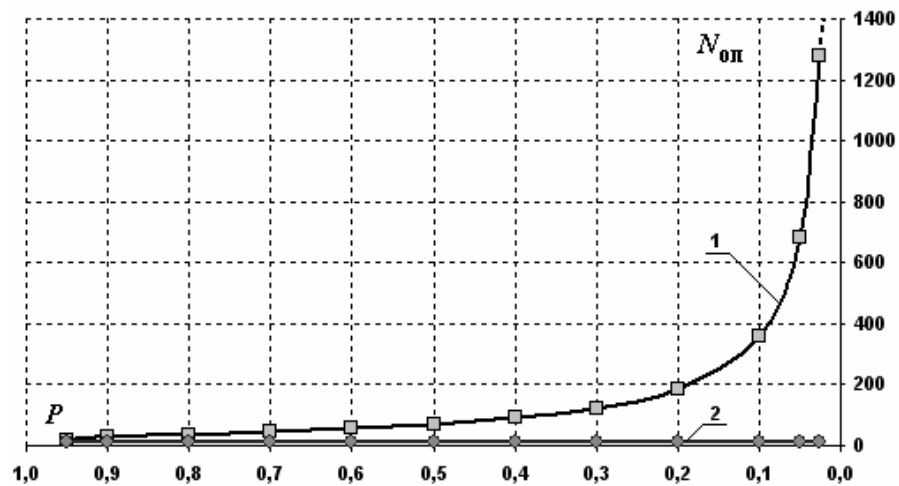


Рис. 6.8. Залежність кількості математичних операцій від значення ймовірності появи станів при розрахунку логарифма за: 1 – розкладом в ряд Тейлора, 2 - системою степеневих функцій

В такій ситуації, одним із шляхів оптимізації є відмова від здійснення розрахунків, які реалізуються на основі ряду Тейлора, що неминуче приведе до втрати точності. Оскільки ймовірність появи окремих станів r_i опрацьовуваного сигналу охоплює інтервал $[0,1]$ то графічна інтерпретація для складових інформаційної міри (1.18) $p(r_i) \cdot \log_2 p(r_i)$ матиме такий вигляд, рис.6.9.

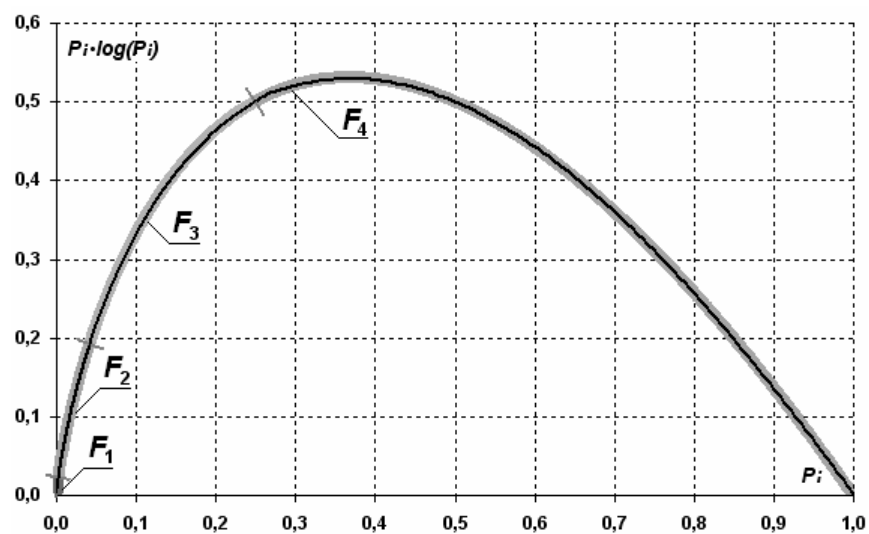


Рис. 6.9. Зміна $p(r_i) \cdot \log_2 p(r_i)$ інформаційної міри (1.18) при зміні $p(r_i)$ з розділенням на чотири фрагменти

На основі проведеного аналізу встановлено, що одним із найпростіших варіантів заміни складової $p(r_i) \cdot \log_2 p(r_i)$ інформаційної міри К.Шеннона для обчислення оцінок ентропії є використання системи степеневих функцій з нерівномірним розділенням інтервалу $[0,1]$:

$$\begin{cases} 0.0000 \leq P_i \leq 0.0030; & F_1(P_i) \\ 0.0030 < P_i \leq 0.0445; & F_2(P_i) \\ 0.0445 < P_i \leq 0.2550; & F_3(P_i) \\ 0.2550 < P_i \leq 1.0000; & F_4(P_i) \end{cases} \quad (6.2)$$

де: $F_1(P_i) = 332272.3468 \cdot P_i^3 - 2068.47238 \cdot P_i^2 + 11.73700 \cdot P_i + 0.00002$;

$$F_2(P_i) = 651.89677 \cdot P_i^3 - 81.79213 \cdot P_i^2 + 6.70684 \cdot P_i + 0.00002$$
;

$$F_3(P_i) = 13.15949 \cdot P_i^3 - 11.14588 \cdot P_i^2 + 3.74297 \cdot P_i + 0.05596$$
;

$$F_4(P_i) = 0.69757 \cdot P_i^3 - 2.52898 \cdot P_i^2 + 1.57670 \cdot P_i + 0.25690$$
.

З метою оцінювання величини абсолютної похибки розрахунку проведено імітаційне моделювання з використанням системи (6.2) та аналітичного виразу (6.1) в якості еталонного, результати якого подано на рис.6.10.

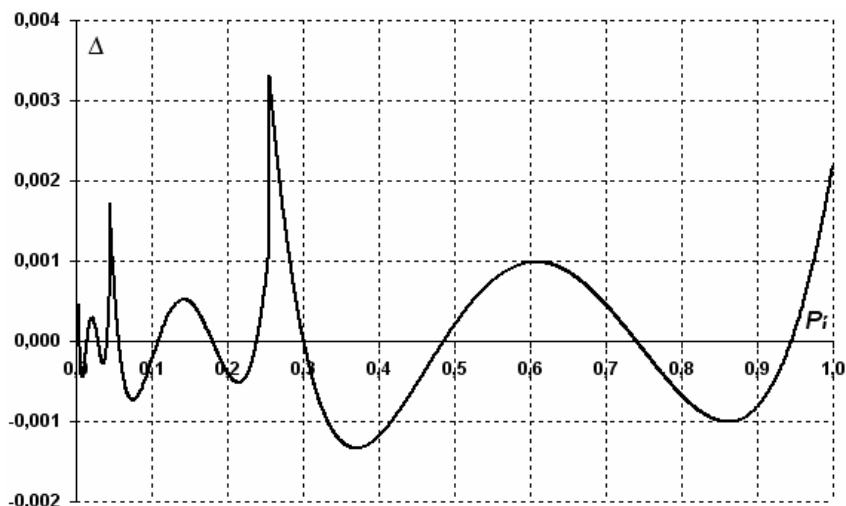


Рис.6.10. Абсолютна похибка розрахунку інформаційної ентропії на основі системи степеневих функцій (6.2)

За результатами проведеного дослідження можна зробити висновок, що реалізований аналітичний опис (6.2) забезпечує абсолютну похибку обчислення практично на порядок більшу по відношенню до флуктуації, що спостерігається в околі усередненого значення оцінок ентропії відповідних інформаційних ознак, див. розділ.2.4.

Слід зазначити, що використання таблично-аналітичного методу обчислення потребує додаткових затрат пам'яті для збереження коефіцієнтів степеневих функцій, що фактично можна розглядати як аналог збереження форми сигналу при кореляційному опрацюванні і потребує проведення порівняльної оцінки таких затрат. Для представлення дробових чисел, як у програмних реалізаціях арифметичних дій, так і в багатьох апаратних (CPU та FPU) реалізаціях, широко використовують розповсюджений стандарт формату представлення чисел з плаваючою комою IEEE 754 [308 - 310]. Таким чином, згідно наявних форматів даних мови програмування C++, для зберігання згаданих коефіцієнтів можна використати тип float (діапазон значень від $3.4E-38$ до $3.4E+38$, 32 біти на число), а для зберігання амплітудних значень форми сигналу, що отримується з 16-ти розрядного АЦП – тип short int (діапазон значень від -32768 до 32767, 16 біт на число). Крім того, при реалізації традиційного кореляційного опрацювання, амплітуди сигналів, в наслідок операцій центрування та приведення діапазону значень до ± 1 , необхідно подавати з використанням типу float. Отже, для обґрунтованого в 3.5 розміру вибірки сигналу $n = 105$, зберігання еталонних форм з використанням типу short int та float потребує відповідно 1680 та 3360 біт. Для зберігання 16-ти коефіцієнтів виразу (6.2) затрати пам'яті складатимуть 512 біт, що складає 30.3% та 15.2% від об'ємів необхідних для зберігання еталонних сигналів з використанням short int та float відповідно.

Зменшення абсолютної похибки обчислення досягається шляхом збільшення кількості фрагментів та степеня функцій системи, рис.6.11.

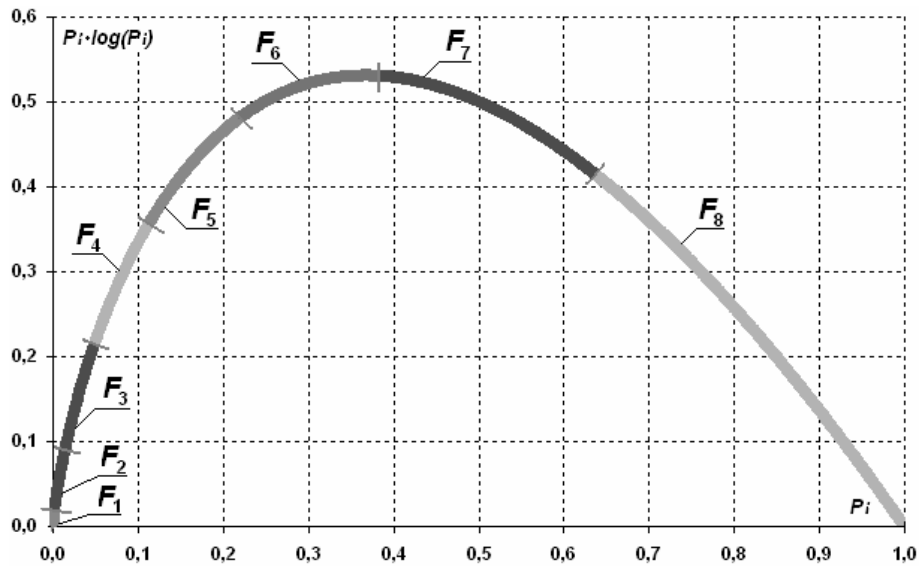


Рис. 6.11. Зміна $p(r_i) \cdot \log_2 p(r_i)$ інформаційної міри (1.18) при зміні $p(r_i)$ з розділенням на вісім фрагментів

$$\left\{ \begin{array}{l} 0.0000 \leq P_i \leq 0.0025; \quad F_1(P_i) \\ 0.0025 < P_i \leq 0.0155; \quad F_2(P_i) \\ 0.0155 < P_i \leq 0.5000; \quad F_3(P_i) \\ 0.5000 < P_i \leq 0.1150; \quad F_4(P_i) \\ 0.1150 < P_i \leq 0.2240; \quad F_5(P_i) \\ 0.2240 < P_i \leq 0.3895; \quad F_6(P_i) \\ 0.3895 < P_i \leq 0.6410; \quad F_7(P_i) \\ 0.6410 < P_i \leq 1.0000; \quad F_8(P_i) \end{array} \right. \quad (6.3)$$

де:

$$\begin{aligned} F_1(P_i) &= -186569246.460937 \cdot P_i^4 + 1265118.366985 \cdot P_i^3 - \\ &\quad - 3501.057660 \cdot P_i^2 + 12.403319 \cdot P_i + 0.000002; \\ F_2(P_i) &= -239489.921162 \cdot P_i^4 + 1234.313603 \cdot P_i^3 - \\ &\quad - 295.789851 \cdot P_i^2 + 8.368012 \cdot P_i + 0.002379; \\ F_3(P_i) &= -4061.107343 \cdot P_i^4 + 780.766753 \cdot P_i^3 - \\ &\quad - 72.532461 \cdot P_i^2 + 6.297200 \cdot P_i + 0.010342; \\ F_4(P_i) &= -234.353792 \cdot P_i^4 + 114.664654 \cdot P_i^3 - \\ &\quad - 27.545219 \cdot P_i^2 + 4.886321 \cdot P_i + 0.027784; \\ F_5(P_i) &= -26.183010 \cdot P_i^4 + 26.426930 \cdot P_i^3 - \\ &\quad - 13.178840 \cdot P_i^2 + 3.817640 \cdot P_i + 0.058489; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 F_6(P_i) &= -4.338916 \cdot P_i^4 + 7.943741 \cdot P_i^3 - \\
 &\quad - 7.211768 \cdot P_i^2 + 2.945031 \cdot P_i + 0.107304; \\
 F_7(P_i) &= 0.908594 \cdot P_i^4 + 2.796879 \cdot P_i^3 - \\
 &\quad - 4.275817 \cdot P_i^2 + 2.189704 \cdot P_i + 0.181280; \\
 F_8(P_i) &= -0.223510 \cdot P_i^4 + 1.096563 \cdot P_i^3 - \\
 &\quad - 2.675455 \cdot P_i^2 + 1.512272 \cdot P_i + 0.290126;
 \end{aligned}$$

Результати оцінювання величини абсолютної похибки розрахунку отримані шляхом імітаційного моделювання з використанням системи (6.3) та аналітичного виразу (6.1) в якості еталонного, подано на рис.6.12.

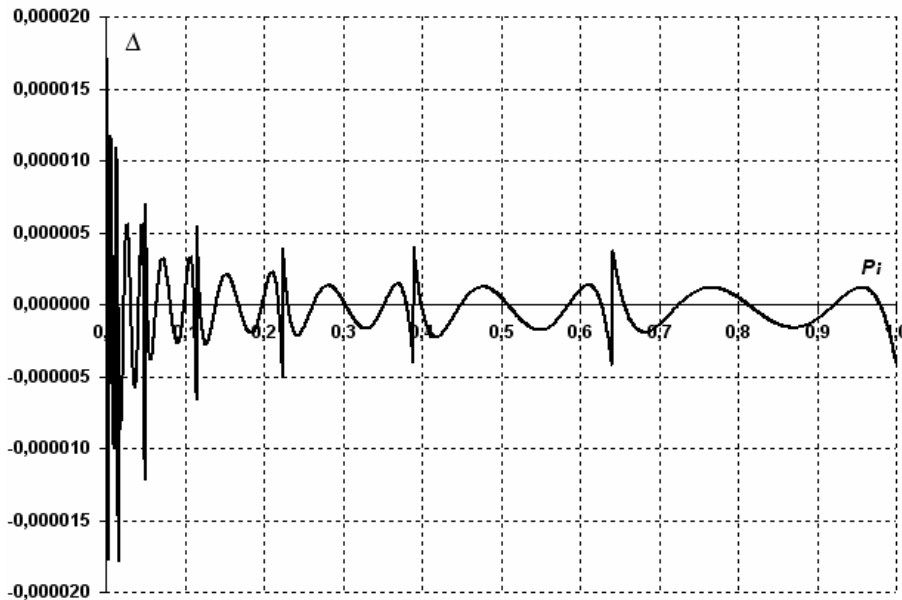


Рис.6.12. Абсолютна похибка розрахунку інформаційної ентропії на основі системи степеневих функцій (6.3)

Отриманий аналітичний опис (6.3) дозволяє забезпечити абсолютну похибку обчислення практично на два порядки меншу по відношенню до флуктуації, що спостерігається в околі усередненого значення оцінок ентропії відповідних інформаційних ознак випадкових широкополосових сигналів.

Блок-схему реалізації відповідного алгоритму опрацювання подано на рис.6.13.

Для зберігання 40-ка коефіцієнтів виразу (6.3) затрати пам'яті складатимуть 1280 біт, що складає 76.2% та 38.1% від об'ємів необхідних для зберігання еталонних сигналів з використанням short int та float відповідно.

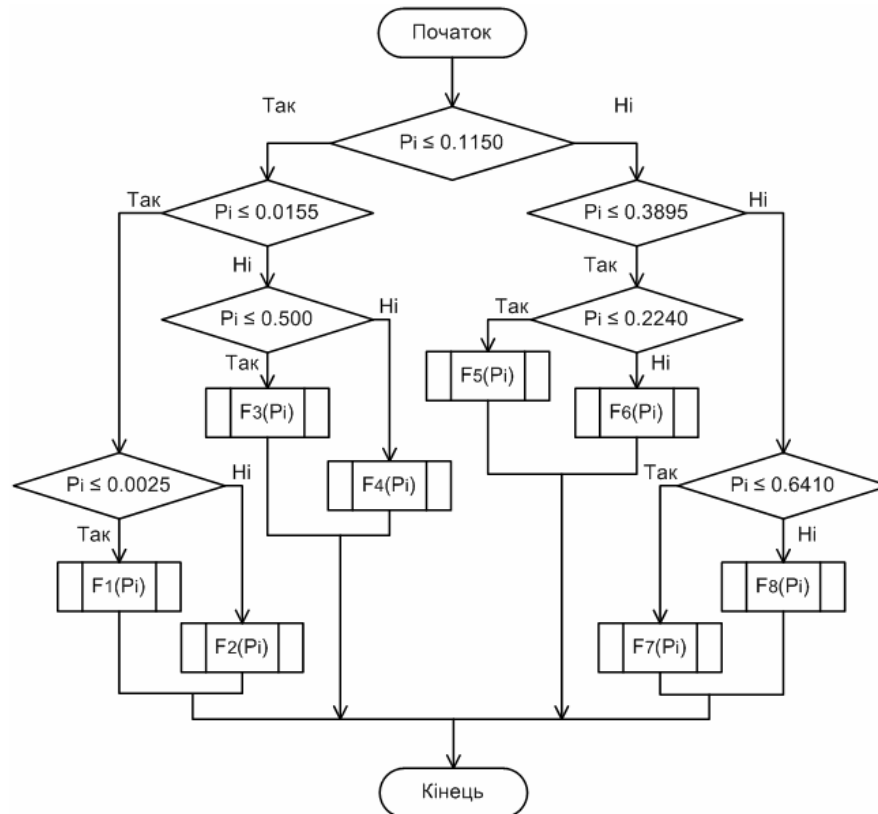


Рис.6.13. Блок-схема алгоритму обчислення оцінок інформаційної ентропії на основі системи степеневих функцій (6.3)

При реалізації обчислень за розробленими алгоритмами, див.рис.6.13, виникає необхідність виконання трьох операцій порівняння відповідно, проте реалізації деревоподібної структури забезпечує суттєве зниження обчислювальних затрат. Результати дослідження зміни кількості операцій від значення ймовірності появи станів при розрахунку логарифма за (6.3) подано на рис.6.8, крива 2. Фактично при зменшенні $p(r_i)$ кількість операцій не змінюється, що при наближенні до нульових значень забезпечує зменшення на два порядки порівняно з використанням традиційного (6.1) підходу.

На основі результатів проведених досліджень здійснено розробку відповідного програмного забезпечення розрахунку витрати вимірювального

середовища (газу) за оцінками інформаційної ентропії послідовних фрагментів шумів потоку. Програмні модулі реалізовані мовою програмування C++ [308 - 310], що є одним з найбільш поширених засобів об'єкто-орієнтованого програмування і дозволяє розробляти програми, ефективні за об'ємом коду та швидкості виконання. Крім того наявність готових GUI компонентів дає змогу реалізувати зручний інтерфейс користувача в поєднанні з функціональністю і повнотою використання наявних обчислювальних ресурсів.

Розроблена програма, див. додаток Ж, складається з кількох функціональних модулів, які забезпечують опрацювання сигналів в режимі поточного вимірювання, моніторингу вимірювального параметру і в режимі опрацювання попередньо збережених даних. Передбачено подання результатів у графічному вигляді та збереження даних моніторингу у файл з можливістю подальшого імпортування в інші програмні комплекси опрацювання даних.

В режимі поточного вимірювання сигнали з первинного перетворювача відображаються у вікні амплітуд, після чого фрагментуються в послідовні пакети фіксованої довжини, за якими здійснюється розрахунок оцінок інформаційної ентропії з подальшим перерахунком витрати, рис. 6.14.

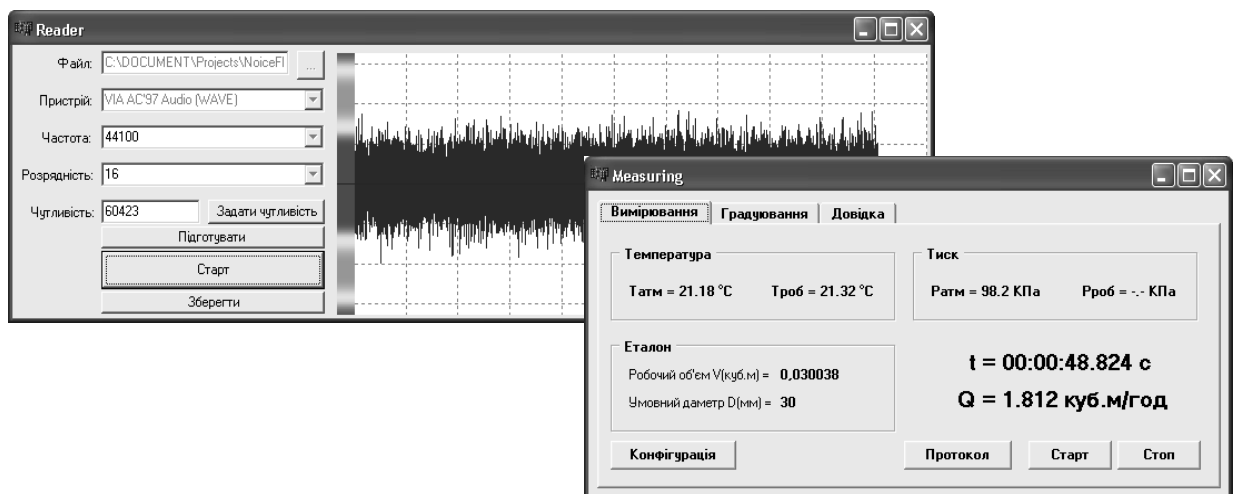


Рис. 6.14. Загальний вигляд інтерфейсу користувача в режимі поточного вимірювання

В режимі моніторингу передбачено збереження отриманих з первинного перетворювача амплітуд вимірювальних сигналів у файл, ім'я якого можна задати, вибравши функціональну кнопку “Зберегти”. Для обох режимів передбачено можливість налаштування апаратної частини комп'ютера у відповідності до потреб, зокрема (рис. 6.14): встановлення частоти дискретизації АЦП: 1025, 22050, 44100 Гц; задання розрядності АЦП: 8, 12, 16 біт; задання чутливості первинного перетворювача, кнопка “Задати чутливість”.

З огляду на функціональні задачі еталонних систем, програмний комплекс дозволяє проводити дослідження характеристик перетворювачів та інформаційно-вимірювальних систем, тут передбачено окремий функціональний модуль одночасного опрацювання кількох інформаційних масивів сигналів. Зокрема, допускається одночасно зчитати до восьми включно інформаційних файлів включно, що здійснюється за допомогою відповідних функціональних кнопок, рис. 6.15.

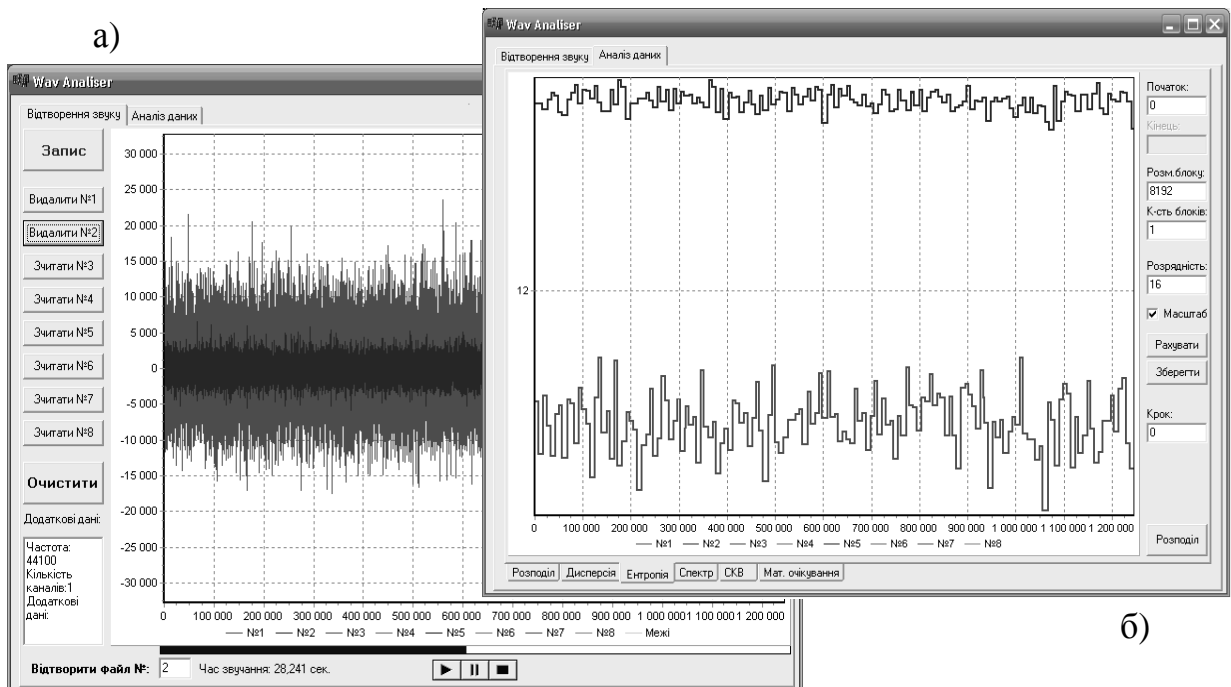


Рис. 6.15. Загальний вигляд інтерфейсу користувача в режимі а) зчитування, б) опрацювання та аналізу статистичних характеристик широкосмугових вимірювальних сигналів зі змінною ентропією

Крім того, надається можливість масштабування як для окремого, так і для групи сигналів. Іншою особливістю розробленого програмного забезпечення є наявність інструментів аналізу даних, отриманих на етапі моніторингу чи вимірювання, рис. 6.15б, вкладка “Аналіз даних”. В цій частині програми реалізовано розрахунок і відображення розподілу амплітуд вимірювального сигналу, зміни оцінок дисперсії, ентропії, СКВ та математичного сподівання а також розрахунок спектральних характеристик.

Для проведення розрахунку оцінок ентропії необхідно також задати додаткові параметри: розмір фрагменту раніше записаного wav-файлу, у відліках, за яким буде реалізовано розрахунок оцінок ентропії; кількість послідовних блоків, за якими буде проведено розрахунок оцінок ентропії;

Результати розрахунку оцінок ентропії подано на рис. 6.15б. Крім того, в програмі передбачена можливість візуалізації розподілу статистичних оцінок вимірювального параметру. Такий підхід дозволяє проводити дослідження і ґрунтовний аналіз основних статистичних характеристик вимірювальних даних як для запропонованого пристрою так і для інших первинних перетворювачів, що забезпечить розширений аналіз параметрів їх функціонування. Для збереження даних в файл послуговує кнопка “Зберегти”. Кнопка “Розподіл” реалізує відображення розподілу ентропійних оцінок у графічному вигляді з можливістю зміни масштабу та показує числові значення статистичних оцінок.

Отже реалізоване програмне забезпечення дає можливість оперативно, точно і надійно здійснювати контроль поточної витрати установки контролю метрологічних характеристик побутових лічильників газу мембранного і роторного типів а також характеризується розширеними функціональними можливостями, які дозволяють провести усесторонній статистичний аналіз, зокрема імовірнісний, сигналів первинних перетворювачів, які перевіряють на еталонній повір очній установці.

6.3. Розробка схемотехнічних та алгоритмічних рішень цифрових пристроїв формування і опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

6.3.1. Схемотехнічні рішення компонентів формування випадкових сигналів та їх ентропійної маніпуляції

Розробка комп'ютерних систем [311] телесигналізації та контролю критичних параметрів об'єктів для промислового та побутового секторів ускладнено відсутністю інтегрованих комунікаційних каналів у засобах диктування чи перетворювачах та територіальною віддаленістю ділянок контролю [312 - 314]. Одним з ефективних рішень, в такій ситуації, є використання цифрових засобів, які забезпечують перетворення дискретних сигналів повідомлення з подальшим формуванням сигналів каналного рівня передачі даних. З метою розширення функціональних можливостей таких цифрових засобів організації обміну даними, на основі запропонованого методу (див. розділ 3), розроблено структуру спецпроцесора (СП) функцій формування та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, рис. 6.16.

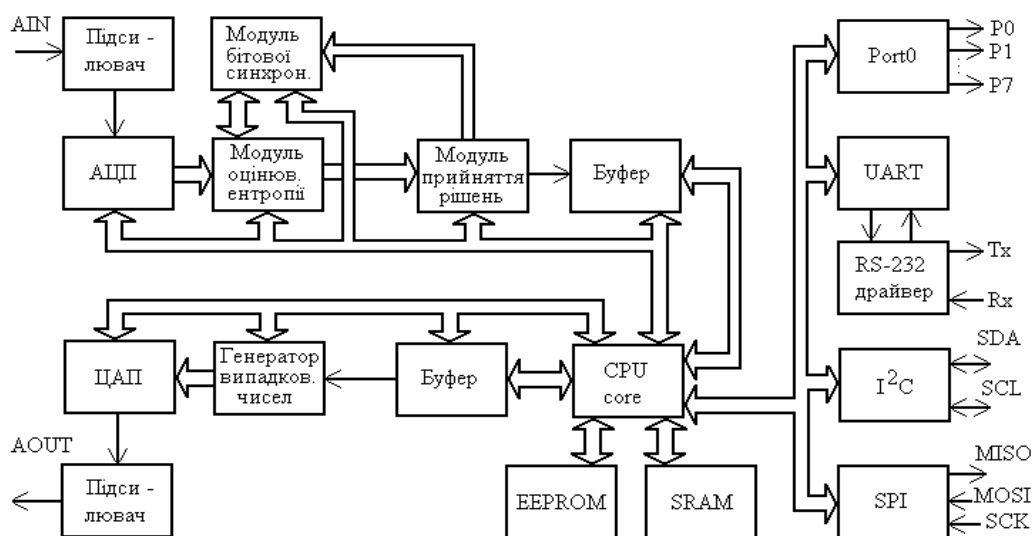


Рис. 6.16. Структура СП формування та опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Компонентна реалізація СП включає обчислювальне ядро, статичну оперативну пам'ять, програмовану енергонезалежну пам'ять, АЦП та ЦАП з підсилювачами сигналів, універсальний цифровий 8-ми розрядний порт, порт RS-232 з драйвером рівнів напруги для комунікації з комп'ютером, порт I²S для управління синтезатором частот, інтерфейс SPI інтерфейс для внутрішньо-системного програмування, генератор тактових імпульсів, а також окремі модулі керування живленням цифрової і аналогової частини. Крім того спецпроцесор оснащений спеціалізованими компонентами, зокрема буфери, апаратний модуль оцінювання інформаційної ентропії, модулі прийняття рішень і управління бітовою синхронізацією, а також генератор випадкових чисел. Модуль оцінювання інформаційної ентропії ґрунтується на матриці лічильників, причому інкрементування відповідної комірки відбувається через сигнал дешифратора на вхід якого подається цифрове значення амплітуди сигналу, структурну схему подано на рис.6.17.

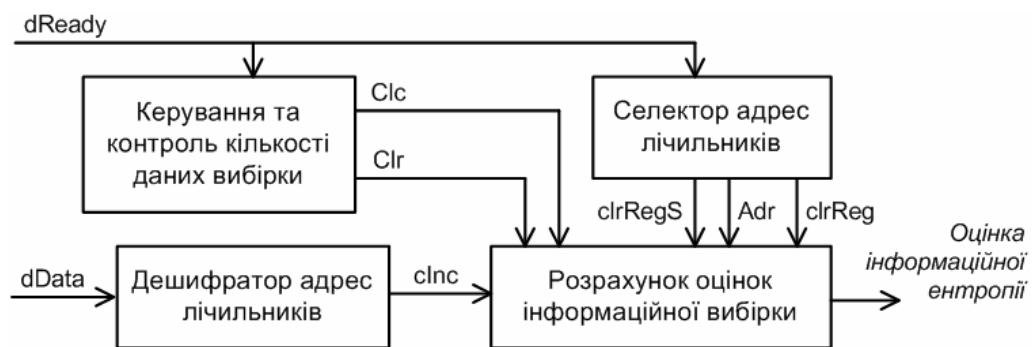


Рис. 6.17. Структурна схема модуля оцінювання інформаційної ентропії.

Розробка та реалізація модуля оцінювання інформаційної ентропії, див.рис.6.17, проведена на основі технології цифрових програмованих логічних інтегральних схем (ПЛІС) Altera середовище автоматизованого проектування Quartus II, зокрема використано ПЛІС MAX3000A [314].

Опис логіки функціонування блоку керування та контролю кількості даних вибірки реалізовано на мові AlteraHDL, див.рис.6.18. Дешифратор адрес лічильників, що забезпечує формування одиничного логічного сигналу на відповідному лічильнику реалізовано на основі типової схеми.

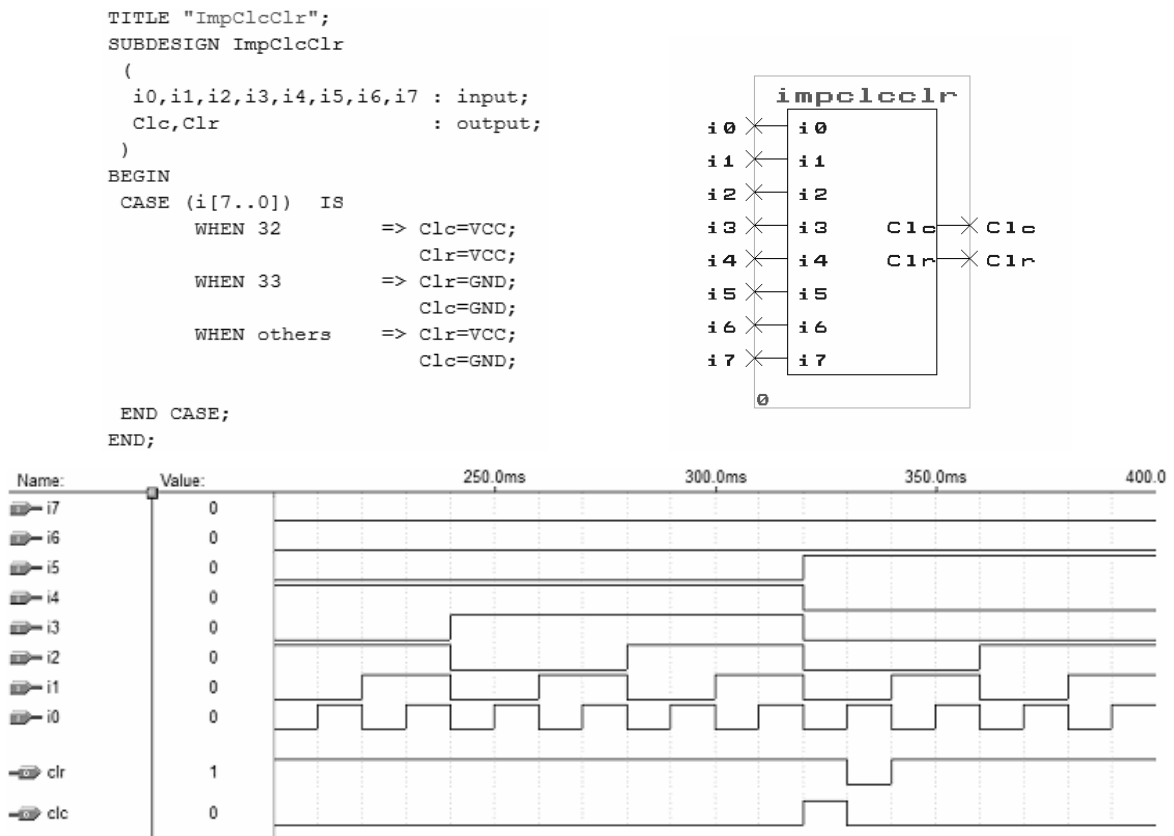


Рис. 6.18. Опис логіки, графічне позначення та результати функціонального моделювання блоку керування та контролю кількості даних вибірки.

Селектор адрес лічильників, який реалізує почерговий вибір даних, кількості наявних станів сигналу по кожному з можливих станів, після завершення перебору, на виході QE формує логічну 1, яка інвертується формує логічний 0, скидає і повторно запускає лічильник. Схемотехнічне рішення та результати функціонального моделювання подано на рис.6.19.

Обчислювальний компонент розрахунку оцінок інформаційної ентропії PLP1000 використовується для розрахунку $p(r_i) \cdot \log_2 p(r_i)$ вхідного бінарного 8-ми розрядного числа, що представляє імовірності появи відповідного стану. Реалізація табличної структури передбачає, що до кожному числу відповідає пораховане значення $p(r_i) \cdot \log_2 p(r_i)$. Для переходу до цілочисельних обчислень та спрощення оперування даними розраховані величини помножено на 10^6 . Перетворення відбуватиметься тільки за наявності сигналі дозволу на вході Enable, рис.6.19, додаток Л.

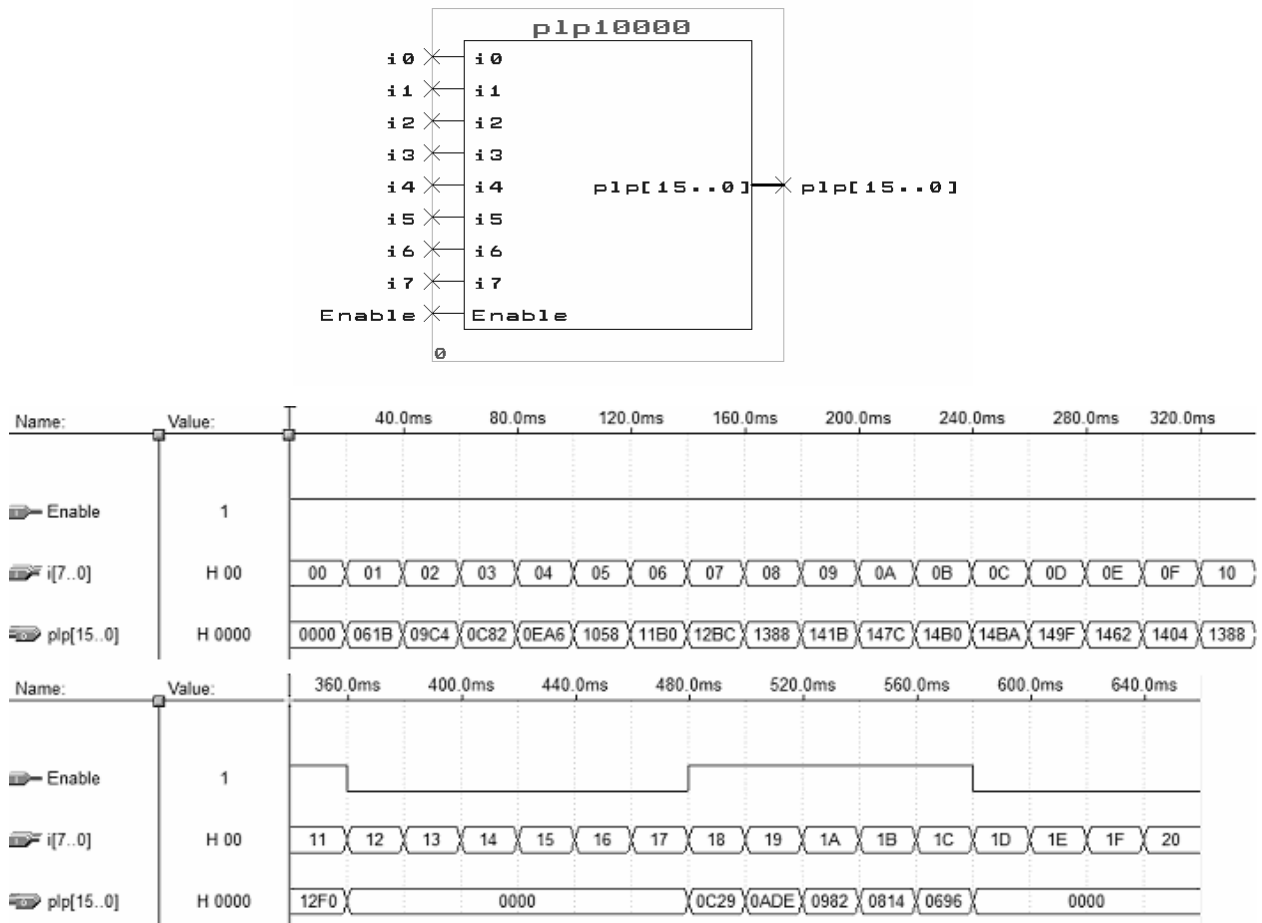


Рис. 6.19. Схема та результати функціонального моделювання PLP10000.

У блоці дешифратора адрес всі виходи лічильників QA, QB, QC, QD, QE, QF, QG, QH подаються на регістри, на перший регістр поступають дані з перших виходів усіх лічильників. На другий – з других виходів і т. д.. Дані запам'ятовуються в регістрах до того часу, поки на вхід CLR_N не поступить імпульс з блоку генерування адрес, за яким очистяться дані з регістрів.

Дані з регістрів подаються на мультиплексори, на виході яких отримується число з лічильника, адреса якого подана з блоку генерування адрес. Після цього дані з них порівнюються з оцінками ентропії у PLP10000. Результат отримується в наслідок накопичення розрахованих оцінок ентропії за допомогою суматора та проміжного регістра пам'яті. Для очищення регістрів, які запам'ятовують дані з лічильників використовується сигнал ClrReg, який формується в наслідок подання на елемент HEI2 інвертованого сигналу Cls та імпульсу, який скидає лічильник після переповнення.

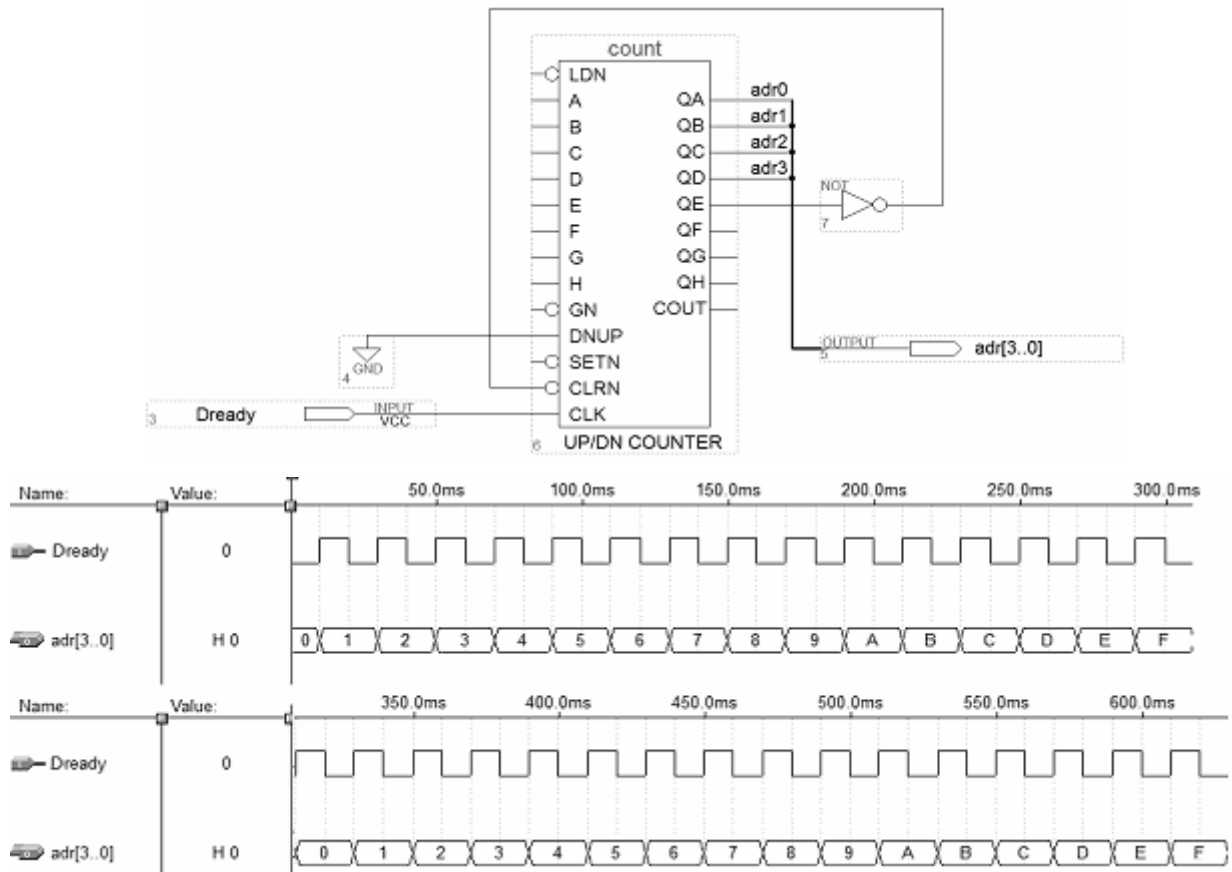


Рис. 6.20. Схема та результати функціонального моделювання блоку дешифратора адрес лічильників.

Застосування такого методу пов'язано з тим, щоб запобігти повторному сумуванню результатів, оскільки вибірка чисел опрацьовується за меншу кількість тактових імпульсів, що надходять з лінії dReady.

Схемотехнічне рішення та фрагменти результатів функціонального моделювання розробленого блоку розрахунку оцінок інформаційної ентропії подано на рис.6.21.

Результати перевірки абсолютної похибки розрахунку результатів оцінювання інформаційної ентропії отриманих на основі функціонального моделювання розробленого модуля спец процесора, див.рис.6.21, подано на рис 6.22. Слід зазначити, що еталонні (істинні) значення визначались шляхом розрахунку, який ґрунтується на ітераційному процесі розкладу в ряд Тейлора, розділ 6.4.

