

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення

МАГІСТЕРСЬКА КВАЛІФІКАЦІЙНА РОБОТА

на тему:

**«Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем
передавання»**

Виконав: студент 2-го курсу,
групи ТКС-20м
спеціальності 172 – Телекомунікації та
радіотехніка

_____ Древінський В.В.

Керівник: к.т.н., доцент каф. ТКСТБ

_____ Стальченко О.В.

« ____ » _____ 2021 р.

Опонент: д.т.н., професор каф. РТ

_____ Семенов А.О.

« ____ » _____ 2021 р.

Допущено до захисту

Завідувач кафедри ТКСТБ

_____ д.т.н., проф. Кичак В.М.

« ____ » _____ 2021 р.

Вінницький національний технічний університет
Факультет інфокомунікацій, радіоелектроніки та наносистем
Кафедра телекомунікаційних систем та телебачення
Рівень вищої освіти II-й (магістерський)
Галузь знань - 17– Електроніка та телекомунікації
(шифр і назва)
Спеціальність - 172 – Телекомунікації та радіотехніка
(шифр і назва)
Освітньо-професійна програма - Телекомунікаційні системи та мережі

ЗАТВЕРДЖУЮ
Завідувач кафедри ТКСТБ
д.т.н., професор В.М. Кичак
“ ___ ” _____ 2021 року

ЗАВДАННЯ **НА МАГІСТЕРСЬКУ КВАЛІФІКАЦІЙНУ РОБОТУ СТУДЕНТУ**

Древінському Владиславу Віталійовичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема роботи Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності
радіосистем передавання

керівник роботи Стальченко Олександр Володимирович, канд. техн. наук

(прізвище, ім'я, по батькові, науковий ступінь, вчене звання)

затверджені наказом вищого навчального закладу від “24” 09 2021 року № 277

2. Строк подання студентом роботи 01 грудня 2021 року

3. Вихідні дані до роботи види модуляції – QAM, PSK, відношення сигнал/шум – 20 дБ, вибірка сигналу – 2000, зсув частоти – 10 кГц, довжина інтервалу екстраполяції – 10.

4. Зміст текстової частини: Вступ; Огляд методів і алгоритмів оцінки невідомих параметрів сигналу і каналу зв'язку; Методи оцінювання випадкового процесу в умовах апріорної невизначеності відносно динамічної системи і законів розподілу шумів; Синтез алгоритмів оцінки параметрів сигналу і каналу в завданні компенсації спотворень сигналу в тракці приймача прямого перетворення; Економічна частина; Охорона праці та безпека життєдіяльності; Висновки

5. Перелік ілюстративного матеріалу (з точним зазначенням обов'язкових креслень) Методи оцінювання постійних параметрів сигналу і випадкових процесів; Структурна схема обробки сигналу QAM; Структурна схема комбінованого алгоритму; Структурна схема формування матриці підсилення; Структурна схема формування ковариаційної матриці; Залежність обчислювальної складності розроблених алгоритмів; Структурна схема компенсації спотворень сигналу; Графіки оцінки параметрів сигналу і каналу для розроблених алгоритмів.

6. Консультанти розділів роботи

Розділ	Прізвище, ініціали та посада консультанта	Підпис, дата	
		завдання видав	завдання прийняв
Спеціальна частина	Стальченко О.В., доцент кафедри ТКСТБ		

7. Дата видачі завдання 01 вересня 2021 року

КАЛЕНДАРНИЙ ПЛАН

№ з/п	Назва етапів магістерської кваліфікаційної роботи	Строк виконання етапів роботи	Примітка
1.	Розробка технічного завдання	10.09.2021р.	
2.	Техніко-економічне обґрунтування розробки	17.09.2021р.	
3.	Аналіз методів і засобів підсилення сигналів	01.10.2021р.	
4.	Розробка структури та принципової схеми ПВЧ	29.10.2021р.	
5.	Дослідження параметрів і характеристик ПВЧ	19.11.2021р.	
6.	Аналіз економічної ефективності розробки	30.11.2021р.	
7.	Охорона праці та безпека життєдіяльності	06.12.2021р.	
8.	Оформлення пояснювальної записки та графічної частини	13.12.2021р.	
9.	Нормоконтроль МКР	14.12.2021р.	
10.	Попередній захист МКР, опонування МКР	17.12.2021р.	
11.	Захист МКР ЕК	20.12.2021р.	

Студент

(підпис)

Древінський В.В.

Керівник роботи

(підпис)

Стальченко О.В.

АНОТАЦІЯ

УДК 621.317.73

Древінський В. В. Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання. Магістерська кваліфікаційна робота зі спеціальності 172 – телекомунікації та радіотехніка, освітня програма - телекомунікаційні системи та мережі. Вінниця: ВНТУ, 2021. 148 с.

На укр. мові. Бібліогр.: 32 назв; рис.: 50; табл. 23.

Магістерська кваліфікаційна робота присвячена синтезу і аналізу методів і алгоритмів оцінки параметрів каналу зв'язку і випадкових сигналів, спостережуваних на фоні фазового і адитивного шуму з невідомими законами розподілу з метою підвищення завадостійкості прийому повідомлень. Сфера застосування компенсація спотворень сигналу, що вносяться приймачем прямого перетворення, без рішення яких неможливий прийом інформації в цифрових системах зв'язку. Також вони можуть використовуватися у вимірювальній техніці..

Графічна частина складається з 10 плакатів із результатами моделювання.

У розділі охорони праці опрацьовано такі питання, як причини виникнення, дія на організм людини та нормування шкідливих та небезпечних виробничих факторів у виробничому приміщенні; карта умов праці (обґрунтування вибору нормованих значень шкідливих та небезпечних виробничих факторів, оцінка факторів виробничого і трудового процесів, гігієнічна оцінка умов праці, оцінка технічного і організаційного рівня, атестація робочого місця); рекомендації щодо поліпшення умов праці, а також розглянуто норми пожежної безпеки.

Ключові слова: сигнал, канал, випадкові процеси, приймач прямого перетворення.

SUMMARY

UDC 621.317.73

Drevinsky VV Improving noise immunity and spectral efficiency of radio transmission systems. Master's thesis in specialty 172 - telecommunications and radio engineering, educational program - telecommunications systems and networks. Vinnytsia: VNTU, 2021. 148 p.

In Ukrainian language. Bibliogr .: 32 titles; fig .: 50; table 23.

The master's thesis is devoted to the synthesis and analysis of methods and algorithms for estimating the parameters of the communication channel and random signals observed against the background of phase and additive noise with unknown distribution laws in order to increase the noise immunity of messages. Scope compensation of signal distortions introduced by the direct conversion receiver, without the solution of which it is impossible to receive information in digital communication systems. They can also be used in measuring technology.

The graphic part consists of 10 posters with simulation results.

The section of labor protection deals with such issues as the causes, effects on the human body and the rationing of harmful and dangerous production factors in the production premises; map of working conditions (substantiation of the choice of normalized values of harmful and dangerous production factors, assessment of factors of production and labor processes, hygienic assessment of working conditions, assessment of technical and organizational level, certification of the workplace); recommendations for improving working conditions, as well as fire safety standards.

Keywords: signal, channel, random processes, direct conversion receiver.

ЗМІСТ

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ І УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ	3
ВСТУП.....	4
1 ОГЛЯД МЕТОДІВ І АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ НЕВІДОМИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ І КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ	9
1.1. Методи оцінки невідомих постійних параметрів сигналу	11
1.2. Методи оцінювання випадкових процесів.....	13
1.3. Алгоритми оцінювання спотворень сигналу в приймачі прямого перетворення	17
Висновки.....	30
2. МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ВИПАДКОВОГО ПРОЦЕСУ В УМОВАХ АПРІОРНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ВІДНОСНО ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ І ЗАКОНІВ РОЗПОДІЛУ ШУМІВ	31
2.1 Нелінійна фільтрація	31
2.1.2 Обчислювальна складність алгоритмів нелінійної фільтрації, заснованих на апроксимації Тейлора першого і другого порядків.....	36
2.2 Регуляризуючий алгоритм оцінки параметрів випадкового процесу	39
2.2.1 Обчислювальна складність регуляризуючого алгоритму.....	40
3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ І КАНАЛУ В ЗАВДАННІ КОМПЕНСАЦІЇ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛУ В ТРАКТІ ПРИЙМАЧА ПРЯМОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ.....	52
3.1 Завдання оцінювання спотворень сигналу в каналі без завмирань.....	52
3.1.1 Синтез і аналіз алгоритмів оцінки дрейфу постійної складової і амплітудно-фазового розбалансу QAM сигналу на фоні адитивного білого шуму	52
3.1.2 Синтез і аналіз роботи алгоритмів компенсації спотворень M-QAM сигналу, спостережуваного на фоні адитивного білого шуму і міжсимвольної інтерференції (МСІ)	72
3.1.3 Спрощені алгоритми компенсації спотворень QAM сигналу, спостережуваного на фоні адитивного шуму.....	78
3.2. Оцінка спотворень сигналу і їх компенсація в каналі з доплерівським розширенням спектру і релеєвськими завмираннями	87
3.2.1 Оцінка спотворень сигналу в каналі з повільними релеєвськими завмираннями	88
3.2.2 Оцінка спотворень сигналу в каналі зі швидкими релеєвськими завмираннями	97
4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА	103
4.1 Оцінювання наукового ефекту.....	103
4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи	106
4.2.1 Витрати на оплату праці.....	107
4.2.2 Відрахування на соціальні заходи.....	110
4.2.3 Сировина та матеріали.....	110
4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі.....	111
4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт	112
4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт	113

4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень	114
4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей	115
4.2.9 Службові відрядження.....	116
4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації.....	117
4.2.11 Інші витрати.....	117
4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати.....	118
4.4 Висновок до розділу 4	120
5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ.....	121
5.1 Технічні рішення з безпечного виконання робіт.	121
5.1.1 Технічні рішення з організації робочого місця під час проектування.	121
5.1.2 Електробезпека виробничого приміщення.....	122
5.2. Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії	123
5.2.1 Мікроклімат	123
5.2.2. Склад повітря робочої зони.....	124
5.2.3 Виробниче освітлення	125
5.2.4 Виробничий шум.....	126
5.2.5. Електромагнітні випромінювання	126
5.2.6 Психофізіологічні фактори	127
5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіосистем передавання в умовах надзвичайних ситуацій	128
Висновок.....	133
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ	135
Додаток А ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ	138
Додаток Б Методи оцінювання постійних параметрів сигналу і випадкових процесів.....	144
Додаток В Структурна схема обробки сигналу QAM	146
Додаток Г Структурна схема комбінованого алгоритму	148
Додаток Д Структурна схема формування матриці підсилення.....	150
Додаток Е Структурна схема формування ковариаційної матриці.....	152
Додаток К Залежність обчислювальної складності розроблених алгоритмів ..	154
Додаток Л Структурна схема компенсації спотворень сигналу	156
Додаток М Графіки оцінки параметрів сигналу і каналу для розроблених алгоритмів.....	158

СПИСОК СКОРОЧЕНЬ І УМОВНИХ ПОЗНАЧЕНЬ

QAM - квадратурна амплітудна модуляція

OFDM - ортогональне мультиплексування з частотним ущільненням

MIMO - система з декількома передавальними і декількома приймальними антенами

MSK - модуляція з неперервною фазою з мінімальним зсувом

PSK - цифрова фазова модуляція (модуляція з фазовим зсувом)

SISO - система з однією передавальною і однією приймальною антеною

ДПФ - дискретне перетворення Фур'є

МАВ - критерій максимуму апостеріорної вірогідності

МНК - метод найменших квадратів

МП - метод максимальної правдоподібності

СКП - середньоквадратична помилка

ФЩВ - функція щільності вірогідності

ФНЧ - фільтр низьких частот

ЦПТ - центральна гранична теорема

ВСТУП

Актуальність теми дослідження. Тенденція розвитку сучасних засобів зв'язку спрямована на збільшення об'ємів передаваної інформації. Це реалізовується, наприклад, шляхом використання високопозиційних видів модуляції, таких як квадратурна амплітудна модуляція (QAM) QAM-64, 256, 1024, технології багатоантенних систем (MIMO) і частково технології ортогонального мультиплексування з частотним ущільненням (OFDM). При цьому важливу роль грає якість прийому сигналів.

Завдання підвищення завадостійкості систем зв'язку є актуальним і складається з декількох етапів: завадостійке кодування, рознесений прийом, використання каналів зворотного зв'язку, застосування процедури розширення спектру, квазікогерентний прийом, який можна здійснити, реалізувавши якісну синхронізацію і компенсацію спотворень сигналу [1]. Саме цьому останньому пункту присвячена ця робота. У основі рішення задачі лежить оцінка каналу зв'язку і параметрів процесу, що приймається.

Найбільш простою і дешевою схемою прийому є процедура прямого перетворення, яка полягає в перенесенні високочастотного сигналу, що приймається, на нульову частоту з утворенням двох квадратур. Але цей метод має великий недолік, який полягає в наявності амплітудно-фазового дисбалансу між квадратурою сигналу, зміщення частоти із-за неспівпадання частот сигналу, що приймається, і гетеродина приймача, а також дрейфу постійних складових. Останній з'являється в результаті просочування сигналу гетеродина на вхід пристрою. Енергія постійної складової може бути більше енергії корисного сигналу. В цьому випадку вона, потрапляючи в наступні каскади приймального пристрою, робить процедуру детектування із заданою вірогідністю помилки неможливою. Відмічені спотворення також, як і канал, дуже сильно впливають на завадостійкість. З переходом роботи систем зв'язку на все вищі частоти (стандарт 5G і що розробляється 6G) ці недоліки тільки посилюються [20], [39]. Тому актуальне завдання створення методів і алгоритмів оцінки описаних спотворень і параметрів каналу зв'язку. Чим точніше буде зроблена їх оцінка, тим менше вірогідність помилки прийому інформаційного символу. Це дозволить, наприклад, використовувати завадостійкі коди з меншою надмірністю або скоротити швидкість передачі даних по зворотному каналу [8], [9], [12].

Предмет дослідження: методи і алгоритми спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку.

Об'єкт дослідження: системи тактової і фазової синхронізації, приймач прямого перетворення.

Аналіз останніх досліджень. У техніці зв'язку зустрічаються некоректно поставлені завдання (по Адамару), які вимагають спеціального підходу. Ця ситуація виникає, наприклад, тоді, коли оператор (лінійний або нелінійний), що описує спостережуваний процес, не має зворотного, або визначається з помилками, що призводять до расходження використовуваного обчислювального алгоритму. Рішення таких завдань робиться шляхом введення регуляризуючого параметра в процедуру оцінювання.

Підвищення завадостійкості за рахунок більш точного оцінювання невідомих параметрів присвячено багато робіт, як зарубіжних, так і вітчизняних авторів [9], [11] - [13].

У техніці зв'язку зустрічаються некоректно поставлені завдання (за Адамаром), які потребують спеціального підходу. Метод регуляризації на вирішення некоректних операторних рівнянь розвинув А. М. Тихонов (1963 р). Також великий внесок у теорію некоректно поставлених завдань зробили такі вчені: А.С. Леонов, А.Г. Ягола, А.Б. Бакушинський, А.В. Гончарський, В.А. Морозов та ін.

Проте, при великій кількості робіт в математичних виданнях, в завданнях оцінювання каналу і параметрів випадкового сигналу регуляризуючі методи освітлені слабо. Не вивчені їх можливості для застосування в цій області. З інтенсивним розвитком обчислювальної і мікропроцесорної техніки стає можливим реалізувати складніші алгоритми спільної оцінки параметрів випадкового сигналу і каналу, які мають вищу точність, ніж спрощені процедури, що роблять оцінку параметрів, як правило, окремо, і засновані на статистичному усереднюванні і класичному методі стохастичної апроксимації.

Мета дослідження. Метою дослідження є підвищення завадостійкості систем зв'язку за рахунок точнішого спільного оцінювання невідомих параметрів каналу зв'язку при прийнятній обчислювальній складності.

Наукова проблема і завдання дослідження. Наукова проблема полягає в розробці методів спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку в умовах апріорної невизначеності відносно статистичних характеристик каналу зв'язку, законів розподілу шумів і обмеженні на обчислювальну складність.

Для вирішення наукової проблеми і досягнення мети дослідження в магістерській роботі поставлено і вирішено три наукові завдання:

- 1) створення нових високоточних спільних методів і алгоритмів оцінювання параметрів каналу зв'язку, працюючих
 - по тестовій послідовності в умовах апріорної невизначеності відносно динамічної системи, статистичних характеристик каналу зв'язку і законів розподілу

шумів

- по вибірці спостережуваного тестового процесу як можна меншого об'єму для можливості збільшення спектральної ефективності
 - що мають універсальність відносно виду тестового сигналу
 - що мають прийнятну обчислювальну складність
- 2) аналіз якості роботи синтезованих алгоритмів при шумових діях
- з різними законами розподілу
 - корельованих і некорельованих
 - у вигляді вузькосмугової завади
- 3) дослідження впливу відхилення апріорних відомостей відносно дисперсії шуму спостереження на якість оцінювання.

Сферою застосування нових алгоритмів оцінювання є системи тактової і фазової синхронізації сигналів, а також системи компенсації спотворень, що з'являються в тракці приймача прямого перетворення в каналі з релеєвськими завмираннями і без них в системах з однією передавальною і приймальною антеною (SISO), з декількома передавальними і приймальними антенами (MIMO) і в системі з багатьма носійними з ортогональним частотним розподілом (OFDM).

Наукова новизна результатів дослідження.

1. Удосконалений рекурентний регуляризований метод спільної оцінки параметрів каналу зв'язку в умовах апріорної невизначеності відносно динамічної системи і розподілу шумів, що дозволяє з єдиних позицій вирішувати, як лінійні, так і нелінійні завдання з різними апроксимуючими конструкціями.

2. Отримано наближений рекурентний вираз в замкнутому виді для апостеріорного знаходження параметра регуляризації, заснований на апріорних даних відносно дисперсії адитивного шуму, дозволяюче підвищити точність оцінювання при обмежених вибірках сигналу.

3. В умовах апріорної невизначеності відносно статистичних характеристик каналу зв'язку і законів розподілу шумів удосконалений метод спільної оцінки параметрів нестационарного каналу і сигналу, працюючий як по тестовій, так і по інформаційній послідовності після детектування, заснований на поліноміальній апроксимації невисокого порядку усередині часового ковзаючого вікна і лінійному МНК, такий, що має обчислювальну складність, лінійно залежну від об'єму вибірки сигналу.

4. На основі запропонованого методу в п. 1 синтезовані нові рекурентні алгоритми спільної оцінки параметрів каналу зв'язку для завдань фазової і тактової синхронізації, а також для компенсації спотворень, що вносяться приймачем прямого перетворення, працюючі як по тестовій послідовності, так і по інформаційних символах після процедури детектування в системах з SISO, що дозволяють скоротити довжину тестової послідовності і підвищити точність

оцінювання.

Теоретична і практична значущість. Теоретична значущість роботи полягає в синтезі методів спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку в умовах апіорної невизначеності відносно статистичних характеристик каналу зв'язку і законів розподілу шумів і в розробці на їх основі алгоритмів оцінювання, працюючих, як по тестовій послідовності, так і по інформаційній процедурі детектування. Практична значущість: в умовах апіорної невизначеності на фоні фазового і адитивного шумів

1) синтезований алгоритм нелінійної фільтрації для спільної оцінки затримки, частоти і фази сигналу MSK, що використовує друге наближення по Тейлору при апроксимації нелінійних рівнянь спостережень, який при деяких відношеннях сигнал/шум дозволяє скоротити тривалість перехідного процесу до 2 разів і підвищити точність оцінювання частоти за наявності фазового шуму в 1.5 - 2 рази відносно відомого алгоритму Стратоновича; показана можливість його реалізації в реальному часі;

2) синтезований новий регуляризований алгоритм спільної оцінки затримки, частоти і фази сигналів MSK, PSK, QAM, який дозволяє скоротити довжину тестової послідовності в 3 - 18 разів і підвищити точність оцінювання частоти і фази в 3 і 4 рази відповідно відносно відомого алгоритму Стратоновича;

3) для системи SISO в умовах стаціонарного каналу отриманий регуляризований алгоритм спільної оцінки амплітуди, фази, частоти, амплітудно-фазового дисбалансу і постійних складових сигналів PSK, QAM, стійкіший до неточності апіорних відомостей відносно дисперсії адитивного шуму, чим відомий алгоритм Стратоновича, що дозволяє скоротити довжину тестової послідовності і отримати енергетичний вииграш до 4 дБ відносно відомих процедур оцінювання;

4) в умовах апіорної невизначеності відносно статистичних характеристик каналу з доплерівським розширенням спектру і релеєвськими завмираннями синтезований алгоритм, що заснований на поліноміальній апроксимації коефіцієнтів передачі каналу, залежних від часу, має нижчу обчислювальну складність, ніж відомі процедури спільного оцінювання.

Методи дослідження. Основні результати магістерської роботи отримані на основі використання методів теорії вірогідності, математичної статистики, нелінійної рекурентної фільтрації, методу найменших квадратів, теорії регуляризації для вирішення некоректно поставлених завдань і статистичного моделювання.

Отримані в магістерській роботі результати використовуються в навчальному процесі кафедри телекомунікаційних систем і телебачення.

Достовірність результатів. Отримані результати обґрунтовані коректним

застосуванням методів лінійної алгебри, статистичної радіотехніки, теорії зв'язку, теорії оптимальної рекурентної фільтрації, статистичного моделювання. Це підтверджується обчислювальним експериментом, результати якого не суперечать теорії оцінювання і рекурентної фільтрації, висновкам вітчизняних і зарубіжних учених, опублікованим в провідних науково-технічних журналах, а також широким обговоренням результатів дисертації на міжнародних і російських конференціях.

Положення, що виносяться на захист :

1. Удосконалений метод спільної оцінки параметрів каналу зв'язку в умовах апріорної невизначеності відносно динамічної системи і законів розподілу шумів, працюючий як по тестовій послідовності, так і по інформаційних символах після процедури детектування, дозволяє підвищити точність оцінювання при менших вибірках сигналу.

2. Регуляризуючий алгоритм спільної оцінки затримки, частоти і фази випадкового сигналу, заснований на методі п.1, стійкий до відхилень значень параметрів, що входять в алгоритм, дозволяє скоротити об'єм вибірки процесу і підвищити точність оцінювання відносно відомої нелінійної фільтрації Стратоновича.