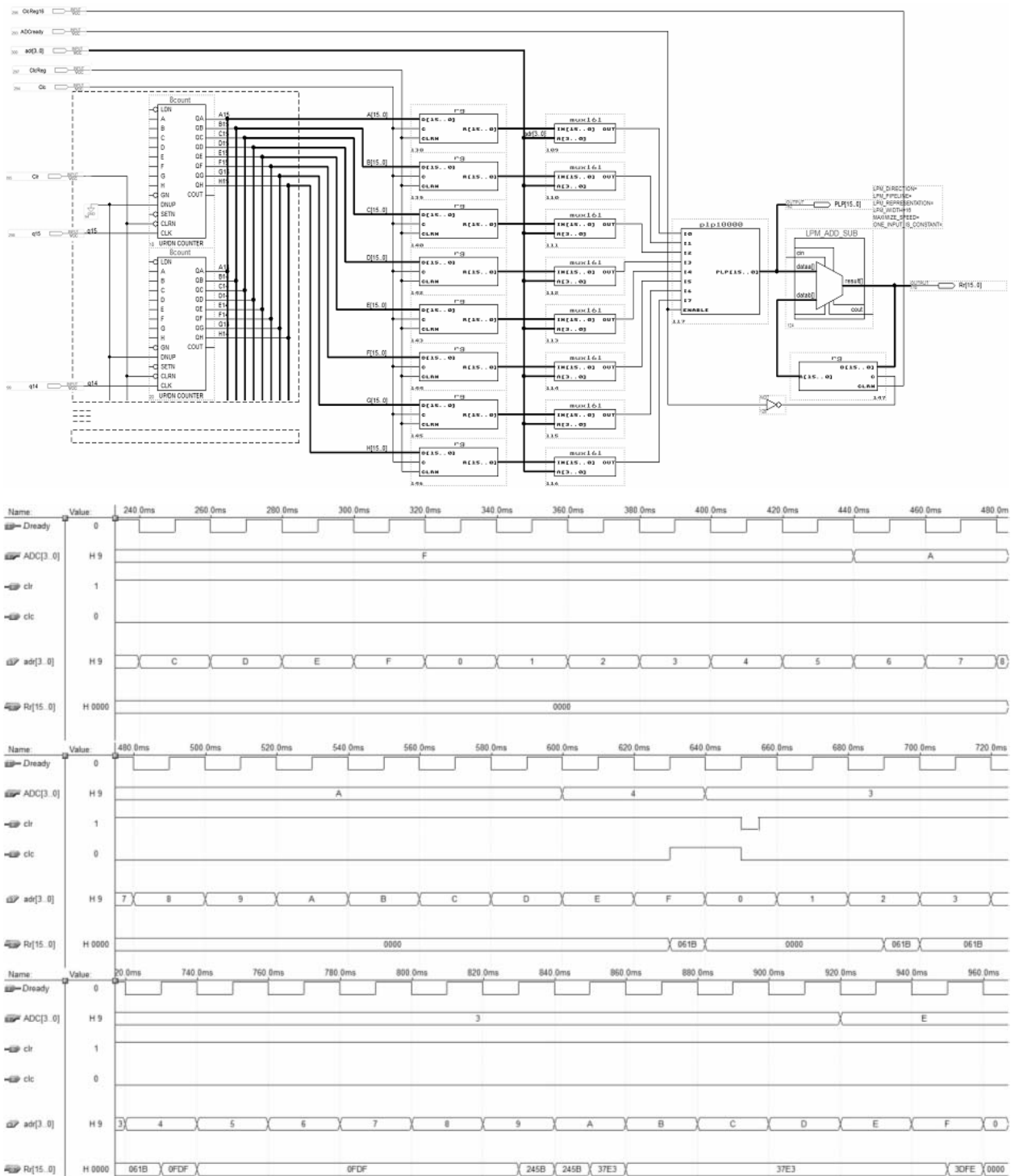


Рис. 6.21. Схема та результати функціонального моделювання блоку модуля оцінювання інформаційної ентропії.

За результатами інструментального моделювання середовища автоматизованого проектування Quartus II встановлено, що абсолютна збіжність результатів розрахунку оцінок інформаційної ентропії забезпечується при частоті тактових імпульсів, що не перевищує 0.24ГГц.

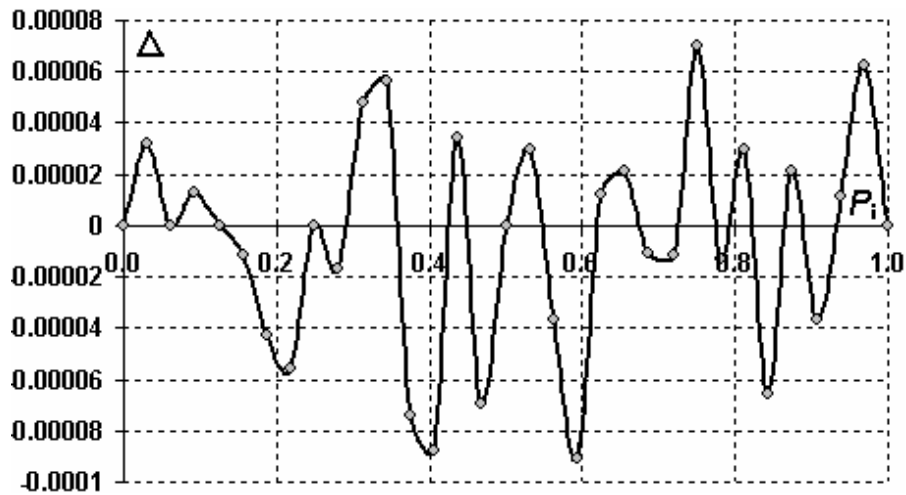


Рис.6.22. Абсолютна похибка розрахунку інформаційної ентропії реалізовано цифрового блоку

На основі аналізу запропонованої структури СП та функціональних можливостей сучасних мікроконтролерів [315 - 318], розглянуто можливість розробки пристрою цифрового формування та опрацювання сигналів не тільки як спеціалізованої мікросхеми, а також і на базі універсальних мікроконтролерів (МК). Традиційно, сучасні МК включають практично усі необхідні компоненти для реалізації, а відсутні спеціалізовані функції порівняно нескладно реалізувати програмно [319]. Структурну схему розробленого пристрою формування широкосмугових сигналів з маніпульованою ентропією на основі МК подано на рис. 6.23.

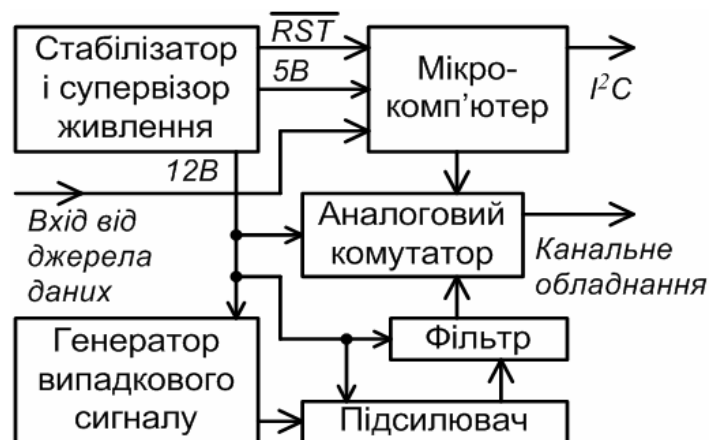


Рис. 6.23. Структурна схема комунікаційного пристрою формування сигналів

Таким чином, дискретне інформаційне повідомлення подається до каналного процесора, реалізованого на основі МК, що виконує функції: аналізу даних і прийняття рішення щодо їх передачі, форматування повідомлення в пакет, підготовка фрейму каналного рівня, інкапсуляції пакету даних у фрейм каналного рівня, керування каналним обладнанням і відпрацювання процедури формування сигналів фізичного рівня.

Бітові елементи повідомлення, сформовані каналним процесором, використовуються для керування аналоговим комутатором та надходять на його керуючий вхід.

Підсилений до необхідного рівня неперервний випадковий сигнал через смуговий фільтр подається на сигнальний вхід комутатора. В результаті, розроблений цифровий пристрій реалізує один з найпростіших способів формування широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, в якому один зі станів бінарного символу повідомлення – це реалізація випадкового сигналу, а інший – пауза.

На основі структурної схеми, рис.6.23, розроблено схему електричну принципову пристрою формування сигналів з маніпульованою ентропією, що потребує генератора широкосмугового сигналу, який реалізується як цифровими так і аналоговими способами. На рис. 6.24 подано схему генератора [320], яка менш чутлива до зовнішніх впливів [321], джерелом сигналу тут є діод Зенера, сформований випадковий сигнал у вигляді струму подається в базу транзистора увімкненого за схемою із спільним емітером.

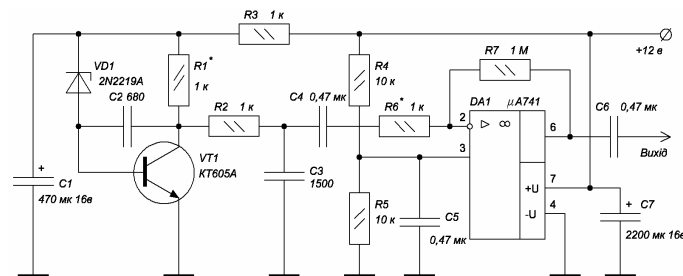


Рис. 6.24. Генератор випадкового сигналу на із застосуванням діоду Зенера підключеного через проміжний транзисторний каскад, схема електрична

Спроектowana із використанням САД - системи sPlan 6.0 [322], схема електрична принципова, пристрою формування сигналів з аналоговим генератором випадкових сигналів подана на рис. 6.25.

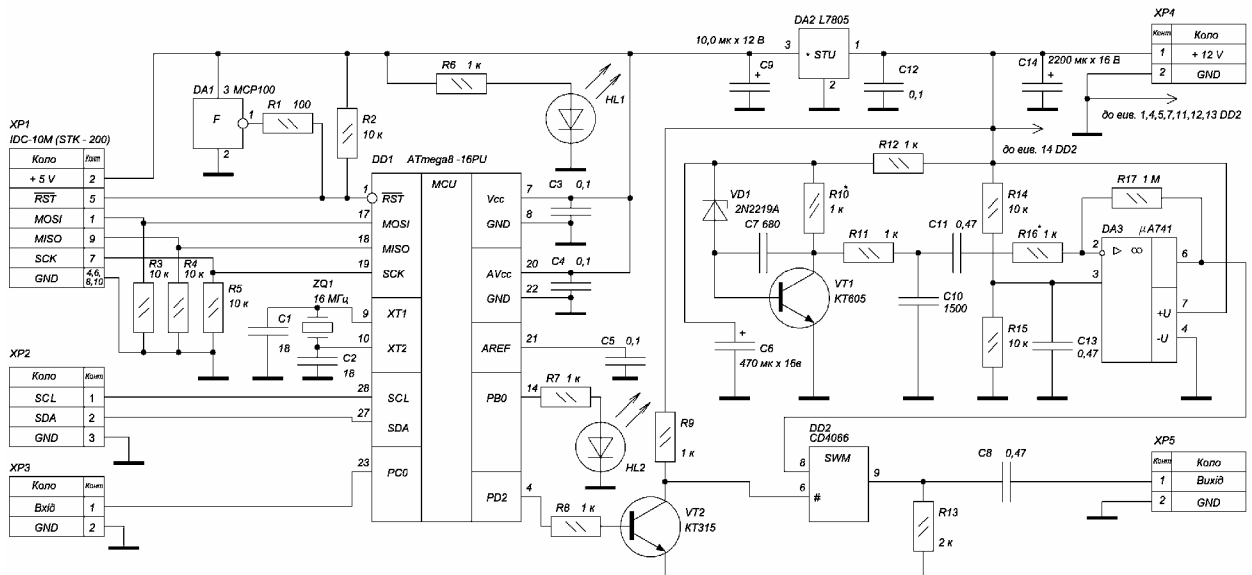


Рис. 6.25. Пристрій формування випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, схема електрична

Канальний процесор МК типу ATmega8 [323] фірми Atmel, відповідає технічним вимогам поставленої задачі, а також має низьку вартість, розповсюджений, доступні засоби розробки [324 - 326], програмування, налагодження тощо. МК ATmega8 характеризується продуктивністю 16 MIPS на частоті 16 МГц, має 32 регістра загального призначення, 8 кбайт flash пам'яті, 512 байт EEPROM, 1 кбайт SRAM, 2 8-ми бітових та один 16-ти бітовий таймери-лічильники, RTC, 6-ти каналний АЦП з розрядною сіткою 10 біт тощо.

Обрано типову схему підключення МК DD1 [327]. Напруга живлення +5 В, формується інтегральним стабілізатором DA2 типу L7805. Супервізор живлення DA1 типу MCP100 фірма-виробник Microchip [328] формує сигнал reset (скидання) процесора при зменшенні напруги живлення до величини за якої уже не гарантується стабільне виконання інструкцій процесора та

коректне збереження вмісту оперативної пам'яті [329]. Порти MOSI, MISO, SCK запрограмовані на використання для внутрішньо-системного програмування і разом з \overline{RST} , +5 В та GND виведені на роз'єм IDC-10M (стандарт розміщення виводів STK-200) для під'єднання зовнішнього програматора. Опори R3-R5 виключають можливість виникнення завад на виводах внутрішньо-системного програмування, а також унеможливають самовільне переключення в режим програмування.

Тактові імпульси генеруються інтегрованим генератором МК із зовнішнім кварцовим резонатором, що дозволяє забезпечити необхідну стабільність опорної частоти. Крім того МК забезпечує формування сигналів SCL та SDA шини обміну даними I²C [330] для управління обладнанням каналного рівня. Мається на увазі, що при реалізації обміну даними через радіоканал, передбачено можливість керування синтезатором частот радіочастотної секції пристрою, через керуючі сигнали шини I²C.

Формування широкосмугових сигналів з маніпульованою ентропією каналного рівня, реалізується за допомогою аналогового комутатора DD2, що з'єднує свій вихід з джерелом широкосмугового сигналу відповідно до послідовності бітових елементів каналного фрейма. Загальний вигляд пристроїв реалізації комунікацій на основі запропонованого методу маніпуляції подано на рис. 6.26.

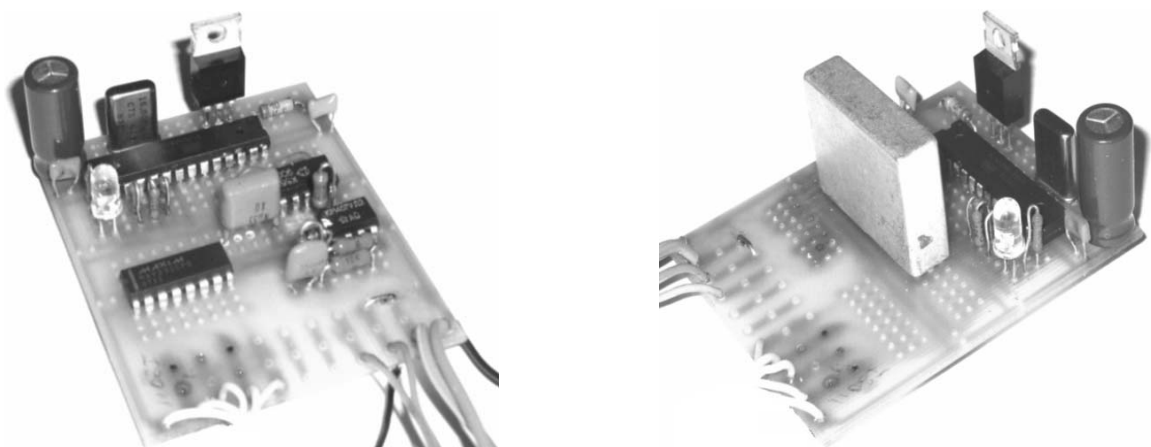


Рис. 6.26. Дослідні зразки пристроїв формування сигналів з маніпульованою ентропією з аналоговими джерелами шумів

Дещо простішим, з погляду апаратної складності, до формування випадкового широкосмугового сигналу є використання цифрових засобів, зокрема генератор випадкових чисел з подальшим їх перетворенням у відповідні значення амплітуди сигналу. При такому підході, випадковий сигнал можна формувати на МК використавши програмне генерування 8-ми розрядного випадкового числа, яке через вихідний порт, за допомогою резистивної матриці R-2R, перетворюється в амплітуду [331]. Стабільність характеристик сформованого випадкового сигналу, згідно згаданого способом, підтверджено відповідними експериментальними дослідженнями.

Схема електрична принципова, засобу формування широкосмугових сигналів з цифровим генератором подана на рис. 6.27.

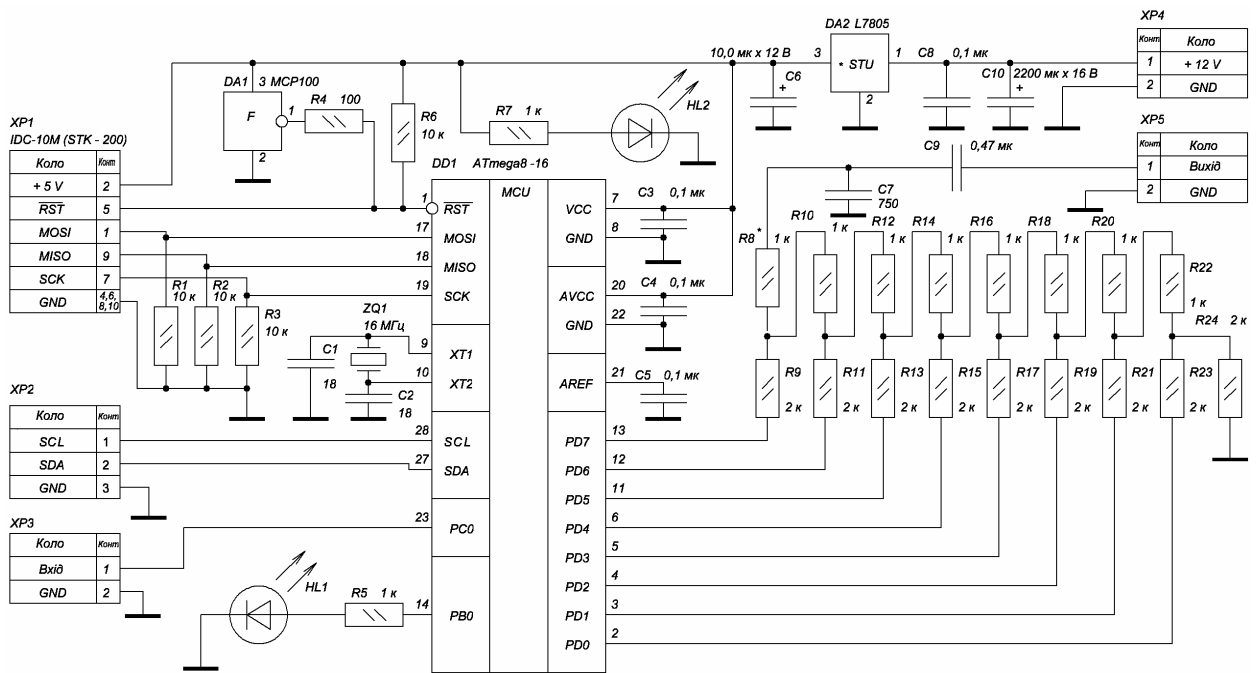


Рис. 6.27. Пристрій формування випадкових широкосмугових сигналів з цифровим генератором, схема електрична

Програмно сформовані випадкові байтові числа подаються в порт D, і через резистивну матрицю R-2R на базі резисторів R9 – R24 перетворюється у неперервний сигнал, який фільтрується за ланкою першого порядку R8, C7. Напругу живлення +5 В забезпечує інтегральний стабілізатор DA2,

стабільність функціонування процесора в умовах провалів живлення контролює супервізор DA1. Як і в попередньому випадку, МК тактується з внутрішнього генератора із зовнішнім кварцовим резонатором на 16 МГц. Світлодіодні індикаторні HL2 і HL1 показують відповідно наявність напруги живлення і активність формувача сигналу.

Спектральна щільність енергії сигналу, в діапазоні частот від 0 до 24 кГц (при частоті дискретизації 48 КГц), та гістограма розподілу амплітуд сигналу сформованого згідно запропонованої схеми подано на рис. 6.28, фрагмент автокореляційної функції, рис. 6.29а. За результатами аналізу можна зробити висновок, що спектральна щільність має рівномірний характер, а відліки сигналу практично не корелюють між собою.

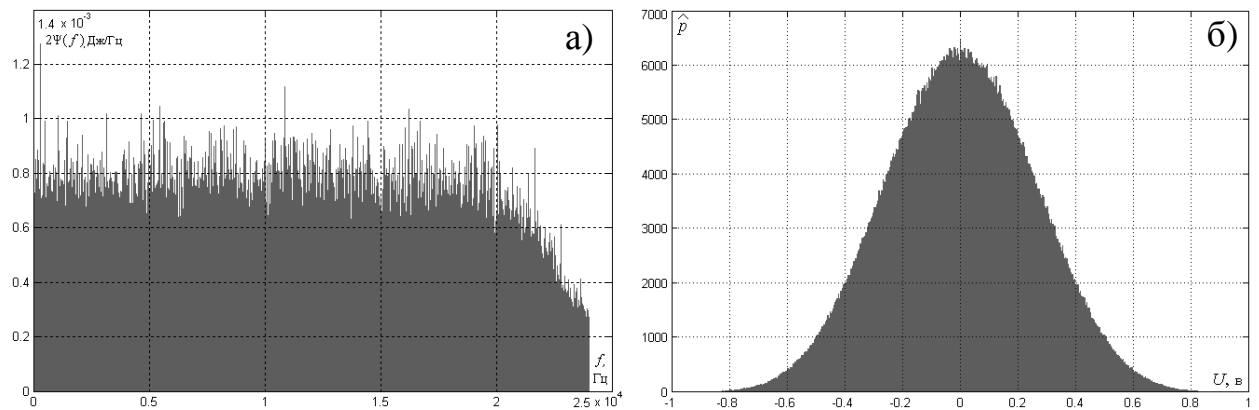


Рис. 6.28. Сформований випадковий сигнал а) спектральна щільність енергії, б) гістограма розподілу амплітуд

Загальний вигляд комунікаційного пристрою формування широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією на базі цифрового методу подано на рис. 6.29б. До основних технічних характеристик розробленого цифрового засобу слід віднести: допустима апертюра напруги живлення від 8 до 25 В, струм споживання в при формуванні сигналу 35 мА, струм споживання в режимі мінімального споживання 5 мА, ефективне амплітудне значення сформованого сигналу 0.7 В, смуга частот від 10 до 100 КГц за нерівномірності спектральної щільності за рівнем 3 дБ, вихідний опір 1 КОм.

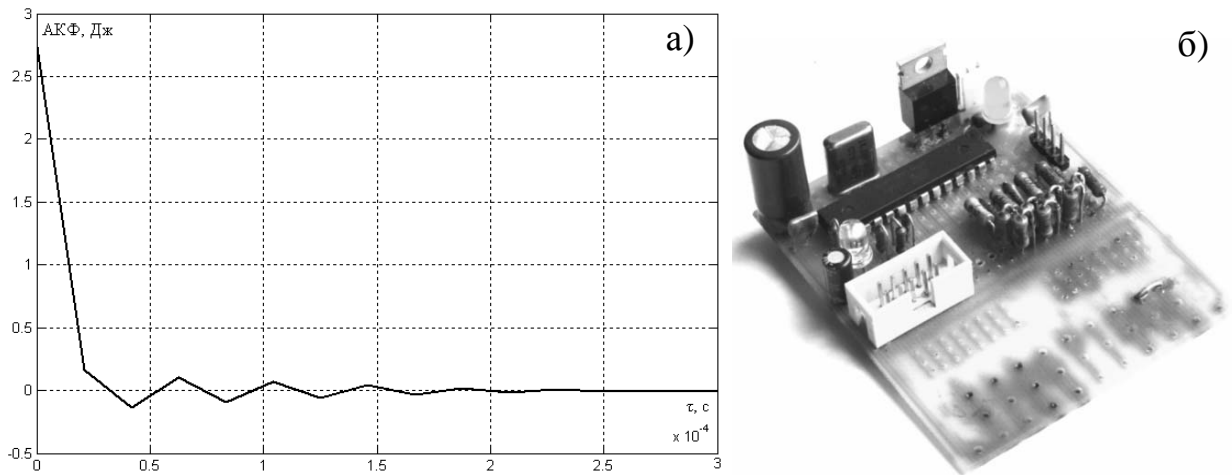


Рис. 6.29. Автокореляційна функція сформованого випадкового сигналу а) та б) загальний вигляд пристрою формування широкосмугових сигналів

Фактично запропоноване схемотехнічне рішення може бути відтворено на основі, аналогічного за характеристиками, МК будь-якого виробника.

6.3.2. Схемотехнічні рішення компонентів опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Засоби опрацювання широкосмугових сигналів, що реалізуються на основі традиційних методів, потребують значних апаратних та обчислювальних ресурсів, що зумовлює необхідність вдосконалення та розробки спеціалізованих пристроїв, які забезпечать прийнятні експлуатаційних характеристик таких систем [57], а потреба зберігання еталонних форм сигналів додатково ускладнює їх модифікацію.

За результати проведених досліджень (див. розділ 3), можна зробити висновок, що запропонований метод опрацювання широкосмугових випадкових сигналів, потребує менших обчислювальних ресурсів і може реалізуватись на базі СП та МК. Структурна схема цифрового пристрою опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією на базі МК подана на рис. 6.30.

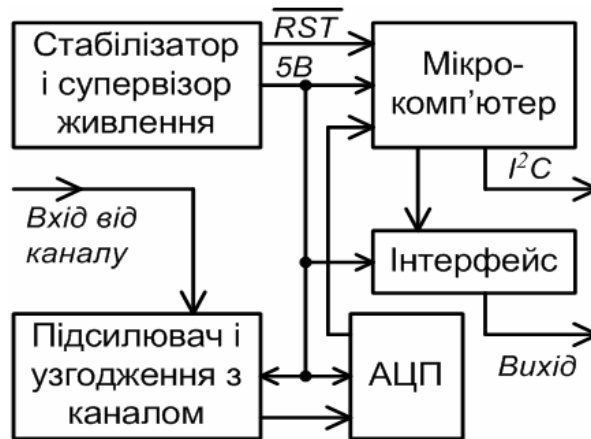


Рис. 6.30. Структурна схема комунікаційного пристрою опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Доцільно зазначити, що за необхідності забезпечення повнодуплексного чи напівдуплексного обміну даними, функції формування та опрацювання сигналів необхідно забезпечити поєднання в одному пристрої, що зазвичай потребує використання типових рішень.

Широкосмугові випадкові сигнали, отримані з комунікаційного каналу, за допомогою АЦП дискретизуються і подаються на каналний процесор, який функціонально забезпечує: цифрове опрацювання, яке передбачає проведення відповідних розрахунків оцінок інформаційної ентропії, детектування бітових елементів повідомлення через порівнювання розрахованої оцінки інформаційної ентропії з пороговим значенням, підтримка бітової синхронізації, контроль цілісності фрейму каналного рівня, деінкапсуляцію пакетів даних повідомлення, формування керуючих сигналів для каналного обладнання через шину I²C.

В результаті, розроблено схему електричну принципову пристрою опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, на основі структурної схеми рис.6.30, яку подано на рис. 6.31.

Аналого-цифрове перетворення сигналів каналного рівня проводиться за допомогою зовнішнього 16-ти розрядного АЦП AD976.

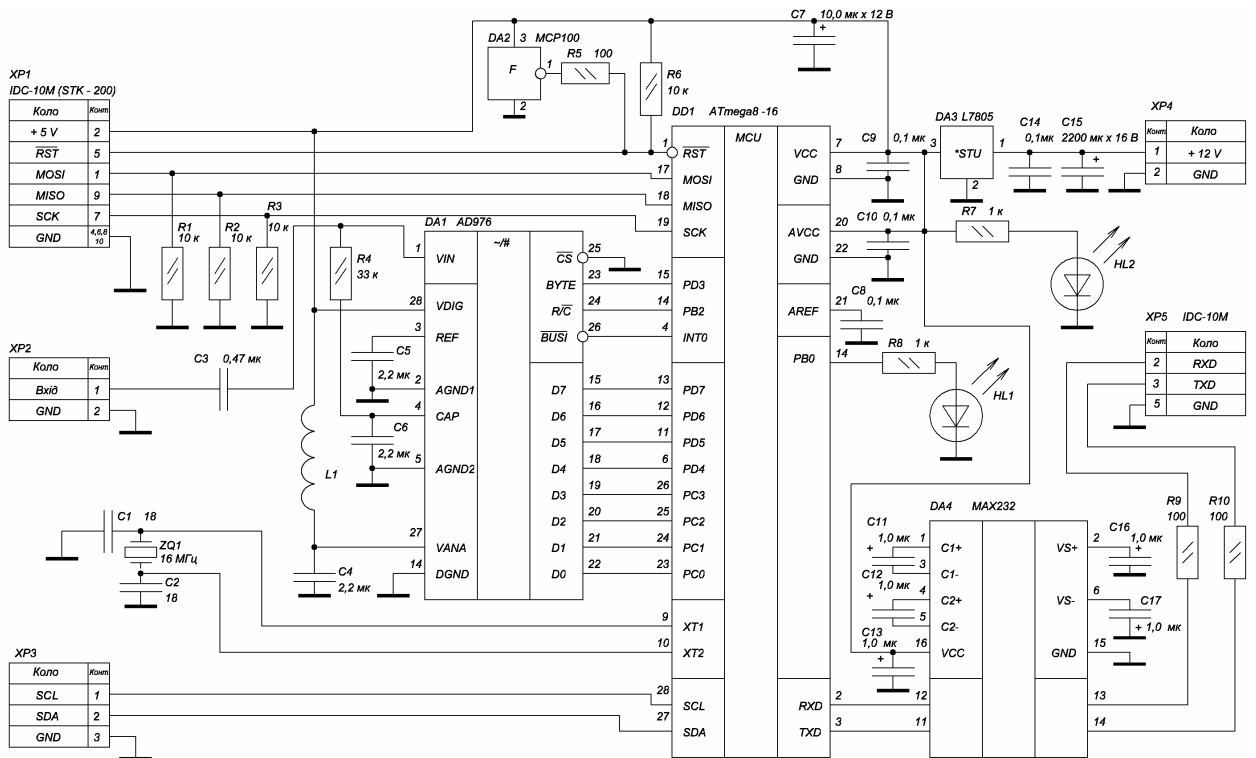


Рис. 6.31. Пристрій опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, схема електрична

Варіант схеми з використанням 8-ми розрядного внутрішнього АЦП подано на рис. 6.32а. Оскільки підключення АТмега8 реалізовано за типовою схемою, то функціональне призначення компонентів є аналогічним до вище розглянутих прикладів, крім частини узгодження з комп'ютером. Через лінію TXD реалізується послідовне зчитування прийнятих даних, а через драйвер послідовного інтерфейсу MAX232 забезпечується узгодження рівнів напруг для підключення до послідовного комунікаційного інтерфейсу комп'ютера RS-232 [332]. Обрана мікросхема є типовим рішенням, що включає перетворювач рівнів TTL (від 0 до +5 В) у відповідні рівні напруги потрібні для функціонування порту інтерфейсу RS-232, тут мається на увазі від -3 до -15 В і від +3 до +15 В.

Загальний вигляд схемотехнічного рішення пристрою обміну даними, на основі мікроконтролера, для опрацювання широкосмугових сигналів на основі запропонованого в [95, 96] методу подано на рис. 6.32б.

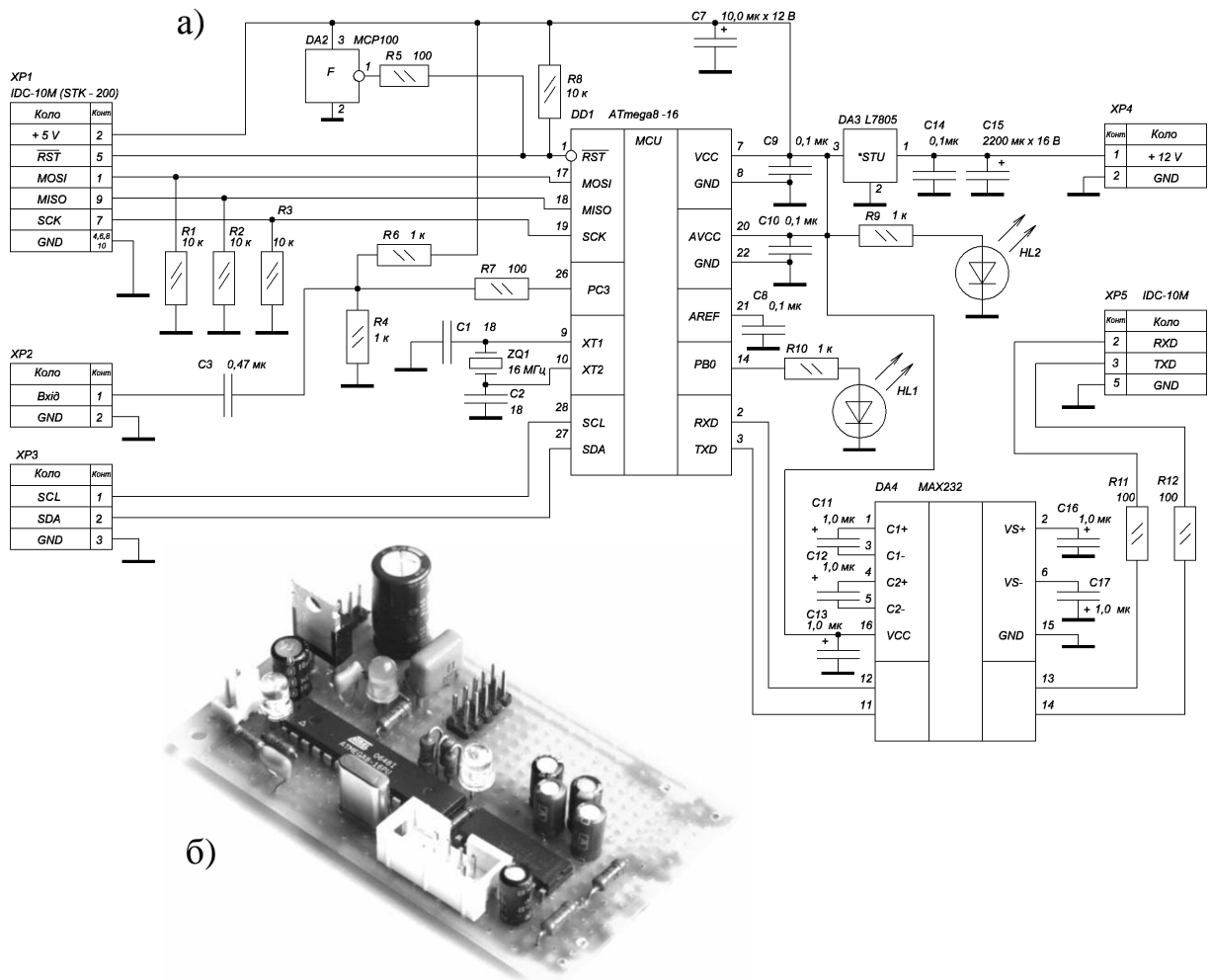


Рис. 6.32. Пристрій опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією на основі 8-ми розрядного аналого-цифрового перетворення: а) схема електрична; б) загальний вигляд

Діапазон робочих частот в межах від 120 Гц до 100 КГц, швидкість приймання даних до 4.8 Кбіт/с. Номінальна напруга живлення схеми складає 12 В, допустима від 8 до 25 В, струм споживання 35 мА..

З метою забезпечення ефективного функціонування апаратної частини розробленого цифрового пристрою опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією розроблено відповідне алгоритмічне та програмне забезпечення, додаток М.

6.4. Реалізація алгоритмічного та програмного забезпечення компонентів формування та опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Традиційні алгоритми опрацювання широкосмугових сигналів ґрунтуються на використанні псевдовипадкових послідовностей [56, 57], що зумовлює необхідність збереження їх еталонів при формуванні та при їх подальшому опрацюванні таких сигналів. Крім того, отримання псевдовипадкових послідовностей з прийнятними кореляційними характеристиками потребує проведення додаткових досліджень, апаратних та програмних засобів для їх генерування.

З метою забезпечення функціонування апаратного забезпечення засобів формування широкосмугових сигналів згідно запропонованого методу розроблено відповідні алгоритмічне, рис. 6.33, та програмне забезпечення.

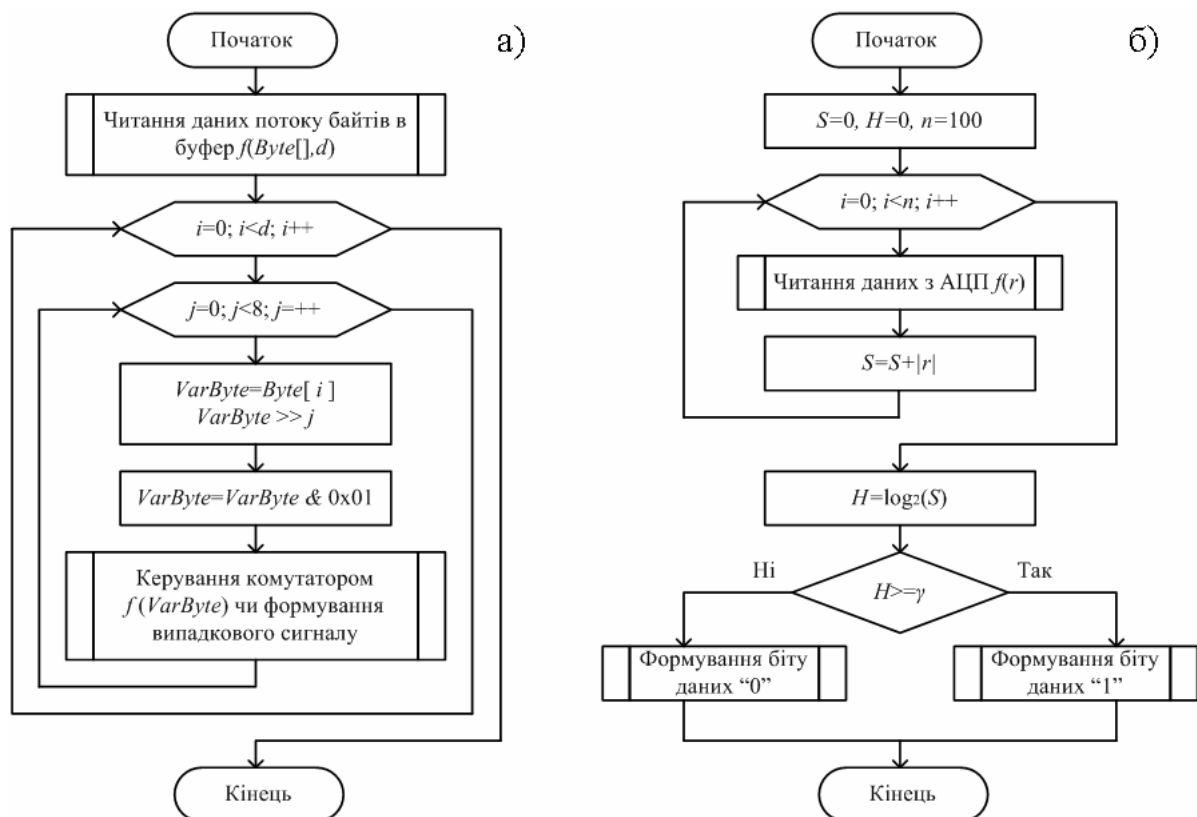


Рис. 6.33. Блок-схеми алгоритмів а) формування, б) опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

Для забезпечення ефективного функціонування апаратної частини засобів опрацювання випадкових широкосмугових сигналів на основі запропонованого в [95, 96] методу розроблено відповідне алгоритмічне рішення та програмне забезпечення для мікроконтролера, яке реалізовано мовою assembler, що забезпечує максимально високу швидкість виконання програми, вихідний код подано в додатку М.

Опрацювання сигналів реалізовано за дещо спрощеним алгоритмом [333], суть якого полягає у тому, що для розрахунку оцінки інформаційної ентропії поточної реалізації широкосмугового сигналу використовується не середнє квадратичне значення відхилення, а середнє випрямлене. Відсутність постійної складової сигналу є основною умовою коректності функціонування розробленого алгоритму, тобто значення реалізації сигналу повинні бути центровані відносно нуля, що забезпечується апаратною частиною пристрою опрацювання. При такому підході можна уникнути використання операцій ділення та піднесення у степінь, практично, замінивши її на послідовність операцій модуля та додавання. Для перевірки можливого впливу внесених змін на завадостійкість запропонованого методу, проведено ряд додаткових досліджень, результати подано на рис. 6.34.

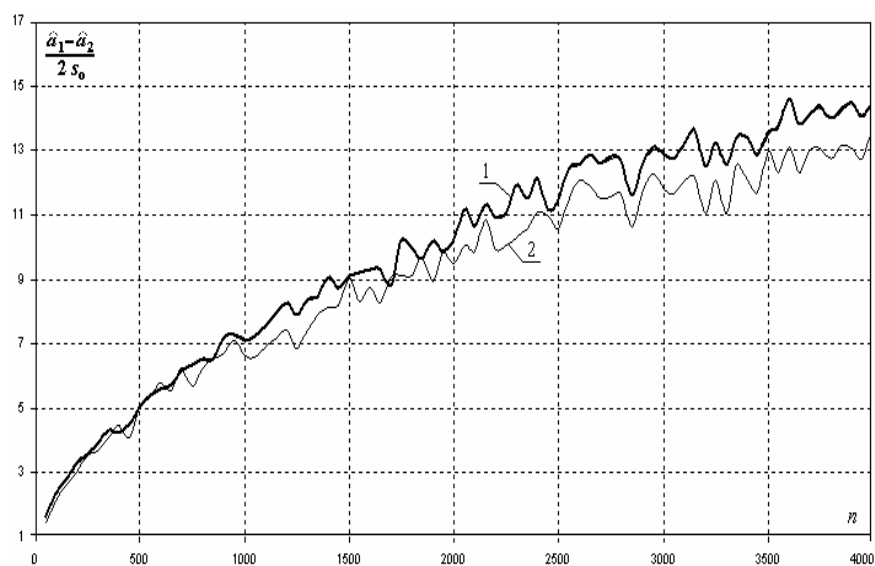


Рис. 6.34. Зміна критерію завадостійкості в залежності від розміру вибірки для розрахунку ентропії через середнє: 1 – квадратичне, 2 – випрямлене

За результатами проведено дослідження, див.рис.6.34, встановлено, що для розмірів вибірок реалізацій широкосмугового сигналу до 1000 відліків, погіршення завадостійкості практично відсутнє. Однак, при збільшенні вибірки завадостійкість несуттєво знижується, що фактично підтверджує доцільність запропонованого спрощення процедури опрацювання сигналу. Крім того, зростання швидкості опрацювання при реалізації розробленого алгоритмічного та програмного забезпечення можна отримати при використанні апаратної функції модуля, що несуттєво ускладнює апаратну частину цифрового комунікаційного засобу.

Ефективність реалізації розробленого програмного забезпечення для запропонованого методу порівнювалась з відповідним забезпеченням кореляційного опрацювання сигналів за часовою складністю [334 - 336], експерименти проведено на ідентичних апаратних платформах – МК AVR RISC архітектури [337] ATmega8-16PU. Тактова частота МК 16 МГц. Програму кореляційного опрацювання реалізовано на основі типового алгоритму, який оптимізовано для роботи з цілими числами, що запрограмовано мовою assembler. Доцільно зазначити, що еталон форми псевдовипадкового сигналу потребує додаткового простору пам'яті, крім того наявність операцій множення також погіршує ефективність реалізації процедури опрацювання.

З метою порівняння продуктивності програмного забезпечення згаданих алгоритмів проведено експериментальні дослідження кількості опрацьованих відліків сигналу за однаковий проміжок часу.

В ході проведених досліджень встановлено, що тривалість опрацювання 100 знакових відліків сигналу, розмірністю 16 біт, для кореляційного методу складає $1.3125 \cdot 10^{-4}$ с. За той же проміжок часу, згідно запропонованого методу, забезпечується опрацювання 810 відліків. Таким чином, згідно розробленого методу опрацьовується у ≈ 8.1 раз більше спостережень (відліків) сигналу ніж при кореляційному опрацюванні.

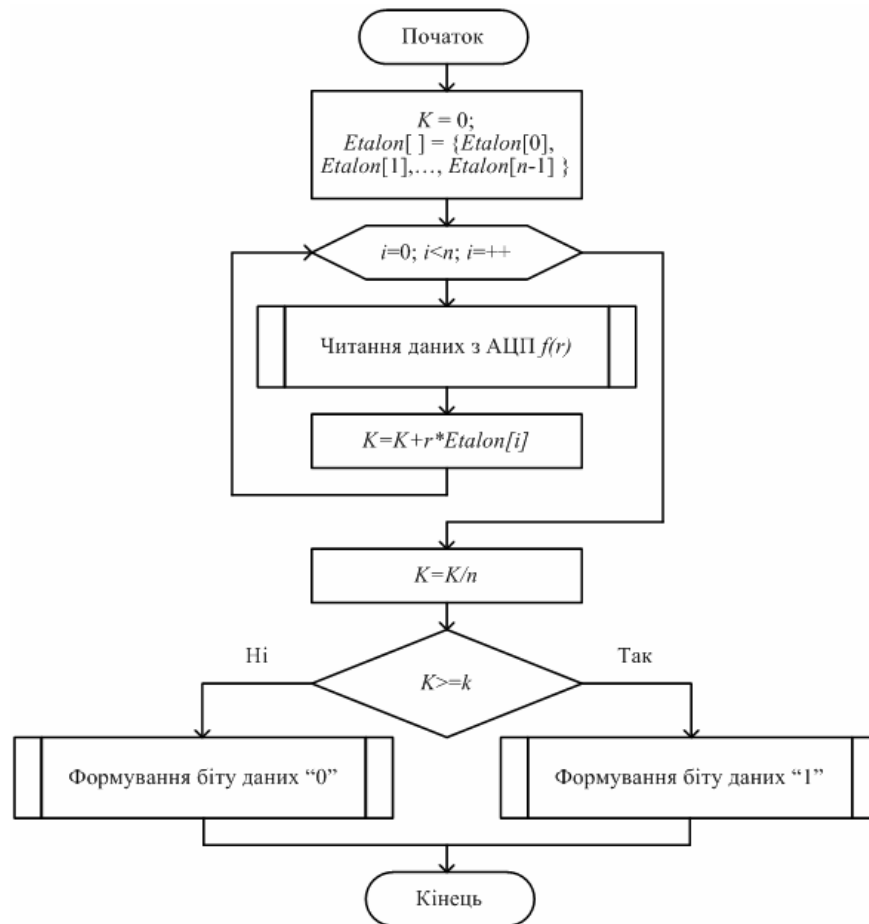


Рис. 6.35. Блок-схема алгоритму кореляційного опрацювання широкосмугових сигналів

Якщо вивільнений обчислювальний ресурс використати для покращення завадостійкості шляхом залучення сигналів з більшою базою то при однакових обчислювальних затратах розроблене, на основі запропонованого методу, програмне забезпечення дозволяє опрацьовувати сигнал з більшою у 8.1 разів базою, порівняно з кореляційними методами, що дозволяє покращити завадостійкість. Результати порівняння за однакової часової складності подано на рис. 6.36а та 6.36б. В результаті, максимальне покращення завадостійкості складає ≈ 5 дБ, а за фіксованої на рівні 10^{-6} ймовірності помилок – не менше 2 дБ.

Доцільно зазначити, що вивільнений обчислювальний ресурс можна спрямувати на реалізацію завадостійкового кодування, що також додатково дозволяє покращити завадостійкість.

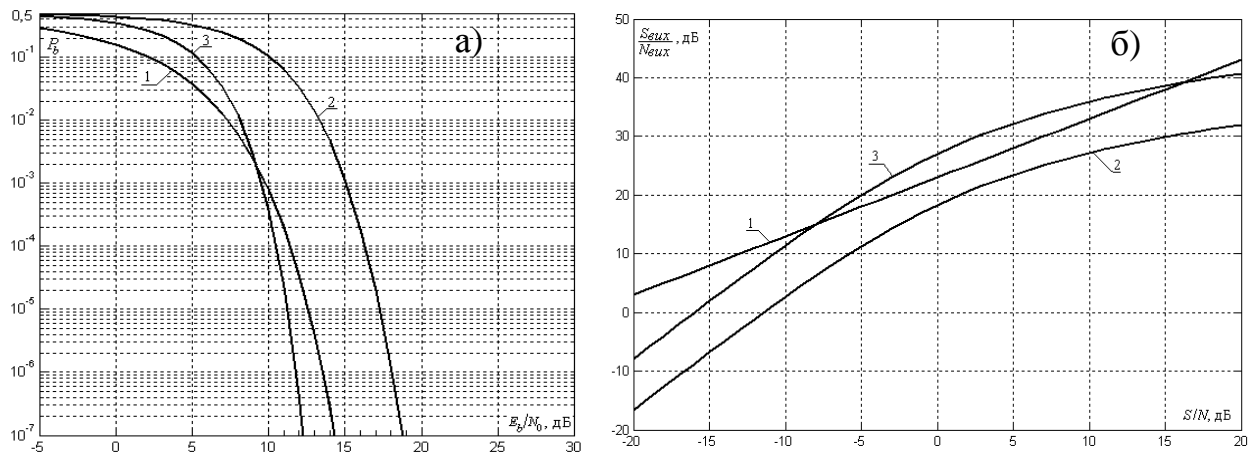


Рис. 6.36. Завадостійкість реалізації запропонованого методу опрацювання випадкових сигналів в умовах однакової часової складності ($W/R = 17$ дБ)

Отже, за умов однакової часової складності, запропонований метод опрацювання забезпечує покращення завадостійкості в діапазоні значень S/N від -7.5 до $+15.2$ дБ, і значень E_b/N_0 від 9 дБ, порівняно з кореляційними методами опрацювання сигналів.

На основі розробленого апаратного та алгоритмічно-програмного забезпечення реалізовано цифрові компоненти комунікаційного обладнання канального рівня для організації розподіленої комп'ютерної системи, див. рис. 6.37а. Інтерфейс користувача робочої версії високорівневого програмного забезпечення обміну даними та контролю стану первинних перетворювачів (детекторів) загазованості подано на рис. 6.37б.

Виняткове використання детекторів дозволяє реалізувати тільки виявлення порогових (дискретних) значень концентрації вмісту вуглеводневих сполук, що суттєво обмежує множину повідомлень, які можуть бути сформовані на їх основі. Однак, наявність лише дискретних уніфікованих вихідних сигналів забезпечує використання типових рішень підключення згаданих пристроїв до вільного порту МК (для передачі даних). Отже, такий підхід суттєво спрощує апаратні затрати на реалізацію комп'ютерної системи контролю та дозволяє створювати компактні цифрові компоненти опрацювання широкосмугових сигналів канального рівня.

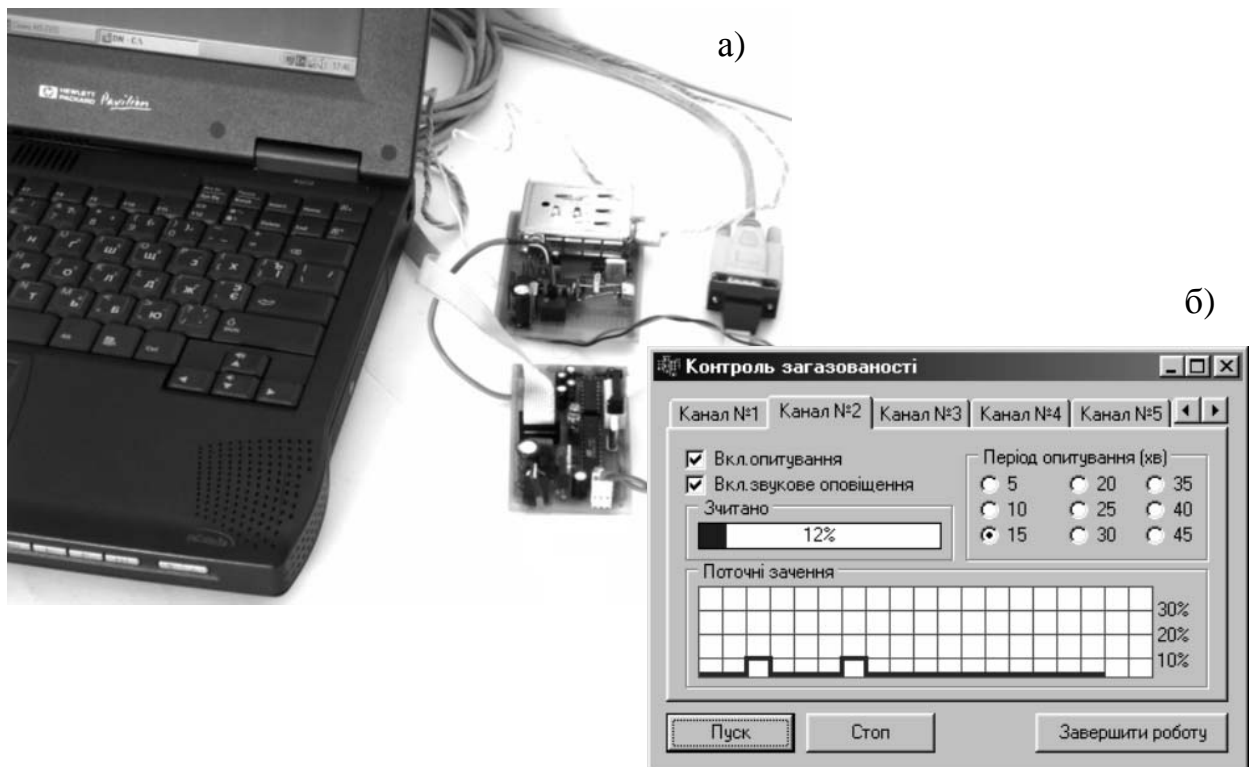


Рис. 6.37. а) дослідний зразок комунікаційного обладнання в комплексі з комп'ютером для розподіленої комп'ютерної системи контролю, б) інтерфейс оператора програми в режимі обміну даними з первинними перетворювачем

Використання запропонованого методу та засобів реалізації комунікацій є особливо актуальною в низових розподілених комп'ютерних системах моніторингу стану, виявлення можливих втрат а також контролю та обліку енергоносіїв і матеріальних ресурсів в побутовому та промисловому секторах, на рівні обміну даними з територіально віддаленими первинними перетворювачами [338 - 342]. Доцільно зазначити, що реалізоване апаратне забезпечення в цьому випадку не потребує внесення додаткових змін в конструкцію первинних перетворювачів. Фактично, розробка чи доопрацювання алгоритмічно та програмного забезпечення дозволяє вирішити задачі адаптування розробленої системи до зміни потреб та способів організації ведення обліку витрати енергоносіїв або контролю критичних параметрів розподілених об'єктів.

6.5. Синтез структури, алгоритмічних та програмних рішень інформаційної системи контролю ефективності знімних конструкцій за ентропійними оцінками тестових акустичних сигналів

На основі розробленого методу опрацювання цифрових представлень діагностичних сигналів зі варіативною інформаційною ентропією запропоновано загальну структуру програмно-апаратних засобів оцінювання характеристик та діагностування ефективності знімних конструкцій, рис.6.38.

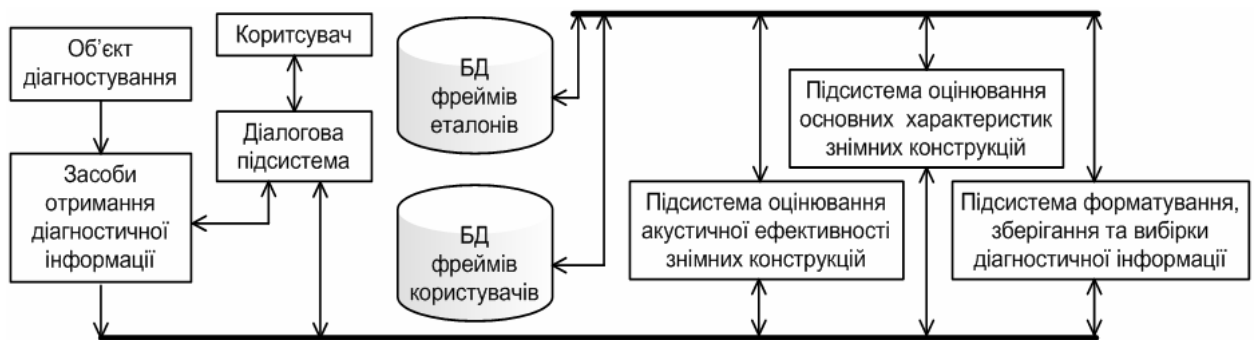


Рис. 6.38. Узагальнена структура інформаційної системи діагностування на основі опрацювання оцінок інформаційної ентропії амплітуд акустичних сигналів

Програмне забезпечення реалізовано мовою C++ передбачає можливість дослідження та аналізу знімних конструкцій в ході експлуатації за функціональними та артикуляційними властивостями [308 - 310].

В першому випадку реалізовано зчитування та опрацювання сигналів, що формуються контактними первинними перетворювачами ємнісного типу і зумовлені скороченням м'язів при тестовому фізичному навантаженні.

Перед проведенням експерименту (в спеціальних місцях зв'язки м'язів) прикріплюють ємнісні електроди (електроміографічного приладо-комплексу ЕМГСТ-01), які попередньо змащені електропровідним гелем. Після чого пропонується тестовий взірець для спонукання типових рухів, фізичних навантажень на знімну конструкцію. Одночасно запускається відповідна

функція зчитування та темпорального збереження даних з електроміографічного інформаційно-вимірювального комплексу, рис.6.39.

В другому випадку опрацьовуються сигнали акустичного діапазону, що формуються при відтворенні тестових буквосполучень.

Перед проведенням експерименту налаштовують чутливість перетворювача акустичного сигналу, після чого пропонується відтворити акустичний тестовий сигнал. Попередньо запускається відповідна функція зчитування та темпорального збереження даних з акустичного перетворювача, рис.6.39.

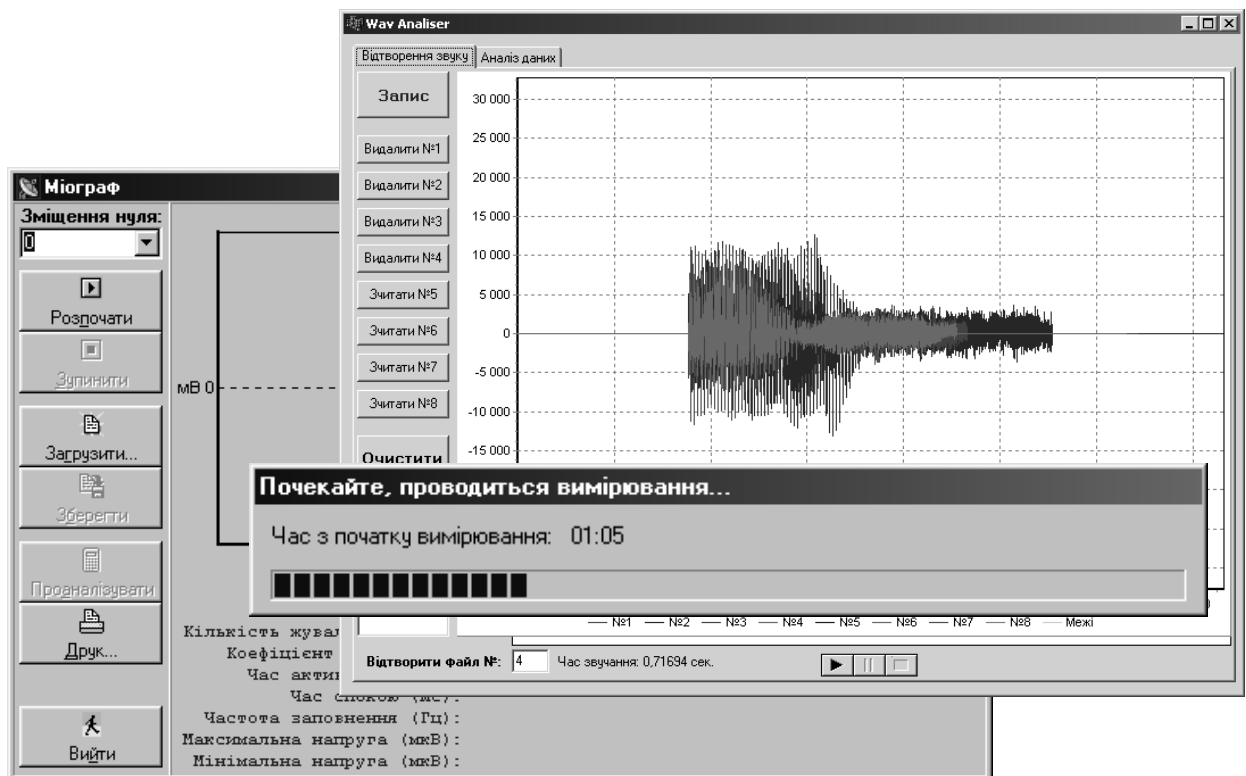


Рис.6.39 Інтерфейс користувача програми при проведенні вимірювання активності та запису тестових сигналів діагностування

При дослідженні [259, 274] функціональних властивостей завершенням рухового циклу вважається формування у пацієнта відповідного рефлексу. В цей момент процедуру зчитування даних припиняють, сформований за час дослідження сигнал відображається у графічному вигляді, рис.6.40.

Перед проведення аналізу електроміографічних сигналів корегують зміщення “нуля” (якщо таке зміщення є), що найчастіше зумовлене відсутнім або неякісним заземленням чи нестабільним живленням системи в цілому.

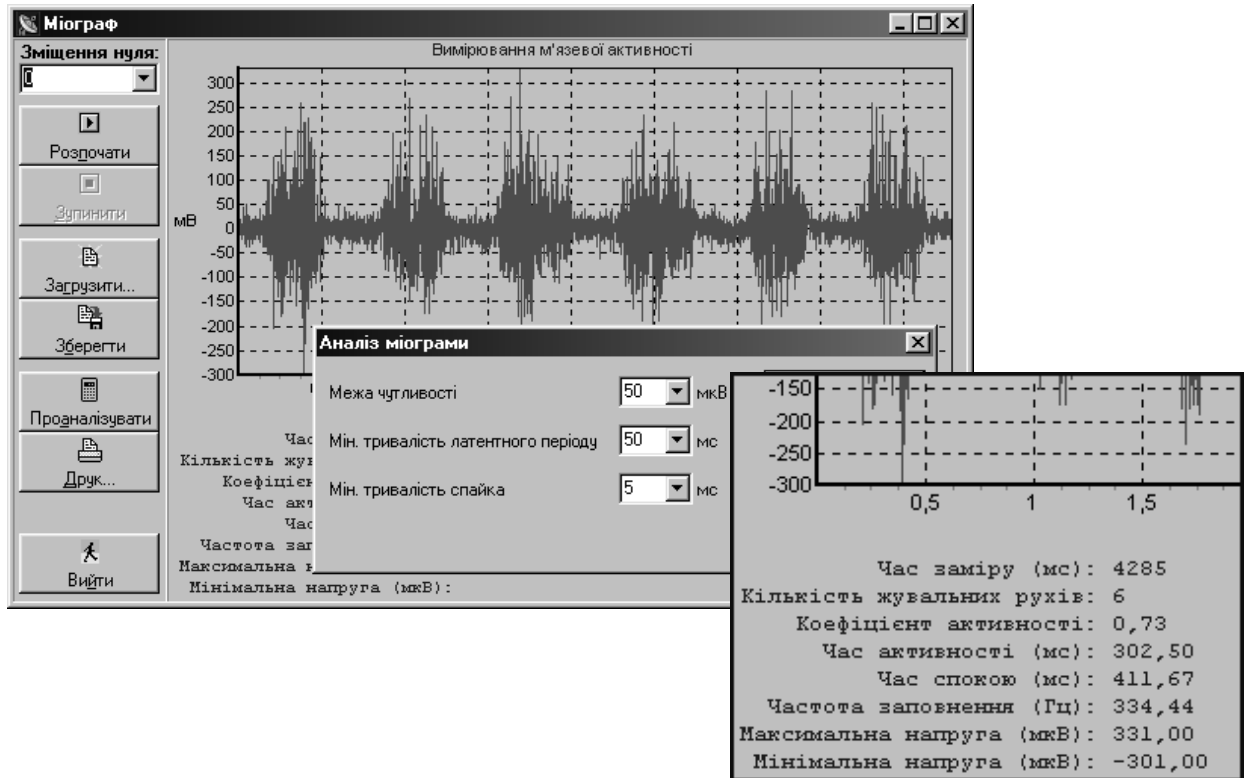


Рис.6.40 Інтерфейс користувача програми в режимі аналізу параметрів функціональних сигналів електроміографічного дослідження

Наступним етапом є задавання параметрів аналізу, відповідне вікно, рис.6.40. Ці параметри фактично визначають основні умови локалізації сигналів при рухах системи артикуляції та їх параметрів, зокрема [263, 280]:

межа чутливості – параметр, що визначає поріг шумів, які зумовлені роботою обладнання, наявністю сторонніх електромагнітних полів, нестабільністю живлення тощо. Обмежує значення амплітуди які входять до активної частини апертури сигналу чи часом пасивної частини (в даному випадку усі значення нижчі за 50 мкв. вважаються пасивними);

мінімальна тривалість латентного періоду – параметр, що визначає часовий інтервал між сусідніми значеннями амплітуди (значення які більші

за межу чутливості) що приймається за час пасивної частини, в іншому випадку за час активної частини;

тривалість спайка - параметр, що визначає часовий інтервал тривалості одного збудження м'язової системи;

Після задавання згаданих параметрів програмний комплекс аналізує сигнали, результати такого аналізу виводять в основне вікно нижче графічного представлення досліджуваного процесу. Результати використовують для експертного оцінювання і формування висновку щодо функціональної придатності змінної конструкції та подальшого її доопрацювання [277 - 279].

При дослідженні артикуляційної системи діагностична послідовність акустичних реалізації сигналу відтворюється тричі (чи більше) раз, після чого процедуру зчитування даних припиняють, сформований за час дослідження сигнал відображається у відповідному вікні програми, рис.6.41.

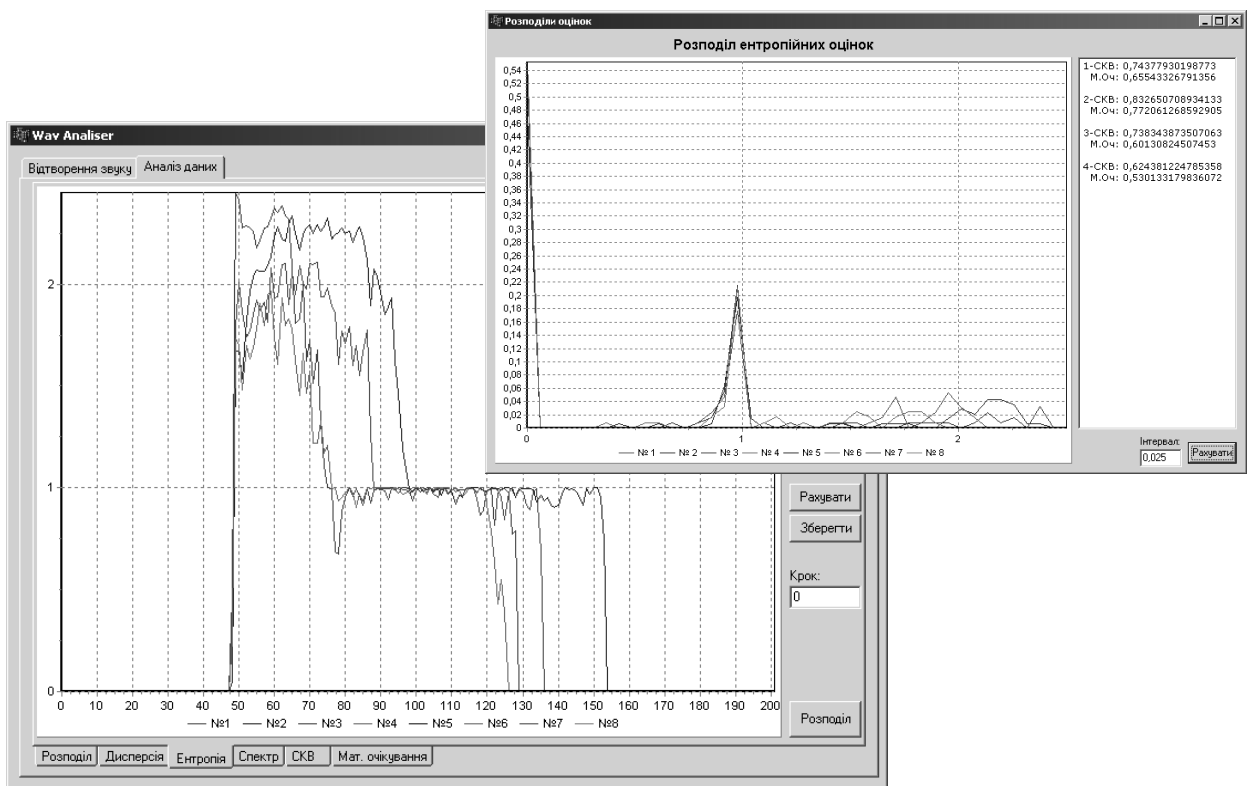


Рис.6.41 Інтерфейс користувача програми аналізу ентропійного представлення тестових сигналів при дослідженні артикуляційної системи

Перед проведенням аналізу широкосмугових фрагментів діагностичних сигналів акустичного діапазону задають параметри формування оцінок ентропії, зокрема розмір вибірки оцінювання та кількість можливих станів амплітуд за якими будуть формуватись імовірнісні характеристики сигналу.

Після задавання згаданих параметрів програмний комплекс реалізує представлення тестових сигналів у вигляді вектора оцінок інформаційної ентропії, результати якого відображаються в основному вікні, див. рис. 6.41. За отриманими векторами здійснюється аналіз фрагментів сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками, результатом якого є визначення кількісну міру ефективності, яку обґрунтовано в розділі 5.3, верхню межу флуктуації G_{xy} на рівні 0.032 та формують висновок щодо подальшого її вдосконалення.

Крім того формуються розподіли, які використовують для експертного оцінювання артикуляційної придатності знімної конструкції та контролю відновлення простору артикуляції на різних етапах виготовлення знімних конструкцій.

Реалізована інформаційна система діагностування, текст програми подано в додатку Н, може модифікуватись та нарощуватись в процесі експлуатації, усі її підсистеми є автономними модулями, що можуть розміщуватись як на локальній так і на віддаленій комп'ютерній системі. Такий підхід дозволяє забезпечити можливість відносно нескладної модифікації тексту програми, тобто внесення змін в один з модулів не потребує перероблення інших.

ВИСНОВКИ ДО ШОСТОГО РОЗДІЛУ

1. Синтезовано структуру інформаційно-вимірювального каналу комп'ютерної системи на основі використання випадкових широкосмугових сигналів зі змінною інформаційною ентропією, оцінки якої є джерелом інформації про витрату контрольованого середовища, що дозволило отримати точність визначення витрати з відносною стандартною невизначеністю, яка не перевищує 0.5% а також зменшити час формування, до $\approx 0,5$ с на перетворення, вимірювальної інформації.
2. Розроблено компактний цифровий пристрій контролю несанкціонованого втручання в роботу первинного перетворювача з місцевою індикацією, який не потребує підключення додаткового обладнання, джерел живлення, внесенні змін в конструкції наявних перетворювачів тощо і забезпечує надійне функціонування в трьохрічний період в режимі очікування.
3. Розроблено алгоритмічні рішення функцій перетворення та опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів, які дозволяють реалізувати відповідні бібліотеки програмних модулів на мовах Assembler та C++ а також спеціалізовані цифрові обчислювальні системи на їх основі.
4. Розроблено апаратне та програмне забезпечення інформаційно-вимірювальної системи еталонної установки повірки перетворювачів об'єму газу, яке забезпечує формування вимірювальних даних з частотою 2 Гц, вдвічі зменшуючи при цьому затрати часу на задавання повірочного параметру витрати для процедур калібрування, атестації, повірки та оцінювання порогу чутливості.
5. Синтезовано структурне рішення спецпроцесора формування та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, який характеризується розширеними функціональними можливостями і відрізняється наявністю апаратного модуля оцінювання ентропії, що дозволяє використати його за основу

при реалізації цифрових засобів реалізації комунікаційних, що ґрунтуються на опрацюванні випадкових широкосмугових сигналів.

6. Розроблено структурні, принципів, алгоритмічні та програмні рішення цифрових засобів формування та опрацювання широкосмугових сигналів згідно запропонованого методу на базі універсального однокристального мікрокомп'ютера, які є основою для побудови засобів комунікацій розподілених комп'ютерних систем та мереж.
7. Проведено порівняльний аналіз часової складності реалізації запропонованого та кореляційного методів, в ході якого встановлено, що опрацювання випадкових сигналів за оцінками інформаційної ентропії відбувається у 8.1 раз швидше ніж за кореляційним, що дозволяє опрацювати більшу базу сигналу і покращити завадостійкість не менше як на 2дБ при ймовірності помилок на рівні 10^{-6} .
8. Розроблено апаратне, алгоритмічне та програмне забезпечення низових розподілених комп'ютерних систем моніторингу стану, виявлення можливих втрат а також контролю та обліку енергоносіїв і матеріальних ресурсів в побутовому та промисловому секторах, на рівні обміну даними з віддаленими первинними перетворювачами.
9. Розроблено структурні, алгоритмічні та програмні рішення комп'ютерної системи діагностування артикуляційного простору при постановці знімних конструкцій на основі представлення сигналів з низькою амплітудно-частотною інформативністю у вигляді векторних наборів оцінок інформаційної ентропії, що дозволило вперше використати верхню межу флуктуації модульної взаємкореляційної функції на рівні 0.032, як кількісний критерій формування висновку при діагностуванні.

ВИСНОВКИ ТА ОСНОВНІ РЕЗУЛЬТАТИ РОБОТИ

У результаті проведених досліджень, присвячених розв'язанню важливої науково-технічної проблеми, в області створення нових ефективних технологій опрацювання цифрових сигналів у комп'ютерних системах, зокрема при реалізації засобах обміну даними, первинних перетворювачах та засобах діагностування, розроблено нові методи, технології та апаратно-програмні засоби, які в ході експериментальних досліджень підтвердили коректність постановки задач і математичних методів, які використано при їх розв'язанні.

Основні теоретичні та експериментальні дослідження, представлені в роботі можна узагальнити такими висновками:

1. Вперше запропоновано метод опрацювання випадкових сигналів, стохастичних пульсацій контрольованого середовища зумовлених його переміщенням, оцінки інформаційної ентропії амплітуд яких використано як джерело інформації про витрату середовища, що дозволило мінімізувати вплив сторонніх шумів а також забезпечити відносну стандартну невизначеність, яка не перевищує 0.5% за рахунок використання ширшого, по відношенню до відомих методів та реалізованих перетворювачів, частотного діапазону сигналів.
2. Розроблено ентропійну модель цифрової системи перетворення та алгоритми опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів, встановлено інформативні смуги частотного спектру $160-1600$, $3200 \pm 0.5\%$, $16000 \pm 0.5\%$ Гц шумів завихреного потоку вимірюваного середовища, які характеризуються максимальною залежністю зміни оцінок інформаційної ентропії амплітуд послідовних фрагментів сигналу від величини поточної витрати, що дозволило реалізувати оптимізацію процедури опрацювання даних з обмеженням відповідних ділянок спектру.

3. Удосконалено метод опрацювання вимірювальних сигналів, що реалізується шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії амплітуд послідовних фрагментів шумів контрольованого середовища які, на відміну від характеристик відомих методів, є нечутливими до дрейфу нуля амплітуди вихідних сигналів перетворювача, що дозволило забезпечити експлуатаційну стабільність та зменшити відносну стандартну невизначеність вимірювання.
4. Вперше запропоновано метод формування широкосмугових випадкових сигналів, який полягає у маніпулюванні значенням інформаційної ентропії амплітуд сигналу в залежності від символів бінарного повідомлення, що на відміну від кореляційних методів не потребує формування псевдовипадкових послідовностей, спрощує апаратну та програмну реалізацію комунікаційних засобів, забезпечує рівномірніше використання смуги частот.
5. Отримав подальший розвиток метод опрацювання широкосмугових випадкових сигналів, за яким виділення повідомлення запропоновано здійснювати шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів сигналу, що не потребує зберігання еталонів форми та застосування складних методів кореляційного опрацювання.
6. В результаті порівняльного аналізу ефективності застосування різних імовірнісних характеристик для опрацювання широкосмугових випадкових сигналів встановлено, що використання оцінок інформаційної ентропії дозволяє підвищити завадостійкість, у порівнянні з іншими характеристиками, в межах 10-18% за критерієм, який враховує імовірнісні розподіли маніпульованих сигналів та завад.
7. Отримано характеристики завадостійкості методу опрацювання сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, аналітично та на основі моделювання в обчислювальному експерименті, за якими встановлено, що

запропонований метод наближається до оптимальних кореляційних методів з різницею, яка не перевищує 4.5 дБ при опрацюванні сигналів однакової бази. Крім того встановлено, що опрацювання сигналів з однаковою базою за розробленим методом здійснюється швидше, ніж за кореляційним, що забезпечує опрацювання більшої у 8.1 разів бази сигналів і дозволяє покращити завадостійкість не менше як на 2 дБ в умовах однакової часової складності при ймовірності помилок 10^{-6} .

8. Удосконалено обчислювальний проєкційний метод ідентифікації об'єктів, за яким побудову проєкцій запропоновано здійснювати шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії відповідних фрагментів двомірних бінарних матриць їх представлень, що дозволяє забезпечити однозначну ідентифікацію знаково-символьних представлень при інформаційних втратах до $\approx 84\%$ зумовлених випадковими, рівномірно розподіленими одиничними спотворенням.
9. Отримано порівняльні характеристики запропонованого та кореляційного методів опрацювання з дослідженням різних взаємкореляційних функцій за яким встановлено, що запропонований підхід дозволяє забезпечити на 20-40% кращу ефективність ідентифікації порівняно із використанням спрощених аналітичних виразів коваріаційної, релейної не центрованої, знакової, структурної та модульної взаємкореляції а також незначне погіршення до 9% порівняно з використанням нормованої, кореляційної, релейної центрованої та еквівалентності взаємкореляційних функцій.
10. Вперше запропоновано метод опрацювання діагностичних сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками, що ґрунтується на використанні імовірнісних представлень послідовних фрагментів їх амплітуд, які отримуються шляхом статистичного оцінювання значень інформаційної ентропії, в задачах діагностування артикуляційної системи при використанні знімних конструкцій, що не потребує використання

громіздкого апарату спектрального чи кореляційного аналізу та спрощує обчислювальну складність цифрового опрацювання.

11. Удосконалено статистичний метод ідентифікації функціональних порушень артикуляційного апарату, за яким діагностичний сигнал опрацьовується як імовірно-часова послідовність, що вперше дозволило ввести кількісну міру ефективності, як верхню межу флуктуації коефіцієнта взаємкореляції модульної функції, векторів інформативних ознак на рівні 0.032 як показник прийнятної ефективності змінної конструкції, що забезпечує збіжність у 85% незалежних спостережень.
12. В процесі реалізації та впровадження розроблених методів та алгоритмів опрацювання широкосмугових сигналів з маніпульованою, змінною та варіативною інформаційною ентропією отримано такі практичні результати:
 - розроблено апаратне та програмне забезпечення інформаційно-вимірювальної системи еталонної установки повірки перетворювачів об'єму газу, яке забезпечує формування вимірювальних даних з частотою 2 Гц, вдвічі зменшуючи при цьому затрати часу на задавання повірочного параметру витрати для процедур калібрування, атестації, повірки та оцінювання порогу чутливості первинних перетворювачів.
 - синтезовано структуру спецпроцесора формування та опрацювання випадкових широкосмугових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією, який характеризується розширеними функціональними можливостями і відрізняється наявністю апаратного модуля оцінювання ентропії, що дозволяє використати його за основу при реалізації цифрових засобів реалізації комунікаційних, які ґрунтуються на опрацюванні випадкових широкосмугових сигналів
 - реалізовано принципіві, алгоритмічні та програмні рішення цифрових засобів формування та опрацювання широкосмугових сигналів згідно

запропонованого методу на базі універсального мікроконтролера, як компонентів розподілених комп'ютерних систем;

– розроблено алгоритмічні та програмні рішення комп'ютерної системи діагностування артикуляційного простору при постановці знімних конструкцій на основі представлення сигналів з низькою амплітудно-частотною інформативністю у вигляді векторних наборів оцінок інформаційної ентропії, що дозволило вперше використати верхню межу флуктуації модульної взаємкореляційної функції на рівні 0.032, як кількісний критерій формування висновку при діагностуванні.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Боюн В. П. Динамическая теория информации. Основы и приложения / В.П. Боюн. – К: Институт кибернетики им. В.М. Глушкова НАН Украины, 2001. – 326 с.
2. Жураковський Ю.П. Теорія інформації та кодування: підручник. / Ю.П. Жураковський, В.П. Полторак. – К.: ВШ, 2001. – 255с.
3. Цапенко М.П. Измерительные информационные системы: Структуры и алгоритмы, системотехническое проектирование: уч. пособие для вузов / М.П. Цапенко. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 438с.
4. Арутюнов П.А. Теорія и применение алгоритмических измерений / П.А. Арутюнов. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 256с.
5. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов: Пер. с англ., под ред. Ю.И. Александрова. / Л. Рабинер, Б. Гоулд. – М: Мир, 1978.
6. Солодовников А.И. Основы теории и методы спектральной обработки информации / А.И. Солодовников, А.М. Спиваковский. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1986. – 272 с.
7. Марпл-мл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-мл. // Пер. с англ.– М.: Мир, 1990. – 584 с.
8. Наконечний А.Й. Теорія малохвильового (wavelet) перетворення та її застосування. — Львів, Фенікс, 2001. — 278 с.
9. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов: Пер. с англ. / С. Малла. – М.: Мир, 2005. – 671 с.
10. Шеннон К.Э. Работы по теории информации и кибернетика. / К.Э. Шеннон. – М.: Изд-во иностр. лит., 1963. – 829 с.
11. Теория информации и её приложения (сборник переводов под ред. А.А. Харкевича) / Дж. Заде, Р. Хартли, К. Шеннон и др. – М.: Физматгиз, 1959. – 328 с.
12. Колмогоров А.Н. Теория передачи информации: Сес. АН СССР по науч. пробл. автоматизации пр-ва. Пленар. заседания. – М.: Изд-во АН СССР, 1957. – 15с.

13. Longo G. Quantitative–qualitative measure of information. Inetrnat. Center of mechan. Sciences(Sommerkurs in Undient)/ Springer–Verlag, 1972.
14. Shults G. Informations theorie mit Bewertung. Wiss/Zeitschrift d. Humbold Univer. Berlin XX – 1971.S.175–183
15. Оливер Б. Эффективное кодирование [Под ред. А.А.Харкевича.] / Б. Оливер // Теория информации и её применение. – М.: Физматгиз, 1959. – С.159–190
16. Николайчук Я.М. Теорія джерел інформації. / Видання друге, виправлене/, – Тернопіль: ТзОВ «Терно–граф», 2010. – 536 с.
17. Николайчук Я.М. Теоретичні основи мір ентропії та їх застосування в інформаційних технологіях формування та опрацювання сигналів / Я.М. Николайчук, А.Р. Воронич // Оптико–електронні інформаційно–енергетичні технології. Міжнародний науково–технічний журнал. – 2010. –№1(19). – С.50–64.
18. Метрологія. Еталони одиниць вимірювань державні, первинні та вторинні. Основні положення, порядок розроблення, затвердження, реєстрації, зберігання та застосування: ДСТУ 3231:2007. – [Чинний від 2013–11–01]. – Київ :Держспоживстандарт України, 1995. – 19 с. – (Національні стандарти України).
19. Метрологія. Державна повірочна схема для засобів вимірювання об’єму та об’ємної витрати газу: ДСТУ 3383: 2007. – [Чинний від 2007–07–01; на заміну ДСТУ 3383-96]. – К.: Держспоживстандарт України, 2007. – III, 9 с. – (Національний стандарт України).
20. Стан метрологічного забезпечення обліку газу в Україні [Електронний ресурс] / Режим доступу: http://ifdcsms.com.ua/index.php?id=3&mhnews_id=380&mhnews_newsid=27110&mhnews_page=1.
21. Подкопаев К.П. Разработка и исследование поверочных средств измерений расхода газов с неорганическим верхним пределом. / К.П. Подкопаев // Измерительная техника. –1982. – №1. – С. 47–49.

22. Кремлевский П.П. Расходомеры и счетчики количества: справочник в 2 кн. / П.П. Кремлевский. – СПб.: Политехника, 2004. – 412 с. (Кн. 2. – 5-е изд., перераб. и доп.)
23. Chamberlain G. Modification Of Automated Bell Provers. / G. Chamberlain // W. Va. Univ. Eng. Stat. Bull. – 1971. – №105. – P. 76–82.
24. Бродин И.С., Многопредельная образцовая расходоизмерительная установка с вращающимся колоколом / И.С. Бродин, О.Е. Середюк // Современные методы и приборы автоматического контроля и регулирования процессов. – М.: МДНТП. – 1998. – С. 113–118.
25. Робочий еталон об'єму газу РЕОВГ-02. Інструкція з експлуатації ГИДЖ.407365.005 РЭ – Івано-Франківськ: ТзОВ «СКБ ЗА». – 11 с.
26. Модернізована установка для перевірки лічильників газу УПЛГ-2500 М. Інструкція з експлуатації ГИДЖ.441413.005 РЭ – Івано-Франківськ: ТзОВ «СКБ ЗА». – 11 с.
27. Лічильники газу роторні GMS [Електронний ресурс] / Режим доступу: http://sagotrade.com.ua/ua_produktion.php?action=energycount/indexgct-it-rtgms_ua&show=true.
28. Расходомеры [Электронный ресурс] / Режим доступу: <http://www.xumuk.ru/encyklopedia/2/3828.html>.
29. Приборы коммерческого и технологического учета газа [Электронный ресурс] / Режим доступу: <http://www.tg-c.ru/libray/shornik/3-4.html>.
30. Автоматизированная установка для поверки бытовых счетчиков газа АУП-16в. Руководство с эксплуатации ГРИС.436121.100 РЭ. – Харьков: СП «РАДМИРТЕХ», 2009. – 18 с.
31. Установка для визначення та контролю метрологічних характеристик побутових лічильників газу Темпо-3-МР. Настанова з експлуатації 562. М.Т.407368.024-20 НЕ. – Івано-Франківськ: ІВФ «Темпо». – 54 с.
32. Coomet Euro-Asian cooperation of National Metrological Institution. [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.coomet.net/members/ukraine/dp-ivano-frankivskstandartmetrologija/>

33. Рудак С.М. Перспективи застосування перетворювачів витрати газу, реалізованих на оцінюванні ймовірнісних характеристик потоку / С.М. Рудак, С.І. Мельничук: матеріали VII міжнар. наук.-техн. конф. «Приладобудування 2008: стан і перспективи»: 22-23 квітня 2008 р., м. Київ. – К.: НТУУ «КПІ» ВПІ ВПК «Політехніка», 2008. – С. 245-246.
34. Пашкевич О.П. Динамічне оцінювання статистичних характеристик шумів газового потоку для вимірювання витрати: дис. канд. техн. наук: 17.11.06 / Пашкевич Олег Петрович. – Львів, 2006. – 167 с.
35. Пістун Є.П. Нормування витратомірів змінного перепаду тиску / Є.П. Пістун, Л.В. Лесовой. – Львів: ЗАТ «Інститут енергоаудиту та обліку енергоносіїв», 2006. – 576 с.
36. Метран. Расходомеры Счетчики [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.metran.ru/catalog/rs/vh>.
37. Интертех. Приборы измерения расхода и уровня. OPTISWIRL 4070. Вихревой расходомер. Руководство по монтажу и эксплуатации [Электронный ресурс] / Режим доступа: http://www.inter-teh.com/optiswirl_4070.com.
38. Elster. Ultrasonic Flow Metering. [Електронний ресурс] / Режим доступа: http://www.elster-instromet.com/en/ultrasonic_flow.html.
39. Измерение расхода ультразвуковым методом [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.ste.ru/siemens/flow.html>.
40. Храмов А.В. Первинні вимірювальні перетворювачі вимірювальних приладів і автоматичних систем: навч. посіб. / А.В. Храмов. – К.: Вища школа, 1998. – 527 с.
41. Поліщук Є.С. Метрологія та вимірювальна техніка: підручник / Є.С. Поліщук, М.М. Дорожовець, В.О. Яцук, Т.Г. Бойко [за ред. Є.С. Поліщука.] – Львів: Бескид Біт, 2003. – 544 с.
42. SICK Sensor. Volume Flow Measuring Devices [Електронний ресурс] / Режим доступа: http://www.sick.com/de1/EN/home/produkts/produkt_port/flow_monitors.aspx.

43. Лічильники газу роторні «ТЕМП». Керівництво з експлуатації. Інструкція з експлуатації ГИДЖ.441413.005РЭ – Івано-Франківськ: НВФ«Темпо».– 19 с.
44. Счетчики газа турбинные СГ [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.ppx.ru/prod.php?id=40>.
45. Блохинцев Д.И. Акустика неоднородной движущейся среды. 2-е изд. / Блохинцев Д.И. – М.: Наука, 1981. – 208 с.
46. Минович И.Я. Гидродинамические источники звука. / Минович И.Я., Перник А.Д., Петровский В.С. – Л.: Судостроение, 1972. – 480 с.
47. Гімер Р.Ф. Основи газової динаміки. Навчальний посібник. / Р.Ф. Гімер П.Р. Гімер – Івано-Франківськ: Видавництво «Факел», 2000. – 228 с.
48. Оппенгейм А.В. Цифровая обработка сигналов: Пер. с англ. / А.В. Оппенгейм, Р.В. Шафер – М.: Связь, 1973. – 416 с.
49. Дейч М.Е. Техническая газодинамика. Изд. 3-е, перераб. / М.Е. Дейч – М.: Энергия, 1974. – 592 с.
50. Абрамович Г.Н. Прикладная газовая динамика. Изд. 4-е, исправленное и дополненное. / Г.Н. Абрамович – М.: Наука, 1976. – 888 с.
51. Андреев Н.И. Корреляционная теория статистических систем. / Н.И. Андреев – М.: Наука, 1966. – 454 с.
52. Айфичер Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход 2-е издание Пер. с англ. / Э. Айфичер, Б. Джервис – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
53. Пашкевич О.П. Статистичний аналіз випадкових сигналів, які утворюються при переміщенні газових потоків в транспортній магістралі // О.П. Пашкевич, С.І. Мельничук // Наукові праці конференції «Метрологія та вимірювальна техніка (Метрологія – 2004)». – Том 2. – Харків: ННЦ «Інститут метрології». – 2004. – С. 220-222.
54. Спортак М. Компьютерные сети и сетевые технологии: Пер. с англ./ М. Спортак – СПб.: ООО «ДиаСофтЮП», 2005. – 720 с.
55. Петрович Н. Т. Системы связи с шумоподобными сигналами / Н. Т. Петрович, М. К. Размахнин – Советское Радио, 1965. – 232 с.

56. Петрович Н. Т. Широкополосные каналы связи с шумоподобными сигналами / Н. Т. Петрович, М. К. Размахнин – М: ВЗЭИС, 1965.
57. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
58. Дубровский В. Синхронное кодовое разделение: технология будущего / В. Дубровский. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.radioradar.net/articles/scientific_technical/kod_razd.html
59. Прокис Дж. Цифровая связь / Дж. Прокис [Пер. с англ. Под ред. Д. Д. Кловского.] – М.: Радио и связь, 2000. – 598 с.
60. Stark W. E. Coding for Frequency-Hopped Spread-Spectrum Communication with Partial-Band Interference: Part I. Capacity and Cutoff Rate. / W. E. Stark // IEEE Trans. Commun., vol. COM33, n. 10, October, 1985, PP. 1036 – 1044.
61. Explore Zilog's Products. – [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.zilog.com/products>
62. Zilog [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.zilog.com>
63. Zarlink Semiconductor. WL102B. Wireless Data Controller. Advanced Information [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.zarlink.com/cps/rde/xbcr/SID-3F57579C-8B397AA0/zarlink/wl102b-datasheet-may2000.pdf>
64. Bluechip communication AS [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.gran-jansen.com>
65. Geraniotis E., Pursley M. B. Error Probabilities for Direct – Sequence Spread – Spectrum Multiple- Access Communications: Part I. Upper and Lower Bounds. / Geraniotis E., Pursley M. B. // IEEE Trans. Commun., vol. COM30, n. 5, May, 1982, PP. 985-995.
66. Barker R. H. Group Synchronizing of Binary Digital Systems / Barker R. H. // Communication theory. Ed. by W. Jackson. – London, 1953. – PP. 273 – 287.
67. Іщеряков С. М. / Структурні властивості ключів багаторівневих М-послідовностей / С. М. Іщеряков А. Я. Полянчич // Вісник Хмельницького

- національного університету. – 2005. – № 4. – Частина 1. – Том 2. – Хмельницький, 2005. – С. 65 – 68.
68. Padovani R. Reverse Link Performance of IS-95 Based Cellular Systems / Padovani R. // IEEE Personal Communications, Third Quarter, 1994. – P. 28 – 34.
69. Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications. IEEE Standard 802.11. – IEEE Press, 1997.
70. Wireless LAN medium access control (MAC) specifications: Higher-speed physical layer extension 2,4GHz band. Part 11. ANSI / IEEE Std 802.11. – IEEE, 1999.
71. Advanced Micro Devices, AMD – Processor Homepage [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://amd.com>
72. RF Solutions and Wireless Communications Technology: RFMD [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.rfmd.com>
73. Мельничук С. І. Методи формування та цифрової обробки сигналів в розподілених системах керування. Дис. кандидата технічних наук: 05.13.05 / Степан Іванович Мельничук. – Львів, Державний університет «Львівська політехніка», 2000.
74. Боровков К. В. Перспективные способы модуляции в широкополосных системах передачи данных / К.В.Боровков, И.Малыгин – М.: Наука, 1999. – 28 с.
75. Revisions of part 15 of commission's rules regarding Ultra Wideband transmission systems. First report and order. FCC 02-48 – Federal Communications Commission, 2002.
76. FCC 02-48 First Report and Order in the Matter of Revision of Part 15 of the Commissions Rules. Regarding Ultra-wideband Transmission systems, adopted Feb. 14, 2002.
77. Immoreev I. J. Features of Ultra-Wideband Signals Radiation / Immoreev I. J., Synyavyn A. N. – Baltimore, USA: UWBST'02, 2002.
78. Шахнович И. Сверхширокополосная связь. Второе рождение? / И. Шахнович // Электроника: НТБ. – 2001. – № 4. – С. 8 – 15.