3. Регуляризуючий алгоритм спільної оцінки квазістаціонарного каналу і спотворень сигналу, що вносяться приймачем прямого перетворення, заснований на методі п.1, має вищу завадостійку, ніж нелінійна фільтрація Стратоновича і процедури статистичного усереднювання при обмежених вибірках випадкового процесу, а також набагато нижчою обчислювальною складністю, ніж відомий метод спільного оцінювання. Оцінці підлягають одночасно наступні параметри: амплітуда, фаза, частота, амплітудний - фазовий дисбаланс і постійні складові квадратури сигналу.

4. Удосконалений метод спільної оцінки нестационарного каналу з доплерівським розширенням спектру і релеєвськими завмираннями, і спотворень сигналу, що вносяться приймачем прямого перетворення, заснований на поліноміальній апроксимації і методі найменших квадратів, не вимагає апріорної інформації про параметри каналу і має нижчу обчислювальну складність, ніж відомий метод з тригонометричною апроксимацією.

1 ОГЛЯД МЕТОДІВ І АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ НЕВІДОМИХ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ І КАНАЛУ ЗВ'ЯЗКУ

Прийом цифрового сигналу неможливий без процедури тактової і фазової синхронізації, а також без компенсації спотворень, які вносяться каналом зв'язку [1] - [13]. Суть синхронізації полягає в приведенні спостережуваного в шумах сигналу і опорного коливання до паралельності змін їх в часі. Компенсація полягає в знятті з сигналу всього зайвого, набутого ним в процесі поширення по каналу зв'язку і в результаті обробки в приймальному тракті системи. Це дозволяє організувати когерентний прийом і тим самим підвищити завадостійкість. В процесі синхронізації і компенсації спотворень сигналу відбувається оцінка невідомих параметрів, таких як затримка, фаза, частота, амплітуда, амплітудно-фазовий дисбаланс між квадратурою сигналу, дрейф постійних складових. Вони, як правило, є не константами, а випадковими процесами, що найчастіше повільно змінюються в часі. Чим точніше буде зроблена їх оцінка, тим вище стане завадостійкість системи [9], [17]. При використанні завадостійкого кодування це дозволить для отримання потрібної вірогідності помилки використовувати коди з меншою надмірністю, що підвищить швидкість передачі інформації. Існує три основні підходи до оцінювання сигнальних параметрів: за допомогою методу максимальної правдоподібності (МП), за правилом максимуму апостеріорної вірогідності (МАВ) і з використанням фільтрації (лінійна фільтрація Кальмана, Колмогорова-Вінера, нелінійна фільтрація Стратоновича, непрямий метод нелінійної фільтрації). Перераховані методи спираються на знання апріорної інформації про закони розподілу шумів, тобто передбачається відомою щільністю розподілу вірогідності (ФПВ). Проте на практиці ці відомості є неповними і неточними. У таких умовах створення детальних математичних моделей призводить до втрати переваг оптимальних алгоритмів перед евристичними. Тому в умовах неповної інформації в основному використовується два підходи: адаптивна фільтрація і непараметричний підхід, заснований на методі стохастичної апроксимації. Застосування адаптивної фільтрації призводить до значного ускладнення алгоритмів, як правило, нелінійних, таких, що реалізуються приблизно, що знижує точність оцінки або призводить до расходження. У разі застосування методів стохастичної апроксимації не потрібно майже ніякої апріорної інформації, але моделі, на базі яких синтезуються фільтри, менш інформативні, оцінки є асимптотично оптимальними, тому в перехідному режимі, що найважливіше на практиці, точність може бути не задовільною. Для оцінки постійних параметрів часто в цій ситуації використовують метод найменших

квадратів (МНК) і статистичне усереднювання. Останній підхід має простоту, але вимагає великого об'єму оброблюваної вибірки сигналу. На рисунку 1.1. показані найбільш часто вживані методи оцінювання параметрів сигналу і випадкових процесів.

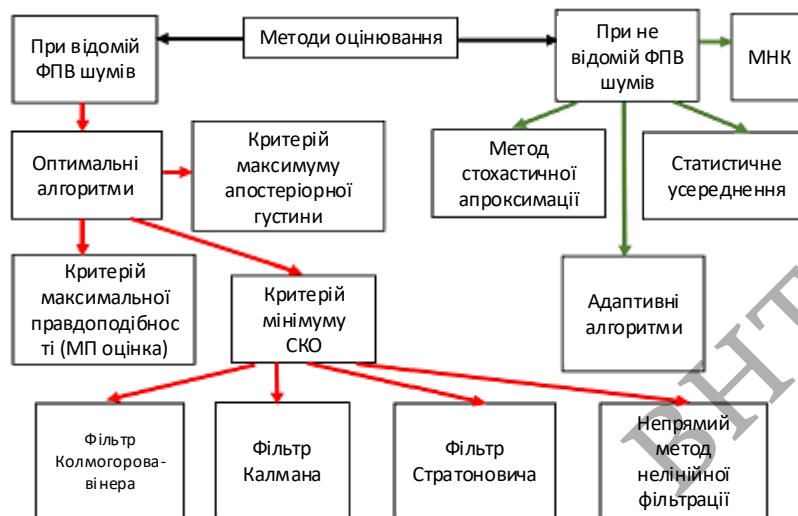


Рисунок 1.1 - Методи оцінювання постійних параметрів сигналу і випадкових процесів

Найбільше алгоритмів оцінювання параметрів каналу і сигналу синтезовано за умови спостережень на тлі адитивного гаусового білого шуму. Використання моделі процесу з нормальним розподілом виправдане виконанням умов центральної граничної теореми (ЦГТ) теорії вірогідності. Наприклад, якщо сигнал завади є сумою завад від багатьох джерел, або приймач містить лінійну вузькосмугову систему, на виході якої сигнал з довільною густиною розподілу вірогідності нормалізується. Проте проблемі завад негаусових шумів присвячено багато публікацій. Існують випадки, коли шум корельований (не білий) і має закон розподілу, що відрізняється від гаусового. До такої ситуації можна віднести атмосферні і індустриальні завади, взаємні завади радіозасобів (імпульсні, вузькосмугові завади), шумові сигнали, отримані після віддзеркалення від водної поверхні. Процеси, що пройшли нелінійне перетворення, також не гаусовські. До них відноситься флікер-шум, який завжди є присутнім в гетеродині. Сучасна тенденція розвитку техніки зв'язку спрямована на збільшення пропускної спроможності систем телекомунікацій. Добитися цього можна за допомогою розширення смуги частот. Але при цьому в приймачі немає вузькосмугового фільтру, за допомогою якого виконувалася ЦГТ. Тому в цих випадках необхідно, або проводити ідентифікацію закону розподілу процесу, а потім використовувати відомі оптимальні методи, або застосувати підхід, не залежний від щільності розподілу вірогідності.

1.1. Методи оцінки невідомих постійних параметрів сигналу

Нехай спостерігається реалізація випадкового процесу $y(t)$. Результат спостережень представляється у вигляді незалежної вибірки y_1, \dots, y_n , $y_i = \Phi(i, \Theta) + \eta_i$, де $i = 1, \dots, n$ дискретний час $\Phi(\cdot)$ - відома функція рівняння спостережень залежна від часу і така, що містить корисну інформацію, η_i - білий шум з нульовим математичним очікуванням і дисперсією σ_η^2 , $\Theta = (\Theta_1, \dots, \Theta_p)$ - невідомий параметр в загальному випадку векторний, такий, що містить, як неінформаційні, так і інформаційні параметри сигналу. Вимагається по вибірці $\vec{y}_n = (y_1, \dots, y_n)$ знайти оцінку $\hat{\Theta}_n$ параметра Θ за деяким критерієм якості. Далі розглядатимемо оцінку неінформаційних параметрів.

1) Критерій мінімального середнього ризику (байєсовська оцінка).

Ризик, який характеризує якість оцінювання, записується у виді:

$$R = \int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^p (\Theta_k - \hat{\Theta}_{kn})^2 w(\Theta / \vec{y}_n) d\Theta$$

Для імовірнісного усереднювання використовується апостеріорна щільність, яка обчислюється за формулою Байєса:

$$w(\Theta / \vec{y}_n) = \frac{w(\Theta) w(\vec{y}_n / \Theta)}{\int_{-\infty}^{\infty} \dots \int_{-\infty}^{\infty} w(\Theta) w(\vec{y}_n / \Theta) d\Theta}$$

де $w(\Theta)$ - апіорна щільність розподілу вірогідності параметра Θ

$w(\vec{y}_n / \Theta)$ - функція правдоподібності. Оптимальна оцінка шукається за критерієм

$$\hat{\Theta}_{kn \text{ opt}} = \underset{\Theta_{kn}}{\arg \min} R,$$

який призводить до виразу

$$\hat{\Theta}_{kn\ opt} = \int_{-\infty}^{\infty} \cdots \int_{-\infty}^{\infty} \Theta_k w(\Theta / \vec{y}_n) d\Theta \quad k=1,2,\dots,p \quad (1.1)$$

2) Критерій максимуму апостеріорної щільності.

Якщо виписати апостеріорну щільність і знайти центр тяжіння об'ємної фігури, утвореної під щільністю, то його координата і є оптимальна оцінка (1.1) У разі симетричності апостеріорної щільності вірогідності її максимум співпадає з центром тяжіння фігури під ФПВ, значить, оцінку можна шукати по максимуму $w(\Theta / \vec{y}_n)$. У разі одинмодальної ФПВ максимум знайти простіше, ніж центр тяжіння. Якщо максимум не співпадає з центром тяжіння, то отримаємо помилку $\Delta\Theta$.

$$\hat{\Theta}_n = \arg \max_{\Theta} w(\Theta / \vec{y}_n). \quad (1.2)$$

3) Критерій максимальної правдоподібності (МП-оцінка)

Якщо апіорна густина розподілу $w(\Theta)$ параметра Θ – не власна, тобто $w(\Theta) = \text{const} \rightarrow 0$ при $\Theta_k \in (-\infty; \infty), k=1,2,\dots,p$, то

$$\hat{\Theta}_n = \arg \max_{\Theta} w(\vec{y}_n / \Theta). \quad (1.3)$$

Оцінка (1.3) співпадає з оцінкою (1.2) і є оптимальною байесовською оцінкою (1.1) при симетричній апостеріорній щільності.

4) Критерій максимального відношення правдоподібності.

Замість функцій правдоподібності можна взяти відношення правдоподібності $\Lambda(\vec{y}_n, \Theta) = \frac{w(\vec{y}_n / \Theta)}{w(\vec{y}_n / \Theta = 0)}$, то

$$\hat{\Theta} = \arg \max_{\Theta} \Lambda(\vec{y}_n, \Theta). \quad (1.4)$$

Таке відношення правдоподібності для випадку гауса реалізується на базі узгодженого фільтру. Оцінка (1.4) є оптимальною, як оцінка (1.3) при симетричній щільності розподілу вірогідності.

Перераховані оцінки вимагають знання густини розподілу. Для їх використання в умовах цієї апіорної невизначеності потрібно рішення задачі ідентифікації законів розподілу шумів, що вимагає витрати часових і обчислювальних ресурсів.

5) Метод найменших квадратів (МНК).

Оцінка, отрим

ана за допомогою МНК, не є в загальному випадку оптимальною, але вона дозволяє вирішувати поставлену задачу оцінювання невідомих параметрів сигналу без знання законів розподілу. Оцінка шукається за критерієм

$$\hat{\Theta}_n = \arg \min \sum_{i=1}^n (y_i - \Phi(i, \Theta))^2 \quad (1.5)$$

При гаусових шумах оцінка (1.5) є оптимальною за критерієм максимальної правдоподібності.

Якщо функція $\Phi(i, \Theta)$ - лінійна: $\Phi(i, \Theta) = A_i \Theta$, де $A_i = (A_{i1} \dots A_{ip})$, $\Theta = (\Theta_1 \dots \Theta_p)^T$, «Т»-оператор транспонування, то вираз для вектору оцінок має вигляд

$$\hat{\Theta}_n = (A^T A)^{-1} A^T Y$$

Тут $Y = \vec{y}_n^T$, $A = \begin{pmatrix} A_1 \\ \vdots \\ A_n \end{pmatrix}_{n \times p}$ Якщо відома коваріаційна матриця шумів $Q = \sigma_n^2 I_{p \times p}$

і матриця $A^T A$ - близька до виродженої або її зворотне не забезпечує потрібної точності, то можна використовувати рекурентні модифікації МНК і регуляризуючі алгоритми, здатні вирішувати некоректно поставлені завдання, наприклад процедуру типу фільтру Кальмана.

Рішення цих рівнянь дає тільки стаціонарні точки функції, що мінімізується, серед яких необхідно знайти точку мінімуму. Крім того, як правило, отримана система рівнянь не має рішення в замкнутій формі, тому прибігають до чисельної процедури, наприклад, такої, як метод Ньютона-Рафсона. Він відомий давно і досліджений багатьма ученими. Серед них Якобі і Канторович. Алгоритм є рекурентною процедурою.

1.2. Методи оцінювання випадкових процесів

Обробка радіотехнічної інформації пов'язана з математичними завданнями виділення випадкових процесів на фоні завад і шумів. Перші основні результати по теорії лінійної фільтрації в дискретному часі належать російському вченому А.Н.

Колмогорову (1939 р.). Закінчені результати по теорії лінійної фільтрації процесів гаусів отримали американські учені Р. В. Кальман і Р. С. Бьюси (1960, 1961 рр.). Фільтрацією називається виділення на виході фільтру сигналу на тлі шуму так, щоб оптимізувати деякий критерій якості.

Метою фільтрації є формування оцінки $\hat{x}(t)$ процесу $x(t)$, що входить в якості параметра в сигнал $\Phi(t, x(t))$, який доступний спостерігачеві в суміші з завадою $\eta(t)$

$$y(t) = \Phi(t, x(t)) + \eta(t). \quad (1.6)$$

Рівняння (1.6) називається рівнянням спостереження.

Вираз, що описує закон зміни динамічної системи, наприклад: $\frac{\partial x(t)}{\partial t} = f(x(t))$, де $f(x(t))$ – деяка гладка функція

Дуже зручною і адекватною багатьом реальним коливанням виявляється модель $x(t)$ у вигляді марківського процесу, що дозволяє отримати рекурентні (алгоритми фільтрації, що повторюються від кроку до кроку), коли оцінку $\hat{x}(t)$ вдається формувати послідовно у міру спостереження, коригуючи і уточнюючи раніше отримані значення з урахуванням даних спостереження, що знову поступають.

Фільтрація називається лінійною, якщо рівняння динамічної системи і спостережень лінійні відносно $x(t)$.

Фільтрація називається нелінійною, якщо рівняння динамічної системи і спостережень (чи одно з них) не лінійні відносно $x(t)$.

Для сучасної радіотехніки з її орієнтацією на цифрову базу схемотехніки характерний особливий інтерес до дискретних методів обробки інформації. Тому розглядатимемо дискретну фільтрацію випадкових процесів. Тоді вираз (1.6) має вигляд:

$$y_i = \Phi_i(x_i) + \eta_i, \quad (1.7)$$

де $i = \overline{1, n}$ – дискретний час, $y_i = y(t_i)$; $\eta_i = \eta(t_i)$; $\Phi_i(x_i) = \Phi(t_i, x(t_i))$, $x_i = x(t_i)$; $t_i = t_0 + i\Delta t$, Δt – інтервал дискретизації, t_0 – початковий момент часу, η_i – незалежні випадкові величини з $E(\eta_i) = 0$; $E(\eta_i^2) = \sigma_\eta^2$, $E(\cdot)$ – оператор математичного очікування.

Основною проблемою фільтрації є синтез оптимальних, високоточних

швидкодіючих, по можливості найбільш простих в реалізації алгоритмів формування оцінки випадкового процесу x_i , $i = \overline{1, n}$.

Критерій мінімуму середньої квадратичної помилки :

$$\hat{x}_{iopt} = \arg \min_{\hat{x}_i} \sigma_\varepsilon^2(\hat{x}_i), \quad (1.8)$$

де $\sigma_\varepsilon^2(\hat{x}_i) = E(x_i - \hat{x}_i)^2$ – є дисперсією помилки фільтрації. Виразивши $\sigma_\varepsilon^2(\hat{x}_i)$ через апостеріорні густини можна записати:

$$\hat{x}_{iopt} = \int_{-\infty}^{\infty} x_i W(x_i | y_1^i) dx_i \quad (1.9)$$

де y_1^i позначає послідовність спостережень y_1, y_2, \dots, y_i .

Отже, оцінкою, оптимальною за критерієм мінімуму середнього квадрата помилки є умовне математичне очікування, тобто апостеріорне математичне очікування. Апостеріорна щільність $W(x_i | y_1^i)$ знаходиться з виразу

$$W(x_i | y_1^i) = C \cdot W(y_i | x_i) \cdot \int_{-\infty}^{\infty} W(x_{i-1} | y_1^{i-1}) \cdot W(x_i | x_{i-1}) dx_{i-1} \quad (1.10)$$

де $C = const$.

При відомому апіорному розподілі $W(x_0)$ формули (1.9), (1.10) дають оптимальний алгоритм фільтрації повідомлень і в принципі повністю вирішують задачу як лінійної, так і нелінійної фільтрації в дискретному часі.

Добре відомим результатом є фільтр Кальмана, який дає рішення лінійної фільтрації при шумах гауса. Оскільки в радіотехнічних додатках часто моделі рівняння спостережень і динамічної системи нелінійні і не завжди вдається звести завдання до лінійної моделі, то детальніше зупинимось на нелінійній фільтрації.

Задачу нелінійної фільтрації можна вирішувати відразу по наведених вище формулах. Але практично це зробити складно.

Прямий метод нелінійної фільтрації. (Метод Стратоновича).

Суть методу полягає в розкладанні рівняння динамічної системи і рівняння спостереження в ряд Тейлора в точках відповідно до лінійного члена.

Якщо шуми гаусівські: $\xi_i \sim N(0; \sigma_\xi^2)$; $\eta_i \sim N(0; \sigma_\mu^2)$ то задачу нелінійної фільтрації легко вирішити по формулах (1.9), (1.10), які дають вирази для оцінок:

$$\hat{x}_i = f(\hat{x}_{i-1}) + K_i (y_i - \Phi[f_i(\hat{x}_{i-1})])$$

$$K_i = \Phi'_i[f_i(\hat{x}_{i-1})] \cdot \left[\left(\Phi'_i[f_i(\hat{x}_{i-1})] \right)^2 + \frac{1}{\frac{K_{i-1} [f'_i(\hat{x}_{i-1})]^2}{\Phi'_i[f_i(\hat{x}_{i-1})]} + \frac{\sigma_\xi^2}{\sigma_\mu^2}} \right]^{-1} \quad (1.11)$$

$\sigma_\xi^2 = \frac{K_i \cdot \sigma_\mu^2}{\Phi'_i[f_i(\hat{x}_{i-1})]}$ – дисперсія помилки фільтрації, $K_0 = 1$, \hat{x}_0 – з апріорних відомостей.

Недоліки.

- 1) Вимагається знати апріорний розподіл $W(x_0)$.
- 2) Практично найбільше поширення отримав наближений спосіб рішення задачі нелінійної фільтрації, заснований на апроксимації апостеріорної щільності $W(x_i | y^i)$ гаусовськими. Отримувані при цьому алгоритми прийнято називати квазіоптимальними.

В той же час зустрічаються завдання, для яких наближення гауса непридатне.

Непрямий метод нелінійної фільтрації. (Запропонований Шломою А. М.)

Знову розглядається модель, в якій шуми динамічної системи і рівняння спостережень мають закон гауса розподілу.

Непрямий метод нелінійної фільтрації відрізняється від традиційного прямого методу тим, що замість безпосередньої прямої оцінки процесу застосовується оцінка його функції, визначуваної моделлю спостереження. Тут безпосередня оцінка виходить, як зворотна (нелінійна) операція від оцінюваної функції. В деяких випадках точність непрямого методу може значно перевершувати точність першого наближення прямого методу. При неповній інформації про початкові значення фільтрованого процесу в непрямому методі забезпечується краща якість оцінювання і виключається розходження.

Недоліки.

- 1) Отриманий для щільності гаусів.
- 2) На кожному кроці виконується операція знаходження оберненої функції, що ускладнює алгоритм.

3) Існують завдання, де немає зворотної функції.

Метод стохастичної апроксимації.

Переваги.

Простий в реалізації, не потрібно знати ФПВ шумів.

Недоліки.

Потрібне існування першої похідної функції рівняння спостережень, більше підходить для оцінки постійних параметрів, чим випадкових процесів.

1.3. Алгоритми оцінювання спотворень сигналу в приймачі прямого перетворення

Найбільш простим рішенням при побудові радіоустаткування систем безпроводного радіозв'язку є приймач прямого перетворення з квадратурною обробкою сигналів. Але у нього є істотний недолік: похибки квадратурного перетворення. Вони обумовлені розбалансом по амплітуді і фазі квадратурних складових перетворювача частоти, витокон сигналу гетеродину, постійною складовою, що призводить до дрейфу, що змінюється в часі. Також із-за невідповідності частот сигналу, що приймається, і гетеродину виникає зміщення частоти. Окрім цього, є присутнім фазовий шум, який вноситься генератором і є показником його стабільності. Вона показує наскільки можливо формувати сигнал з однією і тією ж частотою в заданому інтервалі часу. Як показали дослідження, такі похибки можуть істотно понизити якість прийому сигналу. Було встановлено, що вони сильніше позначаються при модуляції високих порядків. Тому актуальне завдання синтезу алгоритмів оцінки описаних вище спотворень. На рисунку 1.2 зображена спрощена структурна схема частини тракту приймача прямого перетворення.

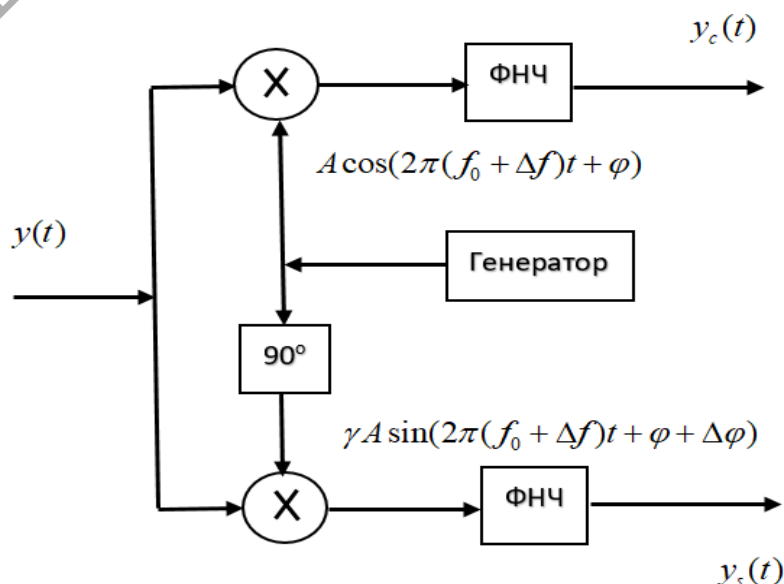


Рисунок 1.2 - Структурна схема приймача прямого перетворення

Розглянемо формування квадратури на прикладі QAM, PSK сигналів. На вхід приймального пристрою поступає адитивна суміш сигналу, що пройшов канал зв'язку, і шуму.