79. Бунин С. Назад к Герцу? / С. Бунин // Радио. – 1990. – №7. – М. : Патриот, 1990. – С. 17 – 20.
80. Heiskala J. OFDM Wireless LANS: A Theoretical and Practical Guide / J. Heiskala, J. Terry. – Indianapolis: Sams Publishing, 2002.
81. Electromagnetic compatibility and radio spectrum matters (ERM); Methods of measurement for private mobile radio equipment. TR100027 – ETSI, 1999.
82. Дмитриев А. С. Стохастические колебания в радиофизике и электронике / А. С. Дмитриев, В. Я. Кислов – М: Наука, 1989. – 280 с.
83. Дубровский В. Анализ возможностей применения хаоса в современных системах связи [Электронный ресурс] / В. Дубровский . – Режим доступа: http://www.radioradar.net/articles/scientific_technical/haos2.html
84. Бельский Ю. Л. Передача информации с помощью детерминированного хаоса / Ю. Л. Бельский, А. С. Дмитриев // Радиотехника и электроника. – 1993. – Т. 38. – № 7. – С. 1310 – 1315.
85. Лазарович І. М. Дослідження застосування процедури рандомізації при передаванні сигналів в каналі з шумом / І. М. Лазарович, Я. М. Николайчук // Комп'ютерні технології друкарства: Зб.Наук.пр. – Львів, 2000. – С. 314 – 320.
86. Лазарович І. М. Метод рандомізації та цифрової обробки інформаційних потоків в системах автоматизації виробничих процесів / І. М. Лазарович, Я. М. Николайчук // Вісник технологічного університету Поділля. – 2002. – №3. – Т.2. – Хмельницький, 2002. – С. 91 – 94.
87. Geraniotis E. Noncoherent Hybrid DS-SFH Spread-Spectrum Multiple-Access Communications / Geraniotis E. IEEE Trans. Commun., vol. COM34, n. 9, September, 1986, PP. 862 – 872.
88. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Бернард Скляр. – Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вільямс», 2003. – 1004 с. : ил. – Парал. тит. англ.
89. Малыгин И. В. Наборы микросхем для построения устройств Spread Spectrum [Электронный ресурс] / И. В. Малыгин – Режим доступа: <http://сhem.net/sprav/sprav110.php>

90. Sclar B. Defining, Designing and Evaluating Digital Communications System / Sclar B. // IEEE Communications Magazine. – Nov. 1993. – PP. 92 – 101.
91. Криксунов В. Г. Спектральний аналіз електричних сигналів / Криксунов В. Г. – Київ: Техніка, 1971. – 196 с.
92. Гольденберг Л. М. Цифровая обработка сигналов: Справочник / Л. М. Гольденберг, Б.Д. Матюшкин, М. Н. Поляк – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
93. Ануфриев И. Е. MATLAB 7 / И. Е. Ануфриев, А. Б. Смирнов, Е. Н. Смирнова – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 1104 с.: ил. – ISBN 5-94157-494-0.
94. Rosa L. A. Applications of Statistical Methods to Secrecy Communications Systems / de Rosa L. A., Rogoff M. - Proposal 946, Fed. Telecommun. Lab., Nutley, N. J., August, 28, 1950.
95. Козленко М. І. Формування та обробка широкосмугових сигналів на основі випадкових процесів зі змінною ентропією розподілу імовірностей станів / М. І. Козленко, С. І. Мельничук // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2006. – № 1(9). – Івано-Франківськ: Інститут менеджменту та економіки «Галицька академія», 2006. – С. 28 – 31.
96. Пат. 81017 Україна, МПК(2006) H04B 1/69. Спосіб передавання та приймання інформації / Мельничук С. І., Козленко М. І. (Україна). – заявка № а 2005 08893; заявл. 19.09.2005; опубл. 26.11.2007, Бюл. № 19.
97. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн – М.: Наука, 1977. – 832 с.
98. Козленко М. І. Аналіз сучасного рівня розробки статистичних методів обміну даними на основі шумоподібних сигналів / М. І. Козленко, С. І. Мельничук // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2006. – № 2(10). – Івано-Франківськ: Інститут менеджменту та економіки «Галицька академія», 2006. – С. 33 – 38.
99. Пат. 92915 Україна, МПК(2006) H04B 1/69. Спосіб передавання та приймання інформації на основі широкосмугових сигналів, що формуються процесами зі змінними імовірнісними характеристиками / Мельничук С. І.,

- Козленко М. І. (Україна). – заявка № а 2008 01274; заявл. 01.02.2008; опубл. 27.12.2010, Бюл. № 24;
100. Николайчук Я. Н. Низовые вычислительные сети: Учеб. пособие / Я. Н. Николайчук – К.: УМК ВО, 1990. – 56 с.
101. Боюн В. П. Динамическая теория информации. Основы и приложения / Боюн В. П. – К: Институт кибернетики им. В. М. Глушкова НАН Украины, 2001. – 326 с.
102. М. А. Басараб Цифровая обработка сигналов и изображений в радиофизических приложениях / Басараб М. А., Волосюк В. К., Горячкин О. В. и др. под ред. В.Ф. Кравченко. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2011. – 544с.
103. Катус Г.П. Восприятие и анализ оптической информации автоматической системой / Г.П. Катус – М.: Машиностроение, 1986.-416 с.
104. Новейшие методы обработки изображений. / [Потапов А.А., Гуляев Ю.В., Никитов С.А. и др.] - М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – С. 496.
105. Фурман Я.Ф. Цифровые методы обработки и распознавания бинарных изображений / Я.Ф. Фурман, А.Н. Юрев, В.В. Яншин – Красноярск.: Изд-во Красноярского университета, 1992. – 248 с.
106. Дж. Ту. Принципы распознавания образов. / Дж. Ту/ [Пер. с англ. И.Б. Гуревича, под ред. Ю.И. Журавлева] - М.: Мир, 1978, - 407 с.
- 107 Системы технического зрения (принципиальные основы, аппаратное и математическое обеспечение) / [Писаревский А.Н., Чернявский А.Ф., Афанасьев Г.К. и др.; Под общ. ред. А.Н. Писаревского, А.Ф. Чернявского.] – Л.: Машиностроение, Ленингр. отд-ние, 1988. – 424 с.
108. Несен М.В. Віддалена система адаптивного розпізнавання образів / М.В. Несен // Интеллектуальные системы принятия решений и прикладне аспекты информационных технологий (ISDMIT-2006): [материалы научно-практической конференции (15-19 мая 2006 г.)]. – Херсон: Изд-во Херсонского морского института, 2006. – Т.1. – С. 111 – 114.

109. Flusser J., Suk T. Construction of complete and independent systems of rotation moment invariants, in CAIP 2003, Computer Analysis of Images and Patterns, Springer, 2003, pp. 41–48.
110. Генкин В.Л. Системы распознавания автоматизированных производств. / В.Л. Генкин, И.Л. Ерош, Э.С. Москалев – Л., Машиностроение, 1988.
111. Gader P.D., Forester B., Ganzberger M., Billies A., Mitchell B., Whalen M., Youcum T.: Recognition of handwritten digits using template and model matching. *Pattern Recognition*, 1991, 5 (24): 421-431.
112. Dimauro G., Impedovo S., Pirlo G., Salzo A.: Automatic bankcheck processing: A new-engineered system. In S.Impedovo et al, editor, *International Journal of Pattern Recognition and Artificial Intelligence*, World Scientific, 1997.
113. Xie S.L., Suk M.: On machine recognition of hand-printed chinese character by feature relaxation. *Pattern Recognition*, 1988, 21 (1): 1-7.
114. Perez-Cortes J.C., Llobet R., Arlandis J.: Fast and Accurate Handwritten Character Recognition using Approximate Nearest Neighbours Search on Large Databases. https://prhlt.iti.upv.es/demos/demo_forms/Perez-cortes00b.pdf
115. Mico L., Oncina J.: Comparison of fast nearest neighbour classifier for handwritten character recogniton. *Pattern Recognition Letters*, 1999, 19 (3-4): 351-356.
116. Ayat N.E., Cheriet M., Suen C.Y. Optimization of the SVM kernels using an empirical error minimization scheme. In *Proc. of the International Workshop on Pattern Recognition with Support Vector Machine*, Niagara Falls-Canada, August 2002, pp. 354-369.
117. Oliveira L.S., Sabourin R.: Support Vector Machines for Handwritten Numerical String Recognition. 9th International Workshop on Frontiers in Handwriting Recognition, October 2004.
118. Ahmad A.R., Viard-Gaudin C., Khalid M., Yusof R.: Online Handwriting Recognition using Support Vector Machine. *Proceedings of the Second International Conference on Artificial Intelligence in Engineering & Technology*, August 3-5 2004, pp. 250-256.

119. Shridhar M., Badreldin A.: Recognition of isolated and simply connected handwritten numerals. *Pattern Recognition*, 1986, 19(1):1-12.
120. Kim H.Y., Kim J.H.: Handwritten korean character recognition based on hierarchical random graph modeling. In *Proc. 6th International Workshop on Frontiers of Handwriting Recognition*, Taegon-Korea, August 1998, pp. 557-586.
121. Zhang G.P.: Neural networks for classification: a survey. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*, 2000 - Part C: Applications and Reviews, 30(4): 451-462.
122. Gómez Sánchez E., Dimitriadis Y.A., Más M.S.-R., García P.S., Cano Izquierdo J.M., Coronado J. L.: On-Line Character Analysis and Recognition with Fuzzy Neural Networks. *Intelligent Automation and Soft Computing*, Vol. 7, No. 3, pp. 161-162, 1998.
123. Ling, M. Lizaraga, N. Gomes, A. Koerich: A prototype for brazilian bankcheck recognition. In S. Impedovo et al, editor, *International Journal of Pattern Recognition and Artificial Intelligence*, World Scientific 1997, pp. 549-569.
124. Кердос-Інжинірінг, Система «Транзит-Інспектор» – программно-апаратний комплекс [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://kerdos.com.ua/tranzit-inspektor-raspoznavanie-nomerov-vagonov>
125. BSI-Group, Система «POS-Інтелект» [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.bsi-group.com.ua/ua/systems-security/category/integrated-system>
126. Adaptive Recognition America ARA, UIC Railway Code Recognition [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://adaptiverecognition.com/20120112/product_anpr_uic.html
127. Mallenom systems, Автоматизированная система учета нефтепродуктов «ARSCIS.Oil Account» [Електронний ресурс]. – Режим доступу: <http://www.mallenom.ru/Docs/ArscisArticle.pdf>
128. Мельничук С.І. Ідентифікація об'єктів за імовірнісними характеристиками фрагментів їх монохромних зображень. / С.І Мельничук. // XI міжнародна науково-практична конференція: Математичне та програмне

забезпечення інтелектуальних систем, м. Дніпропетровськ, 20-22 листопада 2013 р. / Дніпропетровськ: ТОВ «Роял Принт», 2013. – с. 159 – 160.

129. Аграновский А. В. Теоретические аспекты алгоритмов обработки и классификации сигналов / А. В. Аграновский, Д. А. Леднов. – М. : Радио и связь, 2004. – 164 с.

130. Большаков И. А. Статистические проблемы выделения потока сигналов из шума / И. А. Большаков. – М.: Советское радио, 1969. – 464 с.

131. Waheed K. A robust algorithm for detecting speech segments using an entropy contrast: праці міжн. конф. 45th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems MWSCAS'2002, 4-7 серп. 2002, Oklahoma (USA). – С. 328–331, III.

132. Shen J.-L., Robust Entropy-based Endpoint Detection for Speech Recognition in Noisy Environments: праці міжн. конф., 30 лист. – 4 груд. 1998, 5th International Conference on Spoken Language Processing, Sydney (Australia).

133. M. Fujimoto. Evaluation of noisy speech recognition based on noise reduction and acoustic model adaptation on the AURORA2 tasks : праці міжн.конф., вер. 2002, Spoken Lang. Processing ICSLP'2002, Denver (USA), 2000 – С. 465–468, I.

134. Рабинер Р. Л. Цифровая обработка речевых сигналов / Р. Л. Рабинер. – М.: Радио и связь, 1981. – 495 с.

135. Itakura F. Minimum Prediction Residual Principle Applied to Speech Recognition : праці наук. конф., Лютий 1975, IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Proc, 1975. – Т. 23, № 1. – С. 67–72.

136. Потапова Р. К. Речевое управление роботом / Р. К. Потапова. – М.: Радио и связь, 1989. – 328 с.

137. Бовбель Е. И. Статистические методы распознавания речи: скрытые Марковские модели / Е. И. Бовбель, И. Э. Хейдеров // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. – 1998. – № 3. – С. 45–65.

138. Пат. 56740А Україна, МПК(7) G01F25/00. Дзвонова дискретно-динамічна установка для точного відтворення та вимірювання об'ємів і

витрат газу. / Мельничук С.І. (Україна). – заявка № 2002087028; заявл. 28.08.2002; опубл. 15.05.2003, Бюл. № 5.

139. Мельничук С.І. Перспективи використання псевдовипадкових M-послідовностей в газомірних еталонних установках для точного вимірювання лінійних переміщень. / С.І. Мельничук. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2003. – №37. – 85 – 89.

140. Мельничук С.І. Підвищення точності визначення лінійних переміщень на основі застосування квазітрійкових M-послідовностей. / С.І. Мельничук. // Приладобудування 2002: підсумки і перспективи: Збірник тез науково-технічної конференції, м. Київ, 16-17 квітня 2002 р. – Київ: МПП «Темп», 2002. – С. 97 – 98.

141. Мельничук С.І. Представлення параметрів лінійних переміщень квазітрійковою маніпуляцією елементів псевдовипадкових кодових послідовностей. / С.І. Мельничук. // Методи та прилади контролю якості. – 2001. – № 7. – С. 58 – 60.

142. Мельничук С.І. Декодування одновимірних циклічних M-послідовностей методом адаптивного сходження. / С.І. Мельничук, С.А. Таянов. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні: український міжвідомчий науково-технічний збірник. – 2001. – № 36. – С. 117 – 121.

143. Мельничук С.І. Реалізація давачів переміщення на основі квазітрійково-маніпульованих бінарних кодів Галуа для відтворення контрольних об'ємів в газомірних установках. // С.І. Мельничук, Я.М. Николайчук. // Збірник тез доповідей IV науково-технічної конференції «Приладобудування 2005: стан і перспективи», 26-27 квітня 2005 р., м. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2005. – С. 273 – 274.

144. Николайчук Я.М. Коды поля Галуа та їх застосування в перетворювачах форми інформації. / Николайчук Я.М., Кусик Я.Б. // Тезисы докладов 7-го симпозиума: Проблемы создания преобразователей формы информации. - К: ИКАН Украины.-1992.

145. Мельничук С.І. Декодування двійкових циклічних М-последовностей методом збіжності за ключем. / С.І Мельничук. // Методи та прилади контролю якості. – 2005. – № 15. – С. 40 – 42.
146. Melnychuk Stepan. Binary cyclic M-sequences decoding by positional key convergence method. / Stepan Melnychuk // Modern problems of radio engineering telecommunications and computer science, Proceedings of the International conference (TCSET'2006), February 28- March 4. Lviv-Slavsko, Ukraine. / Lviv: Publishing house of Lviv Polytechnic, 2006. – P. 243 – 245.
147. С.І. Мельничук. Відтворення контрольних об'ємів у газомірних установках із використанням давача реалізованого на основі квазітрійково маніпульованих елементів послідовностей Галуа. / С.І. Мельничук, Я.М. Николайчук. // Український метрологічний журнал. – 2005. – №1. – 63 – 66.
148. Мельничук С.І. Застосування давачів лінійного переміщення на основі квазітрійково маніпульованих елементів галуа-последовностей для оптимізації процесів атестації на витратомірних установках дзвонового типу. / С.І. Мельничук. // Всеукраїнська науково-технічна конференція: Вимірювання витрати та кількості газу і нафтопродуктів, березень 2003р., м. Івано-Франківськ: ІФНТУНГ, Факел. – 2003. – С. 130.
149. Пашкевич О.П. Особливості застосування статистичних характеристик шуму контрольованого середовища при вимірюванні витрати газу. / О.П. Пашкевич, С.І. Мельничук. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – №4, Ч.1, Т.2– С. 62 – 65.
150. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных / Бендат Дж., Пирсол А.: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с.
151. Харкевич А.А. Спектры и анализ. – М.: ГИФМЛ, 1962. – 236 с.
152. Пашкевич О.П. Планування параметрів спектрального аналізу для методу вимірювання витрати на основі статистичних оцінок шумів контрольованого середовища. / О.П. Пашкевич, С.І. Мельничук. // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2005. – №2(8). С . 79 – 82.

153. Вентцель Е.С. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. / Е.С. Вентцель, Л.А. Овчаров – М.: Наука, 1991. – 384 с.
154. Мельничук С.І. Перспективи реалізації методу вимірювання витрати і кількості газу на основі зміни спектральних характеристик шумів контрольованого середовища. / С.І Мельничук, О.П. Пашкевич. // Методи та прилади контролю якості. – 2003. – № 11. – С. 64 – 68.
155. Мельничук С.І. Перспективи реалізації методу вимірювання витрати та кількості на основі зміни спектральних характеристик шумів контрольованого середовища. / С.І. Мельничук, О.П. Пашкевич. // Збірник наукових праць III науково-технічної конференції «Приладобудування 2004: стан і перспективи», 20-21 квітня 2004 р., м. Київ, ПБФТНТУУ «КПІ». – 2004. – С. 241.
156. Дорожовець М. Основи метрології та вимірювальної техніки: Підручник: у 2 т. / М. Дорожовець, В. Мотало, Б. Стадник та ін.; За ред. Б. Стадника. – Львів: Видавництво Національного університету «Львівська політехніка», 2005. – Т.1. Основи метрології. – 532 с. – Т.2. Вимірювальна техніка. – 656 с.
157. Адамовский А.А. Специфика измерения малых расходов вихревыми электромагнитными расходомерами / А.А. Адамовский, С.Н. Ещенко, А.А. Минаков, А.М. Митин // Тезисы X конференции «Коммерческий учет энергоносителей». 23-25 ноября 1999 г. Санкт-Петербург, 1999.
158. Мельничук С.І. Дослідження впливу режимів протікання газу на метрологічні характеристики шумових витратомірів. / С.І. Мельничук, О.П. Пашкевич, Ю.І. Бродин, Н.Л. Кулинин // Всеукраїнська науково-технічна конференція: Вимірювання витрати та кількості газу, 17-20 травня 2005р., м. Івано-Франківськ: ІФНТУНГ, Факел. – 2005. – С. 76.
159. Вихревой расходомер с улучшенными характеристиками в области малых среднерасходных скоростей / [Кратиров Д.В., Мекешкин С.М., Михеев Н.И. и др.] – Известия РАН – Энергетика, 1998. – №3. – С. 71-80.

160. Гордюхин А.И. Измерение расхода и количества газа и его учет / А.И. Гордюхин, Ю.А. Гордюхин. – Л.: Недра, 1987. – 208 с.
161. Генерация аэродинамического шума в элементах систем вентиляции. [Электронный ресурс] / Режим доступа: http://www.astralok.com/view_st.php?id=323
162. Пат. 62378 Україна, МПК(2006) G01F25/00 G01F1/66. Спосіб вимірювання величини витрати на основі спектральних характеристик шуму вимірюваного середовища / Мельничук С.І. (Україна). – заявка № 2003032230; заявл. 14.03.2003; опубл. 16.01.2006, Бюл. № 1.
163. Пат. 77083 Україна, МПК(2006) G01F1/66 G01F23/296 G01F25/00. Спосіб вимірювання витрати на основі статистичних характеристик шуму вимірюваного середовища / Мельничук С.І., Пашкевич О.П. (Україна). – заявка № 20041209957; заявл. 16.12.2004; опубл. 15.06.2006, Бюл. № 10.
164. Пат. 12414 Україна, МПК(2006) G01F25/00 F03D 3/00 F03D 3/06. Пристрій для перетворення та представлення вимірювальної інформації в тахометричних лічильниках газу / Мельничук С.І., Романів В.М. (Україна). – заявка № u200505738; заявл. 13.06.2005; опубл. 15.02.2006, Бюл. № 2.
165. Пат. 95677 Україна, МПК(2011) G01F 25/00 G01F 1/32. Спосіб вимірювання витрати газових середовищ / Мельничук С.І., Рудак С.М. (Україна). – заявка № а 2009 11068; заявл. 02.11.2009, опубл. 25.08.2011, Бюл. № 16.
166. Маштаков Б.П. Вихревые расходомеры с телом обтекания. Перспективы вихревой расходомерии / Б Маштаков.П., Грикевич А.В. // Приборы и системы управления. – 1990. – №12. – С. 24-26.
167. Козлов А.П. Процесс вихреобразования при поперечном обтекании пластины в ограниченном турбулентном потоке / Козлов А.П., Кратиров Д.В., Михеев Н.И., Молочников В.М. // Теплофизика и аэромеханика. – 1998. – С. 593-596.
168. Турбулентное течение жидкости или газа. [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://ligis.ru/effects/science/201/index.htm>.

169. Басараб М.А. Цифровая обработка сигналов на основе теоремы Уиттекера-Котельникова-Шеннона / Басараб М.А., Зелкин Е.Г., Кравченко В.Ф., Яковлев В.П. – М.: Радиотехника, 2004. – 72 с.
170. Pashkevych O.P. The planning of parameters of spectral analysis in measuring gas consumption based on spectral characteristic changes of random measuring medium process. / O.P. Pashkevych, S.I. Melnychuk. // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science, Proceedings of the International conference TCSET'2004, February 24-28. Lviv-Slavsko, Ukraine. / Lviv: Publishing house of Lviv Polytechnic, 2004. – P. 269.
171. Пашкевич О.П. Застосування різних коваріаційних функцій для методу вимірювання витрати газу на основі спектральних характеристик шумів контрольованого середовища. / О.П. Пашкевич, С.І. Мельничук. // Вісник Технологічного університету Поділля. – 2004. – Ч1. Т.1. – С. 199 – 203.
172. Пашкевич О.П. Система вимірювання витрати та об'єму газу на основі зміни статистичних характеристик шуму контрольованого середовища. / О.П. Пашкевич, С.І. Мельничук. // Український метрологічний журнал. – 2005. – №3. – 47 – 49.
173. Метрологія. Терміни та визначення: ДСТУ 2681-94 [Чинний від 1995-01-01]. – К.: Держстандарт України, 1994. – 68 с. (Національний стандарт України)
174. Схемотехника аналоговых электронных устройств [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.tg-c.ru/libray/shornik/3-4.html>.
175. Мельничук С.І. Дрейф нуля амплітуди первинного перетворювача при вимірюванні витрати за ентропійними оцінками шумів потоку. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Вимірювання витрати та кількості газу: збірник тез доповідей VII всеукраїнська науково-технічної конференція, 25-27 жовтня 2011 р. / За ред. С.А. Чеховського. – Івано-Франківськ: ІФНТУНГ, Факел, 2011. – С. 96 –98.
176. Федорченко А.М. Теоретична механіка / А.М. Федорченко. – К.: Вища школа, 1975. – 516 с.

177. Datasheet WM-60A-Omnidirektional Back Elekeret Condenser Microphone Cartridge-Panasonik Semikonduktor [Електронний ресурс] / Режим доступу: <http://www.alldatasheet.net/datasheet-pdf/pdf/111659/PANASONIK/WM-60A.html>
178. Гольденберг Л.М. Цифровая обработка сигналов: справочник / Л.М. Гольденберг, Б.Д. Матюшин, М.Н. Поляк. – М.: Радио и связь, 1985. – 312 с.
179. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов / Сергиенко А.Б. – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.
180. Мельничук С.І. Аналіз ефективності застосування складових спектру шумів потоку при вимірюванні витрати газу. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Механіка та машинобудування. – 2009. – №1. – С. 63 – 69.
181. Мельничук С.І. Вплив місцевих опорів на метрологічні характеристики шумових ентропійних перетворювачів витрати газу. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Нафтова і газова промисловість. – 2009. – №3. – С. 38 – 40.
182. Мельничук С.І. Зменшення впливу конструктивних елементів газогонів на СКВ оцінок ентропії випадкових коливань потоку в шумових перетворювачах витрати газу. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Вимірювальна техніка та метрологія. – Львів – 2009. – вип. 70. – С. 91 – 95.
183. Haddad Osamah. Entropy generation due to laminar incompressible forced convection flow through parallel-plates microchannel / Osamah Haddad, Abuzaid Mohammad, Al-Nimr Mohammad. // Entropy (ISSN 1099-4300 www.mdpi.org/entropy/) – 2004. – №6 (5). – P. 413-426.
184. Ahmet Z. Entropy generation in laminar fluid flow through a circular pipe / Z. Ahmet, Sahin and Rached Ben-Mansour // Entropy (ISSN 1099-4300 www.mdpi.org/entropy/) – 2003. – №5. – P. 404-416.
185. Grinter J.G.M. Recent developments in the uncertainty analysis of flow measurement processes / J.G.M. Grinter // Proceedings of the North Sea Flow Measurement Workshop, Kristiansand, Norway. – 1997 – №5. – P. 92-99.
186. Прокопов А.В. Погрешность, неопределенность и проблема моделирования в теории измерений / А.В. Прокопов // Український метрологічний журнал. – 2000. – № 4. – С. 23-27.

187. Терентьев С.Н. Оптимизация систем цифровой передачи измерительных сигналов: учебное пособие / Терентьев С.Н., Глухов А.Б., Константинова Л.В. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2002. – 268 с.
188. Степанов А.В. Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи / Степанов А.В., Матвеев С.А. – М.: Салон-Пресс, 2001. – 208 с.
189. Рудак С.М. Аналіз впливу розміру вибірки та розрядності АЦП на СКВ ентропійних оцінок вихрових акустичних перетворювачів витрати газу. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Розвідка та розробка нафтових і газових родовищ. – 2009. – №2(31). – С. 53 – 57.
190. Мельничук С.І. Дослідження впливу розрядності АЦП на ефективність оброблення широкосмугових сигналів зі змінною ентропією в інформаційних каналах автоматизованих систем. / С.І. Мельничук. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2009. – № 43. – С. 88 – 93.
191. Никамин В.А. Аналого-цифровые и цифро-аналоговые преобразователи / Никамин В.А. – СПб.: Корона Принт, 2003. – 224 с.
192. Кастер У. Аналого-цифровые преобразователи / У. Кастер. – М.: Техносфера, 2007. – 1016 с.
193. Шамбадаль П. Развитие и приложения понятия энтропии / П. Шамбадаль. – М.: Наука, 1967. – 240 с.
194. Жлуктечко В.І. Теорія ймовірностей і математична статистика: навч.-метод. посібник у 2 ч. / В.І. Жлуктечко, С.І. Наконечний. – К.: КНЕУ, 2000. – Ч. 1.: Теорія ймовірностей – 304 с.
195. Мельничук С.І. Використання Гаусового інтеграла помилок при оцінюванні метрологічних характеристик перетворювачів інформаційно-вимірювальних систем. / С.І. Мельничук, І.З. Мануляк. // Науковий вісник національного гірничого університету. – 2013. – №5(137). – С. 112 – 120.
196. Мануляк І.З. Оцінювання метрологічних характеристик первинних перетворювачів та інформаційних каналів цифрових систем за розподілом вимірювальних даних. / І.З. Мануляк, С.І. Мельничук. // Праці III-ї

міжнародної науково-технічної конференції «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки ПКТ-2014», 27-30 травня 2014 р., м. Чернівці, Чернівецький національний університет ім.Ю.Федьковича. – 2014. – С. 125 – 126.

197. Мельничук С.І. Дослідження впливу режимів протікання газу на метрологічні характеристики шумових витратомірів. / С.І. Мельничук, О.П. Пашкевич, Ю.І. Бродин, Н.Л. Кулинин // Всеукраїнська науково-технічна конференція: Вимірювання витрати та кількості газу, 17-20 травня 2005р., м. Івано-Франківськ: ІФНТУНГ, Факел. – 2005. – С. 76.

198. Коваленко И.Н. Теория вероятностей и математическая статистика: учебн. пособие для вузов / И.Н. Коваленко, А.А. Филлипова. – М: Высшая школа, 1973. – 368 с.

199. Захаров И.П. Теория неопределенности в измерениях: уч. пособ. / И.П. Захаров, В.Д. Кукуш. – Харьков: Консум, 2002. – 256 с.

200. Конопелько Л.А. Количественное описание неопределенности в аналитических измерениях / Л.А. Конопелько – СПб.: ВНИИМ ИМ. Д.И. Менделеева, 2002. – 149 с.

201. Мельничук С.І. Аналіз впливу методу обчислення ентропійних оцінок на невизначеність вимірювання витрати газових середовищ вихровим ентропійним перетворювачем. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Наукові вісті «Галицька академія». – 2010. – №1(17). – С. 88 – 94.

202. С.І. Мельничук. Вихровий перетворювач витрати та об'єму газу на основі зміни ентропійних характеристик шумів контрольованого середовища. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Український метрологічний журнал. – 2010. – №2. – С. 35 – 39.

203. Шлихтинг Г. Теория пограничного слоя / Шлихтинг Г. – М.: Наука, 1974. – 184 с.

204. Аэроакустика. [Электронный ресурс] / Режим доступа: http://www.femto.com.ua/articles/part_1/0235.html

205. Моделирование случайного процесса [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://mathtopia.ru/content/view/467/16>.
206. Храмов А.В. Экспериментальні дослідження, встановлення і апроксимація математичними моделями розподілу ймовірностей похибок датчиків: методичні рекомендації з курсу «Датчики автоматичних систем» для студентів спеціальності 19.01 «Приладобудування» усіх форм навчання / А.В. Храмов. – К.: НМК ВО, 1992. – 96 с.
207. Рего К.Г. Метрологическая обработка результатов технических измерений: справ. пособие / К.Г. Рего. – К.: Техника, 1987. – 128 с.
208. Новицкий П.В. Оценка погрешностей результатов измерений / П.В. Новицкий. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат, 1991. – 304 с.
209. Громов Ю.Ю. Введение в методы чисельного анализа: уч. пособ. / Ю.Ю. Громов, С.И. Титаренко. – Тамбов: И-во гос. техн.у-та, 2001. – 300 с.
210. Мельничук С.І. Методи та алгоритми обчислень: навч. посібник для студ. вищ. навч. закл. / С.І. Мельничук, Н.Л. Кулинин. – Івано-Франківськ: Вид-во ПВНЗ «Галицька академія», 2010. – 140 с.
211. Тюрин Ю.Н. Анализ данных на компьютере / Ю.Н. Тюрин, А.А. Макаров. – М.: ИНФРА-М, 2003. – 544 с.
212. Al-Zaharnah I.T. Entropy analysis in pipe flow subjected to external heating / I.T. Al-Zaharnah // Entropy (ISSN 1099-4300 www.mpdj.org/entropy/) – 2003. – №5. – P. 391-403.
213. Коткин Г.Л. Численное моделирование физических процессов / Г.Л. Коткин, В.С. Черкасский. – Новосибирск: НГУ, 1998. – 123 с.
214. Кругляк К. Промышленные сети: цели и средства / Константин Кругляк // Современные технологии автоматизации. – 2002. – № 4. – С. 6 – 17. – ISSN 0206-975X.
215. Гусев С. Краткий экскурс в историю промышленных сетей / Сергей Гусев // Современные технологии автоматизации. – 2000. – № 4. – С. 78 – 84. – ISSN 0206-975X.

216. Гупта. А. Foundation Fieldbus или Profibus-PA: Выбор промышленной сети для автоматизации технологических процессов / Ашок Гупта, Ричард Каро // Современные технологии автоматизации. – 1999. – № 3. – С. 16 – 20. – ISSN 0206-975X.
217. Кругляк К. Практика построения промышленных сетей на базе AS-интерфейса / Константин Кругляк // Современные технологии автоматизации. – 2002. – № 4. – С. 30 – 39. – ISSN 0206-975X.
218. Николайчук Я.М. Нафтогазова автоматика та нові інформаційні технології – важливий важіль підвищення техногенної екологічної безпеки в паливно–енергетичному комплексі. / Я.М. Николайчук, Н.Г. Яцків // Вимірювальна та обчислювальна техніка в технологічних процесах. – 2001. – №4. – С. 173–176.
219. Теория электрической связи: Учебник для вузов / [А. Г. Зюко, Д. Д. Кловский, В. И. Коржик, М. В. Назаров. Под ред. Д. Д. Кловского.] – М.: Радио и связь, 1999. – 432 с. : 204 ил.
220. Радиоприемные устройства: Учеб. Пособие для радиотехнич. спец. вузов / [Давыдов Ю. Т., Данич Ю. С., Жуковский А. П. и др.; Под ред. Жуковского А.] – М.: Высш. шк., 1989. – 342 с.: ил.
221. Козленко М.І. Дослідження завадостійкості способу передавання та приймання інформації на основі ширококутових сигналів зі змінною ентропією для дискретних повідомлень. / М.І. Козленко, С.І. Мельничук. // Електроніка і зв'язь. – 2007. – №2(37). – С. 82 – 92.
222. Мельничук С.І. Дослідження ефективності застосування статистичних оцінок при обробці цифрових сигналів, спотворених в інформаційному каналі. / С.І. Мельничук, М.Г. Федоришин. // Наукові вісті Інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2007. – №2(12). С. 85 – 88.
223. Мельничук С.І. Дослідження ефективності застосування статистичних оцінок при обробці цифрових сигналів, спотворених в інформаційному каналі. / С.І. Мельничук, М.Г. Федоришин. // Тези доповідей XXIV(І) міжнародної міжвузівської школи-семінару: Методи і засоби діагностики в

- техніці та соціумі 2007, квітень 2007 р., м. Івано-Франківськ, Інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2007. – С. 14.
224. Мельничук С.І. Дослідження впливу шумів каналу при передаванні даних способом зміни ентропії розподілу ймовірностей станів. / С.І. Мельничук, М.І. Козленко. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2006. – №40. – С. 163 – 166.
225. Мельничук С.І. Теорія ентропійних методів маніпуляції сигналів. / С.І. Мельничук. // Збірник наукових праць проблемно-наукової міжгалузевої конференції «Інформаційні проблеми комп'ютерних систем, юриспруденції, економіки та моделювання» (ПНМК – 2009), м. Бучач, 19-22 травня 2009 р. / Бучач: Бучацький інститут менеджменту і аудиту, 2009. – Т.1, №5. – С. 6 –9.
226. Мельничук С.І. Дослідження впливу пасивних фрагментів широкосмугових сигналів з керованою ентропією на завадостійкість обміну даними. / С.І. Мельничук, М.І. Козлено, М.В. Коропецька. // Наукові вісті інституту менеджменту та економіки «Галицька академія». – 2010. – №1(17). С. 102 – 106.
227. Башарин Г.П. О статистическом оценивании энтропии последовательности независимых случайных величин / Г. П. Башарин // Теория вероятностей и ее применения. – 1959. – IV:3. – С. 361 – 364.
228. Hutcheston K. Some moments of an estimate of Shannon's measure of information / Hutcheston K., Shenton D. R. // Comm. Statist. – 1974. – 3:3. – P. 89 – 94.
229. Михайлов В. Г. Статистическое оценивание энтропии дискретных случайных величин с большим числом исходов / В. Г. Михайлов, В. А. Ватутин // Успехи математических наук. – 1995. – Т. 50. – Вып. 5. – С. 121 – 134.
230. Мельничук С.І. Оцінка завадозахищеності сигналів зі змінною ентропією при передаванні даних в інформаційних каналах розподілених систем контролю та керування. / С.І. Мельничук. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2007. – Т.1, №2. – С. 218 – 221.

231. Василик В.М. Розрахунок оцінок ентропії з використанням кореляційних функцій для інформаційних джерел з нормально розподіленими некорельованими станами. / В.М. Василик, Я.М. Николайчук, С.І. Мельничук. // Збірник наукових праць проблемно-наукової міжгалузевої конференції «Інформаційні проблеми комп'ютерних системи, юриспруденції, енергетики, економіки, моделювання та управління» (ПНМК – 2012), 07-10 червня 2012 р., випуск №8. – Бучач –2012. – С.46 – 49.
232. Козленко М.І. Оцінка ефективності застосування різних сигналів при реалізації обміну даними на основі способу заміни ентропії сигналів інформаційного каналу в низових мережах. / М.І. Козленко, С.І. Мельничук. // Вестник ХНТУ. – 2006. – №2(25). – С. 231 – 234.
233. Козленко М.І. Дослідження впливу форми періодичних сигналів на ентропію розподілу ймовірностей станів у провідникових каналах обміну даними. / М.І. Козленко, С.І. Мельничук. // XIII Міжнародна конференція з автоматичного управління (Автоматика – 2006), м. Вінниця, 25 – 28 вересня 2006 р. / Вінниця: УНІВЕРСУМ - Вінниця, 2006. – С. 338.
234. Judge G. G. Introduction to the Theory and Practice of Econometrics / G. G. Judge, R. C. Hill, W. E. Griffiths, H. Lutkepohl, T. C. Lee. – New York, Wiley.
235. Conover W. J. Practical Nonparametric Statistics / Conover W. J. - New York, Wiley, 1980.
236. Зубков А. М. Предельные распределения статистической оценки энтропии / А. М. Зубков // Теория вероятностей и ее применения. – 1973. – XVIII:3. – С. 643 – 650.
237. Волковец А. И. Теория вероятностей и математическая статистика: Практикум для студ. всех спец. БГУИР дневной формы обучения / А. И. Волковец, А. Б. Гуринович. – Мн.: БГУИР, 2003. – 68 с.: ил. – ISBN 985-444-533-X.
238. Козлов М. В. Введение в математическую статистику / М. В. Козлов, А. В. Прохоров. – М.: Изд-во МГУ, 1987. – 264 с.

239. Барковський В. В. Теорія ймовірностей та математична статистика / В. В. Барковський, Н. В. Барковська, О. К. Лопатін. – Київ: ЦУЛ, 2002. – 448 с. – Серія: математичні науки. – ISBN 966-793849-2.
240. Алгоритмізація, програмування, числові та символні обчислення в пакеті MathCAD / Я.С. Паранчук, А.В. Маляр, Р.Я. Паранчук, І.Р. Головач. – Львів : Вид-во «Львівська політехніка», 2008. – 412 с.
241. Мельничук С.І. Оцінка заводо захищеності ширококутових інформаційних каналів систем контролю споживання енергоносіїв. / С.І. Мельничук, М.І. Козленко. // Збірник тез доповідей VI міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування 2007: стан і перспективи», 24-25 квітня 2007 р., м. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2007. – С. 310 – 311.
242. Мельничук С.І. Заводостійкість інформаційних каналів систем контролю витрати енергоносіїв реалізованих на випадкових сигналах зі змінною ентропією. / С.І. Мельничук, М.І. Козленко. // Збірник тез доповідей VII міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування 2008: стан і перспективи», 22-23 квітня 2008 р., М. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2008. – С. 254.
243. Мельничук С.І. Дослідження статистичних характеристик випадкових сигналів провідникових та радіоканалів обміну даними розподілених систем контролю. / С.І. Мельничук, М.І. Козленко. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2005. – Ч.1 Т.1, №4. – С. 200 – 204.
244. Вапник В.Н. Теория распознавания образов (статистические проблемы обучения) / В.Н. Вапник, А.Я. Червоненкич - М.: Изд-во Наука, 1974. – 416 с.
245. Chen S.H. Handbook of pattern recognition and computer vision / Chen S.H., Rau L.F. and Wang P.S.P.(eds.). – Singapore-New Jersey-London-Hong Kong: World Scientific Publishing Co. Pte. Ltd., 1995. - 984 p.
246. Маннинг К.Д. Введение в информационный поиск. / Маннинг К.Д., Рагхаван П., Шютце Х. — М.: Изд-во «Вильямс», 2014. – 528 с.
247. Лепский А.Е. Математические методы распознавания образов. (Курс лекций). / А.Е. Лепский, А.Г. Броневиц. - Южный федеральный университет:

- Таганрог, 2009. [Електронний ресурс] / Режим доступу: http://www.lepskiy.ucoz.com/lect_Lepskiy_Bronevich_pass.pdf
248. Kong T.Y., Rosenfeld A. Digital topology: Introduction and Survey // *Comp. vision, graphics and image processing*. 1989. Vol.48. p. 357-393.
249. Пат. 103281 Україна, МПК(2006) G06K 9/64. Спосіб ідентифікації об'єктів за імовірнісними характеристиками фрагментів їх зображень / Мельничук С.І. (Україна). – заявка № а 2012 12161; заявл. 23.10.2012, опубл. 25.09.2013, Бюл. № 18.
250. Мельничук С.І. Ідентифікація об'єктів за імовірнісними характеристиками фрагментів їх монохромних зображень. / С.І Мельничук. // XI міжнародна науково-практична конференція: Математичне та програмне забезпечення інтелектуальних систем (MPZIS-2013), м. Дніпропетровськ, 20-22 листопада 2013 р. / Дніпропетровськ: ТОВ «Роял Принт», 2013. – С. 159 – 160.
251. Melnychuk S.I. Objects (signals) identification using estimated information entropy of two-dimensional monochrome images. / S.I. Melnychuk, S.V.Yakovyn. // *Scientific bulletin of national mining university. Scientific and technical journal*. – 2015. – №3 (147). – С. 137 – 142.
252. Методы корреляционного обнаружения объектов. / Гиренко А.В., Ляшенко В.В., Машталир В.П., Путятин Е.П. – Харьков: АО «БизнесИнформ», 1996. 112 с.
253. Анісімов А.В. Обчислювальна геометрія та комп'ютерна графіка / Анісімов А.В., Терещенко В.М. – КНУ імені Тараса Шевченка: Київ, 2012. [Електронний ресурс] / Режим доступу: <http://cg.unicyb.kiev.ua/>
254. Кутковецький В. Я. Розпізнавання образів : навчальний посібник / В. Я. Кутковецький. – Миколаїв : Вид-во МДГУ ім. П. Могили, 2003. – 196 с.
255. Barroso J. Number plate reading using computer vision. / Barroso J., Rafael A., Dagless E.L., Vulas-Cruz J. - [Електронний ресурс] / Режим доступу: <http://www.utad.pt/~jbarroso/html/isie97.html>

256. Arndt T. Comments on «Mesh and pyramid algorithms for iconic indexing» / Arndt T., Costagliola G., Chang S.K., International Journal of Imaging Systems and Technology, vol.3 (1991), pp. 819-820.
257. Shchepin E. V. «Character Recognition via Critical Points" / Shchepin E. V., Nepomnyashchii G. M., International Journal of Imaging Systems and Technology, vol.3 (1991), pp. 213-221.
258. Мельничук С.І. Застосування попередньої статистичної обробки для покращення кореляційних властивостей сигналів. / С.І. Мельничук, М.Г. Федоришин. // VI міжнародна науково-практична конференція: Математичне та програмне забезпечення інтелектуальних систем (MPZIS-2008), м. Дніпропетровськ, 12-14 листопада 2008 р. – Дніпропетровськ – 2008. – С. 228 – 229.
259. Сторчун Є.В. Біофізичні та математичні основи інструментальних методів медичної діагностики: Навч. Посібник / Є.В. Сторчун, Я.М. Матвійчик – Львів: Вид-во «Растр-7», 2009. – 216 с.
260. Яненко О. П. Електронна апаратура лікувально-діагностичних технологій: навчальний посібник / О. П. Яненко, В. П. Куценко, С. М. Перегудов ; за заг. ред. О. П. Яненка // Вінницький національний технічний університет, Інститут інформатики і штучного інтелекту Донецького національного технічного університету. – Донецьк : Наука і освіта, 2011. – 209 с.
261. Зелепко С.М. Медична апаратура спеціального призначення : навчальний посібник / С.М. Зелепко, Л.Г. Коваль, Н.М. Гаврилова та ін. – Вінниця : ВНТУ, 2010. – 159 с.
262. Абакумов В.Г. Біомедичні сигнали та їх обробка. / В.Г. Абакумов, В.О. Геранін, О.І. Рибін, Й. Сватош, Ю.С. Синєкоп. – К.: ВЕК+, 1997. 352с.
263. В. Г. Абакумов Реєстрація, обробка та контроль біомедичних сигналів: навчальний посібник / В. Г. Абакумов, З. Ю. Готра, С. М. Зелепко та ін. – Вінниця: ВНТУ, 2011. – 352 с.

264. Шеннон Р. Имитационное моделирование систем – искусство и наука; пер. с англ. / Р. Шеннон. – М.: Мир, 1978. – 421 с.
265. Дозорський В. Обґрунтування математичної моделі фрикативного звуку у вигляді періодично корельованого випадкового процесу / Я. Драган, Є. Яворська, В. Дозорський // Вісник Тернопільського національного технічного університету ім. І. Пулюя. – Тернопіль : ТНТУ ім. І. Пулюя, 2010. – Т. 15, № 10. – С. 159-164.
266. М. В. Бачинський Комп'ютерна імітаційна модель вокалізованих фрикативних звуків / М. В. Бачинський, Л. Є. Дедів, В. Г. Дозорський // Вісник СумДУ. Серія «Технічні науки». – 2012, №1. – С. 149-156.
267. Дозорський В. Модель акустичного сигналу для виявлення порушень стану дихальної системи та голосового апарату як частковий випадок стохастичної коливної системи / Н. Джичка, І. Дедів, В. Дозорський, Я. Драган // Вісник Національного університету «Львівська політехніка» «Комп'ютерні науки та інформаційні технології». – 2011. – № 710. – С. 155-159.
268. Дозорський В. Метод опрацювання фрикативних звуків для діагностики захворювань органів голосового апарату на ранніх стадіях / Я. Драган, В. Дозорський // Вісник Національного університету «Львівська політехніка» «Комп'ютерні науки та інформаційні технології». – 2011. – № 694. – С. 376-382.
269. Sadaoki Furui. Digital speech. Processing, synthesis and recognition. / Furui Sadaoki. – Tokyo : Tokyo institute of technology, 2000. – 439 с.
270. Мельничук С.І. Застосування ентропійних характеристик для виділення інформативних частин сигналів в автоматизованих системах діагностування та контролю. / С.І Мельничук, М.Г. Федоришин. // Методи та прилади контролю якості. – 2008. – № 21. – С. 87 – 90.
271. Мельничук С.І. Застосування статистичних оцінок шумів при діагностуванні системи дихання. / С.І. Мельничук, М.Г. Федоришин. // Збірник тез доповідей VII міжнародної науково-технічної конференції

«Приладобудування 2008: стан і перспективи», 22-23 квітня 2008 р., М. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2008. – С. 200 – 201.

272. Івасів Т.В. Застосування ентропійних характеристик акустичних шумів для діагностування стану функціонування дихальної системи. / Т.В. Івасів. С.І. Мельничук. // Наукові вісті «Галицька академія». – 2010. – №18(2). – С. 31 – 34.

273. Пат. 88641 Україна, МПК(2009) G06K 9/00 G06F 19/00. Спосіб розпізнавання дискретних сигналів / Мельничук С. І., Федоришин М.Г. (Україна). – заявка № а 2007 01326; заявл. 08.02.2007; опубл. 10.11.2009, Бюл. № 21

274. Пат. 53463А Україна, МПК(7) А61С19/00. Спосіб обробки даних електроміографічного (ЕМГ) дослідження жувальних м'язів / Пелехан Л.І., Рожко М.М., Мельничук С.І., Андрійців С.С., Ожоган С.Р., Пітик М.І. (Україна). – заявка № 2002064667; заявл. 07.06.2002; опубл. 15.01.2003, Бюл. № 1.

275. Нідзельський М.Я. Сучасні погляди на розвиток мовленнєвої адаптації при користуванні зубними протезами / М.Я. Нідзельський, В.П. Чикор // Український стоматологічний альманах. - 2002. - №6. - С. 31-33.

276. Kostrica, R. Vztah protetika k fonetice / R. Kostrica // Cs. Stomatol. – 1961. – №2.-S. 113-126

277. Мельничук М.В. Аналіз та перспективи використання статистичних характеристик у дослідженнях мовної артикуляції при ортопедичному лікуванні хворих повними знімними пластинковими протезами. / М.В. Мануляк, М.М. Рожко, С.І. Мельничук, В.М. Василик. // Галицький лікарський вісник. – Івано-Франківськ 2011. – Т. 18, №3. – С. 55 – 59.

278. Мельничук С.І. Застосування оцінок інформаційної ентропії при цифровому опрацюванні широкосмугових акустичних сигналів в системах діагностування та контролю. / С.І. Мельничук. // Контроль і управління в складних системах (КУСС-2014) XI Міжнародна конференція. Тези доповідей. Вінниця, 14-16 жовтня 2014 р. – Вінниця: ВНТУ. – 2014. С. 54.