Оцінці спотворень, що з'являються в тракці приймача прямого перетворення, присвячено багато робіт. Але в них не враховуються відразу усі введені спотворення і фазовий шум. Також вважається відомою або кореляційна функція сигналу, або закон розподілу шуму. Як правило, він білий гаусовий. Якщо ж ФПВ невідома, то застосовують МНК (1.5) і статистичне усереднювання за часом, яке вимагає великого об'єму вибірки оброблюваного процесу. Дуже мало робіт за спільною оцінкою параметрів. Як правило, вони оцінюються окремо і не усе. У більшості робіт вважаються відомими множники каналу або вони оцінюються окремо. Пропоновані алгоритми працюють або по спеціальних тестових послідовностях, або «в сліпу». Останні не оцінюють частоту або оцінка робиться методом статистичного усереднювання. Процедури оцінювання, отримані для тестових послідовностей певного виду, не підходять для оцінки параметрів по інформаційній послідовності, отриманій після детектування символів, а значить такий підхід вимагає знову передачі тестового сигналу.

У багатьох роботах робиться оцінка амплітудного фазового дисбалансу, постійних складових і фази сигналу по бінарній тестовій послідовності за допомогою спрощеного методу максимальної правдоподібності в умовах адитивного білого шуму гауса. Не введені в розгляд фазовий шум і амплітуда сигналу. Зміщення частоти вважається оціненим раніше з високою точністю і теж виключено з оцінюваного вектору. Спільна оцінка усіх спотворень приведена в, але вона має дуже високу обчислювальну складність.

Розглянемо детальніше декілька робіт, в яких кількість оцінюваних параметрів максимальна. Його можна застосовувати для PSK і QAM сигналів.

На рисунку 1.3 показані криві завадостійкості прийому сигналу 8 - PSK і процес на виході компенсатора, отримані за допомогою роботи алгоритму у каналі з адитивним шумом гауса.

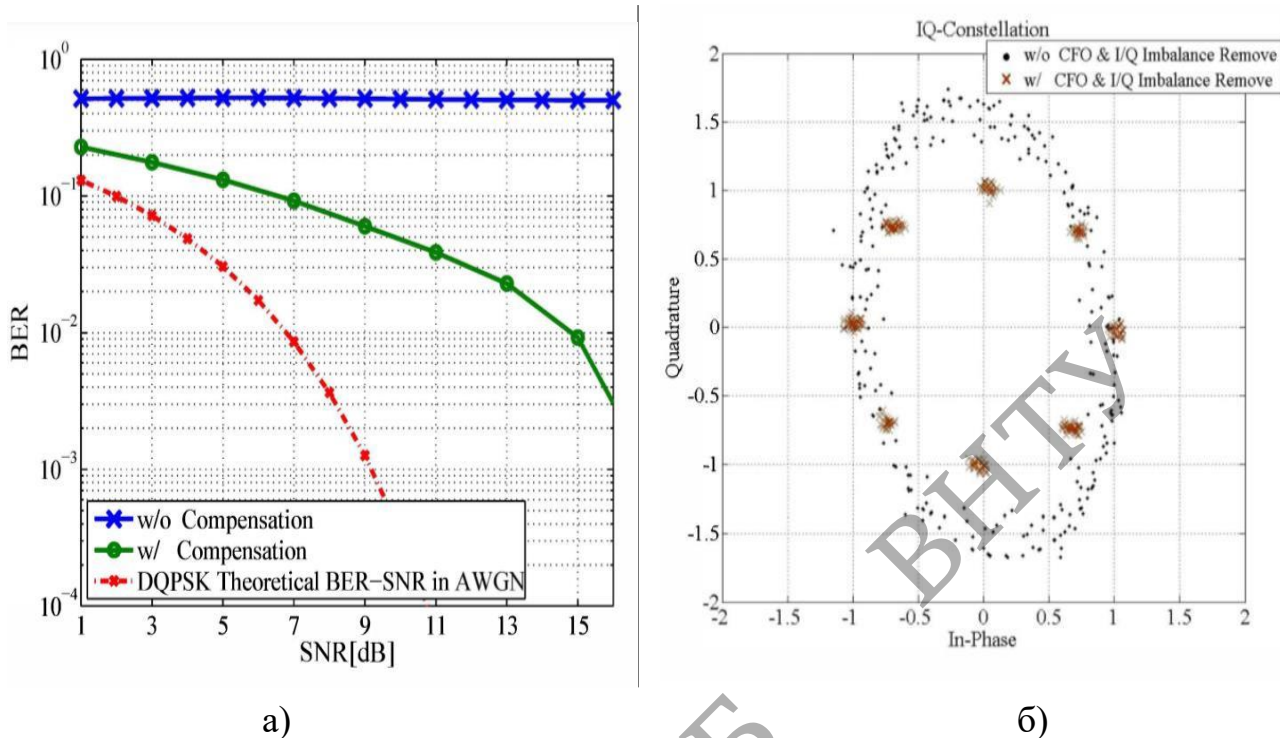


Рисунок 1.3 - Залежність вірогідності помилки на біт прийому сигналу DQPSK від відношення сигнал/шум - а, сигнал на вході і виході компенсатора - б, SNR=20[dB]

Недоліки алгоритму: 1) процедура не оптимальна, тому буде погано працювати за наявності шумів, 2) немає оцінки каналу, тобто амплітуди і фази сигналу A, φ , а так само алгоритм не враховує постійні складові.

Далі проведемо аналіз алгоритму. Нехай символи тестової послідовності мають дисперсію D , якщо послідовність випадкова і амплітуда, якщо вона детермінована.

На рисунку 1.4 показана якість роботи запропонованого алгоритму у вигляді середньоквадратичних помилок (СКП) оцінюваних параметрів сигналу отриманих при об'ємі вибірки.

Рисунок 1.5 ілюструє залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналів 4 - QAM і 16 - QAM від відношення сигнал/шум, отриману після компенсації оцінених спотворень по алгоритму (1.18) - (1.26).

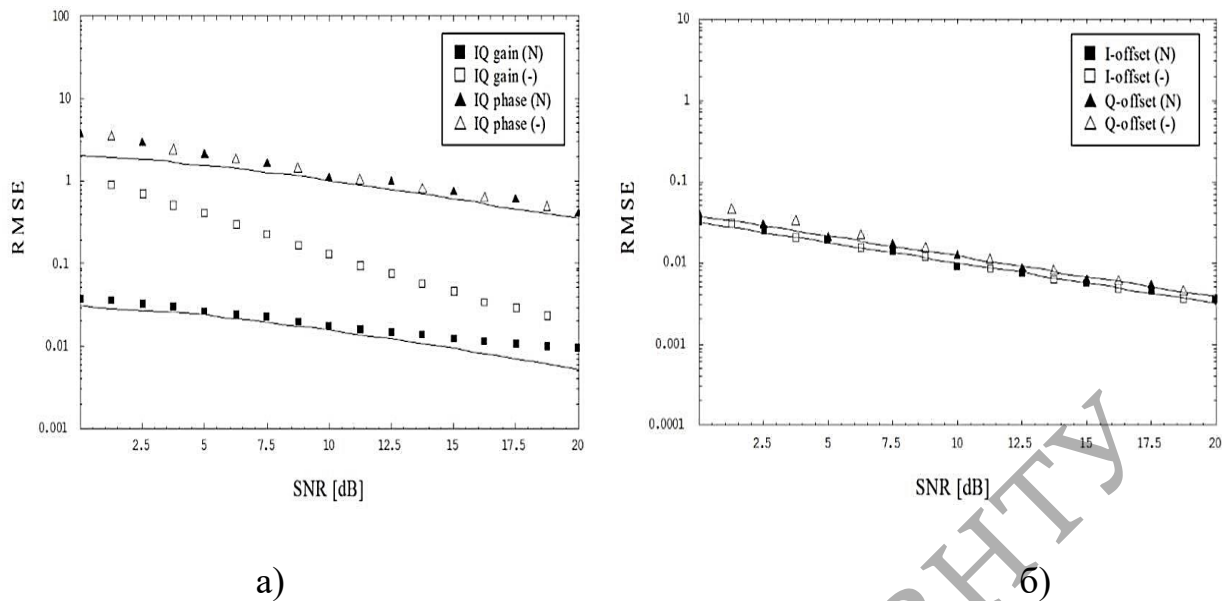


Рисунок 1.4 - Залежність середньоквадратичних помилок оцінювання спотворень сигналу від відношення сигнал/шум: амплітудно-фазового дисбалансу – а), постійних складових – б)

У позначеннях чорний квадрат і трикутник - СКП отримані з урахуванням оцінки дисперсії адитивного шуму, білі, - без оцінки дисперсії.

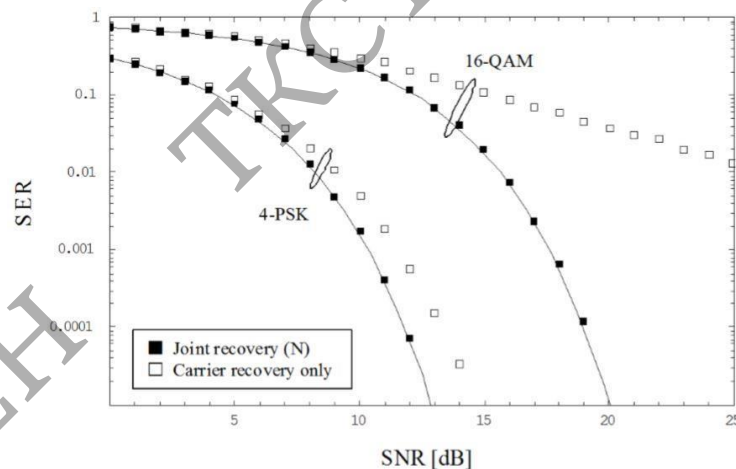


Рисунок 1.5 - Залежність вірогідності помилки на символ від відношення сигнал/шум, отримані за допомогою алгоритму

Позначення на рисунку 1.5: суцільна - при точно відомих параметрах сигналу, чорний квадрат - алгоритм, білий квадрат - компенсуються тільки частота і фаза.

Перевагою алгоритму є його простота, оскільки кількість обчислювальних операцій пропорційна об'єму оброблюваної вибірки сигналу m . Недолік цієї процедури: немає оцінки частоти і амплітуди, не введений фазовий шум, працює по спеціальній бінарній тестовій послідовності, тому не може бути використаний для оцінки параметрів по отриманих після процедури детектування інформаційним

символам.

У роботі для сигналу OFDM запропонований алгоритм оцінки зміщення частоти, амплітудного і фазового дисбалансу, працюючий по двох опорних OFDM символах. У кожному символі задіяна тільки половина тих, що піднесуть, по інших передається нуль. Це відбито на рисунку 1.6.

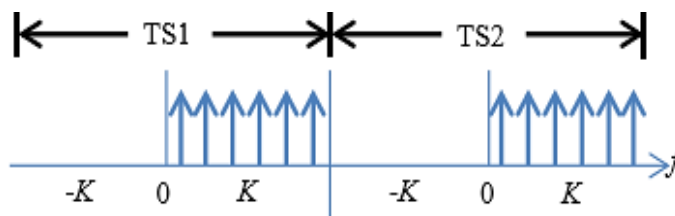


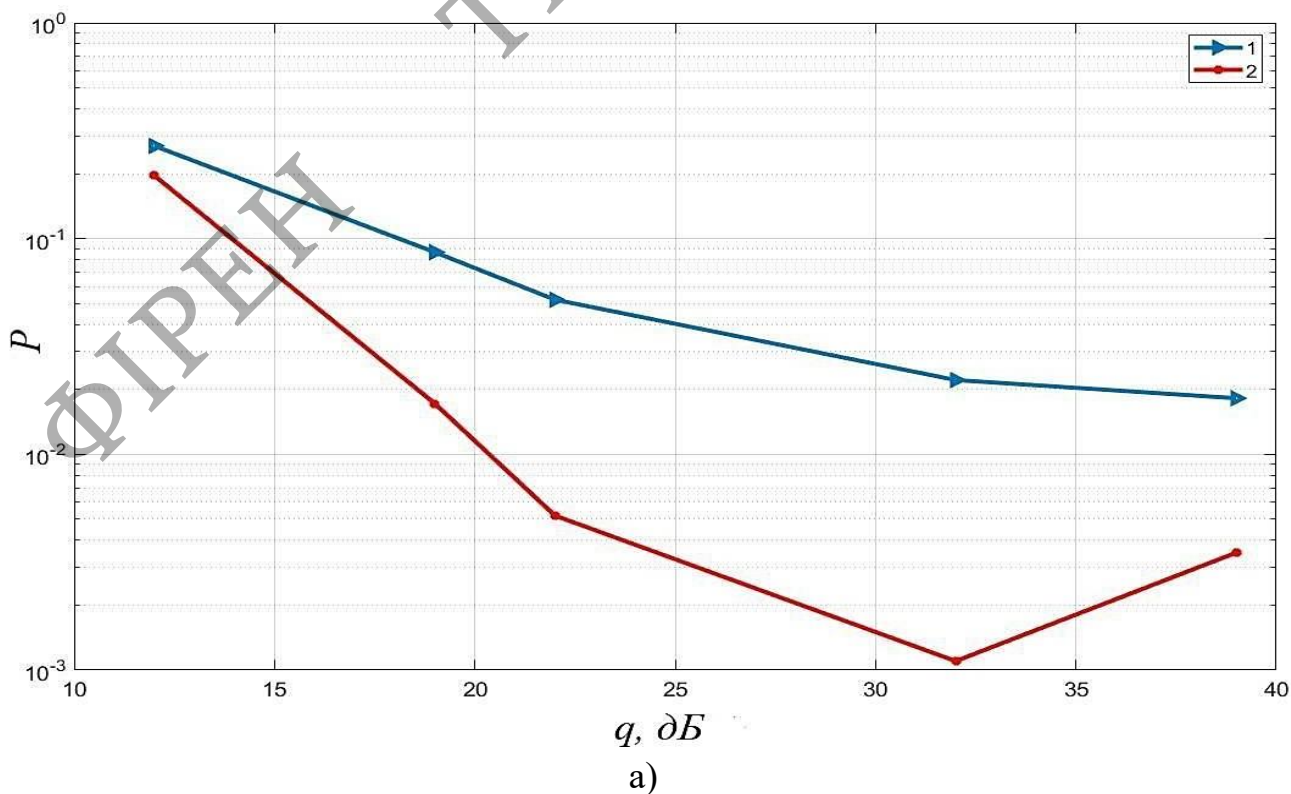
Рисунок 1.6 - Два повчальні символи OFDM

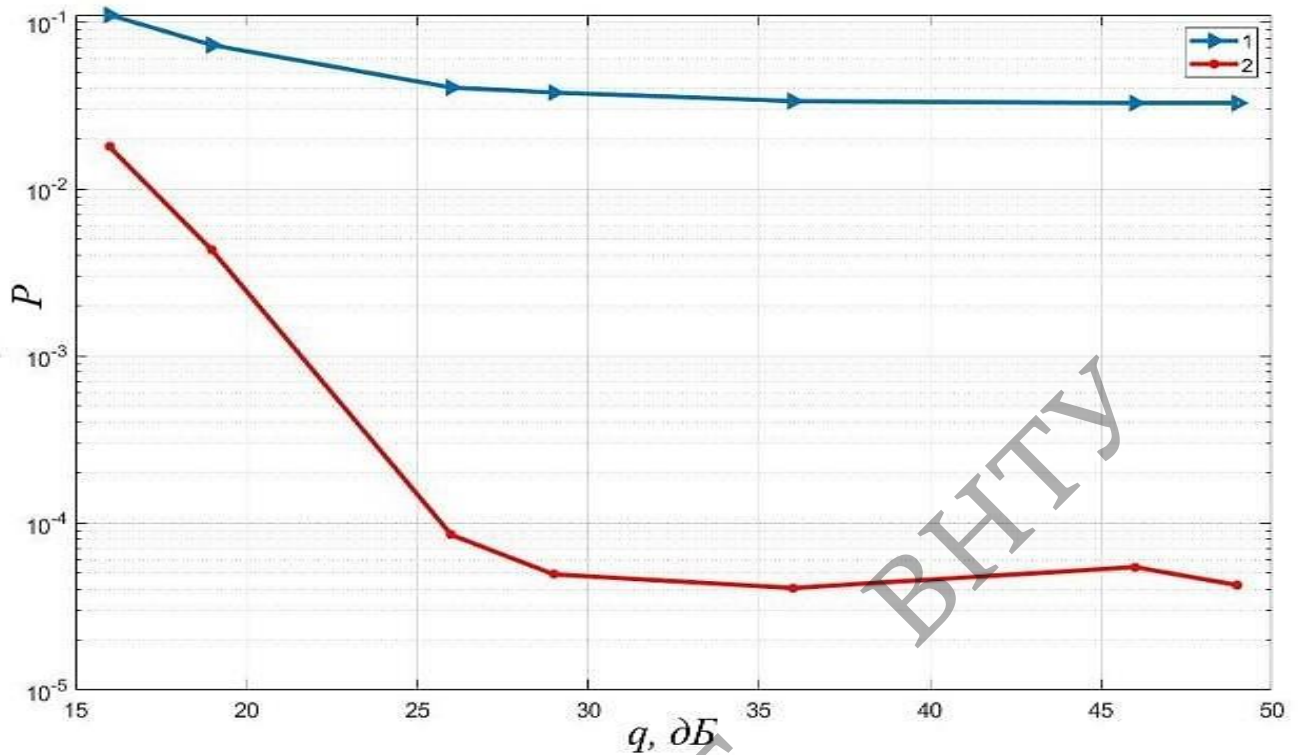
Спотворений в тракці приймача прямого перетворення сигнал записується в комплексній формі.

Для зменшення інтерференції між підносійними із-за фазового шуму сигнал піддається обробці за допомогою вікна Хеммінга.

Оцінки знаходяться методом статистичного усереднювання по підносійних після процедури швидкого перетворення Фур'є (ДПФ) таким чином:

На рисунку 1.7 показана вірогідність помилки на символ прийому сигналу OFDM при різних значеннях сигнал / шум для модуляції 16 - QAM і двох моделей каналу зв'язку. СКП фазового шуму - біля одного градуса.





б)

Рисунок 1.7 - Залежність експериментальної вірогідності помилки на символ від відношення сигнал/шум при роботі алгоритму

Перевагою алгоритму є його простота, недоліком – сильна залежність якості оцінювання від кількості підносійних і моделі каналу.

У певній роботі запропонований алгоритм спільної оцінки каналу зв'язку і спотворень сигналу, що виникають в тракці приймача прямого перетворення. Його можна використовувати в системах SISO, MIMO, OFDM. Прийом сигналу здійснюється за схемою, приведеною на рисунку 1.8.

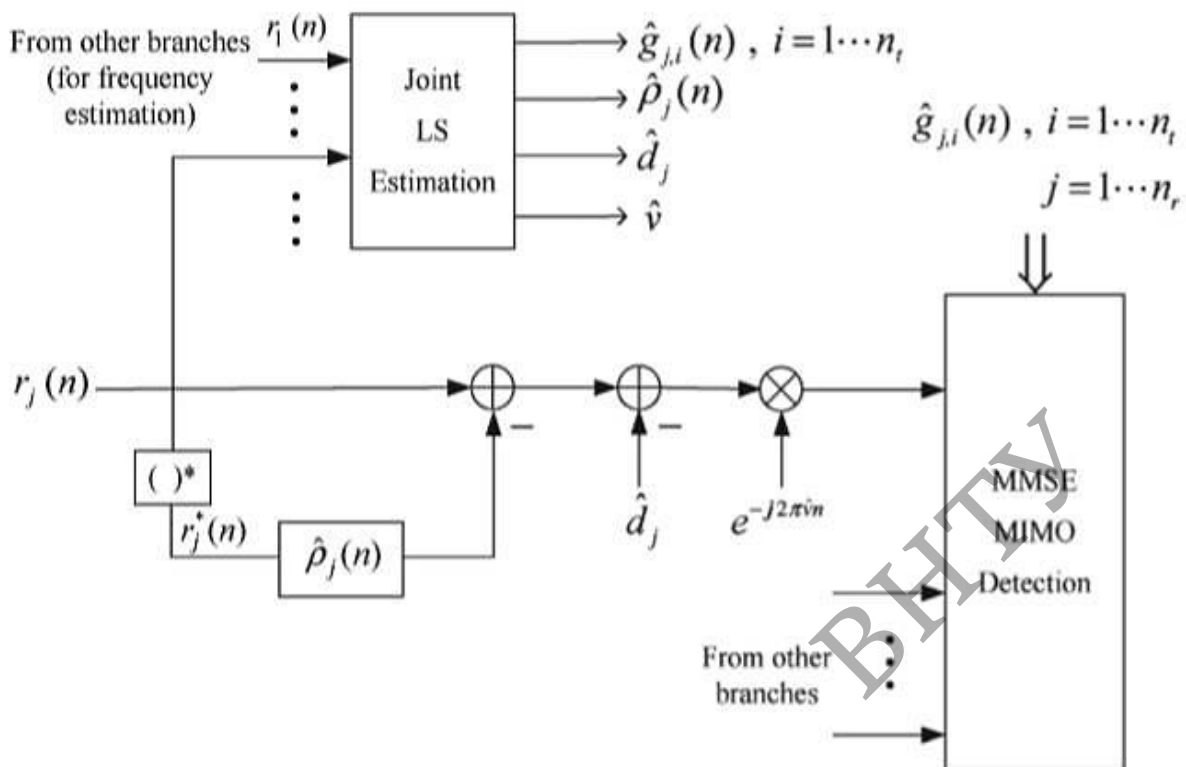


Рисунок 1.8 - Структурна схема обробки сигналу квадратурної амплітудної модуляції за наявності спотворень, що вносяться каналом зв'язку і приймачем прямого перетворення

Тут $r_j(n)$ – сигнал прийнятий j -тою антеною, n – дискретний час, i – номер передавальної антени, ρ_j, g_{ji} – коефіцієнти КІХ-фільтра довжиною L_ρ і L_g відповідно (надалі $L_\rho = L_g$), $d_j = d_{0j} - \rho_j \otimes d_{0j}^*$ – дрейф постійних складових в комплексній формі, \otimes і $*$ – операція згортки і комплексного спряження відповідно, $\nu = \Delta f T$ – нормований зсув частоти, T – інтервал дискретизації.