279. Мельничук Н.В. Анализ и перспективы использования энтропийных характеристик в восстановлении речевой артикуляции при полном съемном протезировании. / Н.В. Мельничук, Н.М. Рожко, С.И. Мельничук // The scientific and practical journal valeology health - illness - recovery. Kazakhstan Republic. – 2013. – № 3. – С.35-39.
280. Мельничук С.І. Можливості використання оцінок ентропії при опрацюванні сигналів в інформаційних діагностичних системах. // С.І. Мельничук. В.М. Василик. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2011. – №3 (177). – С. 175 – 179.
281. Мельничук С.І. Виділення інформативних частин дискретизованих сигналів за ентропійними оцінками їх амплітуди в системах діагностування. / С.І. Мельничук. // Наукові вісті «Галицька академія». – 2011. – №2(19). – С. 48 – 52.
282. Кенуй М.Г. Быстрые статистические вычисления. Упрощенные методы оценивания и проверки : Справочник / М.Г. Кенуй, Д.А. Астринский. – М. : Статистика, 1979. – 69 с.
283. Шварц А.Г. Выборочный метод : Руководство по применению статистических методов оценивания / А.Г. Шварц ; Пер. с нем. Я.Ш. Паппэ. – М. : Статистика, 1978. – 211 с.
284. Рудак С.М. Особливості застосування первинних перетворювачів у інформаційно-вимірювальних системах витрати газу. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Вісник Херсонського національного технічного університету. – 2014. – №4(51). – С. 156 – 161.
285. Мельничук С.І. Перспективи застосування перетворювачів витрати газу реалізовані на оцінюванні ймовірнісних характеристик потоку. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Збірник тез доповідей VII міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування 2008: стан і перспективи», 22-23 квітня 2008 р., М. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2008. – С. 245.
286. Мельничук С.І. Вплив довжини прямої ділянки трубопроводу на ентропійні характеристики вихрових акустичних перетворювачів витрати для

турбулентних потоків газових середовищ. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Збірник тез доповідей VIII міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування 2009: стан і перспективи», 28-29 квітня 2009 р., М. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2009. – С. 209 – 210.

287. Мельничук С.І. Вплив розподілу випадкових сигналів зумовлених переміщенням газових середовищ на ефективність вимірювання витрати. / С.І. Мельничук, С.М. Рудак. // Методи та прилади контролю якості. – 2009. – № 23. – С. 73 – 78.

288. Мануляк І.З. Застосування статистичних оцінок при опрацюванні вимірювальних сигналів спотворених імпульсними завадами. / І.З. Мануляк, С.І. Мельничук. // Праці IV-ї міжнародної науково-практичної конференції «Проблеми інформатики та комп'ютерної техніки ПІКТ-2015», 26-29 травня 2015 р., м. Чернівці, Чернівецький національний університет ім.Ю.Федьковича. – 2015. – С. 109 – 111.

289. Мельничук С.І. Інформаційні міри розрахунку та розрядність аналого-цифрових перетворювачів ентропійних перетворювачів витрати газових середовищ. / С.І. Мельничук, І.З. Мазурик. // Методи та прилади контролю якості. – 2012. – №28. – С. 106 – 112.

290. Мельничук С.І. Використання розподілу результатів вимірень для оцінювання метрологічних характеристик первинних перетворювачів та інформаційно-вимірювальних каналів. / С.І. Мельничук, І.З. Мануляк. // Метрологія та прилади. – 2014. – №4 (48). – С. 41 – 47.

291. Рудак С.М. Аналіз джерел формування широкосмугових вимірювальних сигналів для перетворювачів витрати на основі ентропійних оцінок шумів не завихреного та завихреного потоків. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2014. – №2. – С. 158 – 162.

292. Мельничук С.І. Реалізація та застосування моделей робочих еталонів об'єму газу з чутливими елементами обертового типу для покращення їх метрологічних характеристик. / С.І. Мельничук. // Збірник тез доповідей II науково-технічної конференції «Приладобудування 2003: стан і

- перспективи», 22-23 квітня 2003 р., м. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2003. – С. 191.
293. Рудак С.М. Проектування замірних діляниць вузлів обліку газу на основі вихрового ентропійного перетворювача. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Збірник тез доповідей ІХ міжнародної науково-технічної конференції «Приладобудування 2010: стан і перспективи», 27-28 квітня 2010 р., М. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2010. – С. 101.
294. Рудак С.М. Визначення довжини прямої ділянки трубопроводу, що мінімізує впливи місцевих опорів під час вимірювання витрати газу вихровими ентропійними перетворювачами. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Проблеми нафтогазової промисловості: збірник наукових праць. Вип. 8 – Київ, 2010. – С. 208 – 212.
295. Романів В.М. Цифрова система оцінювання енергетичних параметрів природного газу за поглинаючою здатністю ІЧ-випромінювання його компонентами. / В.М. Романів, С.І. Мельничук. / Сборник научных трудов SWorld. – Выпуск 3. Том 6. – Иваново: Маркова А.Д., 2013 – С. 87 – 97.
296. Рудак С.М. Проектування замірних діляниць вузлів обліку газу на основі вихрового ентропійного перетворювача. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Наука і вища освіта: тези доповідей учасників ХVІІІ Міжнародна наукова конференція студентів і молодих учених, м. Запоріжжя, 22-23 квітня 2010 р.: у 4 т. / Класичний приватний університет. – Запоріжжя: Вид-во КПУ, 2010. – Т.3. – С. 232 – 233.
297. Рудак С.М. Інформаційно-вимірювальна повірочна система з ентропійним перетворювачем витрати завихреного потоку. / С.М. Рудак, С.І. Мельничук. // Науковий вісник Чернівецького університету. Комп'ютерні системи та компоненти. – 2012. – Т.3., Вип. 1. – С. 63 – 67.
298. Поверка электрических термометров сопротивления [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.support17.com/component/content/755.html?task=view>.

299. Датчики давления компании Motorola [Электронный ресурс] / Режим доступа: http://gendocs.ru/v5429/конспект_лекций_современная_элементная_база_систем_управления_ла?page=7
300. Устройство для регистрации и цифровой обработки аналоговых сигналов с частотой дискретизации 50 МГц [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.signal.ru/adc3u401.htm>
301. Цюцюра С.В. Метрологія, основи вимірювань, стандартизація та сертифікація / С.В. Цюцюра, В.Д. Цюцюра. – К: Знання, 2006. – 242 с.
302. Счетчики газа ротационные RVG (G16 - G250). Руководство по эксплуатации ЛГТИ.407273.001 РЭ: Фирма «Эльстер Продукцион ГмбХ», ООО «ПКФ «Теплогаз-Центр», с. 6-8, 19-21. [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.tg-c.ru/product/76/rvg-re22.pdf>
303. Патент України на корисну модель № 59253 «Роторний лічильник газу»
304. Регістратори магнітного поля серії ВЕГА-Р2. Технічний опис регістратора на сайті виробника – СП «Радмиртех», м. Харків [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://radmirtech.com.ua/rmp.html>
305. Пат. 68847 Україна, МПК(2012) G01F 15/00 G01F 3/00 G01R 33/02. Реєстратор магнітного поля для лічильників газу або води / Руденко М.В., Хохряков В.В., Мельничук С.І. (Україна). – заявка № u 2011 12300; заявл. 20.10.2011, опубл. 10.04.2012, Бюл. № 7.
306. Мельничук С.І. Цифрові реєстратори магнітного втручання первинних перетворювачів газу або води. / С.І. Мельничук, І.З. Мануляк. // Контроль і управління в складних системах (КУСС-2012) XI Міжнародна конференція. Тези доповідей. Вінниця, 9-11 жовтня 2012 р. – Вінниця: ВНТУ. – 2012. С. 76 – 77.
307. Мельничук С.І. Оптимізація алгоритму обчислення оцінок інформаційної ентропії випадкових сигналів для цифрових засобів обміну даними. / С.І. Мельничук, Коропецька М.В., Мануляк І.З. // Вісник Хмельницького національного університету. – 2015. – №3. – С. 141 – 148.

308. Кинтцель Т. Руководство программиста по работе со звуком / Т. Кинтцель. – М.: ДМК-Пресс, 1998. – 432 с.
309. Архангельский А.Я. Программирование в С++ Builder 6 / А.Я. Архангельский. – М.: ЗАО «Издательство БИНОМ», 2000. – 1152 с.
310. Архангельский А.Я. Библиотека С++ Builder 6: 70 компонентов ввода / вывода информации / А.Я. Архангельский. – М.: ЗАО «Издательство БИНОМ», 2000. – 288 с.
311. Таненбаум Э. Распределенные системы. Принципы и парадигмы / Э. Таненбаум, М. Ван Стеен. – СПб.: Питер, 2003. – 877 с.: ил. – (Серия «Классика computer science»). – ISBN 5-272-00053-6.
312. СГАЭС – 126 – система контроля загазованности горючими и токсичными газами [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://www.inms.ru/sgaes.php>
313. Калабухов В. Система контроля загазованности «Газ-6» / В. Калабухов, А. Ляпков, В. Поляков // Современные технологии автоматизации. – 2002. – № 2. – С. 36 – 40. – ISSN 0206-975X.
314. Мельничук С.І. Автоматизоване проектування ПЛІС та друкованих плат. Навчальний посібник (видання 2-ге доповнене) / Мельничук С.І. – Івано-Франківськ: Видавництво ІМЕ, 2006 – 188с – ISBN 966-7768-67-8.
315. Трамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR-микроконтроллеров / В. Трамперт [Пер. с нем.] – К.: «МК-Пресс», 2006. – 208с., ил. – ISBN 966-8806-14-X (рус.).
316. Баранов В. Н. Применение микроконтроллеров AVR: схемы, алгоритмы, программы / В. Н. Баранов – М.: Издательский дом «Додека XXI», 2004. – 288с.: ил. (серия «Мировая электроника»). – ISBN 5-94120-075-7.
317. Евстифеев А. В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя / А. В. Евстифеев – М.: Издательский дом «Додека XXI», 2007. – 592с.: ил. (серия «Программируемые системы»). – ISBN 978-5-94120-090-0.

318. Мортон Дж. Микроконтроллеры AVR. Вводный курс / Мортон Дж. [Пер. с англ.] – М.: Издательский дом «Додека XXI», 2006. – 272с.: ил. (серия «Мировая электроника»). – ISBN 5-94120-096-X.
319. Шпак Ю. А. Программирование на языке C для AVR и PIC микроконтроллеров / Ю. А. Шпак. – К.: «МК-Пресс», 2006. – 400 с., ил. – ISBN 966-8806-16-6.
320. Генератор белого шума [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://newsrack.ru/content/view/473/25/>
321. 128. Простой генератор белого шума // Радио. – 1979. – № 9. – М.: Патриот, 1979. – С. 58.
322. sPlan [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.abacom-online.de/uk/html/splan.html>
323. Atmel Products – Microcontrollers – AVR 8 – bit RISC [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.atmel.com/avr>
324. CodeVisionAVR V2. High Performance ANSI C Compiler, Integrated Development Environment [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.hpinfotech.ro/html/cvavr.htm>
325. Development tools for AVR. IAR Embedded Workbench for Atmel AVR Integrated development environment and optimizing C/C++ compiler for AVR [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.iar.com/website1/1.0.1.0/107/1/index.php>
326. SourceForge.net: WinAVR [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://sourceforge.net/projects/winavr/>
327. AVR042: AVR Hardware Design Considerations [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc2521.pdf
328. Microchip [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.microchip.com>
329. AVR180: External Brown-out Protection [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.atmel.com/dyn/resources/prod_documents/doc1051.pdf

330. Семенов Б. Ю. Шина I²C в радиотехнических конструкциях / Семенов Б. Ю. – М.: СОЛОН-Р, 2002.
331. Simple 8-bit-digital-to-analog-converter using a R/2R-network [Електронний ресурс]. – Режим доступу: http://www.avr-asm-tutorial.net/avr_en/AVR_DAC.html
332. Новиков Ю. В. Разработка устройств сопряжения для персонального компьютера типа IBM PC. / Ю. В. Новиков, О. А. Калашников, С. Э. Гуляев, [под общей редакцией Новикова Ю. В. Практик. пособие.] – М.: ЭКОМ., 2002. – 224 с.: ил.
333. Мельничук С.І. Адаптація алгоритму розрахунку ентропійних оцінок випадкових сигналів з нормальним розподілом у комунікаційних засобах автоматизованих систем. / С.І. Мельничук, М.В. Коропецька. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2011.– №45. – С. 408 – 414.
334. Черкаський М. Складність апаратно-програмних комп'ютерних засобів / Черкаський М. // Сучасні проблеми в комп'ютерних науках. Contemporary Computing in Ukraine CCU'2000. Збірник наукових праць. – Львів, 2000, С. 58 – 67.
335. Черкаський М. В. Складність програм та апаратної реалізації алгоритмів / М. В. Черкаський – К.: «Техніка», 1993.
336. Черкаський М. SN-модель алгоритму / Черкаський М. // Комп'ютерні системи та мережі. Вісник ДУ «Львівська політехніка». – Львів, 2004. – № 485. – С. 131 – 133.
337. Мельник А. О. Архітектура комп'ютера. Наукове видання. / А. О. Мельник – Луцьк: Волинська обласна друкарня, 2008. – 470 с. – ISBN 978-966-361-264-5.
338. Мельничук С.І. Система безпроводного контролю витрати енергоносіїв на основі широкосмугових каналів зі змінною ентропією розподілу імовірностей станів. / С.І. Мельничук, М.І. Козленко. // Збірник тез доповідей V науково-технічної конференції «Приладобудування 2006: стан і

перспективи», 25-26 квітня 2006 р., м. Київ, ПБФ, НТУУ «КПІ». – 2006. – С. 286 – 287.

339. Романів В.М. Методика адаптивного оцінювання вищих вуглеводневих компонент природного газу зі статистичним розширенням інформаційної бази. / В.М. Романів, С.І. Мельничук. // Системи обробки інформації: збірник наукових праць – Х.: Харківський університет Повітряних Сил імені Івана Кожедуба, 2015. – Вип. 6(131). – С. 127 – 130.

340. Козленко М.І. Система контролю критичних параметрів віддалених об'єктів побутового та промислового призначення. / М.І. Козленко, С.І. Мельничук. // Автоматика – 2008: доповіді XV міжнародної конференції з автоматичного управління, м. Одеса, 23 – 26 вересня 2008 р. – Одеса: «ВидавІнформ» ОНМА. – 2008. – С. 810 – 812.

341. Мельничук С.І. Методи та алгоритми декодування двійкових циклічних послідовностей Галуа в автоматизованих системах контролю споживання енергоносіїв. / С.І. Мельничук. // Автоматизація виробничих процесів у машинобудуванні та приладобудуванні. – 2010. – № 44. – С. 113 – 123.

342. Програма зменшення загазованості навколишнього середовища території м. Борислав та околиць на період 2006 – 2009 р. – НДПІ ВАТ «Укрнафта», 15 липня 2005 р. – Івано-Франківськ, 2005.

Додаток А

Розрахунок спектральної щільності енергії широкосмугових сигналів

```
A=test.data;
T=1/48000
N=length(A);
F=1/(N*T)
A=(abs(T*fft(A))).^2;
Energy=sum(A)*F
A(N/2+2:N)=[ ];
A=A.*2;
B=1:1:N/2+1;
B=B-1;
B=B.*F;
plot(B,A,'k-')
grid on
```

Порівняння ефективності застосування імовірнісних характеристик широкосмугових сигналів з розміром фрагментів до 100000 відліків

```
n=100000;
krok=100;
j=n/krok;
for i=n:-krok:2
    [ES1,EH1]=entropy(A1);
    [ES2,EH2]=entropy(A2);
    EN1=entropy2(A1);
    EN2=entropy2(A2);
    D1=var(A1,1);
    D2=var(A2,1);
    SKV1=sqrt(D1);
    SKV2=sqrt(D2);
    M41=moment(A1,4);
    M42=moment(A2,4);
    M61=moment(A1,6);
    M62=moment(A2,6);
    ales(j)=mean(ES1);
    a2es(j)=mean(ES2);
    s1es(j)=sqrt(var(ES1,1));
    s2es(j)=sqrt(var(ES2,1));
    ses(j)=max(s1es(j),s2es(j));
    aleh(j)=mean(EH1);
    a2eh(j)=mean(EH2);
    s1eh(j)=sqrt(var(EH1,1));
    s2eh(j)=sqrt(var(EH2,1));
    seh(j)=max(s1eh(j),s2eh(j));
    alen(j)=mean(EN1);
    a2en(j)=mean(EN2);
    slen(j)=sqrt(var(EN1,1));
    s2en(j)=sqrt(var(EN2,1));
    sen(j)=max(s1en(j),s2en(j));
    alskv(j)=mean(SKV1);
    a2skv(j)=mean(SKV2);
    slskv(j)=sqrt(var(SKV1,1));
    s2skv(j)=sqrt(var(SKV2,1));
    sskv(j)=max(slskv(j),s2skv(j));
    alvar(j)=mean(D1);
    a2var(j)=mean(D2);
    slvar(j)=sqrt(var(D1,1));
    s2var(j)=sqrt(var(D2,1));
    svar(j)=max(slvar(j),s2var(j));
    alm4(j)=mean(M41);
    a2m4(j)=mean(M42);
    slm4(j)=sqrt(var(M41,1));
    sm4(j)=max(slm4(j),s2m4(j));
    alm6(j)=mean(M61);
    a2m6(j)=mean(M62);
    slm6(j)=sqrt(var(M61,1));
    sm6(j)=max(slm6(j),s2m6(j));
    A1(i:-1:i-(krok-1),:)=[];
    A2(i:-1:i-(krok-1),:)=[];
    j=j-1;
i
end
alskv=alskv./32767;
```

```

a2skv=a2skv./32767;
s1skv=s1skv./32767;
s2skv=s2skv./32767;
sskv=sskv./32767;
alvar=alvar./1073676289;
a2var=a2var./1073676289;
slvar=slvar./1073676289;
s2var=s2var./1073676289;
svar=svar./1073676289;
alm4=alm4./1152780773560811521;
a2m4=a2m4./1152780773560811521;
slm4=slm4./1152780773560811521;
s2m4=s2m4./1152780773560811521;
sm4=sm4./1152780773560811521;
alm6=alm6./1237713382987321429695725569;
a2m6=a2m6./1237713382987321429695725569;
slm6=slm6./1237713382987321429695725569;
s2m6=s2m6./1237713382987321429695725569;
sm6=sm6./1237713382987321429695725569;
Kes=(ales-a2es)./(ses.*2);
Keh=(aleh-a2eh)./(seh.*2);
Ken=(alen-a2en)./(sen.*2);
Kskv=(alskv-a2skv)./(sskv.*2);
Kvar=(alvar-a2var)./(svar.*2);
Km4=(alm4-a2m4)./(sm4.*2);
Km6=(alm6-a2m6)./(sm6.*2);
plot(Ken,'r')
hold on
plot(Kes,'m')
plot(Keh,'g')
plot(Kskv,'k')
plot(Kvar,'b')
plot(Km4,'c')
plot(Km6,'y')
grid on

```

Визначення характеру розподілу завади в точці прийняття рішень при опрацювання ширококутових комунікаційних сигналів

```

n=4000;
l=1000;
A1=round(randn(n,l)*6000);
H=entropy2(A1);
a=mean(H)
s=sqrt(var(H,l))
[jbHip,jbpvalue,jbstat,jbcv]=jbttest(H,0.05)
[lillieHip,lilliepvalue,lilliestat,lilliecv]=lillietest(H,0.05)
hist(H,101)

```

Визначення оптимального розміру вибірки ширококутового фрагменту при ентропійній маніпуляції

EbNOR := 100 n := 2

$$f(n) := 0.245 \cdot \sqrt{n-1} \cdot \log \left[\left(1 + \frac{4 \cdot \text{EbNOR}}{n} \right), 2 \right]$$

Given

n > 1 n < 1000

maxn := Maximize (f, n)

maxn = 105.334

Визначення симетрії функцій правдоподібності ширококутових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

```

clear
A=round(randn(100000,100)*3000);
mean(var(A,1))
B=entropy2(A);
mean(B)
sqrt(var(B,1))

```

Програма моделювання при визначенні оптимального розміру вибірки

```

% одна змінна
for i=2:1:1000
    WR=i/2;
    SN=100/WR;
    Kr(i)=(0.5*(log2(1+2*SN)))/(2*sen(i));
    Krt(i)=0.245*sqrt(i-1)*log2(1+400/i);
end
plot(Kr)
grid on
hold on
plot(Krt)

% дві змінні
warning off MATLAB:divideByZero
SNdB=[-39:1:0];
for i=1:1:40
    SN(i)=10^(SNdB(i)/10);
end
sen;
for i=1:1:40
    for j=1:1:3999
        WR=j/2;
        SNeq=100/WR;
        Kr(i,j)=(0.5*(log2(1+2*SN(i)))/(2*sen(j));
        if ((SNeq>=SN(i)-SN(i)*0.01)&(SNeq<=SN(i)+SN(i)*0.01))
            Kr2(i,j)=(0.5*(log2(1+2*SN(i)))/(2*sen(j));
        else Kr2(i,j)=1/0;
        end
    end
end
mesh(Kr)
hold on
surf(Kr2)
shading interp

```

Розрахунок ймовірностей помилок при опрацюванні ентропіно-маніпульованих широкосмугових сигналів

```

SNdB=[-40:1:50];
for i=1:1:91
    SN(i)=10^(SNdB(i)/10);
end
EbN0=SN*50;
EbN0dB=10*log10(EbN0);
Kr=(0.5*(log2(1+2*SN)))/(2*0.096406);
Krbest=(0.5*(log2(1+2*SN)))/(2*0.035322);
Pbn=Q(Kr);
Pbnbest=Q(Krbest);
Pbo=Q(sqrt(EbN0));
axis([-5 40 0.0000001 0.5])
semilogy(EbN0dB,Pbn,'r-')
hold on
grid on
semilogy(EbN0dB,Pbo,'b-')
semilogy(EbN0dB,Pbnbest,'k-')

```

Залежність відношень сигнал/завада в точці опрацювання широкосмугових випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією

```

clear
SNdB=[-20:1:20];
for i=1:1:41
    SN(i)=10^(SNdB(i)/10);
end
SNoutodB=SNdB+17+6;
SNoutndB=10*log10(((0.5*(log2(1+2*SN))).^2)/0.009294116836);
SNoutnbestdB=10*log10(((0.5*(log2(1+2*SN))).^2)/0.001247643684);

plot(SNdB,SNoutndB,'r-')
hold on
grid on
plot(SNdB,SNoutodB,'b-')
plot(SNdB,SNoutnbestdB,'g-')

```

Додаток Б

Тексти головного файлу та модулів програми зчитування вимірювальної інформації з аналого-цифрового перетворювача

```

#include <windows.h>
#include "MainDlg.h"
int APIENTRY WinMain(HINSTANCE hInst, HINSTANCE hPrev, LPSTR cmdLine, int show)
{ MainDialog mainDlg(hInst);
  return 0; }
// maindlg.h - заголовок модулю створення головного діалогового вікна
#ifdef MAINDLG_H
#define MAINDLG_H
#include <windows.h>
#include "Recorder.h"
#include "RecordDevice.h"
#include "ConfigDlg.h"
#include "Listener.h"

class MainDialog
{ public:
  MainDialog(HINSTANCE hInst)
  { DialogBox(hInst, MAKEINTRESOURCE(IDMAINWND), NULL, DlgProc); }

private:
  static INT_PTR Configure()
  { ConfigDlg cfg(hwnd_); }
  static INT_PTR CloseButtonClick();
  static INT_PTR CALLBACK DlgProc(HWND hwnd, UINT msg, WPARAM w, LPARAM l);
  static INT_PTR InitButtonClick();
  static INT_PTR InitDialog();
  static INT_PTR StartButtonClick();
  static INT_PTR SaveButtonClick();
  static const char* GetTimeString()
  { return Recorder::GetTimeString(); }
  static const DWORD GetTime()
  { return Recorder::GetTime(); }
  static void Observer();
  static void SetState(Recorder::State st);
private:
  static HWND hwnd_;
  static Listener listener_;
};
#endif

// maindlg.cpp - модуль головного діалогового вікна
HWND MainDialog::hwnd_;
INT_PTR CALLBACK MainDialog::DlgProc(HWND hwnd, UINT msg, WPARAM w, LPARAM l)
{ hwnd_=hwnd;
  try
  { switch(msg)
    { case WM_INITDIALOG: return InitDialog();
      case WM_TIMER:
      { SetDlgItemText(hwnd, IDTIMER, GetTimeString());
        return TRUE; }
      case WM_COMMAND:
      switch(LOWORD(w))
      {case IDCONFIG: return Configure();
        case IDINIT: if (HIWORD(w)==BN_CLICKED) return InitButtonClick();
        case IDSTART: if (HIWORD(w)==BN_CLICKED) return StartButtonClick();
        case IDSAVE: if (HIWORD(w)==BN_CLICKED) return SaveButtonClick();
        case IDCANCEL: if (HIWORD(w)==BN_CLICKED) return CloseButtonClick();
        }
      }
    }
  catch(RecordDeviceError& e)
  { char msg[128];
    mciGetErrorString(e.GetNumber(), msg, sizeof(msg));
    MessageBox(NULL, msg, "Recorder", MB_OK | MB_ICONSTOP);
  }
  return FALSE; }

INT_PTR MainDialog::InitButtonClick()
{ Recorder::Init();
  SetState(Recorder::GetState());
}

```

```

    return TRUE; }

static struct CtrlStates
{ const char* startName;
  BOOL startEnabled;
  BOOL saveEnabled;
} ctrlStates[Recorder::stop+1]={
    {"&Пуск", TRUE, FALSE},
    {"&Стоп", TRUE, FALSE},
    {"&Пуск", FALSE, TRUE} };

void MainDialog::SetState(Recorder::State st)
{ SetDlgItemText(hwnd_, IDSTART, ctrlStates[st].startName);
  EnableWindow(GetDlgItem(hwnd_, IDSTART), ctrlStates[st].startEnabled);
  EnableWindow(GetDlgItem(hwnd_, IDSAVE),
    ctrlStates[st].saveEnabled); }

INT_PTR MainDialog::StartButtonClick()
{if(Recorder::GetState()==Recorder::rec)
  { Recorder::Stop();
    SetState(Recorder::GetState());
  }
  else
  { Recorder::Start();
    SetState(Recorder::GetState());
  }
  return TRUE; }

INT_PTR MainDialog::InitDialog()
{ Recorder::SetObserver(&Observer);
  Recorder::Init();
  SetDlgItemText(hwnd_, IDTIMER, Recorder::GetTimeString());
  SetTimer(hwnd_, IDTIMER, 1000, NULL);
  SetState(Recorder::GetState());
  if (!Recorder::IsConnectedToCOM())
    {MessageBox(NULL, "COM-порт зайнятий", "Recorder",
      MB_OK | MB_ICONSTOP);
      EndDialog(hwnd_, IDCANCEL);
    }
  return TRUE; }

INT_PTR MainDialog::SaveButtonClick()
{ OPENFILENAME ofn;
  memset(&ofn, 0, sizeof(ofn));
  const int size=1024;
  char* filename=new char[size]; filename[0]=0;
  ofn.lStructSize=sizeof(ofn);
  ofn.lpstrFilter="WAV files\0*.wav\0\0";
  ofn.nFilterIndex=1;
  ofn.lpstrFile=filename;
  ofn.nMaxFile=size;
  ofn.lpstrInitialDir=".";
  ofn.Flags=OFN_EXPLORER | OFN_OVERWRITEPROMPT;
  ofn.lpstrDefExt="wav";
  if (GetSaveFileName(&ofn))
  { BuildFileName(ofn.lpstrFile, 1024, GetTime());
    Recorder::Save(ofn.lpstrFile);
    Recorder::Init();
    SetState(Recorder::GetState());
  }
  delete[] filename;
  return TRUE; }

INT_PTR MainDialog::CloseButtonClick()
{ Recorder::Deinit();
  KillTimer(hwnd_, IDTIMER);
  EndDialog(hwnd_, IDCANCEL);
  return TRUE; }

void MainDialog::Observer()
{ SetState(Recorder::GetState()); }

// RecordDevice.cpp - модуль пристрою запису вимірювальної інформації
inline void mciSendCommandThrow(MCIDEVICEID IDDevice, UINT uMsg, DWORD fdwCommand, DWORD_PTR
dwParam)
{ MCIERROR err = mciSendCommand(IDDevice, uMsg, fdwCommand, dwParam);
  if (err!=0) throw RecordDeviceError(err); }

```

```

void RecordDevice::Close()
{ if (!IsOpened()) return;
  MCI_GENERIC_PARMS gen={0};
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_CLOSE, MCI_WAIT, DWORD(&gen));
  deviceId_=0;
  timer_.Clear(); }

void RecordDevice::Open()
{ if (IsOpened()) return;
  MCI_OPEN_PARMS params={0, 0, "waveaudio", "", 0};
  mciSendCommandThrow(0, MCI_OPEN, MCI_OPEN_TYPE | MCI_OPEN_ELEMENT | MCI_WAIT,
  DWORD(&params));
  deviceId_=params.wDeviceID;
  SetParams();
  timer_.Clear(); }

void RecordDevice::Record()
{ if (GetStatus()==record) return;
  if (GetStatus()==close) Open();
  MCI_RECORD_PARMS params={0, 0, 0};
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_RECORD, MCI_FROM | MCI_RECORD_OVERWRITE,
  DWORD(&params));
  timer_.Clear();
  timer_.Start(); }

void RecordDevice::Stop()
{ if (!IsOpened()) return;
  MCI_GENERIC_PARMS params={0};
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_STOP, MCI_WAIT, DWORD_PTR(&params));
  timer_.Stop(); }

void RecordDevice::Save(const char* file)
{ if (GetStatus()==RecordDevice::record) Stop();
  MCI_SAVE_PARMS mciSaveParms;
  mciSaveParms.lpfilename=file;
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_SAVE, MCI_SAVE_FILE | MCI_WAIT, DWORD_PTR(&mciSaveParms));
}

void RecordDevice::Pause()
{ if (GetStatus()!=record) return;
  MCI_GENERIC_PARMS params={0};
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_PAUSE, MCI_WAIT, DWORD_PTR(&params));
  timer_.Stop(); }

void RecordDevice::Continue()
{ if (GetStatus()!=pause) return;
  MCI_GENERIC_PARMS params={0};
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_RESUME, MCI_WAIT, DWORD(&params));
  timer_.Start(); }

void RecordDevice::SetParams()
{ MCI_WAVE_SET_PARMS params;
  params.wFormatTag=formatTag_;
  params.wBitsPerSample=bitsPerSample_;
  params.nChannels=channels_;
  params.nSamplesPerSec=samplesPerSec_;
  params.nAvgBytesPerSec=(bitsPerSample_>>3)*channels_*samplesPerSec_;
  params.nBlockAlign=(bitsPerSample_>>3)*channels_;
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_SET, MCI_WAIT | MCI_WAVE_SET_FORMATTAG |
  MCI_WAVE_SET_BITSPERSAMPLE | MCI_WAVE_SET_CHANNELS | MCI_WAVE_SET_SAMPLESPERSEC |
  MCI_WAVE_SET_AVGBYTESPERSEC | MCI_WAVE_SET_BLOCKALIGN, (DWORD)&params);
}

RecordDevice::Status RecordDevice::GetStatus()
{ if (deviceId_==0) return close;
  MCI_STATUS_PARMS params;
  params.dwItem=MCI_STATUS_MODE;
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_STATUS, MCI_WAIT |
  MCI_STATUS_ITEM, (DWORD) &params);
  return (Status) params.dwReturn;
}

DWORD RecordDevice::GetCurPos()
{ MCI_STATUS_PARMS params;
  params.dwItem=MCI_STATUS_POSITION;
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_STATUS, MCI_WAIT | MCI_STATUS_ITEM, (DWORD) &params);
  return params.dwReturn; }

```

```

DWORD RecordDevice::GetLength()
{ MCI_STATUS_PARMS parms;
  parms.dwItem=MCI_STATUS_LENGTH;
  mciSendCommandThrow(deviceId_, MCI_STATUS, MCI_WAIT | MCI_STATUS_ITEM, (DWORD) &parms);
  return parms.dwReturn; }

RecordDevice Recorder::rd_;
Timer Recorder::t_;
Recorder::State Recorder::state_=Recorder::init;
Listener Recorder::listener_;
void (*Recorder::observer_)()=NULL;

void Recorder::Init()
{ t_.Clear();
  rd_.Reopen();
  listener_.Stop();
  listener_.Register(EventHandler);
  listener_.Start();
  SetState(init); }

void Recorder::Start()
{ if (state_==init)
  { t_.Start();
    rd_.Record();
    SetState(rec);
  }
}

void Recorder::Stop()
{ if (state_==rec)
  { t_.Stop();
    rd_.Stop();
    listener_.Unregister();
    SetState(stop); }
}

void Recorder::Save(const char* filename)
{ rd_.Save(filename);
  Init(); }

void Recorder::EventHandler()
{ if (state_==init) Start();
  else if (state_==rec) Stop(); }

void Recorder::Deinit()
{ listener_.Disconnect();
  observer_=0;
  rd_.Close();
  SetState(none); }

void Recorder::SetState(State st)
{ if (state_!=st)
  { state_=st;
    if (observer_!=NULL) observer_();
  }
}

#ifdef TOOLS_H
#define TOOLS_H
char* BuildFilename(char *file, int size, int time);
#endif

char* BuildFilename(char *file, int size, int time)
{ char* dotpos=strrchr(file, '.');
  char stime[16]; itoa(time, stime, 10);
  int szExt=strlen(dotpos), szFile=dotpos-file;
  int len=szFile+strlen(stime)+szExt;
  if (len<size)
  { char *ext;
    if (dotpos)
    { ext=new char[szExt+1]; strcpy(ext, dotpos);
      *dotpos=0; }
    strcat(file, stime);
    if (dotpos)
    { strcat(file, ext);
      delete[] ext; }
  }
  return file; }

```


Додаток В

Програмні модулі цифрового опрацювання широкосмугових вимірювальних сигналів зі змінною інформаційною ентропією

```

#include<assert.h>
#include<conio.h>
#include<math.h>

const float PI=3.14159265358979323846;
typedef struct {
    char riffstr[4];          // рядок "RIFF"
    unsigned long int len;    // розмір файла - 8
    char wavefmtstr[8];      // рядок "WAVEfmt "
    DWORD nChunkSize;        // розмір fmt чанка
    } RIFFHead;              // заголовок RIFF файла

typedef struct {
    char datastr[4];          // рядок "data"
    unsigned long int ChunkSize; // розмір data чанка
    } DATAHead;            // формат data чанка

// **** анализ заданної смуги ****
double Energy(unsigned int Rate,      // Samples per Second
              unsigned int Harmoni,   // число додатних гармонік
              int f1, int f2,        // смуга частот, що аналізується
              double *spectr);

// **** визначення витрати ****
double consumption(char *filename,    // ім'я файла даних
                  unsigned int LSAMPLES, // база FFT
                  unsigned long int nSkip, // кількість байт пропуску
                  int f1, int f2);

// **** визначення витрати ****
// смуга частот, що аналізується

#include<assert.h>
#include<conio.h>
#include<math.h>
#define CHECKPOINTER(p) CheckPointer(p,#p)

// перевірка наявності вказівників
static void CheckPointer ( void *p, char *name )
{ if ( p == NULL )
  {
    ShowMessage ("Memory allocated error" );
    exit(1);
  }
}

// **** анализ смуги частот ****
double Energy(unsigned int Rate,      // Samples per Second
              unsigned int Harmoni,   // кількість додатних гармонік
              int f1, int f2,        // смуга частот, що аналізується
              double *spectr)

// спектр для аналізу
{ unsigned fil,fi2,i;
  double di, S=0;
  di=Rate/(double)Harmoni/2.;
  fil=ceil(f1/di);
  fi2=floor(f2/di);
  for (i=fil;i<fi2;i++)
    S+=di*(spectr[i]+spectr[i+1])/2.0; // знаходимо площу методом трапецій
  return (S/(double)Harmoni);
}

// **** витрата ****
double consumption(char *filename,    // ім'я файла даних
                  unsigned int LSAMPLES, // кількість точок для ДПФ
                  unsigned long int nSkip, // кількість байт пропуску
                  int f1, int f2)

// смуга частот, що аналізується
{ FILE *wavfile;
  RIFFHead rh;
  DATAHead dh;
  PCMWAVEFORMAT FMTChunk;
  short int *in_r=NULL; // вказівник на вихідний масив
}

```

```

double *covar=NULL,
      *out_rel=NULL,
      *out_im=NULL,
      *out_mod=NULL, // вказівник на масив гармонік
      timestep = 5,
      Q = 0,
      sred = 0;

unsigned int NRead,i,
           SamplRate; // SamplingRate = семплів / сек
unsigned long int j=0;

unsigned int
  NSAMPLES, // довжина вибірки
  MSAMPLES, // довжина кореляції
  HARMONI; // кількість додатних гармонік LSAMPLES/2

HARMONI = LSAMPLES>>1; // кількість додатних гармонік
NSAMPLES = 3*(LSAMPLES>>2); // довжина вибірки
MSAMPLES = LSAMPLES>>2; // довжина коваріації

// выделяем память под массивы
in_r = new short int[NSAMPLES];
covar = new double[LSAMPLES];
out_rel = new double[LSAMPLES];
out_im = new double[LSAMPLES];
out_mod = new double[LSAMPLES];

// перевірка наявності виділеної пам'яті
CHECKPOINTER(in_r);
CHECKPOINTER(covar);
CHECKPOINTER(out_rel);
CHECKPOINTER(out_im);
CHECKPOINTER(out_mod);

// читання WAV-файлу
if ((wavfile = fopen(filename,"rb")) != NULL)
{
  fread(&rh,sizeof(rh),1,wavfile);
  fread(&FMTChunk,sizeof(FMTChunk),1,wavfile);
  fread(&dh,sizeof(dh),1,wavfile);

  SamplRate = FMTChunk.wf.nSamplesPerSec;
  if (nSkip)
    fseek(wavfile,nSkip*2,SEEK_CUR);
  do {NRead = fread(in_r,sizeof(unsigned short int), NSAMPLES,wavfile); // дані
      if (NRead == NSAMPLES)
        {for(i=0;i<NSAMPLES;i++)
          sred+=in_r[i];
          sred /=(double)NSAMPLES;
          for(i=0;i<NSAMPLES;i++)
            covar[i] = in_r[i] - sred;
          for(i=NSAMPLES;i<LSAMPLES;i++)
            covar[i] = 0;

          // ----- кореляція за допомогою FFT
          fft_double(LSAMPLES,0,covar,NULL,out_rel,out_im);
          for(i=0;i<LSAMPLES;i++)
            out_mod[i] = out_rel[i]*out_rel[i]+out_im[i]*out_im[i];

          fft_double(LSAMPLES,1,out_mod,NULL,out_rel,out_im);

          // ----- згладжувальне вікно Бартлетта
          for(i=0;i<MSAMPLES;i++)
            covar[i]=out_rel[i]*(1./((double)(MSAMPLES)))/
              (double)(NSAMPLES);
          for(i=MSAMPLES;i<LSAMPLES;i++)
            covar[i] = 0;

          // ----- отримання згладженого спектру
          fft_double(LSAMPLES,0,covar,NULL,out_rel,out_im);
          for(i=0;i<LSAMPLES;i++)
            out_mod[i] = sqrt(out_rel[i]*out_rel[i]+out_im[i]*out_im[i]);
          j++;
          Q += Energy(SamplRate,HARMONI,f1,f2,out_mod)/1000.;
        } // if NRead

    } while (!feof(wavfile) && (double)NSAMPLES*j/(double)SamplRate < timestep);

```

```

fclose(wavfile); // закрити файл

} // if openfile
delete out_mod;
delete out_im;
delete out_rel;
delete covar;
delete in_r;
return (Q/j);
}

/*=====*/
Містить визначення для виконання прямого та оберненого
перетворення Фур'є
=====*/
#ifdef __cplusplus
extern "C" {
#endif
// fft() обраховує пряме чи обернене перетворення Фур'є // комплексного аргументу. Кількість
точок для
// перетворення має бути степенем числа 2.
// Якщо ImaginaryIn = NULL, то всі значення цього
// вхідного масиву приймаються рівні нулю. При цьому
// функція здійснює перетворення дійсного аргументу.

void fft_double (
    unsigned NumSamples,          // повинно бути степенем 2
    int      InverseTransform,    // 0=пряме FFT, 1=обернене FFT */
    double   *RealIn,             // вхідний масив дійсного аргументу
    double   *ImaginaryIn,       // вхідний масив уявного аргументу
    double   *RealOut,           // вихідний масив дійсного аргументу
    double   *ImaginaryOut );    // вхідний масив уявного аргументу
int IsPowerOfTwo ( unsigned x );
unsigned NumberOfBitsNeeded ( unsigned PowerOfTwo );
unsigned ReverseBits ( unsigned index, unsigned NumBits );

// The following function returns an "abstract frequency" of a
// given index into a buffer with a given number of frequency
// samples. Multiply return value by sampling rate to get
// frequency expressed in Hz.
double Index_to_frequency ( unsigned NumSamples, unsigned Index );
#ifdef __cplusplus
}
#endif

//=====
// Містить визначення для виконання прямого та
// оберненого перетворення Фур'є. Цей модуль виконує
// перетворення аргументу типу 'double'.

#include <stdlib.h>
#include <stdio.h>
#include <math.h>
#include "fourier.h"
#include "ddcmath.h"

void fft_double (
    unsigned NumSamples,
    int      InverseTransform,
    double   *RealIn,
    double   *ImagIn,
    double   *RealOut,
    double   *ImagOut )
{
    unsigned NumBits; /* кількість біт */
    unsigned i, j, k, n;
    unsigned BlockSize, BlockEnd;
    double angle_numerator = 2.0 * DDC_PI;
    double tr, ti; /* temp real, temp imaginary */

    if ( !IsPowerOfTwo(NumSamples) )
    { fprintf ( stderr, "Error in fft():NumSamples=%u is not power of two\n",
        NumSamples );
        exit(1);
    }
    if ( InverseTransform )
        angle_numerator = -angle_numerator;
    CHECKPOINTER ( RealIn );
    CHECKPOINTER ( RealOut );

```

```

CHECKPOINTER ( ImagOut );
NumBits = NumberOfBitsNeeded ( NumSamples );

// Do simultaneous data copy and bit-reversal ordering
// into outputs...
for ( i=0; i < NumSamples; i++ )
{
    j = ReverseBits ( i, NumBits );
    RealOut[j] = RealIn[i];
    ImagOut[j] = (ImagIn == NULL) ? 0.0 : ImagIn[i];
}

// Безпосереднє виконання FFT
BlockEnd = 1;
for ( BlockSize = 2; BlockSize <= NumSamples; BlockSize <<= 1 )
{
    double delta_angle = angle_numerator / (double)BlockSize;
    double sm2 = sin ( -2 * delta_angle );
    double sm1 = sin ( -delta_angle );
    double cm2 = cos ( -2 * delta_angle );
    double cm1 = cos ( -delta_angle );
    double w = 2 * cm1;
    double ar[3], ai[3];
    double temp;

    for ( i=0; i < NumSamples; i += BlockSize )
    {
        ar[2] = cm2;
        ar[1] = cm1;
        ai[2] = sm2;
        ai[1] = sm1;
        for ( j=i, n=0; n < BlockEnd; j++, n++ )
        {
            ar[0] = w*ar[1] - ar[2];
            ar[2] = ar[1];
            ar[1] = ar[0];
            ai[0] = w*ai[1] - ai[2];
            ai[2] = ai[1];
            ai[1] = ai[0];
            k = j + BlockEnd;
            tr = ar[0]*RealOut[k] - ai[0]*ImagOut[k];
            ti = ar[0]*ImagOut[k] + ai[0]*RealOut[k];
            RealOut[k] = RealOut[j] - tr;
            ImagOut[k] = ImagOut[j] - ti;
            RealOut[j] += tr;
            ImagOut[j] += ti;
        }
        BlockEnd = BlockSize;
    }
}

// Нормалізація інверсного вигляду
if ( InverseTransform )
{
    double denom = (double)NumSamples;
    for ( i=0; i < NumSamples; i++ )
    {
        RealOut[i] /= denom;
        ImagOut[i] /= denom;
    }
}
}
/*--- end of file fourierd.c ---*/

```

Додаток Г

Модуль програми реалізації інтерфейсу процедури проведення вимірювань, опрацювання даних та ведення архівів

```

#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
USERES("metro.res");
USEFORM("metrolog.cpp", Form1);
//-----WINAPI WinMain(HINSTANCE, HINSTANCE,
LPSTR, int)
{ try
  { Application->Initialize();
    Application->CreateForm(__classid(TForm1), &Form1);
    Application->Run();
  }
  catch (Exception &exception)
  { Application->ShowException(&exception);
  }
  return 0;
}
//-----

#include <vcl.h>
#include <stdio.h>
#include <mmsystem.h>
#pragma hdrstop
#include "metrolog.h"
#include "fourier.h"
#include "consumption.h"
#include "consumption.cpp"
#include "FFTMISC.C"
#include "FOURIERD.C"
//-----
#pragma package(smart_init)
#pragma resource "*.dfm"
TForm1 *Form1;
//-----
// конструктор основної екранної форми
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner) : TForm(Owner)
{
}
//-----
void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{ short int *in_r=NULL; // вказівник на вихідний масив
  double *covar=NULL,
        *out_rel=NULL,
        *out_im=NULL,
        *out_mod=NULL; // вказівник на масив гармонік
  unsigned long int SamplRate; // SamplingRate = семплів / сек

  unsigned int
    NSAMPLES, // довжина вибірки
    LSAMPLES, // кількість точок для ДПФ
    MSAMPLES, // довжина кореляції
    HARMONI, // кількість додатних гармонік
    f1,f2; // смуга частот для аналізу

  FILE *wavfile;
  RIFFHead rh;
  PCMWAVEFORMAT FMTChunk;
  DATAHead dh;
  unsigned long int dataskip, timestop, timestop1, i, j, NRead, curpos;
  unsigned long int i_vidriz, i_mitteve;
  double Q_vidriz, Q_vytrata, Q_tick, Q,
        Qz[3],r1=0,r2=0, sred=0;

  if (OpenDialog1->Execute())
  { Label5->Caption = StrRScan(OpenDialog1->FileName.c_str(), '\\');
    Label6->Caption = "Середнє = ";

  LSAMPLES = StrToInt(ComboBox1->Text);
  HARMONI = LSAMPLES>>1;
  NSAMPLES = 3*(LSAMPLES>>2);
  MSAMPLES = LSAMPLES>>2;

  // виділення пам'яті під масиви

```

```

in_r = new short int[NSAMPLES];
covar = new double[LSAMPLES];
out_rel = new double[LSAMPLES];
out_im = new double[LSAMPLES];
out_mod = new double[LSAMPLES];

// перевірка наявності пам'яті, що виділяється
CHECKPOINTER(in_r);
CHECKPOINTER(covar);
CHECKPOINTER(out_rel);
CHECKPOINTER(out_im);
CHECKPOINTER(out_mod);
f1 = StrToInt(Edit3->Text);
f2 = StrToInt(Edit4->Text);

if ((wavfile = fopen(OpenDialog1->FileName.c_str(),"rb")) != NULL)
{
    fread(&rh,sizeof(rh),1,wavfile);
    fread(&FMTChunk,sizeof(FMTChunk),1,wavfile);
    fread(&dh,sizeof(dh),1,wavfile);
    SamplRate = FMTChunk.wf.nSamplesPerSec;
    //Label5->Caption = "SampleRate=" + IntToStr(SamplRate);
    timestop = ceil(StrToFloat(Edit2->Text)*SamplRate); // пакетний
    timestop1 = ceil(StrToFloat(Edit5->Text)*SamplRate); // загальний
    dataskip = floor(StrToFloat(Edit1->Text)*SamplRate)*2;
    dataskip = (dataskip>=dh.ChunkSize) ? (dh.ChunkSize-SamplRate*timestop) : dataskip;

    timestop1 = (timestop1) ? timestop1 : (dh.ChunkSize/FMTChunk.wf.nBlockAlign);
    timestop = (timestop) ? timestop : timestop1;
    ProgressBar1->Position = 0;
    ProgressBar1->Max = (timestop1 < dh.ChunkSize/FMTChunk.wf.nBlockAlign) ?
    ceil(timestop1/NSAMPLES+1) : (dh.ChunkSize/FMTChunk.wf.nBlockAlign/NSAMPLES+1);
    if (dataskip) fseek(wavfile,dataskip,SEEK_CUR);

    i_vidriz=0; Q_vytrata=0;
    Q=0; j=0;
    Series1->Clear();
    Series2->Clear();
    Series3->Clear();
    do { i_vidriz++; Q_vidriz=0; i_mitteve=0;
    do { NRead = fread(in_r,sizeof(unsigned short int),NSAMPLES,wavfile); // зчитати дані
        if (NRead == NSAMPLES)
            { i_mitteve++; j++; ProgressBar1->StepIt();
                switch (RadioGroup1->ItemIndex) {
                    case 0:
                        for(i=0;i<NSAMPLES;i++)
                            covar[i] = in_r[i];
                        break;
                    case 1:
                        for(i=0;i<NSAMPLES-1;i++)
                            covar[i] = in_r[i+1]-in_r[i];
                        covar[i] = 0;
                        break;
                    case 2:
                        for(i=0;i<NSAMPLES-1;i++)
                            covar[i] = in_r[i+1]+in_r[i];
                        covar[i] = 0;
                        break;
                    case 3:
                        for(i=0;i<NSAMPLES;i++)
                            if (in_r[i]>0) covar[i] = 1;
                            else
                                if (in_r[i]<0) covar[i] = -1;
                                else covar[i] = 0;
                        break;
                }
            }
        if (CheckBox1->State) // згладжування даних
            for(i=0;i<NSAMPLES;i++)
                covar[i] = covar[i]*0.5*(1.-cos(2.*PI*i/NSAMPLES));
        for(i=0;i<NSAMPLES;i++) sred+=covar[i]; //визначаємо середнє вибірки
        sred /=(double)NSAMPLES;
        for(i=0;i<NSAMPLES;i++) covar[i] = covar[i] - sred; // центруємо
        for(i=NSAMPLES;i<LSAMPLES;i++) covar[i] = 0; // решту обнулюємо

// кореляція за допомогою FFT
    fft_double(LSAMPLES,0,covar,NULL,out_rel,out_im);
    for(i=0;i<LSAMPLES;i++)
        out_mod[i] = out_rel[i]*out_rel[i]+out_im[i]*out_im[i];
}

```

```

fft_double(LSAMPLES,1,out_mod,NULL,out_rel,out_im);
    if (CheckBox2->State) // нормування
        {for(i=1;i<MSAMPLES;i++) out_rel[i] = out_rel[i]/out_rel[0];
          out_rel[0] = 1;
        }
    else
        for(i=0;i<MSAMPLES;i++) out_rel[i]/=(double)(NSAMPLES);

// ----- згладжувальне вікно Бартлетта
    for(i=0;i<MSAMPLES;i++)
        covar[i]=out_rel[i]*(1.-i/(double)(MSAMPLES))/(double)(NSAMPLES);
    for(i=MSAMPLES;i<LSAMPLES;i++)
        covar[i] = 0;

// ----- отримання згладженого спектру
    fft_double(LSAMPLES,0,covar,NULL,out_rel,out_im);
    for(i=0;i<LSAMPLES;i++)
        out_mod[i] = sqrt(out_rel[i]*out_rel[i]+out_im[i]*out_im[i]);

//      Q_tick = Energy(SamplRate,HARMONI,f1,f2,out_mod);
    Q_tick = log(3.*sqrt(2.*out_mod[0]));
    Q_vidriz += Q_tick;
    Q += Q_tick;
    Series1->AddXY((double)NSAMPLES*j/SamplRate, Q_tick,"", clRed);
} // if NRead

} while (!feof(wavfile) && j*NSAMPLES < timestop1 && i_mitteve*NSAMPLES < timestop);

Q_vytrata += Q_vidriz/i_mitteve;
// Label6->Caption = Label6->Caption + FloatToStrF(Q_vidriz/i_mitteve,ffGeneral,7,12);

// Series2->AddXY((double)NSAMPLES*(j-i_mitteve)/SamplRate,Q_vidriz/i_mitteve,"",clWhite);
// Series2->AddXY((double)NSAMPLES*j/SamplRate,Q_vidriz/i_mitteve,"",clWhite);
} while (!feof(wavfile) && j*NSAMPLES < timestop1);
Label6->Caption = "Середнє пакетів = " + FloatToStrF(Q_vytrata/i_vidriz,ffGeneral,5,8);
Label8->Caption = "Середнє загальне = " + FloatToStrF(Q/j,ffGeneral,5,8);
fclose(wavfile); // закрити файл

} // if open file
} // if opendirlog

delete out_mod;
delete out_im;
delete out_rel;
delete covar;
delete in_r;
}
//-----

```

Додаток Д

СКВ ентропійних оцінок широкомугливих вимірювальних сигналів

Таблиця Д.1

СКВ ентропійних оцінок різних розмірів вибірок та витрат АЦП 16 біт

Q, м ³ /год	Розмір вибірки n, відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
3.04	0.0393	0.0366	0.0357	0.0372	0.0422	0.0531	0.0610	0.0825	0.0828	0.0686	0.0520	0.0501
5.14	0.0203	0.0177	0.0158	0.0153	0.0156	0.0174	0.0203	0.0239	0.0268	0.0228	0.0218	0.0208
6.98	0.0153	0.0129	0.0114	0.0104	0.0100	0.0102	0.0112	0.0122	0.0141	0.0161	0.0177	0.0160
9.06	0.0129	0.0104	0.0088	0.0079	0.0075	0.0073	0.0076	0.0080	0.0089	0.0103	0.0121	0.0108

Таблиця Д.2

СКВ ентропійних оцінок різних розмірів вибірок та витрат АЦП 12 біт

Q, м ³ /год	Розмір вибірки n, відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
3.04	0.1621	0.1571	0.2225	0.1696	0.1688	0.1607	0.1487	0.1290	0.1074	0.0806	0.0573	0.0546
5.14	0.0814	0.0756	0.0755	0.0841	0.0957	0.1020	0.0977	0.0813	0.0609	0.0384	0.0297	0.0271
6.98	0.0567	0.0511	0.0486	0.0511	0.0576	0.0643	0.0685	0.0627	0.0519	0.0388	0.0294	0.0234
9.06	0.0439	0.0368	0.0332	0.0323	0.0340	0.0372	0.0411	0.0437	0.0390	0.0328	0.0225	0.0202

Таблиця Д.3

СКВ ентропійних оцінок різних розмірів вибірок та витрат АЦП 8 біт

Q, м ³ /год	Розмір вибірки n, відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
3.04	0.3742	0.3087	0.2671	0.2329	0.2009	0.1754	0.1556	0.1319	0.1083	0.0807	0.0568	0.0542
5.14	0.3248	0.3102	0.2927	0.2295	0.2126	0.1648	0.1270	0.0926	0.0647	0.0405	0.0305	0.0267
6.98	0.3400	0.2454	0.2416	0.2232	0.1919	0.1492	0.1133	0.0822	0.0598	0.0420	0.0306	0.0242
9.06	0.2212	0.1816	0.1611	0.1490	0.1291	0.1044	0.0781	0.0583	0.0425	0.0324	0.0219	0.0200

Додаток Е

Диференційне представлення етропійних характеристик, обчислених за різними інформаційними мірами

Таблиця Е.1

Ентропійні характеристики перетворювача, обчислені за мірами (2.38) і (2.39)

$\Delta Q, \text{ м}^3/\text{год}$	Розмір вибірки n , відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
1.87-3.93	2.0557	2.2679	2.3759	2.4547	2.4820	2.4823	2.5381	2.5474	2.5234	2.5333	2.5336	2.5336
3.93-5.87	1.6111	1.6950	1.9497	1.9930	1.9742	1.9460	1.8990	1.9046	1.9036	1.9043	1.8949	1.8940
5.87-7.84	0.8337	0.9136	0.9795	0.9129	0.8519	0.8743	0.8645	0.8443	0.8594	0.8561	0.8578	0.8584
7.84-9.89	0.7464	0.9922	0.7438	0.7479	0.7016	0.6936	0.6810	0.6891	0.6837	0.6750	0.6764	0.6763

Таблиця Е.2

Ентропійні характеристики перетворювача, обчислені за мірою (2.24)

$\Delta Q, \text{ м}^3/\text{год}$	Розмір вибірки n , відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
1.87-3.93	0.0486	0.0858	0.1521	0.2494	0.4229	0.7071	1.1310	1.5847	1.9499	2.2120	2.3577	2.3890
3.93-5.87	0.0067	0.0173	0.0305	0.0523	0.0869	0.1512	0.2655	0.4679	0.7688	1.1199	1.4264	1.5029
5.87-7.84	0.0011	0.0032	0.0052	0.0099	0.0136	0.0254	0.0480	0.0896	0.1666	0.2854	0.4476	0.5016
7.84-9.89	0.0007	0.0016	0.0001	0.0023	0.0069	0.0108	0.0216	0.0436	0.0816	0.1476	0.2491	0.2875

Таблиця Е.3

Ентропійні характеристики перетворювача, обчислені за мірою (2.40)

$\Delta Q, \text{ м}^3/\text{год}$	Розмір вибірки n , відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
1.87-3.93	0.0374	0.0636	0.1134	0.1883	0.3261	0.5698	0.9630	1.4163	1.7864	2.0303	2.1583	2.1871
3.93-5.87	0.0053	0.0129	0.0225	0.0383	0.0639	0.1124	0.2010	0.3680	0.6384	0.9837	1.2916	1.3668
5.87-7.84	0.0015	0.0028	0.0040	0.0073	0.0099	0.0184	0.0352	0.0668	0.1278	0.2292	0.3833	0.4387
7.84-9.89	0.0001	0.0009	0.0002	0.0016	0.0035	0.0078	0.0157	0.0321	0.0609	0.1134	0.2001	0.2357

Таблиця Е.4

Ентропійні характеристики перетворювача, обчислені за мірою (2.41)

$\Delta Q, \text{ м}^3/\text{год}$	Розмір вибірки n , відліки											
	32	64	128	256	512	1024	2048	4096	8192	16384	32768	40960
1.87-3.93	4.8148	4.8470	4.8792	4.9115	4.9637	5.1041	5.0220	4.8866	4.7512	4.6158	4.4804	4.4473
3.93-5.87	4.4852	4.3027	4.1202	3.9377	3.7552	3.6668	3.6168	3.7019	3.8069	3.9119	4.0169	4.0519
5.87-7.84	1.5186	1.6139	1.7091	1.8044	1.8997	1.8498	1.8629	1.7893	1.6958	1.6022	1.5086	1.4774
7.84-9.89	1.6991	1.6596	1.6202	1.5807	1.5413	1.5313	1.5223	1.5252	1.5280	1.5309	1.5337	1.5347

Додаток Ж

Тексти основних модулів програмного забезпечення, зчитування та опрацювання виміральної інформації з ентропійного перетворювача

```
//-----
#include <vcl.h>
#include <dir.h>
#include <math.h>
#pragma hdrstop
#include "SoundReaderPrg.h"
#include "files.h"
#include "AddFileProgressUnit.h"
#include "SoundReadUnit.h"
#include "ReductionUnit.h" //розподіл характеристик
#pragma package(smart_init)
#pragma link "CGAUGES"
#pragma resource "*.dfm"
TForm1 *Form1;
//-----
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner) : TForm(Owner)
{
  HMENU MenuHandle = GetSystemMenu(Handle, false);
  if(MenuHandle) DeleteMenu(MenuHandle, SC_MAXIMIZE, MF_BYCOMMAND);

  for(int i=0;i<8;i++){
    LoadedFiles[i]="";
    isLoadedFile[i]=false;
  }
  PlayFiles[0]=PlayFile1; PlayFiles[1]=PlayFile2;
  PlayFiles[2]=PlayFile3; PlayFiles[3]=PlayFile4;
  PlayFiles[4]=PlayFile5; PlayFiles[5]=PlayFile6;
  PlayFiles[6]=PlayFile7; PlayFiles[7]=PlayFile8;

  //ініціалізуємо масиви побудованих характеристик
  for(int i=0;i<GRAPHCOUNT;i++){
    is_buildSKV[i].bSize=is_buildMean[i].bSize=is_buildEntropy[i].bSize=is_buildDisp[i].bSize=is_buildRozpodil[i].bSize=0;
    is_buildSKV[i].bStart=is_buildMean[i].bStart=is_buildEntropy[i].bStart=is_buildDisp[i].bStart=is_buildRozpodil[i].bStart=0;
    is_buildSKV[i].bEnd=is_buildMean[i].bEnd=is_buildEntropy[i].bEnd=is_buildDisp[i].bEnd=is_buildRozpodil[i].bEnd=0;
    is_buildSKV[i].bCount=is_buildMean[i].bCount=is_buildEntropy[i].bCount=is_buildDisp[i].bCount=0;
    is_buildSKV[i].gScale=is_buildMean[i].gScale=is_buildEntropy[i].gScale=is_buildDisp[i].gScale=false;
  }
}
//При спробі закрити форму викликається дана ф-ція
void __fastcall TForm1::whenClose(TObject *Sender,bool &CanClose){
  if(isMediaPlayerUsed)
    MediaPlayer1->Close();
}

void __fastcall TForm1::LoadFile1Click(TObject *Sender){
  if(!isLoadedFile[0]){
    if(this->loadFile(1)){
      LoadFile1->Caption="Видалити №1";
    }
  }
  else {
    if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=1){
      this->freeFile(1);
      LoadFile1->Caption="Зчитати №1";
    }
    else
      MessageBox(NULL,"Даний файл використовується!!!","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
  }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile2Click(TObject *Sender){
  if(!isLoadedFile[1]){
    if(this->loadFile(2)){
      LoadFile2->Caption="Видалити №2";
    }
  }
  else {
    if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=2){
      this->freeFile(2);
      LoadFile2->Caption="Зчитати №2";
    }
  }
}

```

```

        else
            MessageBox(NULL, "Файл використовується!", "Error", B_OK | MB_ICONSTOP);
    }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile3Click(TObject *Sender){
    if(!isLoadedFile[2]){
        if(this->loadFile(3)){
            LoadFile3->Caption="Видалити №3";
        }
    }
    else {
        if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=3){
            this->freeFile(3);
            LoadFile3->Caption="Зчитати №3";
        }
        else
            MessageBox(NULL, "Файл використовується!", "Error", B_OK | MB_ICONSTOP);
    }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile4Click(TObject *Sender){
    if(!isLoadedFile[3]){
        if(this->loadFile(4)){
            LoadFile4->Caption="Видалити №4";
        }
    }
    else {
        if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=4){
            this->freeFile(4);
            LoadFile4->Caption="Зчитати №4";
        }
        else
            MessageBox(NULL, "Файл використовується!", "Error", B_OK | MB_ICONSTOP);
    }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile5Click(TObject *Sender){
    if(!isLoadedFile[4]){
        if(this->loadFile(5)){
            LoadFile5->Caption="Видалити №5";
        }
    }
    else {
        if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=5){
            this->freeFile(5);
            LoadFile5->Caption="Зчитати №5";
        }
        else
            MessageBox(NULL, "Файл використовується!", "Error", B_OK | MB_ICONSTOP);
    }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile6Click(TObject *Sender){
    if(!isLoadedFile[5]){
        if(this->loadFile(6)){
            LoadFile6->Caption="Видалити №6";
        }
    }
    else {
        if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=6){
            this->freeFile(6);
            LoadFile6->Caption="Зчитати №6";
        }
        else
            MessageBox(NULL, "Файл використовується!", "Error", B_OK | MB_ICONSTOP);
    }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile7Click(TObject *Sender){
    if(!isLoadedFile[6]){
        if(this->loadFile(7)) LoadFile7->Caption="Видалити №7";
    }
    else {
        if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=7){
            this->freeFile(7);
            LoadFile7->Caption="Зчитати №7";
        }
        else
            MessageBox(NULL, "Файл використовується!", "Error", MB_OK | MB_ICONSTP);
    }
}

```

```

    }
}

void __fastcall TForm1::LoadFile8Click(TObject *Sender){
    if(!isLoadedFile[7]){
        if(this->loadFile(8)) LoadFile8->Caption="Видалити №8";
    }
    else {
        if(StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0)!=8){
            this->freeFile(8);
            LoadFile8->Caption="Зчитати №8";
        }
        else
            MessageBox(NULL,"Даний файл використовується!!!","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
    }
}

bool __fastcall TForm1::loadFile(int fNum){
    //якщо невірний номер файлу
    if(fNum<1 || fNum>8) return false;
    //створюємо OpenFileDialog
    TOpenDialog *openDlg=new TOpenDialog(this);
    bool loaded=false;
    openDlg->Title="Select destination file:";
    openDlg->Filter="Wave files (*.wav)|*.WAV|All files (*.*)|*.*";
    do{
        if(openDlg->Execute()){
            //якщо ім'я файлу вірне
            if(FileExists(openDlg->FileName)){
                //якщо в файл записуються дані (недоступний для зчитування)
                if(openDlg->FileName==RecordingForm->Edit1->Text && RecordingForm->mRecording)
                    MessageBox(NULL,"Файл використовується для запису!","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
                else //інакше
                    { loaded=true;
                        if(putGraph(fNum,openDlg->FileName)){
                            LoadedFiles[fNum-1]=openDlg->FileName;
                            isLoadedFile[fNum-1]=true;
                            //робимо свіжододаний файл поточним
                            FileToPlayNumberEdit->Text=IntToStr(fNum);
                        }
                        else {
                            delete openDlg;
                            return false;
                        }
                    }
            }
            else
                MessageBox(NULL,"Не можу відкрити файл","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
        }
        else {
            delete openDlg;
            return false;
        }
    } while(!loaded);
    delete openDlg;
    return true;
}

void __fastcall TForm1::freeFile(int fNum){
    LoadedFiles[fNum-1]="";
    isLoadedFile[fNum-1]=false;
    //очищуємо графіки на 3-й закладці
    if(is_buildRozpodil[fNum-1].bSize){
        RozpodilSeries[fNum-1]->Clear();
        is_buildRozpodil[fNum-1].bSize=0;
    }
    FourierSeries[fNum-1]->Clear();
    if(is_buildEntropy[fNum-1].bSize){
        EntropySeries[fNum-1]->Clear();
        is_buildEntropy[fNum-1].bSize=0;
    }
    if(is_buildDisp[fNum-1].bSize){
        DispersionSeries[fNum-1]->Clear();
        is_buildDisp[fNum-1].bSize=0; //is_buildDisp[fNum-1].bCount=0;
    }
    if(is_buildSKV[fNum-1].bSize){
        SKVSeries[fNum-1]->Clear();
        is_buildSKV[fNum-1].bSize=0; //is_buildEnptropy[fNum-1].bCount=0;
    }
    if(is_buildMean[fNum-1].bSize){

```

```

        MeanSeries[fNum-1]->Clear();
        is_buildMean[fNum-1].bSize=0; //is_buildEntropy[fNum-1].bCount=0;
    }
    PlayFiles[fNum-1]->Clear(); //очищаємо графік на 2-й закладці
}

//Ф-ція відображає файл на графіку в закладці №2
bool __fastcall TForm1::putGraph(int fNum,AnsiString fName){
//об'явлення потрібних нам змінних
ifstream fin;
unsigned char fBuff[PLAYFILEBLOCK],divi;
void *pv;
long fLen=FileSize(fName.c_str());
//Відкриваємо файл
fin.open(fName.c_str(),ios::in|ios::binary);
if(!fin.is_open() || fLen<=0){
    MessageBox(NULL,"Не можу відкрити файл","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
    return false;
}
//якщо файл містить тільки заголовок
else if(fLen<45){
    MessageBox(NULL,"Замала довжина файла","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
    fin.close();
    return false;
}

//wavFileHeader wfh;
fin.read((unsigned char *)&loadedFilesHeaders[fNum-1],44);
//якщо стерео то видаємо повідомлення
if(loadedFilesHeaders[fNum-1].nChannels>1){
    MessageBox(NULL,"Стерео не передбачено","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
    fin.close();
    return false;
}
PlayFiles[fNum-1]->Clear(); //очищаємо графік ф-ції

int i,j,itters=fLen/PLAYFILEBLOCK;

//ініціалізуємо форму AddingFileProcess
AddingFileProcessForm->AddingFileProgress->MaxValue=itters;
AddingFileProcessForm->AddingFileProgress->MinValue=0;
addingFile=true;
AddingFileProcessForm->Show();

//Зчитуємо файл
//якщо mono 8 bit
if(loadedFilesHeaders[fNum-1].Align % 2){
    PlayFileGraph->LeftAxis->Maximum=256.0;
    PlayFileGraph->LeftAxis->Minimum=0.0;
    for(i=0;i<itters;i++){
        fin.read(fBuff,PLAYFILEBLOCK);
        for(j=0;j<PLAYFILEBLOCK;j++){
            PlayFiles[fNum-1]->Add((unsigned char)fBuff[j],"",clBlue);
            AddingFileProcessForm->AddingFileProgress->Progress=i;
            if(!addingFile)
                i=itters+10;
        }
    }
    if((fLen-PLAYFILEBLOCK*i)>0 && addingFile){
        fin.read(fBuff,fLen-PLAYFILEBLOCK*i);
        for(j=0;j<(fLen-PLAYFILEBLOCK*i);j++){
            PlayFiles[fNum-1]->Add((unsigned char)fBuff[j],"",clBlue);
            AddingFileProcessForm->AddingFileProgress->Progress=itters;
        }
    }
}
//якщо mono 16 bit
else if(!(loadedFilesHeaders[fNum-1].Align % 2)){
    PlayFileGraph->LeftAxis->Maximum=32768.0;
    PlayFileGraph->LeftAxis->Minimum=-32768.0;
    pv=(short *)fBuff;
    for(i=0;i<itters;i++){
        fin.read(fBuff,PLAYFILEBLOCK);
        for(j=0;j<PLAYFILEBLOCK/2;j++){
            PlayFiles[fNum-1]->Add(*((short *)pv+j),"",clBlue);
            AddingFileProcessForm->AddingFileProgress->Progress=i;
            if(!addingFile)
                i=itters+10;
        }
    }
    if((fLen-PLAYFILEBLOCK*i)>0 && addingFile){
        fin.read(fBuff,fLen-PLAYFILEBLOCK*i);
        for(j=0;j<(fLen-PLAYFILEBLOCK*i)/2;j++){

```

```

        PlayFiles[fNum-1]->Add(*((short *)pv+j), "", clBlue);
        AddingFileProcessForm->AddingFileProgress->Progress=iters;
    }
}
if(AddingFileProcessForm->Visible) AddingFileProcessForm->Close();
fin.close();
return true;
}

void __fastcall TForm1::onFileToPlayNumberChange(TObject *Sender){
    AboutPlaingFileMemo->Clear();
    if(FileToPlayNumberEdit->Text.IsEmpty()){
        if(isMediaPlayerUsed){
            PlaingProgressTimer->Enabled=false;
            MediaPlayer1->Close();
            isMediaPlayerUsed=false;
            PlayProgress->Progress=0;
            TotalPlaingTime_Label->Caption="";
        }
    }
    else{
        int fNum=StrToIntDef(FileToPlayNumberEdit->Text,0);
        if(fNum<1 || fNum>8){
            MessageBox(NULL, "Номер файлу 1..8", "Error", MB_OK|MB_ICONSTOP);
            FileToPlayNumberEdit->Clear();
            FileToPlayNumberEdit->SetFocus();
            return;
        }
        else if(!isLoadedFile[fNum-1]){
            FileToPlayNumberEdit->Clear();
            MessageBox(NULL, "Файл не завантажено", "Error", MB_OK|MB_ICONSTOP);
            return;
        }
        //Відкриваємо медіаплеер для обраного файлу
        PlaingProgressTimer->Enabled=false;
        MediaPlayer1->FileName=LoadedFiles[fNum-1];
        if(isMediaPlayerUsed) MediaPlayer1->Close();
        isMediaPlayerUsed=true;
        MediaPlayer1->Open();
        PlayProgress->MaxValue=MediaPlayer1->Length;
        PlayProgress->Progress=0;
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Файл №"+IntToStr(fNum)+"");
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Назва файлу: "+LoadedFiles[fNum-1]);
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Розмір файлу: "+IntToStr(loadedFilesHeaders[fNum-1].FileLen+8));
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Розрядність: "+IntToStr(loadedFilesHeaders[fNum-1].BitsPerSample/loadedFilesHeaders[fNum-1].nChannels));
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Частота: "+IntToStr(loadedFilesHeaders[fNum-1].SamplesPerSec));
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Кількість каналів:"+IntToStr(loadedFilesHeaders[fNum-1].nChannels));
        AboutPlaingFileMemo->Lines->Add("Додаткові дані:");
        ifstream fin;
        fin.open((LoadedFiles[fNum-1]+".dsc").c_str(), ios::in|ios::binary);
        if(fin.is_open()){
            char b[MAXINFOLEN];
            long fLen=FileSize((LoadedFiles[fNum-1]+".dsc").c_str());
            if(fLen>0){
                fLen=(fLen>MAXINFOLEN)?MAXINFOLEN:fLen;
                fin.read(b, fLen);
                AboutPlaingFileMemo->Lines->Add(((AnsiString)b).SubString(0, fLen));
            }
            fin.close();
        }
        //Виводимо загальний час
        double play_time=(double)(loadedFilesHeaders[fNum-1].FileLen/loadedFilesHeaders[fNum-1].Align)/(double)loadedFilesHeaders[fNum-1].SamplesPerSec;
        TotalPlaingTime_Label->Caption="Час звучання:"+ FloatToStrF(play_time,0,5,3)+" сек.";
    }
}

void __fastcall TForm1::CalculateFFT_ButtonClick(TObject *Sender){
    unsigned int startIndex, blockSize, stopIndex, freq_limit;
    startIndex=StrToIntDef(FFTBlockStart->Text.c_str(),0);
    blockSize=StrToIntDef(FFTBlockSize->Text.c_str(),0);
    freq_limit=StrToIntDef(SpectrHLimit_Edit->Text.c_str(),0);
    freq_limit=(freq_limit<3)?0:freq_limit;
    stopIndex=startIndex+blockSize;
    //якщо початковий індекс більший або рівний за кінцевий індекс
    if(stopIndex<=startIndex){

```

```

    MessageBox(NULL,"Недобре задані межі блоку!","Error",MB_ICONSTOP);
    FFTBlockStart->Clear();
    FFTBlockSize->Clear();
    FFTBlockSize->SetFocus();
    return;
}
//якщо розмір блоку не є степенем двійки, то виводимо помилку
else if(!IsPowerOfTwo(blockSize)){
    MessageBox(NULL,"Розмір блоку повинен бути степенем двійки!","Error",MB_ICONSTOP);
    FFTBlockSize->Clear();
    FFTBlockSize->SetFocus();
    return;
}
//інакше
bool is_failed=false; //вказує чи є графіки, в яких блок вилазить за межі
bool is_good=false; //вказує чи є графіки, в яких блок не вилазить за межі графіка (якщо
такі графіки є, то малюємо границі блоку)
AnsiString Files_failed; //рядок з назвами файлів, для яких не поррахувався спектр
unsigned int fileItems; //кількість елементів в файлі
double *arr;
try { arr=new double[blockSize];
}
catch(...){
    MessageBox(this->Handle,"Помилка при виділенні місця під масив!","Помилка",MB_ICONSTOP);
    return;
}
double delta;
real_ld_array rlda; //масив дробових чисел (для функції перетворення Фур'є)
int freq; //частота дискретизації сигналу
unsigned int j,i;

//Деактивізуємо контролю
FFTBlockStart->Enabled=false;
FFTBlockSize->Enabled=false;
CalculateFFT_Button->Enabled=false;
SaveFourierButton->Enabled=false;

//проходимося по всіх файлах
for(i=0;i<GRAPHCOUNT;i++){
    if(isLoadedFile[i]){
        FourierSeries[i]->Clear(); //очищаємо графік
        fileItems=PlayFiles[i]->XValues->Count();//довжина файлу в символах
        if(startIndex>fileItems || stopIndex>fileItems){
            is_failed=true;
            Files_failed+=" "+LoadedFiles[i];
        }
        else {
            for(j=startIndex;j<stopIndex;j++) //читаємо значення з графіка
                arr[j-startIndex]=PlayFiles[i]->YValues->operator [](j);
            //формуємо об'єкт real_ld_array
            rlda.onlysetbounds(0,blockSize-1);
            rlda.setpointer(arr);
            //вчитуємо частоту сигналу
            freq=loadedFilesHeaders[i].SamplesPerSec;
            //обчислюємо крок дискретизації частоти
            delta=1.0*freq/blockSize;
            //робимо перетворення Фур'є
            realfastfouriertransform(rlda,blockSize,false);
            //виводимо отримані значення
            FourierSeries[i]->AddXY(0,arr[0]/blockSize);
            FourierSeries[i]->AddXY(delta,arr[1]/blockSize);
            double c_fr;
            for(j=2;j<blockSize-1;j+=2){
                c_fr=(double)(j/2+1)*delta;
                FourierSeries[i]->AddXY(c_fr,make_amplitude(arr[j],arr[j+1])
/blockSize,"",clBlue);
                if(freq_limit && c_fr>freq_limit) j=blockSize+10;
            }
            is_good=true;
        }
    } //end if(isLoadedFile[i])
} //end for(int i=0;i<8;i++)
delete arr;

//Активізуємо контролю
FFTBlockStart->Enabled=true;
FFTBlockSize->Enabled=true;
CalculateFFT_Button->Enabled=true;
SaveFourierButton->Enabled=true;
SpectrReduction_Button->Enabled=true;

```

```

//якщо в результаті роботи були "збійні" файли, то виводимо повідомлення
if(is_failed){
    Files_failed="Помилки при перетворенні: "+Files_failed+";
    MessageBox(NULL,Files_failed.c_str(),"Info",MB_ICONWARNING);
}

//якщо потрібно, то малюємо межі блоку
if(is_good){
    BlockBorder->Clear();
    BlockBorder->AddXY((double)startIndex,PlayFileGraph->LeftAxis->Minimum, "",clWhite);
    BlockBorder->AddXY((double)startIndex,PlayFileGraph->LeftAxis->Maximum, "",clWhite);
    BlockBorder->AddXY((double)stopIndex,PlayFileGraph->LeftAxis->Maximum, "",clWhite);
    BlockBorder->AddXY((double)stopIndex,PlayFileGraph->LeftAxis->Minimum, "",clWhite);
}
}

//GraphType==1-Розподіл //GraphType==2-Дисперсія
//GraphType==3-Ентропія //GraphType==4-Фур'є
//GraphType==5-СКВ //GraphType==6-Математичне сподівання
bool __fastcall TForm1::saveGraphToFile(int GraphType){
    if(GraphType<1 || GraphType>6){
        MessageBox(NULL,"Невірний ідентифікатор графіка","Error",MB_ICONSTOP);
        return false;
    }
    TOpenDialog *openDlg=new TOpenDialog(this);
    bool exit_while=false,goon=false;
    do {if(openDlg->Execute()){
        if(FileExists(openDlg->FileName)){
            if(MessageBox(NULL,"Файл існує, Продовжити?","Info",
MB_ICONWARNING|MB_YESNO)==ID_YES)
                goon=true;
        }
        else
            goon=true;
        if(goon){
            ofstream fout;
            fout.open(openDlg->FileName.c_str(),ios::out);
            if(!fout.is_open())
                MessageBox(NULL,"Не можу відкрити файл","Error", MB_ICONSTOP);
            else {
                TFastLineSeries **SomeSeries;
                switch(GraphType){
                    case 1: fout << "Розподіл";
                        SomeSeries = RozpodilSeries; break;
                    case 2: fout << "Дисперсія";
                        SomeSeries = DispersionSeries; break;
                    case 3: fout << "Ентропія";
                        SomeSeries = EntropySeries; break;
                    case 4: fout << "Спектр";
                        SomeSeries = FourierSeries; break;
                    case 5: fout << "СКВ";
                        SomeSeries = SKVSeries; break;
                    case 6: fout << "Математичне очікування";
                        SomeSeries = MeanSeries; break;
                }
                for(int i=0;i<GRAPHCOUNT;i++){
                    if(isLoadedFile[i]){
                        int j,count;
                        fout << "\nФайл " << LoadedFiles[i].c_str();
                        //кількість значень в графіку
                        count=SomeSeries[i]->YValues->Count();
                        for(j=0;j<count;j++){
                            fout << "\n";
                            fout << SomeSeries[i]->YValues->operator[](j);
                        }
                    }
                }
                //end if(isLoadedFile[i])...
                //end for(int i=0;i<8;i++)...
                fout.close();
            }
            exit_while=true;
        }
    }
    }while(!exit_while);
    delete openDlg;
    return true;
}

void __fastcall TForm1::SaveRozpodilButtonClick(TObject *Sender){

```



```

this->saveGraphToFile(1);
}

void __fastcall TForm1::SaveDispButtonClick(TObject *Sender){
this->saveGraphToFile(2);
}

void __fastcall TForm1::SaveEntropyButtonClick(TObject *Sender){
this->saveGraphToFile(3);
}

void __fastcall TForm1::SaveFourierButtonClick(TObject *Sender){
this->saveGraphToFile(4);
}

void __fastcall TForm1::SaveSKV_ButtonClick(TObject *Sender){
this->saveGraphToFile(5);
}

void __fastcall TForm1::SaveMean_ButtonClick(TObject *Sender){
this->saveGraphToFile(6);
}

//calc_type==1-Ентропія //calc_type==2-Дисперсія
//calc_type==3-СКВ //calc_type==4-Математичне очікування
bool __fastcall TForm1::CalcDispEnt(int calc_type,AnsiString blSize,bool Scaled,int bCount,int
b_start){
TFastLineSeries **SomeSeries;
graph_info *is_someLoaded;
bool out_of_limit=false,adc_out=false;
AnsiString out_of_limit_names="",adc_out_names="";
char adc_width;
if(calc_type<1 || calc_type>4){
MessageBox(NULL,"Невірний ідентифікатор графіка","Error",MB_ICONSTOP);
return false;
}
switch(calc_type){
case 1: SomeSeries=EntropySeries;
is_someLoaded=is_buildEntropy;
adc_width=(char)StrToIntDef(EntADCWidth_Edit->Text,0); break;
case 2: SomeSeries=DispersionSeries;
is_someLoaded=is_buildDisp;
adc_width=(char)StrToIntDef(DispADCWidth_Edit->Text,0); break;
case 3: SomeSeries=SKVSeries;
is_someLoaded=is_buildSKV;
adc_width=(char)StrToIntDef(SKVADCWidth_Edit->Text,0); break;
case 4: SomeSeries=MeanSeries;
is_someLoaded=is_buildMean;
adc_width=(char)StrToIntDef(MeanADCWidth_Edit->Text,0); break;
}

long bSize=StrToIntDef(blSize,0);
if(bSize<2 || bSize>MAXBLOCKSIZE){
AnsiString estr="Невірно заданий розмір блоку! Розмір блоку повинен бути Більше 2 і менше
"+IntToStr(MAXBLOCKSIZE);
MessageBox(NULL,estr.c_str(),"Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
return false;
}
else if(bCount<1){
MessageBox(NULL,"Невірна к-сть блоків!","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
return false;
}
else if(b_start<0){
MessageBox(NULL,"Невірні межі інтервалу!","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
return false;
}
}
cStatistics *stat=new cStatistics(); //клас статистики
stat->clear_ans();
int i,iter; //лічильник та кількість ітерацій
for(int file_num=0;file_num<GRAPHCOUNT;file_num++){
if(isLoadedFile[file_num] &&
(is_someLoaded[file_num].bSize!=bSize ||
is_someLoaded[file_num].bCount!=bCount ||
is_someLoaded[file_num].bStart!=b_start ||
(is_someLoaded[file_num].gScale^Scaled) ||
is_someLoaded[file_num].ADC_width!=adc_width)){
long fLen;
ifstream fin;
fLen=FileSize(LoadedFiles[file_num].c_str());
fLen-=44;
}
}

```

```

fin.open(LoadedFiles[file_num].c_str(),ios::in|ios::binary);
if(!fin.is_open()){
    MessageBox(NULL,"Не можу відкрити файл","Error", MB_OK|MB_ICONSTOP);
}
else if(fLen<48){
    MessageBox(NULL,"Замалий розмір файлу","Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
    fin.close();
}
else{
    bool need_build_graph=true;
    stat->clear_ans();
    SomeSeries[file_num]->Clear(); //очищаємо графіки
    iter=(fLen-b_start)/bSize; //визначаємо кількість ітерацій
    //аналізуєм заголовок файлу якщо у нас восьмибітні значення
    if(LoadedFilesHeaders[file_num].Align%2){
        if(b_start<fLen-bSize && adc_width>0 && adc_width<9){
            char *arr;
            double *st;
            arr=new char[bSize];
            st=new double[iter+1];
            fin.seekg(b_start+44); минаєм заголовок і зміщення
            //обчислюємо значення статистичних оцінок
            //дисперсія або СКВ
            if(calc_type==2 || calc_type==3){
                for(i=0;i<iter;i++){
                    fin.read(arr,bSize);
                    st[i]=stat->dispersion_byte (arr,bSize,adc_width,false);
                    if(!(i%bCount)) stat->clear_ans();
                }
            }
            if(calc_type==3){
                for(i=0;i<iter;i++) st[i]=sqrt(st[i]);
            }
        }
        //Ентропія
        else if(calc_type==1){
            int step=StrToIntDef(EntOverlay_Edit->Text,0);
            if(step<=0 || step==bSize){
                for(i=0;i<iter;i++){
                    fin.read((char *)arr,bSize);
                    st[i]=stat->uncond_entropy_byte (arr,bSize,adc_width,2.0);
                    if(!(i%bCount))
                        stat->clear_ans();
                }
            }
            else {
                need_build_graph=false;
                double tmp_ent;
                int end_interval=fLen;
                for(i=0;b_start+i*step+bSize<end_interval;i++){
                    fin.seekg(b_start+i*step);
                    fin.read((char *)arr,bSize);
                    tmp_ent=stat->uncond_entropy_byte (arr,bSize,adc_width,2.0);
                    SomeSeries[file_num]->AddXY (i,tmp_ent,"",clRed);
                    if(!(i%bCount)) stat->clear_ans();
                }
            }
        }
        //Математичне очікування
        else {
            for(i=0;i<iter;i++){
                fin.read(arr,bSize);
                stat->add_ansambl_byte(arr,bSize);
                st[i]=stat->math_spodiv_byte (false,adc_width,1.0);
                if(!(i%bCount)) stat->clear_ans();
            }
        }
    }
    //будуємо графіки
    if(need_build_graph){
        if(!Scaled)
            SomeSeries[file_num]->AddArray(st,iter-1);
        else {
            int j;
            double *tmp_arr=new double[bSize];
            for(i=0;i<iter;i++){
                for(j=0;j<bSize;j++) tmp_arr[j]=st[i];
                SomeSeries[file_num]->AddArray (tmp_arr,bSize-1);
            }
            delete tmp_arr;
        }
    }
} //графіки побудовано

```

```

is_someLoaded[file_num].bSize=bSize;
is_someLoaded[file_num].bCount=bCount;
is_someLoaded[file_num].bStart=b_start;
is_someLoaded[file_num].gScale=Scaled;
is_someLoaded[file_num].ADC_width=adc_width;
delete arr;
delete st;
} //end if(b_start<fLen-bSize && adc_width>0 && adc_width<9)
if(b_start>=fLen-bSize) {
    out_of_limit=true;
    out_of_limit_names+=" "+LoadedFiles[file_num]+";";
    is_someLoaded[file_num].bSize=0;
}
if(adc_width<1 || adc_width>8){
    adc_out_names+=" "+LoadedFiles[file_num]+";";
    adc_out=true;
}
}
//у закоментованій частині код, який перевіряє чи не залишився в кінці файлу
// залишок, якщо так його вчитуємо і для нього шукаємо статистичну оцінку
//if(i*bSize<fLen-44){
//    fin.read(arr,fLen-44-i*bSize);
//    st[iter]=(calc_type==2)?stat->dispersion_byte (arr,fLen-44-
i*bSize,false):stat->uncond_entropy_byte(arr,fLen-44-i*bSize,2.0);
//    SomeSeries[file_num]->AddArray(st,iter);
//}
//else {
//    SomeSeries[file_num]->AddArray(st,iter-1);
//}
}
//якщо у нас 16-бітні значення
else {
    if(2*b_start<fLen-2*bSize && adc_width>0 && adc_width<17){
        iter/=2;
        short *arr;
        double *st;
        arr=new short[bSize];
        st=new double[iter+1];
        //обминаємо заголовок і початкове зміщення
        fin.seekg(2*b_start+44);
        //обчислюємо значення стстистичних оцінок
        //дисперсія або СКВ
        if(calc_type==2 || calc_type==3){
            for(i=0;i<iter;i++){
                fin.read((char *)arr,bSize*2);
                st[i]=stat->dispersion_word (arr,bSize,adc_width,true);
                if(!(i%bCount))
                    stat->clear_ans();
            }
            if(calc_type==3){
                for(i=0;i<iter;i++) st[i]=sqrt(st[i]);
            }
        }
        //Ентропія
        else if(calc_type==1){
            int step=StrToIntDef(EntOverlay_Edit->Text,0);
            if(step<=0 || step==bSize){
                for(i=0;i<iter;i++){
                    fin.read((char *)arr,bSize*2);
                    st[i]=stat->uncond_entropy_word (arr,bSize,adc_width,2);
                    if(!(i%bCount)) stat->clear_ans();
                }
            }
            else {
                need_build_graph=false;
                double tmp_ent;
                int end_interval=fLen;
                for(i=0;2*b_start+i*step*2+bSize*2<end_interval; i++){
                    fin.seekg(2*b_start+i*step*2);
                    fin.read((char *)arr,bSize*2);
                    tmp_ent=stat->uncond_entropy_word (arr,bSize,adc_width,2.0);
                    SomeSeries[file_num]->AddXY (i,tmp_ent,"",c1Red);
                    if(!(i%bCount))
                        stat->clear_ans();
                }
            }
        }
    }
}
//Математичне очікування
else {
    //double temp;
    for(i=0;i<iter;i++){

```

```

        fin.read((char *)arr,bSize*2);
        stat->add_ansambl_word(arr,bSize);
        st[i]=stat->math_spodiv_word (true,adc_width,1.0);
        //temp=st[i];
        if(!(i%bCount)) stat->clear_ans();
    }
}

//будуємо графіки
if(need_build_graph){
    if(!Scaled)
        SomeSeries[file_num]->AddArray(st,iter-1);
    else {
        int j;
        double *tmp_arr=new double[bSize];
        for(i=0;i<iter;i++){
            for(j=0;j<bSize;j++) tmp_arr[j]=st[i];
            SomeSeries[file_num]->AddArray (tmp_arr,bSize-1);
        }
        delete tmp_arr;
    }
}
} //графіки побудовано
is_someLoaded[file_num].bSize=bSize;
is_someLoaded[file_num].bCount=bCount;
is_someLoaded[file_num].gScale=Scaled;
is_someLoaded[file_num].ADC_width=adc_width;
delete arr;
delete st;
} //end if(2*b_start<fLen-2*bSize)
if(2*b_start>=fLen-2*bSize){
    out_of_limit=true;
    out_of_limit_names+=" "+LoadedFiles[file_num]+";";
    is_someLoaded[file_num].bSize=0;
}
if(adc_width<1 || adc_width>16) {
    adc_out_names+=" "+LoadedFiles[file_num]+";";
    adc_out=true;
}
} //у закоментованій частині є код, який перевіряє чи не залишився
//в кінці файлу якийсь залишок. Якщо залишився, то ми його вичитуємо і для
//нього також шукаємо статистичну оцінку
//if(i*bSize*2<fLen-44){
//    //fin.read((char *)arr,fLen-44-2*i*bSize);
//    //st[iter]=(calc_type==2)?stat->dispersion_word(arr, (fLen-44-
2*i*bSize)/2,true):stat-> uncond_entropy_word(arr, (fLen-44-2*i* bSize)/2,2.0);
//    //SomeSeries[file_num]->AddArray(st,iter);
//}
//else {
//    //SomeSeries[file_num]->AddArray(st,iter-1);
//}
}
}
fin.close();
}
} //end if(isLoadedFile[file_num]...)

if(out_of_limit){
    AnsiString out_str="Для файлів "+out_of_limit_names+" значення границі перевищує розмір
файлу!";
    MessageBox(NULL,out_str.c_str(),"Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
}
} //якщо були файли, для яких вказано невірну p-сть АЦП при обчисленні ентропії
if(adc_out){
    AnsiString out_str="Для файлів "+adc_out_names+" невірно задана розрядність АЦП!";
    MessageBox(NULL,out_str.c_str(),"Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
}
}
delete stat;
return true;
}

void __fastcall TForm1::CalcDispButtonClick(TObject *Sender){
    CalcDispButton->Enabled=false;
    SaveDispButton->Enabled=false;
    DispBlockSizeEdit->Enabled=false;
    DspBlckCountEdit->Enabled=false;
    DispScale_Check->Enabled=false;

    int bCount=StrToIntDef(DspBlckCountEdit->Text,0);
    int b_start=StrToIntDef(DispStart_Edit->Text,0);
    CalcDispEnt(2,DispBlockSizeEdit->Text,DispScale_Check->Checked, bCount,b_start);

    DispBlockSizeEdit->Enabled=true;
}

```

```

DspBlckCountEdit->Enabled=true;
DispScale_Check->Enabled=true;
CalcDispButton->Enabled=true;
SaveDispButton->Enabled=true;
CalcDispReduction_Button->Enabled=true;
}

void __fastcall TForm1::CalcEntropyButtonClick(TObject *Sender){
CalcEntropyButton->Enabled=false;
SaveEntropyButton->Enabled=false;
EntropyBlockSizeEdit->Enabled=false;
EntBlckCountEdit->Enabled=false;
EntScale_Check->Enabled=false;

int bCount=StrToIntDef(EntBlckCountEdit->Text,0);
int b_start=StrToIntDef(EntStart_Edit->Text,0);
CalcDispEnt(1,EntropyBlockSizeEdit->Text,EntScale_Check->Checked, bCount,b_start);

EntropyBlockSizeEdit->Enabled=true;
EntBlckCountEdit->Enabled=true;
EntScale_Check->Enabled=true;
CalcEntropyButton->Enabled=true;
SaveEntropyButton->Enabled=true;
EntReduction_Button->Enabled=true;
}

void __fastcall TForm1::CalcSKV_ButtonClick(TObject *Sender){
CalcSKV_Button->Enabled=false;
SaveSKV_Button->Enabled=false;
SKVBlockSize_Edit->Enabled=false;
SKVBlckCount_Edit->Enabled=false;
SKVScale_Check->Enabled=false;

int bCount=StrToIntDef(SKVBlckCount_Edit->Text,0);
int b_start=StrToIntDef(SKVStart_Edit->Text,0);
CalcDispEnt(3,SKVBlockSize_Edit->Text,SKVScale_Check->Checked, bCount,b_start);

CalcSKV_Button->Enabled=true;
SaveSKV_Button->Enabled=true;
SKVBlockSize_Edit->Enabled=true;
SKVBlckCount_Edit->Enabled=true;
SKVScale_Check->Enabled=true;
SKVReduction_Button->Enabled=true;
}

void __fastcall TForm1::CalcMean_ButtonClick(TObject *Sender){
CalcMean_Button->Enabled=false;
SaveMean_Button->Enabled=false;
MeanBlockSize_Edit->Enabled=false;
MeanBlockCount_Edit->Enabled=false;
MeanScale_Check->Enabled=false;

int bCount=StrToIntDef(MeanBlockCount_Edit->Text,0);
int b_start=StrToIntDef(MeanStart_Edit->Text,0);
CalcDispEnt(4,MeanBlockSize_Edit->Text,MeanScale_Check->Checked, bCount,b_start);

CalcMean_Button->Enabled=true;
SaveMean_Button->Enabled=true;
MeanBlockSize_Edit->Enabled=true;
MeanBlockCount_Edit->Enabled=true;
MeanScale_Check->Enabled=true;
MeanReduction_Button->Enabled=true;
}

void __fastcall TForm1::CalcRozpodilButtonClick(TObject *Sender){
int ri=StrToIntDef(RozpodilIntervalEdit->Text,0);
int r_start=StrToIntDef(RozpodilStart_Edit->Text,0);
int r_end=StrToIntDef(RozpodilEnd_Edit->Text,0);
if(ri<1 || ri>MAXROZPODILINTERVAL){
AnsiString mess="Невірна довжина інтервалу.(Це значення повинне знаходитися в межах від 1 до
"+IntToStr(MAXROZPODILINTERVAL)+" )";
MessageBox(NULL,mess.c_str(),"Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
return;
}
else if(r_end<0 || r_start<0 || r_end<r_start || (r_end && r_end-r_start<ri)){
MessageBox(NULL,"Невірні межі інтервалу!", "Error",MB_OK|MB_ICONSTOP);
return;
}
}
cStatistics *stat = new cStatistics();//об'являємо клас статистики
double rozpodil[RANGES_WORD];