В результаті отримаємо наступні вирази:

$$\hat{\nu} = \arg \min \sum_{j=1}^{n_r} \Lambda_j(\nu),$$

$$\Lambda_j(\nu) = r_j^H Q(\nu) r_j - (R_j^T Q(\nu) r_j)^H (R_j^T Q(\nu) R_j^*)^{-1} R_j^T Q(\nu) r_j,$$

$$\hat{\rho}_j = P_j(\hat{\nu}) (I - \bar{1} f^H(\hat{\nu})) r_j, \quad (1.12)$$

$$\hat{d}_j = f^H(\hat{\nu}) (r_j - R_j^* \hat{\rho}_j),$$

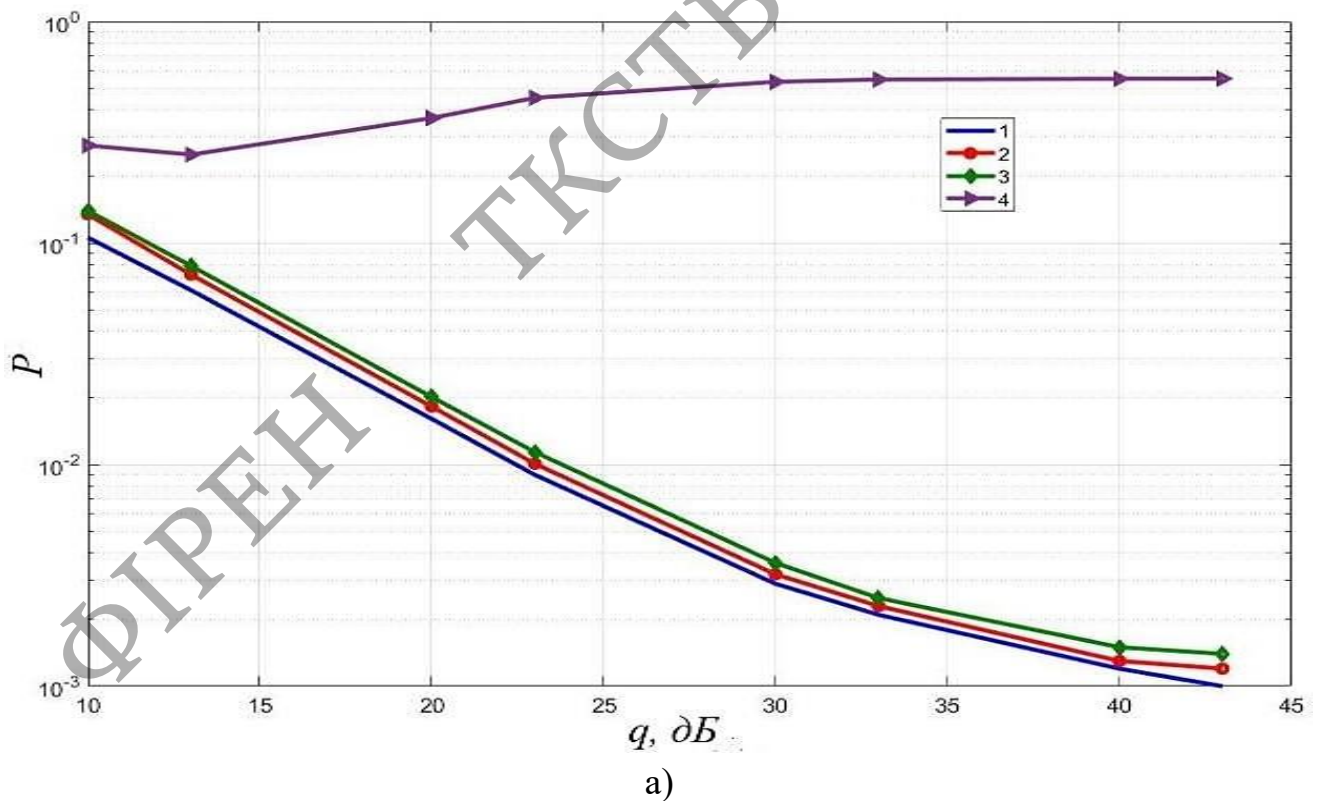
$$\hat{g}_j = (\Gamma(\hat{\nu}) S)^+ (r_j - R_j^* \hat{\rho}_j - \hat{d}_j \bar{1}),$$

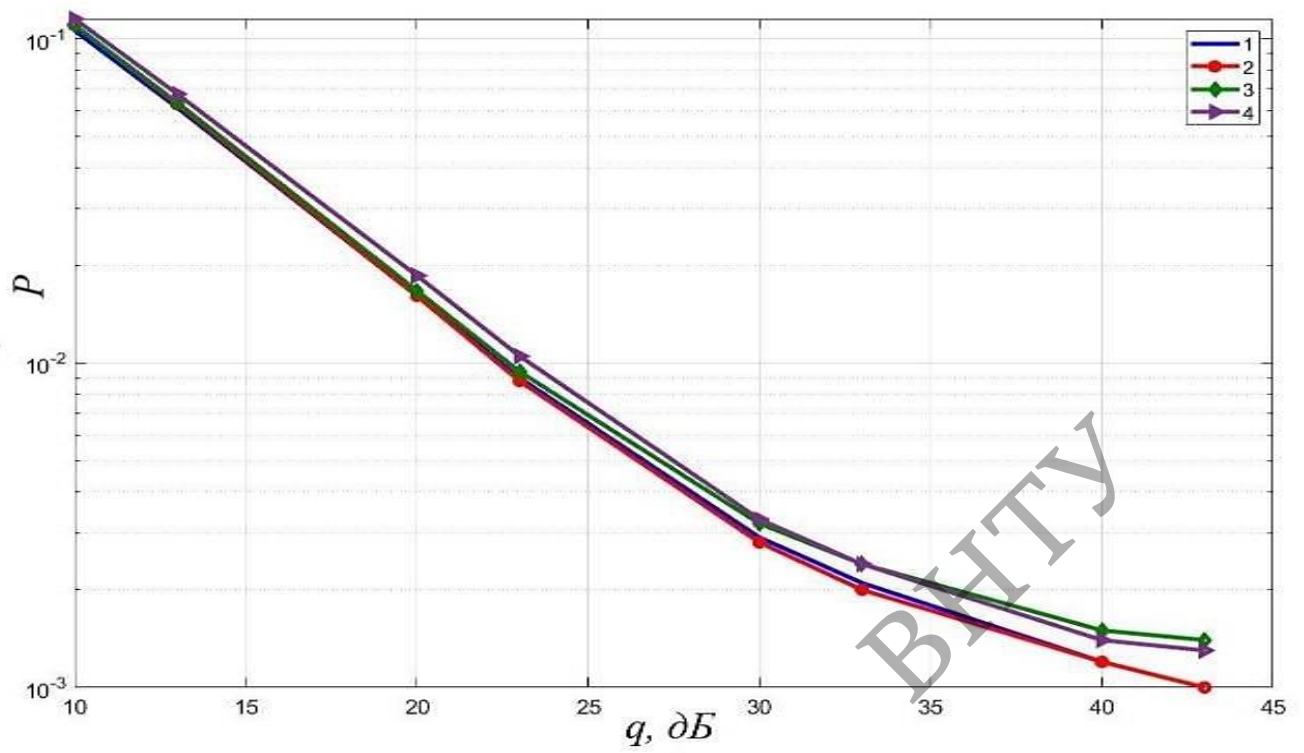
де

$$\begin{aligned}
 P_j(\hat{\nu}) &= \left[(I - C(\nu))(I - \bar{1}f^H(\nu))R_j^* \right]^+, \\
 Q(\hat{\nu}) &= (I - \bar{1}f^H(\nu))^H (I - C(\nu))(I - \bar{1}f^H(\nu)), \\
 C(\hat{\nu}) &= \Gamma(\hat{\nu})B\Gamma^H(\hat{\nu}), B = S(S^H S)^{-1}S^H, \\
 f^H(\nu) &= \left[(I - C(\nu))\bar{1} \right]^+ = \begin{cases} \frac{\bar{1}^H (I - C(\nu))}{\| (I - C(\nu))\bar{1} \|^2}, \|\cdot\|^2 \neq 0. \end{cases}
 \end{aligned} \tag{1.13}$$

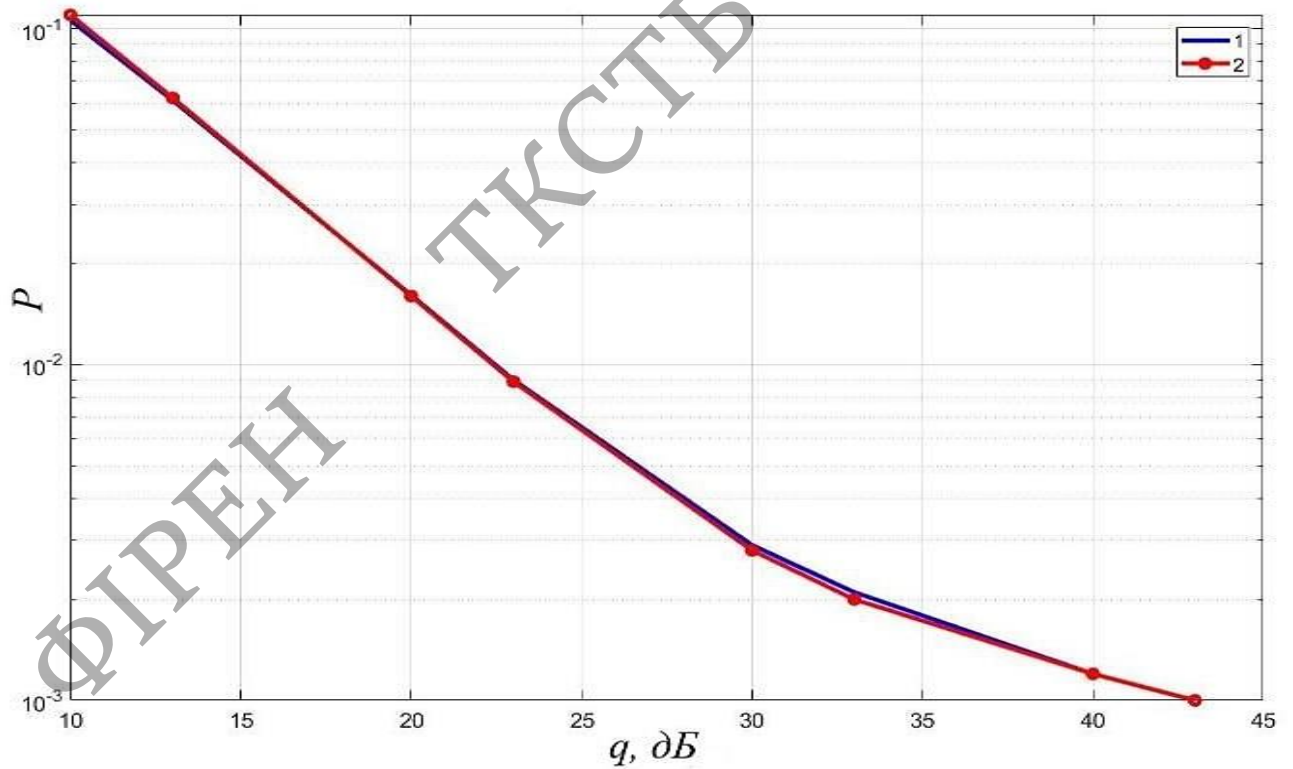
Тут I – одинична матриця розміром $N_p \times N_p$, «+» – операція знаходження псевдозворотної матриці, «Т» – транспонування без комплексного спряження, «Н» – операція комплексного спряження і транспонування.