```

```

//об'являємо потрібні змінні
ifstream fin;
char buff[FILECOPYBLOCK];
void *pv;
AnsiString failNames="",too_longNames="";
bool failings=false,too_long=false;
int iter,j,i_count;
long fSize;
//Деактивізуємо контроли
CalcRozpodilButton->Enabled=false;
SaveRozpodilButton->Enabled=false;
RozpodilStart_Edit->Enabled=false;
RozpodilEnd_Edit->Enabled=false;
RozpodilIntervalEdit->Enabled=false;
//Перебираємо всі завантажені файли
for(int i=0;i<GRAPHCOUNT;i++){
    if(isLoadedFile[i] &&
        (is_buildRozpodil[i].bSize!=ri ||
         is_buildRozpodil[i].bStart!=r_start ||
         is_buildRozpodil[i].bEnd!=r_end)){
        //пробуємо відкрити файл
        fin.open(LoadedFiles[i].c_str(),ios::in|ios::binary);
        //якщо файл не вдалося відкрити, то встановлюємо прапорець помилки
        if(!fin.is_open()){
            failings=true;
            failNames+="#"+IntToStr(i)+" ";
        }
        //якщо відкрили файл
        else {
            RozpodilSeries[i]->Clear();
        }
        //очищаємо ансамбль
        stat->clear_ans();
        //шукаємо довжину файла
        fSize=FileSize(LoadedFiles[i].c_str());
        //корегуємо розмір файлу на величину заголовка
        fSize-=44;
        if(fSize<0)
            fSize=0;
        //кількість ітерацій і початкове зміщення
        if(r_end){
            iter=(r_end-r_start)/FILECOPYBLOCK;
            i_count=(loadedFilesHeaders[i].Align%2)?r_end-r_start: 2*(r_end-r_start);
        }
        else {
            iter=fSize/FILECOPYBLOCK;
            i_count=fSize;
        }
        //якщо у нас mono 8 bit
        if(loadedFilesHeaders[i].Align%2){
            if(r_start<fSize && r_end<fSize && ri<fSize){
                //посуваємо покажчик на початок файлу (не забуваємо про заголовок)
                fin.seekg(r_start+44);
                for(j=0;j<iter;j++){
                    fin.read(buff,FILECOPYBLOCK);
                    stat->add_ansambl_byte(buff,FILECOPYBLOCK);
                }
                if(iter*FILECOPYBLOCK<i_count){
                    fin.read(buff,i_count-iter*FILECOPYBLOCK);
                    stat->add_ansambl_byte(buff,i_count-iter*FILECOPYBLOCK);
                }
                stat->rozpodil_byte(rozpodil,i_count);
                if(ri!=1){
                    int k; double sum;
                    for(j=0;j+ri<RANGES_BYTE;j+=ri){
                        for(sum=0,k=0;k<ri;k++) sum+=rozpodil[j+k];
                        for(k=0;k<ri;k++) rozpodil[j+k]=sum;
                    }
                    if(RANGES_BYTE-j-ri>0){
                        for(sum=0,k=0;k<RANGES_BYTE-j-ri;k++)
                            sum+=rozpodil[j+k];
                        for(k=0;k<RANGES_BYTE-j-ri;k++) rozpodil[j+k]=sum;
                    }
                }
                RozpodilSeries[i]->AddArray(rozpodil,RANGES_BYTE-1);
                is_buildRozpodil[i].bSize=ri;
                is_buildRozpodil[i].bStart=r_start;
                is_buildRozpodil[i].bEnd=r_end;
            }// if(r_start<fSize && r_end<fSize && ri<fSize)...
        }
        else {
            too_long=true;
        }
    }
}

```

```

        too_longNames+="#"+IntToStr(i)+" ";
    }
} //end if (loadedFilesHeaders[i].Align%2)...
//якщо у нас mono 16 bit
else {
    //RozpodilSeries[i]->Clear();
    if(r_start*2<fSize && r_end*2<fSize && ri*2<fSize){
//посуваємо покажчик на початок файлу (не забуваємо про заголовок)
        fin.seekg(2*r_start+44);
        //ми оперуватимемо двобайтовими даними
        pv=(short *)buff;
        for(j=0;j<iter;j++){
            fin.read(buff,FILECOPYBLOCK);
            stat->add_ansambl_word((short *)pv,FILECOPYBLOCK/2);
        }
        if(iter*FILECOPYBLOCK<i_count){
            fin.read(buff,i_count-iter*FILECOPYBLOCK);
            stat->add_ansambl_word((short *)pv,(i_count-iter*FILECOPYBLOCK)/2);
        }
        stat->rozpodil_word(rozpodil,i_count/2);
        if(ri!=1){
            unsigned short val;
            int k;
            double sum;
            for(j=-32767;j+ri<32768;j+=ri){
                for(sum=0,k=0;k<ri;k++){
                    val=j+k;
                    sum+=rozpodil[val];
                }
                for(k=0;k<ri;k++){
                    val=j+k;
                    rozpodil[val]=sum;
                }
            }
            if(32768-j-ri>0){
                for(sum=0,k=0;k<32768-j-ri;k++){
                    val=j+k;
                    sum+=rozpodil[val];
                }
                for(k=0;k<32768-j-ri;k++){
                    val=j+k;
                    rozpodil[val]=sum;
                }
            }
        }
    }
} //малюємо графік
double *ptr;
ptr=&rozpodil[RANGES_WORD/2];
RozpodilSeries[i]->AddArray(ptr,(RANGES_WORD/2)-1);
RozpodilSeries[i]->AddArray(rozpodil,RANGES_WORD/2);
is_buildRozpodil[i].bSize=ri;
is_buildRozpodil[i].bStart=r_start;
is_buildRozpodil[i].bEnd=r_end;
} //end if (r_start*2<fSize && r_end*2<fSize && ri*2<fSize)
else {
    too_long=true;
    too_longNames+="#"+IntToStr(i)+" ";
}
} //end else...
fin.close();
} //end if (isLoadedFile[i])...
} //end for (int i=0;i<8;i++)...
delete stat;

CalcRozpodilButton->Enabled=true; //Активізуємо контролю
SaveRozpodilButton->Enabled=true;
RozpodilStart_Edit->Enabled=true;
RozpodilEnd_Edit->Enabled=true;
RozpodilIntervalEdit->Enabled=true;

//якщо під час роботи ф-ції були збої, виводимо попередження
if(too_long){
    too_longNames="Для файлів "+too_longNames+"вибраний інтервал занадто великий";
    MessageBox(NULL,too_longNames.c_str(),"Info",MB_OK|MB_ICONWARNING);
}
if(failings){
    failNames="Файли "+too_longNames+"неможливо прочитати";
    MessageBox(NULL,too_longNames.c_str(),"Info",MB_OK|MB_ICONWARNING);
}
}
}

```

Додаток К

Програма статистичного аналіз випадкових широкосмугових сигналів

```

Begin VB.Form Form1
    BackColor      = &H00FFFFFF&
    Caption        = "Wave Statistics by Kozlenko"
    ClientHeight   = 3195
    ClientLeft     = 60
    ClientTop      = 345
    ClientWidth    = 4680
    Icon           = "Form1.frx":0000
    LinkTopic      = "Form1"
    ScaleHeight    = 3195
    ScaleWidth     = 4680
    StartUpPosition = 3 'Windows Default
    WindowState    = 2 'Maximized
End

Attribute VB_Name = "Form1"
Attribute VB_GlobalNameSpace = False
Attribute VB_Creatable = False
Attribute VB_PredeclaredId = True
Attribute VB_Exposed = False
Private Sub Form_Click()

    Rem оголошення змінних
    Dim FileName As String ' назва файла
    Dim FreeNum As Long ' вільний номер файла
    Dim SizeByte As Long ' довжина файла в байтах
    Dim SizeSample As Long ' довжина файла в семплах
    Dim Sample() As Integer ' масив семплів
    Dim Min As Long ' мінімальне значення сигналу
    Dim Max As Long ' максимальне значення сигналу
    Dim Rozmah As Long ' Розмах
    Dim i As Long ' лічильник циклів (за семплами)
    Dim j As Long ' лічильник циклів (за станами)
    Dim Ryad(65535) As Long ' масив частотей
    Dim Rozpodil(65535) As Double ' масив відносних частотей
    Dim hMax As Double ' максимальна відносна частість
    Dim M As Double ' оцінка мат. очікування
    Dim D As Double ' оцінка дисперсії
    Dim D2 As Double ' незсунута оцінка дисперсії
    Dim Sigma As Double ' оцінка стандартного відхилення
    Dim Sigma2 As Double ' незсунута оцінка ст. відхилення
    Dim X As Double ' вибіркоче середнє
    Dim Ds As Double ' вибіркоче дисперсія
    Dim Ds2 As Double ' незсунута вибіркоче дисперсія
    Dim Sigmas As Double ' вибіркочий стандартний відхил
    Dim Sigmas2 As Double ' незсунутий вибіркочий ст. відхил
    Dim H As Double ' Оцінка ентропії
    Dim K As Long ' Кількість станів з ненульовою відн. част.

    Cls
    FileName = "test.wav"
    FreeNum = FreeFile
    Open FileName For Binary As #FreeNum
    Get #FreeNum, 41, SizeByte
    SizeSample = SizeByte / 2
    ReDim Sample(SizeSample - 1)
    Get #FreeNum, 45, Sample
    Close #FreeNum
    Rem пошук мінімуму
    Min = 32767
    For i = 0 To SizeSample - 1
        If (Sample(i) < Min) Then
            Min = Sample(i)
        End If
    Next i

    Rem пошук максимуму
    Max = -32768
    For i = 0 To SizeSample - 1
        If (Sample(i) > Max) Then
            Max = Sample(i)
        End If
    Next i
    Rozmah = Max - Min ' Розмах

```



```

Rem вибіркоче середне
X = 0
For i = 0 To SizeSample - 1
X = X + Sample(i)
Next i
X = X / SizeSample

Rem вибіркова дисперсія
Ds = 0
For i = 0 To SizeSample - 1
Ds = Ds + (Sample(i) - X) * (Sample(i) - X)
Next i
Ds2 = Ds / (SizeSample - 1) 'незсунута виб. дисперсія
Ds = Ds / SizeSample

Rem вибірковий стандартний відхил
Sigmas = Sqr(Ds)

Rem незсунутий вибірковий стандартний відхил
Sigmas2 = Sqr(Ds2)
For j = 0 To 65535 'Обнулення масиву станів
Ryad(j) = 0
Next j

Rem підрахунок накопичених частот
For i = 0 To (SizeSample - 1)
Ryad(Sample(i) + 32768) = Ryad(Sample(i) + 32768) + 1
Next i
For j = 0 To 65535 ' ряд розподілу відносних частот
Rozpodil(j) = Ryad(j) / SizeSample
Next j

Rem Пошук максимальної відносної частоти
hMax = 0
For j = 0 To 65535
If (Rozpodil(j) > hMax) Then
hMax = Rozpodil(j)
End If
Next j

Rem Оцінка ентропії та кількість станів
H = 0
K = 0
For j = 0 To 65535
If Rozpodil(j) <> 0 Then
K = K + 1
H = H + (Rozpodil(j) * Log(1 / Rozpodil(j)) / Log(2))
End If
Next j

Rem вивід гістограми
Scale (-33000, 100000)-(33000, 0)

Line (-33000, 100000)-(32900, 100000)
Line (32900, 100000)-(32900, 900)
Line (32900, 900)-(-33000, 900)
Line (-33000, 900)-(-33000, 100000)
Line (-33000, 35000)-(33000, 35000)
Line (0, 35000)-(0, 100000)
Line (-32768, 34000)-(-32768, 36000)
Line (32767, 34000)-(32767, 36000)
Line (-300, 95000)-(300, 95000)

For j = 0 To 65535
Line (j - 32768, 35000)-(j - 32768, Rozpodil(j) * 60000 / hMax + 35000)
Next j

PSet (-32500, 35000)
Print "-32768"
PSet (29500, 35000)
Print "32767"
PSet (0, 98000)
Print " h max", hMax
PSet (-1500, 35000)
Print "0,0"
PSet (-33000, 100000)
Print FileName

```

```
Scale (0, 100000)-(100, 0)
PSet (0, 32000)

Print " Кількість відліків      ", SizeSample
Print " Міним. пікове значення  ", Min
Print " Максим. пікове значення ", Max
Print " Розмах                    ", Rozmah

Rem Scale (-30, 100000)-(70, 0)
Rem PSet (0, 32000)

Rem Print " Вибіркове середнє      ", X
Rem Print " Вибіркова дисперсія     ", Ds
Rem Print " Незсунута виб.дисперсія ", Ds2
Rem Print " Вибіркове стандарт.відх.", Sigmas
Rem Print " Незсун.вибірк.стан.відх.", Sigmas2

Scale (-50, 100000)-(50, 0)
PSet (0, 32000)

Print " Оцінка мат.очікування      ", X
Print " Оцінка дисперсії           ", Ds
Print " Незсунута оцінка диспер.", Ds2
Print " Оцінка стандарт.відхил. ", Sigmas
Print " Незсун. оцінка ст. відх.", Sigmas2
Print " Оцінка ентропії            ", H
Print " Кількість станів (h>0)    ", K

End Sub
```

Додаток Л

Опис логіки функціонування цифрових компонентів мовою AlteraHDL

Елемент ImpClcClr

```

TITLE "ImpClcClr";
SUBDESIGN ImpClcClr
(
  i0,i1,i2,i3,i4,i5,i6,i7 : input;
  Clc,Clr                  : output;
)
BEGIN
CASE (i[7..0]) IS
  WHEN 32 => Clc=VCC;
            Clr=VCC;
  WHEN 33 => Clr=GND;
            Clc=GND;
  WHEN others => Clr=VCC;
                Clc=GND;

END CASE;
END;

```

Елемент Mux161

```

TITLE "Mux161";
SUBDESIGN Mux161
(
  in[15..0], a[3..0] : input;
  out                : output;
)
BEGIN
CASE (a[3..0]) IS
  WHEN 0 => out=in0;
  WHEN 1 => out=in1;
  WHEN 2 => out=in2;
  WHEN 3 => out=in3;
  WHEN 4 => out=in4;
  WHEN 5 => out=in5;
  WHEN 6 => out=in6;
  WHEN 7 => out=in7;
  WHEN 8 => out=in8;
  WHEN 9 => out=in9;
  WHEN 10 => out=in10;
  WHEN 11 => out=in11;
  WHEN 12 => out=in12;
  WHEN 13 => out=in13;
  WHEN 14 => out=in14;
  WHEN 15 => out=in15;

END CASE;
END;

```

Елемент PLP10000

```

TITLE "PLP10000";
SUBDESIGN PLP10000
(
  i0,i1,i2,i3,i4,i5,i6,i7,Enable : input;
  plp[15..0] : output;
)
BEGIN
IF Enable==1 THEN
TABLE
  i[7..0] => plp[15..0];
  0      => 0;          --0;      0000
  1      => 1563;       --0,1563; 061B
  2      => 2500;       --0,2500; 09C4
  3      => 3202;       --0,3202; 0C82
  4      => 3750;       --0,3750; 0EA6
  5      => 4184;       --0,4184; 1058
  6      => 4528;       --0,4528; 11B0
  7      => 4796;       --0,4796; 12BC
  8      => 5000;       --0,5000; 1388
  9      => 5147;       --0,5147; 141B
  10     => 5244;       --0,5244; 147C
  11     => 5296;       --0,5296; 14B0
  12     => 5306;       --0,5306; 14BA
  13     => 5279;       --0,5279; 149F
  14     => 5218;       --0,5218; 1462
  15     => 5124;       --0,5124; 1404
  16     => 5000;       --0,5000; 1388
  17     => 4848;       --0,4848; 12F0
  18     => 4669;       --0,4669; 123D
  19     => 4465;       --0,4465; 1171
  20     => 4238;       --0,4238; 108E
  21     => 3988;       --0,3988; 0F94
  22     => 3716;       --0,3716; 0E84
  23     => 3424;       --0,3424; 0B60
  24     => 3113;       --0,3113; 0C29
  25     => 2782;       --0,2782; 0ADE
  26     => 2434;       --0,2434; 0982
  27     => 2068;       --0,2068; 0814
  28     => 1686;       --0,1686; 0696
  29     => 1287;       --0,1287; 0507
  30     => 873;        --0,0873; 0369
  31     => 444;        --0,0444; 01BC
  32     => 0;          --0;      0000
END TABLE;
END IF;
END;

```

Додаток М

Програмна реалізація формування сигналів за розробленим методом

```

.CSEG
.ORG 0
.INCLUDE "peredavach.vec"
.INCLUDE "peredavach.inc"
__RESET:
  CLI
  CLR R30
  OUT EECR,R30
  LDI R31,1
  OUT GICR,R31
  OUT GICR,R30
  OUT MCUCR,R30
  LDI R31,0x18
  OUT WDTCR,R31
  OUT WDTCR,R30
  LDI R24,13
  LDI R26,2
  CLR R27
__CLEAR_REG:
  ST X+,R30
  DEC R24
  BRNE __CLEAR_REG
  LDI R24,LOW(0x400)
  LDI R25,HIGH(0x400)
  LDI R26,0x60
__CLEAR_SRAM:
  ST X+,R30
  SBIW R24,1
  BRNE __CLEAR_SRAM
  LDI R30,LOW(__GLOBAL_INI_TBL*2)
  LDI R31,HIGH(__GLOBAL_INI_TBL*2)
__GLOBAL_INI_NEXT:
  LPM R24,Z+
  LPM R25,Z+
  SBIW R24,0
  BREQ __GLOBAL_INI_END
  LPM R26,Z+
  LPM R27,Z+
  LPM R0,Z+
  LPM R1,Z+
  MOVW R22,R30
  MOVW R30,R0
__GLOBAL_INI_LOOP:
  LPM R0,Z+
  ST X+,R0
  SBIW R24,1
  BRNE __GLOBAL_INI_LOOP
  MOVW R30,R22
  RJMP __GLOBAL_INI_NEXT
__GLOBAL_INI_END:
  LDI R30,LOW(0x45F)
  OUT SPL,R30
  LDI R30,HIGH(0x45F)
  OUT SPH,R30
  LDI R28,LOW(0x160)
  LDI R29,HIGH(0x160)
  RJMP _main

.ESEG
.ORG 0

.DSEG
.ORG 0x160
#ifdef __SLEEP_DEFINED__
#define __SLEEP_DEFINED__
.EQU __se_bit=0x80
.EQU __sm_mask=0x70
.EQU __sm_powerdown=0x20
.EQU __sm_powersave=0x30
.EQU __sm_standby=0x60
.EQU __sm_ext_standby=0x70
.EQU __sm_adc_noise_red=0x10
.SET power_ctrl_reg=mcucr
#endif

```

```

.CSEG
_main:
  SBIW R28,36
  LDI R24,32
  LDI R26,LOW(0)
  LDI R27,HIGH(0)
  LDI R30,LOW(_0x3*2)
  LDI R31,HIGH(_0x3*2)
  RCALL __INITLOCB
  LDI R30,LOW(0)
  OUT 0x18,R30
  LDI R30,LOW(255)
  OUT 0x17,R30
  LDI R30,LOW(127)
  OUT 0x15,R30
  LDI R30,LOW(0)
  OUT 0x14,R30
  OUT 0x12,R30
  LDI R30,LOW(255)
  OUT 0x11,R30
  LDI R30,LOW(0)
  OUT 0x33,R30
  OUT 0x32,R30
  OUT 0x2F,R30
  OUT 0x2E,R30
  OUT 0x2D,R30
  OUT 0x2C,R30
  OUT 0x27,R30
  OUT 0x26,R30
  OUT 0x2B,R30
  OUT 0x2A,R30
  OUT 0x29,R30
  OUT 0x28,R30
  OUT 0x22,R30
  OUT 0x25,R30
  OUT 0x24,R30
  OUT 0x23,R30
  OUT 0x35,R30
  OUT 0x39,R30
  LDI R30,LOW(128)
  OUT 0x8,R30
  LDI R30,LOW(0)
  OUT 0x30,R30
_0x4:
  LDI R17,LOW(0)
_0x8:
  CPI R17,32
  BRSH _0x9
  MOV R30,R17
  LDI R31,0
  MOVW R26,R28
  ADD R26,R30
  ADC R27,R31
  LD R30,X
  ST -Y,R30
  RCALL _transmit
  SUBI R17,-1
  RJMP _0x8
_0x9:
  __GETD1N 0x21EC3C
  RCALL SUBOPT_0x0
_0xA:
  __GETD1S 32
  SBIW R30,1
  SBCI R22,0
  SBCI R23,0
  RCALL SUBOPT_0x0
  __SUBD1N -1
  BRNE PC+2
  RJMP _0xC
nop
  RJMP _0xA
_0xC:

```

```

        RJMP _0x4
_0xD:
        RJMP _0xD
_transmit:
        RCALL __SAVELOCR4
        __GETWRN 16,17,17360
        LDD R26,Y+4
        CPI R26,LOW(0x1)
        BRNE _0xE
        LDI R30,LOW(255)
        OUT 0x18,R30
        LDI R30,LOW(128)
        OUT 0x12,R30
_0xF:
        CLR R0
        CP R0,R16
        CPC R0,R17
        BRSH _0x11
        RCALL _rand
        MOV R19,R30
        OUT 0x12,R19
        __SUBWRN 16,17,1
        RJMP _0xF
_0x11:
        RJMP _0x17
_0xE:
        LDI R30,LOW(0)
        OUT 0x18,R30
        LDI R30,LOW(128)
        OUT 0x12,R30
_0x13:
        CLR R0
        CP R0,R16
        CPC R0,R17
        BRSH _0x15
        RCALL _rand
        MOV R19,R30
        LDI R30,LOW(128)
        OUT 0x12,R30
        __SUBWRN 16,17,1
        RJMP _0x13
_0x15:
_0x17:
        LDI R30,LOW(128)
        OUT 0x12,R30
        LDI R30,LOW(0)
        OUT 0x18,R30
        RCALL __LOADLOCR4
        ADIW R28,5
        RET

        .DSEG
__seed_G2:
        .BYTE 0x4

        .CSEG
_rand:
        LDS R30,__seed_G2
        LDS R31,__seed_G2+1
        LDS R22,__seed_G2+2
        LDS R23,__seed_G2+3
        __GETD2N 0x41C64E6D
        RCALL __MULD12U
        __ADD1N 30562
        STS __seed_G2,R30
        STS __seed_G2+1,R31
        STS __seed_G2+2,R22
        STS __seed_G2+3,R23
        mov r30,r22
        mov r31,r23

        andi r31,0x7F
        RET

SUBOPT_0x0:
        __PUTD1S 32
        RET
__MULD12U:
        MUL R23,R26
        MOV R23,R0
        MUL R22,R27
        ADD R23,R0
        MUL R31,R24
        ADD R23,R0
        MUL R30,R25
        ADD R23,R0
        MUL R22,R26
        MOV R22,R0
        ADD R23,R1
        MUL R31,R27
        ADD R22,R0
        ADC R23,R1
        MUL R30,R24
        ADD R22,R0
        ADC R23,R1
        CLR R24
        MUL R31,R26
        MOV R31,R0
        ADD R22,R1
        ADC R23,R24
        MUL R30,R27
        ADD R31,R0
        ADC R22,R1
        ADC R23,R24
        MUL R30,R26
        MOV R30,R0
        ADD R31,R1
        ADC R22,R24
        ADC R23,R24
        RET

__SAVELOCR4:
        ST -Y,R19
__SAVELOCR3:
        ST -Y,R18
__SAVELOCR2:
        ST -Y,R17
        ST -Y,R16
        RET

__LOADLOCR4:
        LDD R19,Y+3
__LOADLOCR3:
        LDD R18,Y+2
__LOADLOCR2:
        LDD R17,Y+1
        LD R16,Y
        RET

__INITLOCB:
__INITLOCW:
        ADD R26,R28
        ADC R27,R29
__INITLOC0:
        LPM R0,Z+
        ST X+,R0
        DEC R24
        BRNE __INITLOC0
        RET

__END_OF_CODE:

```

Програмна реалізація опрацювання сигналів за розробленим методом

```

.CSEG
.ORG 0
.INCLUDE "prymach.vec"
.INCLUDE "prymach.inc"
__RESET:
CLI
CLR R30
OUT EECR,R30
LDI R31,1
OUT GICR,R31
OUT GICR,R30
OUT MCUCR,R30
LDI R31,0x18
OUT WDTCR,R31
OUT WDTCR,R30
LDI R24,13
LDI R26,2
CLR R27
__CLEAR_REG:
ST X+,R30
DEC R24
BRNE __CLEAR_REG
LDI R24,LOW(0x400)
LDI R25,HIGH(0x400)
LDI R26,0x60
__CLEAR_SRAM:
ST X+,R30
SBIW R24,1
BRNE __CLEAR_SRAM
LDI R30,LOW(__GLOBAL_INI_TBL*2)
LDI R31,HIGH(__GLOBAL_INI_TBL*2)
__GLOBAL_INI_NEXT:
LPM R24,Z+
LPM R25,Z+
SBIW R24,0
BREQ __GLOBAL_INI_END
LPM R26,Z+
LPM R27,Z+
LPM R0,Z+
LPM R1,Z+
MOVW R22,R30
MOVW R30,R0
__GLOBAL_INI_LOOP:
LPM R0,Z+
ST X+,R0
SBIW R24,1
BRNE __GLOBAL_INI_LOOP
MOVW R30,R22
RJMP __GLOBAL_INI_NEXT
__GLOBAL_INI_END:
LDI R30,LOW(0x45F)
OUT SPL,R30
LDI R30,HIGH(0x45F)
OUT SPH,R30
LDI R28,LOW(0x160)
LDI R29,HIGH(0x160)
RJMP _main
.ESEG
.ORG 0
.DSEG
.ORG 0x160
#ifdef __SLEEP_DEFINED__
#define __SLEEP_DEFINED__
.EQU __se_bit=0x80
.EQU __sm_mask=0x70
.EQU __sm_powerdown=0x20
.EQU __sm_powersave=0x30
.EQU __sm_standby=0x60
.EQU __sm_ext_standby=0x70
.EQU __sm_adc_noise_red=0x10
.SET power_ctrl_reg=mcucr
#endif
.CSEG
__read_adc:
SBI 0x6,6
__0x3:
SBIS 0x6,4
RJMP __0x3
SBI 0x6,4
IN R30,0x5
RET
__main:
SBIW R28,63
SBIW R28,41
LDI R30,LOW(248)
OUT 0x18,R30
LDI R30,LOW(7)
OUT 0x17,R30
LDI R30,LOW(119)
OUT 0x15,R30
LDI R30,LOW(0)
OUT 0x14,R30
LDI R30,LOW(255)
OUT 0x12,R30
LDI R30,LOW(0)
OUT 0x11,R30
OUT 0x33,R30
OUT 0x32,R30
OUT 0x2F,R30
OUT 0x2E,R30
OUT 0x2D,R30
OUT 0x2C,R30
OUT 0x27,R30
OUT 0x26,R30
OUT 0x2B,R30
OUT 0x2A,R30
OUT 0x29,R30
OUT 0x28,R30
OUT 0x22,R30
OUT 0x25,R30
OUT 0x24,R30
OUT 0x23,R30
OUT 0x35,R30
OUT 0x39,R30
OUT 0xB,R30
LDI R30,LOW(8)
OUT 0xA,R30
LDI R30,LOW(134)
OUT 0x20,R30
LDI R30,LOW(0)
OUT 0x20,R30
LDI R30,LOW(103)
OUT 0x9,R30
LDI R30,LOW(128)
OUT 0x8,R30
LDI R30,LOW(0)
OUT 0x30,R30
LDI R30,LOW(99)
OUT 0x7,R30
LDI R30,LOW(135)
OUT 0x6,R30
__GETWRN 16,17,0
__0x7:
__CPWRN 16,17,100
BRSH __0x8
MOVW R26,R28
ADIW R26,4
ADD R26,R16
ADC R27,R17
LDI R30,LOW(0)
ST X,R30
__ADDWRN 16,17,1
RJMP __0x7
__0x8:
LDI R30,LOW(255)
OUT 0x18,R30
__0x9:
__GETWRN 16,17,0
__0xD:
__CPWRN 16,17,99

```

```

BRSH _0xE
MOVW R30,R16
MOVW R26,R28
ADIW R26,4
ADD R30,R26
ADC R31,R27
MOVW R0,R30
MOVW R30,R16
ADIW R30,1
MOVW R26,R28
ADIW R26,4
ADD R26,R30
ADC R27,R31
LD R30,X
MOVW R26,R0
ST X,R30
__ADDWRN 16,17,1
RJMP _0xD
_0xE:
MOVW R30,R28
ADIW R30,4
SUBI R30,LOW(-99)
SBCI R31,HIGH(-99)
PUSH R31
PUSH R30
RCALL __read_adc
SUBI R30,LOW(62)
POP R26
POP R27
ST X,R30
__DELAY_USW 1864
__GETWRN 18,19,0
__GETWRN 16,17,0
_0x10:
__CPWRN 16,17,100
BRSH _0x11
MOVW R26,R28
ADIW R26,4
ADD R26,R16
ADC R27,R17
LD R30,X
LDI R31,0
SBRC R30,7
SER R31
ST -Y,R31
ST -Y,R30
RCALL __abs
__ADDWRR 18,19,30,31
__ADDWRN 16,17,1
RJMP _0x10
_0x11:
MOVW R30,R18
CLR R22
CLR R23
RCALL __CDF1
RCALL __PUTPARD1
RCALL __log
__PUTD1S 0
__GETD2S 0
__GETD1N 0x40E00000
RCALL __CMPF12
BRLO _0x12
LDI R30,LOW(255)
RJMP _0x18
_0x12:
LDI R30,LOW(0)
_0x18:
OUT 0x18,R30
RJMP _0x9
_0x14:
RJMP _0x14
_abs:
ld r30,y+
ld r31,y+
sbiw r30,0
brpl __abs0
com r30
com r31
adiw r30,1
__abs0:
ret
_log:
SBIW R28,4
RCALL __SAVELOCR2
__GETD2S 6
RCALL __CPD02
BRLT _0x15
__GETD1N 0xFF7FFFFFFF
RJMP _0x17
_0x15:
__GETD1S 6
RCALL __PUTPARD1
IN R30,SPL
IN R31,SPH
SBIW R30,1
ST -Y,R31
ST -Y,R30
PUSH R17
PUSH R16
RCALL __frexp
POP R16
POP R17
__PUTD1S 6
__GETD2S 6
__GETD1N 0x3F3504F3
RCALL __CMPF12
BRSH _0x16
__GETD1S 6
RCALL __ADDF12
__PUTD1S 6
__SUBWRN 16,17,1
_0x16:
__GETD2S 6
__GETD1N 0x3F800000
RCALL __SWAPD12
RCALL __SUBF12
PUSH R23
PUSH R22
PUSH R31
PUSH R30
__GETD1S 6
__GETD2N 0x3F800000
RCALL __ADDF12
POP R26
POP R27
POP R24
POP R25
RCALL __DIVF21
__PUTD1S 6
__GETD2S 6
RCALL __MULF12
__PUTD1S 2
__GETD2N 0x3F654226
RCALL __MULF12
MOVW R26,R30
MOVW R24,R22
__GETD1N 0x4054114E
RCALL __SWAPD12
RCALL __SUBF12
__GETD2S 6
RCALL __MULF12
PUSH R23
PUSH R22
PUSH R31
PUSH R30
__GETD2S 2
__GETD1N 0x3FD4114D
RCALL __SWAPD12
RCALL __SUBF12
POP R26
POP R27
POP R24
POP R25
RCALL __DIVF21
PUSH R23
PUSH R22

```

```

PUSH R31
PUSH R30
MOVW R30,R16
RCALL __CWD1
RCALL __CDF1
__GETD2N 0x3F317218
RCALL __MULF12
POP R26
POP R27
POP R24
POP R25
RCALL __ADDF12
__0x17:
RCALL __LOADLOCR2
ADIW R28,10
RET
__ANEGD1:
COM R31
COM R22
COM R23
NEG R30
SBCI R31,-1
SBCI R22,-1
SBCI R23,-1
RET
__CWD1:
MOV R22,R31
ADD R22,R22
SBC R22,R22
MOV R23,R22
RET
__PUTPARD1:
ST -Y,R23
ST -Y,R22
ST -Y,R31
ST -Y,R30
RET
__SWAPD12:
MOV R1,R24
MOV R24,R22
MOV R22,R1
MOV R1,R25
MOV R25,R23
MOV R23,R1
__SWAPW12:
MOV R1,R27
MOV R27,R31
MOV R31,R1
__SWAPB12:
MOV R1,R26
MOV R26,R30
MOV R30,R1
RET
__frexp:
LD R26,Y+
LD R27,Y+
LD R30,Y+
LD R31,Y+
LD R22,Y+
LD R23,Y+
BST R23,7
LSL R22
ROL R23
CLR R24
SUBI R23,0x7E
SBC R24,R24
ST X+,R23
ST X,R24
LDI R23,0x7E
LSR R23
ROR R22
BRTS __ANEGF1
RET
__ANEGF1:
SBIW R30,0
SBCI R22,0
SBCI R23,0
BREQ __ANEGF10

SUBI R23,0x80
__ANEGF10:
RET
__ROUND_REPACK:
TST R21
BRPL __REPACK
CPI R21,0x80
BRNE __ROUND_REPACK0
SBR5 R30,0
RJMP __REPACK
__ROUND_REPACK0:
ADIW R30,1
ADC R22,R25
ADC R23,R25
BRVS __REPACK1
__REPACK:
LDI R21,0x80
EOR R21,R23
BRNE __REPACK0
PUSH R21
RJMP __ZERORES
__REPACK0:
CPI R21,0xFF
BREQ __REPACK1
LSL R22
LSL R0
ROR R21
ROR R22
MOV R23,R21
RET
__REPACK1:
PUSH R21
TST R0
BRMI __REPACK2
RJMP __MAXRES
__REPACK2:
RJMP __MINRES
__UNPACK:
LDI R21,0x80
MOV R1,R25
AND R1,R21
LSL R24
ROL R25
EOR R25,R21
LSL R21
ROR R24
__UNPACK1:
LDI R21,0x80
MOV R0,R23
AND R0,R21
LSL R22
ROL R23
EOR R23,R21
LSL R21
ROR R22
RET
__CDF1U:
SET
RJMP __CDF1U0
__CDF1:
CLT
__CDF1U0:
SBIW R30,0
SBCI R22,0
SBCI R23,0
BREQ __CDF10
CLR R0
BRTS __CDF11
TST R23
BRPL __CDF11
COM R0
RCALL __ANEGD1
__CDF11:
MOV R1,R23
LDI R23,30
TST R1
__CDF12:
BRMI __CDF13

```



```

DEC R23
LSL R30
ROL R31
ROL R22
ROL R1
RJMP __CDF12
__CDF13:
MOV R30,R31
MOV R31,R22
MOV R22,R1
PUSH R21
RCALL __REPACK
POP R21
__CDF10:
RET
__SWAPACC:
PUSH R20
MOVW R20,R30
MOVW R30,R26
MOVW R26,R20
MOVW R20,R22
MOVW R22,R24
MOVW R24,R20
MOV R20,R0
MOV R0,R1
MOV R1,R20
POP R20
RET
__UADD12:
ADD R30,R26
ADC R31,R27
ADC R22,R24
RET
__NEGMAN1:
COM R30
COM R31
COM R22
SUBI R30,-1
SBCI R31,-1
SBCI R22,-1
RET
__SUBF12:
PUSH R21
RCALL __UNPACK
CPI R25,0x80
BREQ __ADDF129
LDI R21,0x80
EOR R1,R21
RJMP __ADDF120
__ADDF12:
PUSH R21
RCALL __UNPACK
CPI R25,0x80
BREQ __ADDF129
__ADDF120:
CPI R23,0x80
BREQ __ADDF128
__ADDF121:
MOV R21,R23
SUB R21,R25
BRVS __ADDF129
BRPL __ADDF122
RCALL __SWAPACC
RJMP __ADDF121
__ADDF122:
CPI R21,24
BRLO __ADDF123
CLR R26
CLR R27
CLR R24
__ADDF123:
CPI R21,8
BRLO __ADDF124
MOV R26,R27
MOV R27,R24
CLR R24
SUBI R21,8
RJMP __ADDF123
__ADDF124:
TST R21
BREQ __ADDF126
__ADDF125:
LSR R24
ROR R27
ROR R26
DEC R21
BRNE __ADDF125
__ADDF126:
MOV R21,R0
EOR R21,R1
BRMI __ADDF127
RCALL __UADD12
BRCC __ADDF129
ROR R22
ROR R31
ROR R30
INC R23
BRVC __ADDF129
RJMP __MAXRES
__ADDF128:
RCALL __SWAPACC
__ADDF129:
RCALL __REPACK
POP R21
RET
__ADDF127:
SUB R30,R26
SBC R31,R27
SBC R22,R24
BREQ __ZERORES
BRCC __ADDF1210
COM R0
RCALL __NEGMAN1
__ADDF1210:
TST R22
BRMI __ADDF129
LSL R30
ROL R31
ROL R22
DEC R23
BRVC __ADDF1210
__ZERORES:
CLR R30
CLR R31
CLR R22
CLR R23
POP R21
RET
__MINRES:
SER R30
SER R31
LDI R22,0x7F
SER R23
POP R21
RET
__MAXRES:
SER R30
SER R31
LDI R22,0x7F
LDI R23,0x7F
POP R21
RET
__MULF12:
PUSH R21
RCALL __UNPACK
CPI R23,0x80
BREQ __ZERORES
CPI R25,0x80
BREQ __ZERORES
EOR R0,R1
SEC
ADC R23,R25
BRVC __MULF124
BRLT __ZERORES
__MULF125:
TST R0

```

```

BRMI __MINRES
RJMP __MAXRES
__MULF124:
PUSH R0
PUSH R17
PUSH R18
PUSH R19
PUSH R20
CLR R17
CLR R18
CLR R25
MUL R22,R24
MOVW R20,R0
MUL R24,R31
MOV R19,R0
ADD R20,R1
ADC R21,R25
MUL R22,R27
ADD R19,R0
ADC R20,R1
ADC R21,R25
MUL R24,R30
RCALL __MULF126
MUL R27,R31
RCALL __MULF126
MUL R22,R26
RCALL __MULF126
MUL R27,R30
RCALL __MULF127
MUL R26,R31
RCALL __MULF127
MUL R26,R30
ADD R17,R1
ADC R18,R25
ADC R19,R25
ADC R20,R25
ADC R21,R25
MOV R30,R19
MOV R31,R20
MOV R22,R21
MOV R21,R18
POP R20
POP R19
POP R18
POP R17
POP R0
TST R22
BRMI __MULF122
LSL R21
ROL R30
ROL R31
ROL R22
RJMP __MULF123
__MULF122:
INC R23
BRVS __MULF125
__MULF123:
RCALL __ROUND_REPACK
POP R21
RET
__MULF127:
ADD R17,R0
ADC R18,R1
ADC R19,R25
RJMP __MULF128
__MULF126:
ADD R18,R0
ADC R19,R1
__MULF128:
ADC R20,R25
ADC R21,R25
RET
__DIVF21:
PUSH R21
RCALL __UNPACK
CPI R23,0x80
BRNE __DIVF210
TST R1
__DIVF211:
BRPL __DIVF219
RJMP __MINRES
__DIVF219:
RJMP __MAXRES
__DIVF210:
CPI R25,0x80
BRNE __DIVF218
__DIVF217:
RJMP __ZERORES
__DIVF218:
EOR R0,R1
SEC
SBC R25,R23
BRVC __DIVF216
BRLT __DIVF217
TST R0
RJMP __DIVF211
__DIVF216:
MOV R23,R25
PUSH R17
PUSH R18
PUSH R19
PUSH R20
CLR R1
CLR R17
CLR R18
CLR R19
CLR R20
CLR R21
LDI R25,32
__DIVF212:
CP R26,R30
CPC R27,R31
CPC R24,R22
CPC R20,R17
BRLO __DIVF213
SUB R26,R30
SBC R27,R31
SBC R24,R22
SBC R20,R17
SEC
RJMP __DIVF214
__DIVF213:
CLC
__DIVF214:
ROL R21
ROL R18
ROL R19
ROL R1
ROL R26
ROL R27
ROL R24
ROL R20
DEC R25
BRNE __DIVF212
MOVW R30,R18
MOV R22,R1
POP R20
POP R19
POP R18
POP R17
TST R22
BRMI __DIVF215
LSL R21
ROL R30
ROL R31
ROL R22
DEC R23
BRVS __DIVF217
__DIVF215:
RCALL __ROUND_REPACK
POP R21
RET
__CMPF12:
TST R25
BRMI __CMPF120
TST R23

```

```

BRMI __CMPF121
CP R25,R23
BRLO __CMPF122
BRNE __CMPF121
CP R26,R30
CPC R27,R31
CPC R24,R22
BRLO __CMPF122
BREQ __CMPF123
__CMPF121:
CLZ
CLC
RET
__CMPF122:
CLZ
SEC
RET
__CMPF123:
SEZ
CLC
RET
__CMPF120:
TST R23
BRPL __CMPF122
CP R25,R23
BRLO __CMPF121
BRNE __CMPF122
CP R30,R26
CPC R31,R27
CPC R22,R24
BRLO __CMPF122
BREQ __CMPF123
RJMP __CMPF121

__CPD02:
CLR R0
CP R0,R26
CPC R0,R27
CPC R0,R24
CPC R0,R25
RET
__SAVELOC2:
ST -Y,R17
ST -Y,R16
RET
__LOADLOC2:
LDD R17,Y+1
LD R16,Y
RET
__END_OF_CODE:

```

Додаток Н

Тексти основних модулів програмного забезпечення, зчитування та опрацювання діагностичних сигналів акустичного діапазону

```

#include <windows.h>
#include "adc.h"
void ADC::OutByte(unsigned char byte)
{char i;
  for(i=0; i<8; i++)
  { sclk(byte&0x80); byte<<=1;
  }
}

void ADC::sclk(unsigned char bit)
{asm
  { mov dx, 30ch
    in al, dx
    mov dx, 300h;
    cmp [bit], 0
    jnz ml
    add dx, 4 ;
    ml: in al, dx
    mov dx, 308h
    in al, dx
  }
}

void ADC::SwitchLine(unsigned char Line)
{short int port=0x31c+(Line>0 ? 1 : 0);
asm
  { mov dx, [port]
    in al, dx
  }
}

short int ADC::ReadChannel(unsigned char Channel)
{ short int res;
asm
  { mov dx, 302h
    in ax, dx
    not ax
    and ax, 0fffh
    test ax, 800h
    je ml
    not ax
    inc ax
    and ax, 0fffh
    neg ax
    ml: mov [res], ax
  }
  DWORD t=GetTickCount();
  while (GetTickCount()-t<1000/freq);
  return res;
}

unsigned char ADC::InByte()
{asm
  { mov dx, 314h
    loop1: in al, dx
    test al, 1000b;
    jnz short loop1
  }
asm
  { mov ecx, 8
    mov bl, 0
    loop2: shl bl, 1
    mov dx, 30ch
    in al, dx; //Синхронізацію виставити 0 щоб отримати дані на виході OUT
    mov dx, 314h
    in al, dx
    and al, 1; //Зчитати біт даних виставлених АЦП (D0-біт даних; D1,D2-номер каналу; D3-
    готовність даних)
    or bl, al
    mov dx, 308h
    in al, dx; //Синхронізацію виставити "1" щоб дати дозвіл на підготовку наступного біту АЦП
    loop loop2
  }
}

```

```

    }
    return _BL;
}

#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
#include "Load.h"
#include "Tools.h"
#pragma package(smart_init)
#pragma resource "*.dfm"
TFormLoad *FormLoad;
__fastcall TFormLoad::TFormLoad(TComponent* Owner) : TForm(Owner) {}

void __fastcall TFormLoad::EditDurationKeyPress(TObject *Sender, char &Key)
{ EditNumericKeyPress(Key); }

void __fastcall TFormLoad::Button1Click(TObject *Sender)
{ int duration, points;
  duration=EditDuration->Text.ToIntDef(0);
  points=EditPoints->Text.ToIntDef(0);
  if (duration<=0)
  { Application->MessageBox("Тривалість заміру повинна бути не менше 1с!",
    "Помилка", MB_OK | MB_ICONSTOP);
    EditDuration->SetFocus();
    return;
  }
  if (points<=0)
  { Application->MessageBox("Кількість точок на один замір - не менше 1!",
    "Помилка", MB_OK | MB_ICONSTOP);
    EditPoints->SetFocus();
    return;
  }
  ModalResult=mrOk;
}
#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
#include "main.h"
#include "UTimer.h"
#include "UAnalyse.h"
#include "Measure.h"
#include "Load.h"
#include "math.h"
#pragma package(smart_init)
#pragma resource "*.dfm"
TFrmMain *FrmMain;
TDateTime Start;

__fastcall TFrmMain::TFrmMain(TComponent* Owner) : TForm(Owner) { m=new Measure(50000); }

void __fastcall TFrmMain::actQuitExecute(TObject *Sender) { Close(); }

void __fastcall TFrmMain::actMsrStartExecute(TObject *Sender)
{ actMsrLoad->Enabled=false;
  actMsrSave->Enabled=false;
  actMsrAnalyse->Enabled=false;
  actMsrStop->Enabled=true;
  actMsrStart->Enabled=false;
  FrmTimer->LblTime->Caption="00:00";
  Series1->Clear();
  m->Clear();
  EditLevel->Text=m->Level;
  Start=Now();
  m->Start();
  Timer1->Enabled=true;
  FrmTimer->Show();
}

void __fastcall TFrmMain::actMsrStopExecute(TObject *Sender)
{ actMsrLoad->Enabled=true;
  actMsrSave->Enabled=true;
  actMsrAnalyse->Enabled=true;
  actMsrStop->Enabled=false;
  actMsrStart->Enabled=true;
  Timer1->Enabled=false;
  m->Stop();
  FrmTimer->Close();
  m->Level=-int(m->Average()+.5);
  EditLevel->Text=m->Level;
}

```

```

    ShowChart();
    ChartMain->Visible=true;
}

void __fastcall TFrmMain::Timer1Timer(TObject *Sender)
{ FrmTimer->LblTime->Caption=(Now()-Start).FormatString("nn:ss");
  FrmTimer->PbTimer->Position=double(m->Length)/m->Amount*100;
  if (!m->Started) actMsrStop->Execute();
}

void __fastcall TFrmMain::actMsrAnalyseExecute(TObject *Sender) { FrmAnalyse->ShowModal(); }

void __fastcall TFrmMain::actMsrLoadExecute(TObject *Sender)
{ if (OpenDialog->Execute())
  { Storage* st=new Storage();
    try
    { st->Attach(OpenDialog->FileName);
      m->LoadFrom(st);
      delete st;
      actMsrLoad->Enabled=true;
      actMsrSave->Enabled=true;
      actMsrAnalyse->Enabled=true;
      actMsrStop->Enabled=false;
      actMsrStart->Enabled=true;
      m->Level=-int(m->Average()+.5);
      EditLevel->Text=m->Level;
      ShowChart();
    }
    catch(...)
    { Application->MessageBox("Помилка загрузки файлу!", "Помилка", MB_OK |
      MB_ICONSTOP);
      delete st;
    }
  }
}

void __fastcall TFrmMain::FormDestroy(TObject *Sender) { delete m; }

void __fastcall TFrmMain::ShowChart()
{ Series1->Clear();
  Series1->XValues->Order=loNone;
  for (int i=0; i<m->Length; i++)
  { Series1->AddXY(double(m->Time[i])/1000, m->Voltage[i], "", clTeeColor); }
}

void __fastcall TFrmMain::actMsrSaveExecute(TObject *Sender)
{ if (SaveDlg->Execute())
  { Storage *st=new Storage();
    try
    { st->Create(SaveDlg->FileName);
      m->SaveTo(st);
    }
    catch(...)
    { String msg="Помилка створення файлу\n";
      msg+=SaveDlg->FileName; msg+="\n";
      Application->MessageBox(msg.c_str(), Application->Title.c_str(), MB_OK|MB_ICONSTOP);
    }
    delete st;
  }
}

void __fastcall TFrmMain::SpeedButton7Click(TObject *Sender)
{ if (PrintDialog->Execute()) ChartMain->PrintLandscape(); }

void __fastcall TFrmMain::EditLevelKeyPress(TObject *Sender, char &Key)
{if (Key==13)
  {
    int level=0;
    try { level=EditLevel->Text.ToInt(); }
    catch (EConvertError &e) { EditLevel->Text=0; }
    m->Level=level;
    ShowChart();
  }
}
#endif
#define mainH
#include <Classes.hpp>
#include <Controls.hpp>

```

```

#include <StdCtrls.hpp>
#include <Forms.hpp>
#include <ActnList.hpp>
#include <Menus.hpp>
#include <Chart.hpp>
#include <ExtCtrls.hpp>
#include <Series.hpp>
#include <TeEngine.hpp>
#include <TeeProcs.hpp>
#include <Dialogs.hpp>
#include <Buttons.hpp>
#include <ComCtrls.hpp>
#include <ImgList.hpp>
#include <ToolWin.hpp>

class Measure;
class TFrmMain : public TForm
{
__published: // IDE-managed Components
    TActionList *ActionList1;
    TAction *actMsrLoad;
    TAction *actMsrSave;
    TAction *actQuit;
    TAction *actMsrAnalyse;
    TAction *actMsrStop;
    TAction *actMsrStart;
    TChart *ChartMain;
    TTimer *Timer1;
    TOpenDialog *OpenDialog;
    TLineSeries *Series1;
    TSaveDialog *SaveDlg;
    TPrintDialog *PrintDialog;
    TPanel *Panell;
    TLabel *Label1;
    TComboBox *EditLevel;
    TSpeedButton *SpeedButton1;
    TSpeedButton *SpeedButton2;
    TSpeedButton *SpeedButton3;
    TSpeedButton *SpeedButton5;
    TSpeedButton *SpeedButton4;
    TSpeedButton *SpeedButton7;
    TSpeedButton *SpeedButton6;
    void __fastcall actQuitExecute(TObject *Sender);
    void __fastcall actMsrStartExecute(TObject *Sender);
    void __fastcall actMsrStopExecute(TObject *Sender);
    void __fastcall Timer1Timer(TObject *Sender);
    void __fastcall actMsrAnalyseExecute(TObject *Sender);
    void __fastcall actMsrLoadExecute(TObject *Sender);
    void __fastcall FormDestroy(TObject *Sender);
    void __fastcall actMsrSaveExecute(TObject *Sender);
    void __fastcall SpeedButton7Click(TObject *Sender);
    void __fastcall EditLevelKeyPress(TObject *Sender, char &Key);
private: // User declarations
public: // User declarations
    Measure *m;
    __fastcall TFrmMain(TComponent* Owner);
    void __fastcall ShowChart();
};

extern PACKAGE TFrmMain *FrmMain;
#endif
#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>
#include "Measure.h"
#include "main.h"
#include "adc.h"
#include <SkyDStr.h>
using namespace SkyDStr;
__fastcall MeasureThread::MeasureThread(Measure *p):TThread(false), Owner(p)
{
    FreeOnTerminate=true;
    OnTerminate=MeasureTerminate;
}

void __fastcall MeasureThread::MeasureTerminate(TObject* Sender) { Owner->FStarted=false; }

void __fastcall MeasureThread::Execute()
{
#ifdef DEBUG

```

```

bool fh=true;
int voltage;
DWORD t0, t1, t2, t3;
t0=t1=t2=GetTickCount();
while(!Terminated)
{t3=GetTickCount();
  if (t3!=t2)
  { if (fh) voltage=random(3000)-1500;
    else voltage=random(50)-25;
    if (t3-t1>=200) { fh=!fh; t1=t3;}
    Owner->Add(t3-t0, voltage);
    FrmMain->Series1->AddXY(t3-t0, voltage, "", clTeeColor);
    t2=t3;
  }
}
#else
ADC adc;
adc.Reset(); adc.Init();
adc.SwitchLine(0);
DWORD t, t0=GetTickCount();
int voltage;
while(!Terminated)
{ voltage=adc.ReadChannel(0);
  t=GetTickCount();
  if (Owner->FLength==Owner->FAmount)
  { Terminate();
    break;
  }
  Owner->Add(t-t0, voltage);
}
#endif
}

__fastcall AnalyseThread::AnalyseThread(Measure *p):TThread(false), Owner(p)
{ FreeOnTerminate=true; }

void __fastcall AnalyseThread::Execute()
{ Analyser a;
  a.SetInterval(Owner->tFrom, Owner->tTo);
  a.SetNoiseLevel(Owner->Umin);
  a.SetMinMoveDuration(Owner->TMoveMin);
  a.SetMinPauseDuration(Owner->TPauseMin);
  a.Analyse(Owner);
  Owner->FMoveCount=a.GetMoveCount();
  Owner->FTimeActive=a.GetActiveTime();
  Owner->FTimePause=a.GetPauseTime();
  Owner->FFreq=a.GetFillFrequency();
  Owner->FuMin=a.GetMinAmplitude();
  Owner->FuMax=a.GetMaxAmplitude();
  Owner->FuAvg=a.GetAvgAmplitude();
  Owner->FMoveCount=0;
  Owner->FTimeActive=0;
  Owner->FTimePause=0;
  Owner->FPos=0;
  char s, sp, state=0;
  unsigned int l;
  struct Cell // 0 - час спокою
  { unsigned int Time; // 1 - перехід від спокою до активності
    unsigned int PickCount; // 2 - час жувального руху
    double uMiddle; // 3 - перехід до спокою
  } Cells[4]={{0, 0, 0}, {0, 0, 0}, {0, 0, 0}, {0, 0, 0}};
  Owner->FuMin=0;
  Owner->FuMax=0;

  int i; double u;
  for (i=0; i<Owner->FLength-1 && Owner->OutOfInterval(i); i++);
  for (; i<Owner->FLength-1; i++)
  { if (Owner->OutOfInterval(i)) break;
    if (Owner->FuMin>Owner->FVoltage[i]) Owner->FuMin=Owner->FVoltage[i];
    if (Owner->FuMax<Owner->FVoltage[i]) Owner->FuMax=Owner->FVoltage[i];
    l=Owner->FTime[i+1]-Owner->FTime[i]; // довжина проміжку
    u=abs(Owner->FVoltage[i]);
    s=u>=Owner->FUmin; // символ проміжку
    sp=(i!=0 ? Owner->FVoltage[i-1] : 0)<Owner->FVoltage[i] &&
      Owner->FVoltage[i]>Owner->FVoltage[i+1]; // символ піку
    if (sp) sp=1;
    switch(state)
    { case 0:

```



```

if (s==0) Cells[0].Time+=1; // P, cP; 0, 1 --> P, cP+1
else if (l<Owner->FTMoveMin)
{ state=1; Cells[1].Time=1; // P, cP; 1, l<Tmove --> PM, 1
  Cells[1].PickCount+=sp;
  if (sp) Cells[1].uMiddle+=u;
}
else // P, cP; 1, l>=Tmove --> M, cM+1
{ state=2; Cells[2].Time+=1;
  Owner->FMoveCount++;
  Cells[2].PickCount+=sp;
  if (sp) Cells[2].uMiddle+=u;
}
break;
case 1:
Cells[1].Time+=1;
Cells[1].PickCount+=sp;
if (sp) Cells[1].uMiddle+=u;
if (s==0) // PM, cPM; 0, 1 --> P, cP+cPM+1
{ state=0; Cells[0].Time+=Cells[1].Time;
}
else if (Cells[1].Time>=Owner->FTMoveMin)
{ // PM, cPM; 1, cPM+1>=Tmove --> M, cM+cPM+1
  state=2; Cells[2].Time+=Cells[1].Time;
  Owner->FMoveCount++;
  Cells[2].PickCount+=Cells[1].PickCount;
  if (sp) Cells[2].uMiddle+=u;
}
break; // PM, cPM; 1, l<Tmove --> PM, cPM+1
case 2:
if (s==1)
{ Cells[2].Time+=1; // M, cM; 1, 1 --> M, cM+1
  Cells[2].PickCount+=sp;
}
else if (l<Owner->FTPauseMin)
{ state=3; Cells[3].Time=1; // M, cM; 0, l<Tpause --> MP, 1
  Cells[3].PickCount+=sp;
}
else // M, cM; 0, l>=Tpause --> P, cP+1
{ state=0; Cells[0].Time+=1;
}
break;
case 3:
Cells[3].Time+=1;
Cells[3].PickCount+=sp;
if (s==1) // MP, cMP; 1, 1 --> M, cM+cMP+1
{ state=2; Cells[2].Time+=Cells[3].Time;
  Cells[2].PickCount+=Cells[3].PickCount;
}
else if (Cells[3].Time>=Owner->FTPauseMin)
{ // MP, cMP; 0, cMP+1>=Tpause --> P, cP+cMP+1
  state=0; Cells[0].Time+=Cells[3].Time;
}
// MP, cMP; 0, cMP+1<Tpause --> MP, cMP+1
}
Owner->FPos=(i*100+(Owner->FLength>>1))/Owner->FLength;
}
if (state==1) Cells[0].Time+=Cells[1].Time;
else if (state==3)
{ Cells[2].Time+=Cells[3].Time;
  Cells[2].PickCount+=Cells[3].PickCount;
}
if (Owner->FMoveCount>0)
{ Owner->FTimeActive=double(Cells[2].Time)/Owner->FMoveCount;
  Owner->FTimePause=double(Cells[0].Time)/Owner->FMoveCount;
  Owner->FFreq=1000*double(Cells[2].PickCount)/double(Cells[2].Time);
}
else
{ Owner->FTimeActive=0;
  Owner->FTimePause=0;
  Owner->FFreq=0;
}
}
Owner->FAnalysed=Measure::asReady;
}

void __fastcall Measure::SetUmin(int umin)
{ if (FAnalysed==asStarted) throw Exception("Не можна змінювати параметри "
  "аналізу в процесі аналізу!");
  if (FUmin!=umin) FAnalysed=asNone;
}

```

```

    FUmin=umin;
}

void __fastcall Measure::SetTPauseMin(unsigned int tpausemin)
{ if (FAnalysed==asStarted) throw Exception("Не можна змінювати параметри "
    "аналізу в процесі аналізу!");
  if (FTPauseMin!=tpausemin) FAnalysed=asNone;
  FTPauseMin=tpausemin;
}

void __fastcall Measure::SetTMoveMin(unsigned int tmovemin)
{ if (FAnalysed==asStarted) throw Exception("Не можна змінювати параметри "
    "аналізу в процесі аналізу!");
  if (FTMoveMin!=tmovemin) FAnalysed=asNone;
  FTMoveMin=tmovemin;
}

int __fastcall Measure::GetMoveCount()
{ while (FAnalysed==asStarted);
  if (FAnalysed==asNone) Analyse();
  return FMoveCount;
}

double __fastcall Measure::GetTimePause()
{ while (FAnalysed==asStarted);
  if (FAnalysed==asNone) Analyse();
  return FTimePause;
}

double __fastcall Measure::GetTimeActive()
{ while (FAnalysed==asStarted);
  if (FAnalysed==asNone) Analyse();
  return FTimeActive;
}

double __fastcall Measure::GetFreq()
{ while (FAnalysed==asStarted);
  if (FAnalysed==asNone) Analyse();
  return FFreq;
}

__fastcall Measure::Measure(int amount)
{ FAmount=amount; FLength=0; tFrom=tTo=0;
  FVoltage=new int[FAmount];
  FTime=new unsigned int[FAmount];
  FStarted=false;
  FUmin=50; FTPauseMin=50; FTMoveMin=5; FAnalysed=asNone;
}

__fastcall Measure::~Measure()
{ if (FStarted) Stop(); while(FAnalysed==asStarted);
  delete[] FVoltage; delete[] FTime;
}

void __fastcall Measure::Start()
{ if (!FStarted)
  { while (FAnalysed==asStarted);
    FLength=0; FStarted=true; FAnalysed=asNone;
    Filler=new MeasureThread(this);
  }
}

void __fastcall Measure::Stop()
{if (FStarted) Filler->Terminate(); }

void __fastcall Measure::Add(unsigned int time, int voltage)
{ if (FLength==FAmount) return;
  FTime[FLength]=time;
  FVoltage[FLength]=voltage;
  FLength++;
}

void __fastcall Measure::Analyse()
{ if (FAnalysed==asStarted) return;
  FAnalysed=asStarted;
  Analyser=new AnalyseThread(this);
}

```

```

void __fastcall Measure::SetLevel(int l)
{ if (FLevel==1) return;
  for (int i=0; i<FLength; i++) FVoltage[i]+=(l-FLevel);
  FLevel=l;
}

double __fastcall Measure::Average()
{ double avg=0;
  for (int i=0; i<FLength; i++) { avg+=FVoltage[i]; }
  return avg/FLength;
}

void __fastcall Measure::LoadFromFile(String file)
{ Storage st;
  st.Attach(file);
  LoadFrom(&st);
}

void __fastcall Measure::LoadFrom(Storage *st)
{ long pos=st->GetPos();
  String name=st->ReadString();
  if (name=="Analyser") LoadAnalyser(st);
  else st->SetPos(pos);
  pos=st->GetPos();
  name=st->ReadString();
  if (name=="Measure") LoadMeasure(st);
  else { st->SetPos(pos); LoadMeasure(st); }
}

void __fastcall Measure::LoadMeasure(Storage *st)
{ double duration=st->ReadDouble();
  int count; Clear();
  String s;
  for(count=1; count<=duration; count++)
  { s=st->ReadString(); if (st->Eof()) break;
    Add(count-1, s.ToInt()); }
  count--;
  duration/=count;
  for (int i=0; i<count; i++) FTime[i]*=duration*1000;
}

void __fastcall Measure::LoadAnalyser(Storage *st)
{ FUmin=st->ReadString().ToInt();
  FTPauseMin=st->ReadString().ToInt();
  FTMoveMin=st->ReadString().ToInt();
  long pos=st->GetPos();
  try
  { tFrom=st->ReadDouble();
    tTo=st->ReadDouble(); }
  catch(...)
  { st->SetPos(pos); }
}

void __fastcall Measure::SaveTo(Storage *st)
{ st->WriteString("Analyser");
  SaveAnalyser(st);
  st->WriteString("Measure");
  SaveMeasure(st);
}

void __fastcall Measure::SaveMeasure(Storage *st)
{ st->WriteString(FTime[FLength-1]/1000.);
  for (int i=0; i<FLength; i++) st->WriteString(FVoltage[i]);
}

void __fastcall Measure::SaveAnalyser(Storage *st)
{ st->WriteString(FUmin);
  st->WriteString(FTPauseMin);
  st->WriteString(FTMoveMin);
  st->WriteString(tFrom);
  st->WriteString(tTo);
}

__fastcall Storage::~Storage()
{ if (handle!=NULL) fclose(handle); }

void __fastcall Storage::Attach(String file)
{ handle=fopen(file.c_str(), "r+t"); }

```

```

void __fastcall Storage::Create(String file)
{ handle=fopen(file.c_str(), "w+t"); }

long __fastcall Storage::GetPos()
{ return ftell(handle); }

void __fastcall Storage::SetPos(long pos)
{ fseek(handle, pos, 0); }

String __fastcall Storage::ReadString()
{ char s[80];
  if (fgets(s, 80, handle)!=NULL) return String();
  int len=strlen(s);
  if (len>0 && s[len-1]=='\n') s[len-1]=0;
  return String(s);
}

void __fastcall Storage::WriteString(String s)
{ s+='\n'; fputs(s.c_str(), handle); }

bool __fastcall Storage::Eof()
{ return feof(handle); }

double __fastcall Storage::ReadDouble()
{ String n=ReadString();
  return Replace(n, ".", "", DecimalSeparator).ToDouble(); }

void Analyser::Analyse(Measure *m)
{ Clear();
  double u, t;
  for (int i=0; i<m->Length; ++i)
    {t=m->Time[i];
     if (from*1000<=t && t<=to*1000)
       { u=m->Voltage[i]; if (u<0) u=-u;
         Add(t, u<=noiseLevel ? 0 : 1); }
    }
  list<Point>::iterator p1, p2;
  for (p1=p2=values.begin(), ++p2; p2!=values.end(); )
    { if (!p1->u && p2->u && p2->t-p1->t<minPauseDuration ||
        p1->u && !p2->u && p2->t-p1->t<minMoveDuration)
      { values.erase(p1); p2=p1=values.erase(p2); ++p2; }
      else
        { ++p1; ++p2; }
    }
  Point last={m->Time[m->Length-1], 0};
  values.push_back(last);
  moveCount=count_if(values.begin(), values.end(), IsSignal());
  CalcTimes(m);
  AnalyseMoves(m); }

void Analyser::Add(double t, int u)
{ Point p={t, u};
  if (values.back().u!=u) values.push_back(p); }

void Analyser::CalcTimes(Measure *m)
{ if (moveCount==0) return;
  list<Point>::iterator p1, p2;
  for (p1=p2=values.begin(), ++p2; p2!=values.end(); ++p1, ++p2)
    {if (p1->u && !p2->u) activeTime+=p2->t-p1->t;
      else pauseTime+=p2->t-p1->t; }
  if (values.back().u) activeTime+=last_time-p1->t;
  else pauseTime+=last_time-p1->t;*/
  activeTime/=moveCount*1000.;
  pauseTime/=moveCount*1000.; }

void Analyser::AnalyseMoves(Measure *m)
{ if (activeTime==0) return;
  list<Point>::iterator p1, p2;
  double t, u, u1, u2; int picks=0, cnt=0;
  uMin=uMax=uAvg=m->Voltage[0];
  for (int i=1; i<m->Length-1; ++i)
    {t=m->Time[i]; u=m->Voltage[i];
     u1=m->Voltage[i-1]; u2=m->Voltage[i+1];
     for (p1=p2=values.begin(), ++p2; p2!=values.end(); ++p1, ++p2)
       {if (p1->u && p1->t<=t && t<=p2->t)
         { if (u>u1 && u>=u2 || u>=u1 && u>u2) ++picks;
           if (u>u1 && u>=u2 || u>=u1 && u>u2 || u<=u1 && u<=u2 || u<=u1 && u<u2)

```

```

        { uAvg+=u<0?-u:u; ++cnt; }
        if (uMin>u) uMin=u;
        if (uMax<u) uMax=u;
        break; } } }
    freqFill=picks/activeTime/moveCount;
    uAvg/=cnt;
}
#pragma package(smart_init)
#ifndef MeasureH
#define MeasureH
#include <stdio.h>
#include <list>
using namespace std;
class ADC;
class Storage;
class Measure;
class MeasureThread : public TThread
{private:
    Measure *Owner;
protected:
    void __fastcall Execute();
public:
    __fastcall MeasureThread(Measure *p);
    void __fastcall MeasureTerminate(TObject* Sender);
};

class AnalyseThread : public TThread
{private:
    Measure *Owner;
protected:
    void __fastcall Execute();
public:
    __fastcall AnalyseThread(Measure *p);
};

class Measure
{ friend MeasureThread; friend AnalyseThread;
public:
    enum AnalysedState
    { asNone, asStarted, asReady };
private:
    int FAmount; // Виділено місця (кількість елементів)
    volatile int FLength; // Використано місця (кількість елементів)
    int *FVoltage; // Напруга (мкВ)
    unsigned int *FTime; // Час (мс)
    int FLevel; // Рівень нуля
    volatile bool FStarted; // Вимірювання проводяться
    MeasureThread *Filler; // Адрес екземпляру нитки, яка проводить
    // вимірювання

    // Analise
    volatile enum AnalysedState FAnalysed; // Стан аналізу
    volatile int FPos; // Процент проаналізованого
    AnalyseThread *Analyser; // Адрес екземпляру нитки, яка проводить аналіз
    int FUmin; // Межа чутливості (мкВ)
    unsigned int FTPauseMin; // Мін. тривалість латентного періоду (мс)
    // - мінімальна тривалість між двома жувальними
    // рухами (інакше один жувальний рух)
    unsigned int FTMoveMin; // Мінімальна тривалість одного спайку (мс)
    // - мінімальна тривалість сигналу над рівнем
    // шуму після якої він вважається рухом
    int FMoveCount; // Кількість рухів
    double FTimeActive; // Сумарна тривалість активних періодів
    double FTimePause; // Сумарна тривалість латентних періодів
    double FFreq; // Частота заповнення
    // - Кількість коливань протягом одного
    // руху (спайку)
    int FuMin; // Мінімальна напруга
    int FuMax; // Максимальна напруга
    double FuAvg;
    int __fastcall GetVoltage(int i) {return FVoltage[i];}
    int __fastcall GetTime(int i) { return FTime[i];}
    void __fastcall SetLevel(int l);
    void __fastcall SetUmin(int umin);
    void __fastcall SetTPauseMin(unsigned int tpausemin);
    void __fastcall SetTMoveMin(unsigned int tmovemin);
    int __fastcall GetMoveCount();
    double __fastcall GetTimeActive();
    double __fastcall GetTimePause();
};

```

```

double __fastcall GetFreq();
public:
void __fastcall Add(unsigned int time, int voltage);
__property int Amount={read=FAmount};
__property int Length={read=FLength};
__property int Voltage[int]={read=GetVoltage};
__property unsigned int Time[int]={read=GetTime};
__property int Level={read=FLevel, write=SetLevel};
__property bool Started={read=FStarted};
__property enum AnalysedState Analysed={read=FAnalised};
__property int Pos={read=FPos};
__property int Umin={read=FUmin, write=SetUmin};
__property unsigned int TPauseMin={read=FTPauseMin, write=SetTPauseMin};
__property unsigned int TMoveMin={read=FTMoveMin, write=SetTMoveMin};
__property int MoveCount={read=GetMoveCount};
__property double TimeActive={read=GetTimeActive};
__property double TimePause={read=GetTimePause};
__property double Freq={read=GetFreq};
__property int uMin={read=FuMin};
__property int uMax={read=FuMax};
__property double uAvg={read=FuAvg};
double tFrom, tTo;
__fastcall Measure(int amount);
__fastcall ~Measure();
void __fastcall Start();
void __fastcall Stop();
void __fastcall Analyse();
void __fastcall Clear() {FLength=0; FLevel=0;}
double __fastcall Average();
void __fastcall LoadFrom(Storage *st);
void __fastcall LoadFromFile(String file);
void __fastcall LoadMeasure(Storage *st);
void __fastcall LoadAnalyser(Storage *st);
void __fastcall SaveTo(Storage *st);
void __fastcall SaveMeasure(Storage *st);
void __fastcall SaveAnalyser(Storage *st);
private:
bool OutOfInterval(int i)
{ return FTime[i]<tFrom*1000 || FTime[i]>tTo*1000; }
};

class Storage
{ public:
__fastcall Storage();
__fastcall ~Storage();
void __fastcall Attach(String file);
void __fastcall Create(String file);
long __fastcall GetPos();
void __fastcall SetPos(long pos);
String __fastcall ReadString();
void __fastcall WriteString(String s);
double __fastcall ReadDouble();
bool __fastcall Eof();
bool __fastcall IsAttached() {return handle!=NULL;}
private:
Storage(Storage&);
Storage& operator=(Storage&);
FILE *handle;
};

class Analyser
{ private:
class IsSignal;
public:
Analyser(): noiseLevel(0), minPauseDuration(0), minMoveDuration(0),
moveCount(0), activeTime(0), pauseTime(0), freqFill(0), uMin(0), uMax(0),
uAvg(0), from(0), to(0) {}
void SetInterval(double tFrom, double tTo) {from=tFrom; to=tTo;}
void SetNoiseLevel(double level) {noiseLevel=level;}
void SetMinMoveDuration(double tMoveDuration)
{minMoveDuration=tMoveDuration;}
void SetMinPauseDuration(double tPauseDuration)
{minPauseDuration=tPauseDuration;}
void Clear()
{ values.clear(); moveCount=0; activeTime=pauseTime=freqFill=0;
uMin=uMax=uAvg=0; }
void Analyse(Measure *m);
int GetMoveCount() { return moveCount; }
};

```

```

double GetActiveTime() {return activeTime;}
double GetPauseTime() {return pauseTime;}
double GetFillFrequency() {return freqFill;}
double GetMinAmplitude() {return uMin;}
double GetMaxAmplitude() {return uMax;}
double GetAvgAmplitude() {return uAvg;}
private:
double noiseLevel;
double minPauseDuration;
double minMoveDuration;
double from, to;
int moveCount;
double activeTime, pauseTime;
double freqFill;
double uMin, uMax, uAvg;
struct Point
{ double t; int u; };
class IsSignal
{ public:
bool operator() (Point p) { return p.u>0; }
};
list <Point> values;
void Add(double t, int u);
void CalcTimes(Measure *m);
void AnalyseMoves(Measure *m);
};
#endif
//-----
#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
USERES("miograph.res");
USEFORM("main.cpp", FrmMain);
USEFORM("UTimer.cpp", FrmTimer);
USEFORM("UAnalyse.cpp", FrmAnalyse);
USEUNIT("Measure.cpp");
USEUNIT("ADC.CPP");
USEUNIT("../LIB/Tools.cpp");
USELIB("../LIB/Sky.lib");
WINAPI WinMain(HINSTANCE, HINSTANCE, LPSTR, int)
{
try
{Application->Initialize();
Application->Title = "Miorpaφ";
Application->CreateForm(__classid(TFrmMain), &FrmMain);
Application->CreateForm(__classid(TFrmTimer), &FrmTimer);
Application->CreateForm(__classid(TFrmAnalyse), &FrmAnalyse);
Application->Run(); }
catch (Exception &exception)
{ Application->ShowException(&exception); }
return 0;
}
#pragma hdrstop
#include "TestMain.h"
#include "Measure.h"
#include <SkyMath.h>
using namespace SkyMath;
#pragma package(smart_init)
#pragma resource "*.dfm"
TForm1 *Form1;
__fastcall TForm1::TForm1(TComponent* Owner) : TForm(Owner) {}

void __fastcall TForm1::Button1Click(TObject *Sender)
{ testMsgs->Clear();
testMsgs->SetFocus();
try
{ Measure m(30000);
Storage st;
st.Attach("test_files\\res.mgf");
Test(st.IsAttached());
String s=st.ReadString();
Test(s=="Analyser");
m.LoadAnalyser(&st);
Test(m.Umin==100);
Test(m.TPauseMin==25);
Test(m.TMoveMin==5);
Test(m.tFrom==0);
Test(Equal(m.tTo, 2.326, 1e-3));
m.LoadFromFile("test_files\\ress.mgf");
m.Analyse();
}
}

```

```

    Test(m.MoveCount==0);
    m.LoadFromFile("test_files\\res.mgf");
    Test(m.Voltage[0]==-12);
    Test(m.Voltage[2334-9]==86);
    m.Analyse();
    Test(m.tFrom==0);
    Test(m.tTo==2.326);
    Test(m.MoveCount==5);
    Test(Equal(m.TimeActive, 0.087, 1e-3));
    Test(Equal(m.TimePause, 0.378, 1e-3));
    Test(Equal(m.Freq, 336.41, 1e-2));
    Test(m.uMax==1126);
    Test(m.uMin==-1475);
    Test(Equal(m.uAvg, 352.07, 1e-2));
    m.tFrom=0.5;
    m.Analyse();
    Test(m.MoveCount==5);
    Test(Equal(m.TimeActive, 0.087, 1e-3));
    Test(Equal(m.TimePause, 0.278, 1e-3));
    Test(Equal(m.Freq, 336.41, 1e-2));
    Test(m.uMax==1126);
    Test(m.uMin==-1475);
    Test(Equal(m.uAvg, 352.07, 1e-2));
}
catch(...) {}
}

void __fastcall TForm1::SendTestMsg(bool cond, String cond_txt, String file,
    int line)
{if (cond)
{ testMsgs->Lines->Add(String("Test ") + cond_txt + ": OK.");
}
else
{ TColor save;
save=testMsgs->SelAttributes->Color;
testMsgs->SelAttributes->Color=clRed;
testMsgs->Lines->Add(String("Test ") + cond_txt + ": Failed at file \"" +
    file + "\" in line" + line + ".");
testMsgs->SelAttributes->Color=save;
testMsgs->Lines->Add("");
throw TestFailed(); }
}

void __fastcall TForm1::Button2Click(TObject *Sender) { Close(); }
//-----
#ifdef TestMainH
#define TestMainH
#include <Classes.hpp>
#include <Controls.hpp>
#include <StdCtrls.hpp>
#include <Forms.hpp>
#include <ComCtrls.hpp>
#define Test(p) (SendTestMsg(p, #p, __FILE__, __LINE__))
class TestFailed {};
class TForm1 : public TForm
{ __published: // IDE-managed Components
    TButton *Button1;
    TRichEdit *testMsgs;
    TButton *Button2;
    void __fastcall Button1Click(TObject *Sender);
    void __fastcall Button2Click(TObject *Sender);
private: // User declarations
    void __fastcall SendTestMsg(bool, String, String, int);
public: // User declarations
    __fastcall TForm1(TComponent* Owner);
};
extern PACKAGE TForm1 *Form1;
#endif
//-----
#include <vcl.h>
#pragma hdrstop
#include "UAnalyse.h"
#include "Measure.h"
#include "main.h"
#pragma package(smart_init)
#pragma resource "*.dfm"
TFrmAnalyse *FrmAnalyse;
__fastcall TFrmAnalyse::TFrmAnalyse(TComponent* Owner) : TForm(Owner) {}

```



```

void __fastcall TFrmAnalyse::FormShow(TObject *Sender)
{
    CbUmin->Text=FrmMain->m->Umin;
    CbPauseMin->Text=FrmMain->m->TPauseMin;
    CbMoveMin->Text=FrmMain->m->TMoveMin;
    measureFromEdit->Text=FrmMain->m->tFrom;
    measureToEdit->Text=FrmMain->m->tTo==0 ?
        FrmMain->m->Time[FrmMain->m->Length-1]/1000. : FrmMain->m->tTo;
    ClientHeight=152;
    BtnPrint->Enabled=false;
    PbAnalyse->Visible=false;
    REditAnalyse->Visible=false;
    LblAnalyse->Visible=false;
}

void __fastcall TFrmAnalyse::BtnAnalyseClick(TObject *Sender)
{
    try
    {
        FrmMain->m->Umin=CbUmin->Text.ToInt();
    }
    catch (EConvertError&)
    {
        AnsiString msg=LblUmin->Caption+" задана не числом!";
        Application->MessageBox(msg.c_str(), "Помилка", MB_OK | MB_ICONSTOP);
        CbUmin->SetFocus();
        return;
    }
    try
    {
        FrmMain->m->TPauseMin=CbPauseMin->Text.ToInt();
    }
    catch (EConvertError&)
    {
        AnsiString msg=LblPause->Caption+" задана не числом!";
        Application->MessageBox(msg.c_str(), "Помилка", MB_OK | MB_ICONSTOP);
        CbPauseMin->SetFocus();
        return;
    }
    try
    {
        FrmMain->m->tFrom=measureFromEdit->Text.ToDouble();
        FrmMain->m->tTo=measureToEdit->Text.ToDouble();
    }
    catch (EConvertError&)
    {
        AnsiString msg="Часовий інтервал заданий не у вигляді числа!";
        Application->MessageBox(msg.c_str(), "Помилка", MB_OK | MB_ICONSTOP);
        measureFromEdit->SetFocus();
        return;
    }
    try {}
    catch (EConvertError&) {}
    ClientHeight=168;
    PbAnalyse->Visible=true;
    PbAnalyse->Position=0;
    FrmMain->m->Analyse();
    while(FrmMain->m->Analysed==Measure::asStarted)
    {
        PbAnalyse->Position=FrmMain->m->Pos;
        Application->ProcessMessages();
    }
    Height=330;
    BtnPrint->Enabled=true;
    REditAnalyse->Visible=true;
    LblAnalyse->Visible=true;
    PbAnalyse->Visible=false;
    REditAnalyse->Clear();
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Період аналізу (с): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.000", FrmMain->m->tFrom) + " - " +
        AnsiString::FormatFloat("0.000", FrmMain->m->tTo));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Час заміру (с): ") +
        (FrmMain->m->tTo-FrmMain->m->tFrom));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Кількість рухів: ") + FrmMain->m->MoveCount);
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Коефіцієнт активності: ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.000", FrmMain->m->TimePause==0 ? 0 :
            double(FrmMain->m->TimeActive)/FrmMain->m->TimePause));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Час активності (с): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.000", FrmMain->m->TimeActive));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Час спокою (с): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.000", FrmMain->m->TimePause));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Частота ЕМГ (Гц): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.00", FrmMain->m->Freq));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Максимальна амплітуда від ізолінії (мкВ): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.00", FrmMain->m->uMax));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Мін.амплітуда від ізолінії (мкВ): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.00", FrmMain->m->uMin));
    REditAnalyse->Lines->Add(AnsiString("Середня амплітуда ЕМГ (мкВ): ") +
        AnsiString::FormatFloat("0.00", FrmMain->m->uAvg));
    FrmMain->ChartMain->Foot->Text=REditAnalyse->Lines;
    Close();
}

```

Інженерно-впровадницька фірма

ТЕМПО

Головна наукова установа Мінпромполітики України
з питань науково-технічного забезпечення за напрямком:
вимірювання об'єму і об'ємної витрати газу
Свідоцтво про атестацію № 101 від 19.10.2007р.

76018, м. Івано-Франківськ, а/с 20
тел./факс: (0342) 75-05-28, тел. (0342) 595-273
E-mail: tempo_if@ukr.net
http://tempo-temp.com.ua/

Код ЄДРПОУ 13648866
Індивідуальний податковий номер 136488609153
свідоцтво № 12878401
Розрахунковий рахунок 2600300019695
в Укресімбанку м. Івано-Франківська
МФО 336688

ЗАТВЕРДЖУЮ

Директор інженерно-впровадницької
фірми «Темпо» м. Івано-Франківськ



Руденко М.В.
20 березня 2015р.

А К Т

впровадження інформаційно-вимірювального каналу витрати комп'ютерної системи контролю метрологічних характеристик перетворювачів об'єму на еталонній установці повірочній дзвонового типу «ТЕМПО-1»

Робоча група інженерно-впровадницької фірми "Темпо" в складі: головний інженер В.В. Хохряков, заступник головного інженера С.С. Бойко, головний метролог О.В. Деркач склали цей документ про те, що в період з 01.02.2003р. по 30.01.2006р. на еталонній повірочній установці дзвонового типу «ТЕМПО-1» № 1, яка передбачена державною повірочною схемою для засобів вимірювання об'єму і об'ємної витрати газу згідно з ДСТУ 3383:2007 та призначена для метрологічної атестації та перевірки робочих еталонів і робочих засобів вимірювань об'єму газу за номінального значення об'ємної витрати газу в діапазоні від 0,016 до 10,0 м³/год, впроваджено в експлуатацію і експлуатується по даний час інформаційно-вимірювальний канал комп'ютерної системи контролю, реалізований на основі первинного перетворювача витрати за ентропійними оцінками випадкових коливань (шумів) акустичного діапазону, зумовлених переміщенням контрольованого середовища, який розроблено зберігачем державного еталону ДЕТУ 03-01-96 к.т.н., доц. Мельничуком С.І.

При цьому розглянуто інформаційно-вимірювальний канал комп'ютерної системи, первинний перетворювач витрати газу, відповідні креслення, алгоритмічне і програмне забезпечення та результати опробування.

Встановлено:

1. Розроблений інформаційно-вимірювальний канал реалізовано на основі первинного перетворювача витрати газу, що ґрунтується на використанні оцінок інформаційної ентропії шумів потоку як джерела інформації про контрольований параметр.

2. Технічні та метрологічні характеристики розробки відповідають поставленим вимогам у повному обсязі, а також дозволяють забезпечити інваріантність до дрейфу нуля сенсорного елемента, високу продуктивність формування вимірювальних даних, виявлення функціональних порушень вузлів з рухомими мірними елементами.

Головний інженер

В.В. Хохряков

Заст. гол. інженера

С.С. Бойко

Головний метролог

О.В. Деркач

ЗАТВЕРДЖЕНО



Директор НДПІ ПАТ "Укрнафта"

П. В. Тарабаринов

м. Івано-Франківськ

"30" березня 2015 р

А К Т

впровадження результатів науково-дослідних та дослідно-конструкторських робіт провідного інженера відділу проектування автоматизації та протипожежних заходів науково-дослідного і проєктного інституту ПАТ "Укрнафта",
к.т.н., Мельничука Степана Івановича

За час роботи на посаді провідного інженера Відділу проектування автоматизації і протипожежних заходів (ВПА) Західного відділення проєктних робіт НДПІ ПАТ «Укрнафта» з 01.02.2007 р. по 18.05.2010 р. Мельничук С. І. керував виконанням проєктно-вишукувальних робіт, та науково-технічних послуг відділу, виконаних за договорами: 521871А – Вивчення питання обліку вологого газу на вході ГПЗ; 311882а – Проєкт реконструкції вузла обліку нафти №303; 101591А – Типовий проєкт системи раннього виявлення надзвичайних ситуацій та оповіщення на АЗС; 711887А – Типовий проєкт локальної автоматизованої системи запобігання вибуху газу в підвальних приміщеннях житлових будинків м. Борислава; 221501 – Проєктування комплексу систем раннього виявлення надзвичайних ситуацій та оповіщення на об'єктах НГВУ. В зазначених роботах використані технічні рішення та пропозиції Мельничука С. І. в проєктуванні каналів обміну даними у вимірювально-інформаційних системах контролю технологічних параметрів, системах промислового та комерційного обліку енергоносіїв (вузлах обліку), комп'ютерних системах раннього виявлення надзвичайних ситуацій (аварій) техногенного характеру та оповіщення населення, в такому обсязі:

- структурні та принципові схеми, описи функціонування пристроїв формування та опрацювання широкосмугових сигналів з поліпараметричною інформаційною ентропією в комунікаційних та вимірювально-інформаційних каналах комп'ютерних систем низового рівня;

- алгоритмічні та програмні рішення для засобів формування та цифрового опрацювання випадкових широкосмугових сигналів, структури, базові функції та модулі програмного забезпечення розподілених комп'ютерних систем контролю критичних технологічних параметрів промислових об'єктів.

Начальник Західного відділення
проєктних робіт НДПІ ПАТ "Укрнафта"

В. Д. Сарахман

Начальник відділу проектування
автоматизації та протипожежних заходів
НДПІ ПАТ "Укрнафта"

О. Б. Василенко

ЗАТВЕРДЖУЮ

Начальник управління контролю,
організації обліку газу та метрології

ПАТ «Івано-Франківськгаз»
УПРАВЛІННЯ МЕТРОЛОГІЇ
ПОГОДНО: Б.І. Прудніков
« 17 » жовтня 2014 р.

А К Т

впровадження автономного реєстратора магнітного втручання реалізованого на основі цифрових технологій опрацювання сигналів первинних перетворювачів для контролю, попередження та фіксації спотворень вимірювальної інформації лічильників газу

Робоча група ПАТ «Івано-Франківськгаз» в складі: начальник управління метрології Прудніков Б.І., начальник відділу по роботі з вимірювальними комплексами Коляджин І.М., начальник відділу електронних засобів обліку газу Кривень Р.І., технік-метролог Дундяк В.М. склали цей документ про те, що в період з 01.02.2014 р. по 01.09.2014р. проведено розробку та впроваджено в експлуатацію і експлуатується по даний час автономні цифрові засоби реєстрації магнітного втручання, реалізовані на основі цифрових технологій опрацювання сигналів, що розроблені к.т.н., доцентом Мельничуком С.І. і виготовлені за замовленням ПАТ «Івано-Франківськгаз» згідно з договором на виконання науково-дослідних (дослідно-конструкторських) робіт № 111111-11/11.

1. Розглянуто цифровий пристрій, автономний реєстратор магнітного втручання, відповідні структурні, схемотехнічні, алгоритмічні і програмні рішення, результати опробування в експлуатаційних умовах;
2. Встановлено таке:
 - компактний автономний пристрій, реалізовано на основі мікроконтролера з використанням цифрових технологій опрацювання сигналів первинних перетворювачів, забезпечує: функції контролю, попередження та фіксації несанкціонованих спроб спотворення вимірювальних даних лічильників газу магнітним полем; відповідний рівень автономності, надійності та стійкості до збоїв та промислових шумів контрольованих засобів вимірювання;
 - технічні та експлуатаційні характеристики розробленого цифрового пристрою відповідають поставленим вимогам у повному обсязі.

Начальник відділу по роботі
з вимірювальними комплексами

Коляджин І.М.

Начальник відділу електронних
засобів обліку газу

Кривень Р.І.

Технік-метролог

Дундяк В.М.

ЗАТВЕРДЖУЮ

Ректор Івано-Франківського
національного медичного
університету ІФНМУ
акад. АМН України, професор


" 04 " XII 2009 р.

Є.М.Нейко

АКТ ВПРОВАДЖЕННЯ

1. **Назва пропозиції за впровадженням:** "Комп'ютерна система електроміографічного діагностування жувальних м'язів, розроблена на основі використання ентропійних характеристик інформаційних сигналів";
2. **Ким запропоновано:** кафедра програмної та компютерної інженерії ПВНЗ "Галицька академія", автор - зав.каф., к.т.н., доц. Мельничук Степан Іванович; кафедра стоматології факультету післядипломної освіти ІФНМУ, автор - к.мед.н Пелехан Любомир Іванович;
3. **Джерело інформації:** патент 7 А61С19/00 № 2002064667; патент G06K 9/00, G06F 19/00 UA № 88641 C2;
4. **Автори:** к.т.н., доц. Мельничук Степан Іванович, к.мед.н. Пелехан Любомир Іванович;
5. **Де і коли впроваджено:** в процес лікування при створенні протезів, у педагогічний процес кафедри стоматології факультету післядипломної освіти ІФНМУ;
6. **Ефективність впровадження:** комп'ютерна система діагностування, яка ґрунтується на обробленні ентропійних оцінок фрагментів інформаційних сигналів, забезпечує ефективне виділення і аналіз параметрів жувальних рухів, таких як: коефіцієнт активності, час спокою, частота заповнення, кількість жувальних рухів тощо, що дозволяє покращити ефективність протезування, зокрема зубні протези виготовленні на основі отриманих даних мають вищу точність та якість;
7. **Зауваження та пропозиції:** розробити методичні рекомендації по використанню та інформаційний лист.

" 21 " XII 2009 р.

Відповідальний за впровадження
завізувач кафедри стоматології факультету
післядипломної освіти ІФНМУ, заслужений
діяч науки і техніки України, проф., д.мед.н.



М.М.Рожко

Затверджую

ректор приватного вищого
навчального закладу "Галицька
академія", м. Івано-Франківськ
д.е.н., проф. В.І. Савич



м. Івано-Франківськ

"08" вересня 2015р.

А К Т

впровадження результатів наукової роботи

Мельничука Степана Івановича

**"МЕТОДИ ТА ПРОГРАМНО-АПАРАТНІ ЗАСОБИ ОПРАЦЮВАННЯ
СИГНАЛІВ З ПОЛПАРАМЕТРИЧНОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ
ЕНТРОПІЄЮ"**

Основні теоретичні результати досліджень, які отримано в ході проведення науково-дослідної роботи к.т.н., доцента Мельничука Степана Івановича, а саме:

- опис методів цифрового опрацювання випадкових вимірювальних сигналів зі змінною ентропією в первинних перетворювачах витрати;
- опис методів формування та цифрового опрацювання випадкових сигналів з маніпульованою інформаційною ентропією при реалізації обміну даними;
- опис методу ідентифікації об'єктів за ентропійними проекціями їх бінарних двомірних представлень;
- опис методу цифрового опрацювання випадкових діагностичних сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками;
- структурні, алгоритмічно-програмні та схемотехнічні рішення інформаційно-вимірювального каналу витрати комп'ютерної системи автоматизованого контролю метрологічних характеристик лічильників газу, цифрових засобів опрацювання випадкових сигналів в інформаційних каналах обміну даними а також апаратно-програмні рішення інформаційно-вимірювальної системи опрацювання діагностичних сигналів акустичного діапазону задіяно в навчальному процесі інформаційно-природничого факультету ПВНЗ "Галицька академія" м. Івано-Франківськ при викладанні курсів "Мережні інформаційні технології", "Інформаційно-обчислювальні системи" та "Теорія проектування комп'ютерних систем та мереж" спеціальності "Комп'ютерні системи та мережі".

Директор центру інформаційних технологій
ПВНЗ "Галицька академія"

к.ф-м.н., доц. Цибаньов М.М.

Завідувач каф. комп'ютерної та програмної
інженерії ПВНЗ "Галицька академія"

Плахетко Я. І.



«ЗАТВЕРДЖУЮ»

Перший проректор
Тернопільського національного
економічного університету

Шинкарик М.І.

“ 13 ” 2015 р.

А К Т

впровадження результатів дисертаційної роботи
Мельничука Степана Івановича

“МЕТОДИ ТА ПРОГРАМНО-АПАРАТНІ ЗАСОБИ ОПРАЦЮВАННЯ СИГНАЛІВ З ПОЛПАРАМЕТРИЧНОЮ ІНФОРМАЦІЙНОЮ ЕНТРОПІЄЮ”

Теоретичні результати наукових досліджень, які отримано в дисертаційній роботі к.т.н., доц. Мельничука Степана Івановича, зокрема:

- описи методів опрацювання: випадкових сигналів вимірювального перетворювача витрати газових середовищ зі змінною ентропією; випадкових сигналів каналного рівня з маніпульованою інформаційною ентропією в цифрових системах обміну даними; ентропійних проєкцій побудованих за бінарними двомірними представленнями об'єктів в комп'ютерних системах ідентифікації; випадкових сигналів з малоінформативними спектральними характеристиками в діагностичних інформаційно-вимірювальних системах,

- структурні, схемотехнічні, алгоритмічні та програмні рішення реалізованих компонентів спеціалізованих комп'ютерних систем, зокрема: цифрових засобів формування та опрацювання випадкових сигналів каналного рівня в інформаційних каналах обміну даними; інформаційної комп'ютерної діагностичної системи опрацювання фрагментів випадкових сигналів акустичного діапазону, використовуються в навчальному процесі кафедри спеціалізованих комп'ютерних систем Тернопільського національного економічного університету при підготовці магістрів спеціальності 8.05010203 «Спеціалізовані комп'ютерні системи» при викладанні дисциплін «Дослідження і проектування вбудованих КС» та «Напрямки досліджень і розвитку СКС».

Декан факультету комп'ютерних
інформаційних технологій,
д.т.н., професор

М.П. Дивак

Завідувач кафедри спеціалізованих
комп'ютерних систем,
д.т.н., професор

Я.М. Николайчук