На рисунку 1.9 і 1.10 показані залежності експериментальної вірогідності помилки на символ прийому сигналу 4 - QAM і СКП оцінювання частоти від відношення сигнал/шум.



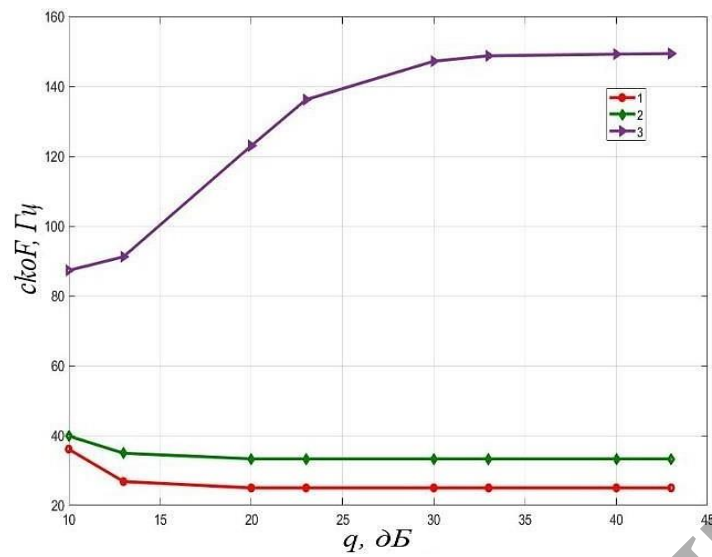


б)

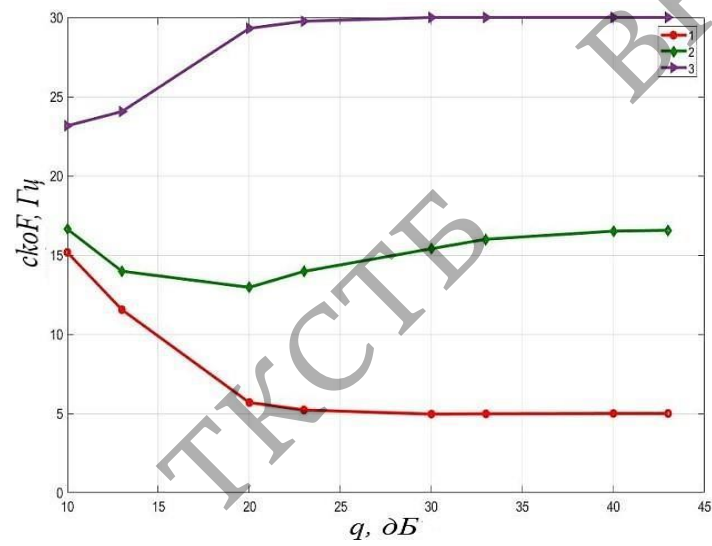


в)

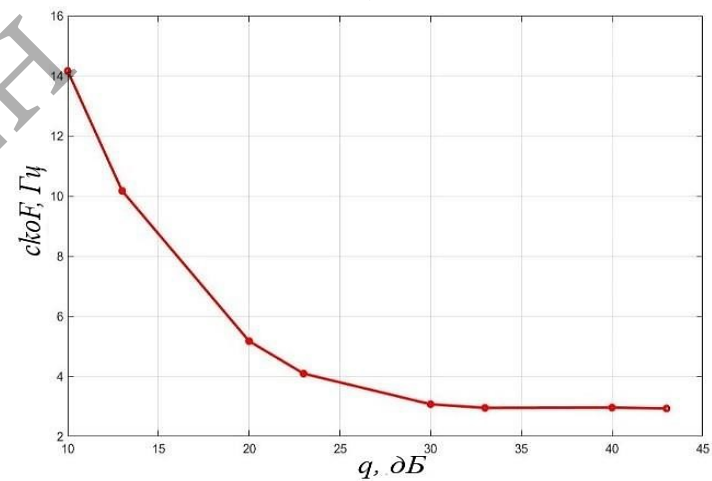
Рисунок 1.9 - Залежність експериментальної вірогідності помилки на символ від відношення сигнал/шум



а)



б)

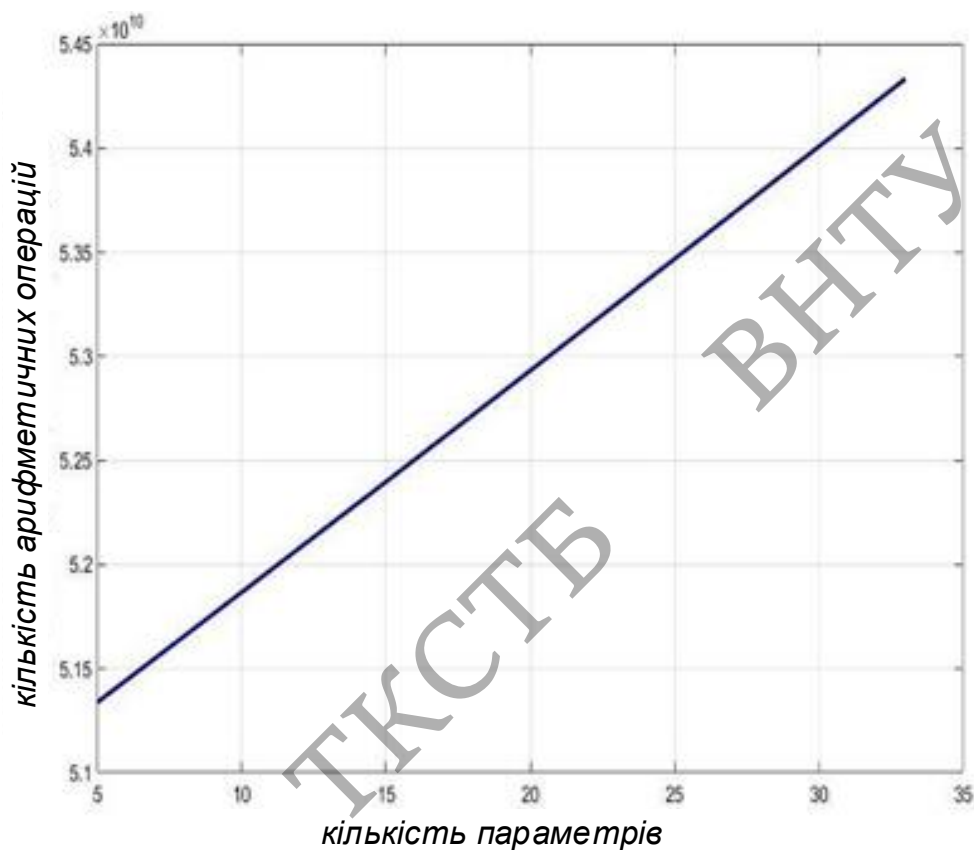


в)

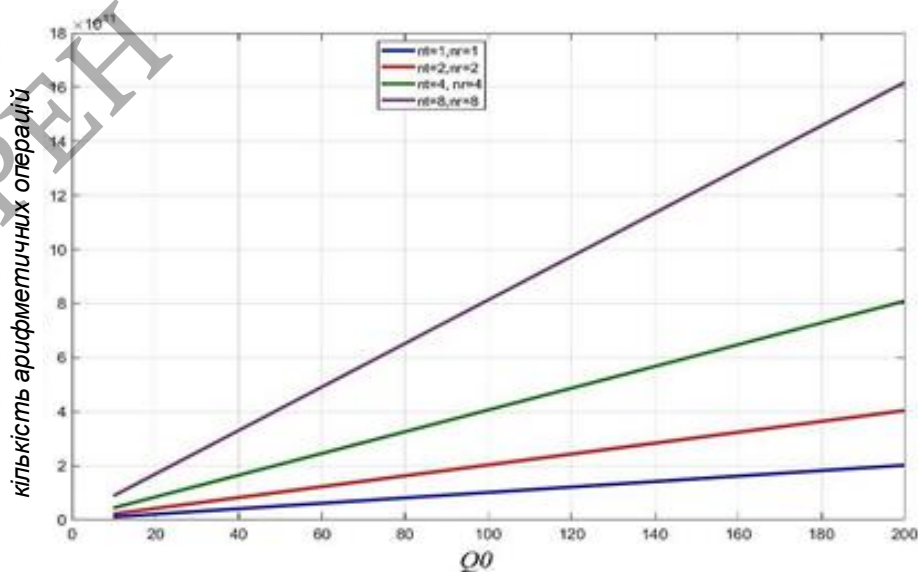
Рисунок 1.10 - Залежність СКП оцінювання частоти від відношення сигнал/шум

Як видно з обчислювального експерименту, чим більше Δf , тим потрібно більша кількість значень частоти для перебору, для отримання точнішої її оцінки, а значить і вищої точності оцінки інших параметрів.

На рисунку 1.11 показана загальна обчислювальна складність алгоритму, розрахована при об'ємі оброблюваної вибірки сигналу рівному $p=500$



а)



б)

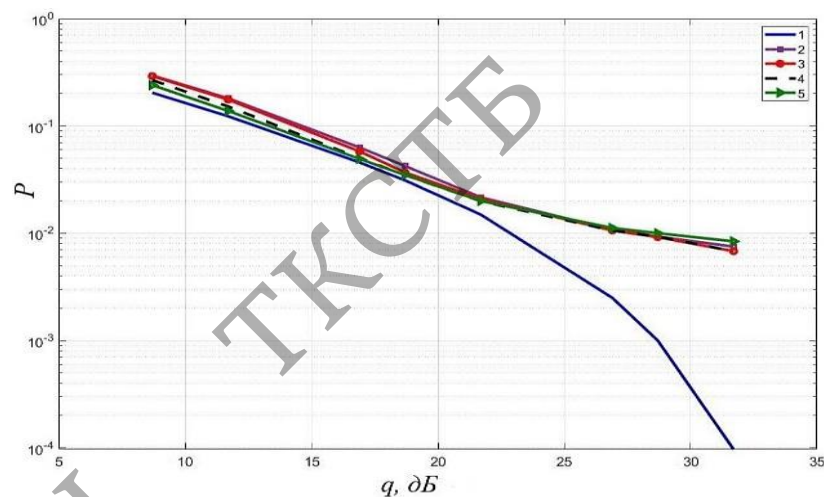
Рисунок 1.11 - Залежність обчислювальної складності алгоритму

Перева алгоритму: висока точність оцінювання параметрів при великому Q_0 і правильно підбраному інтервалі пошуку оцінок частоти.

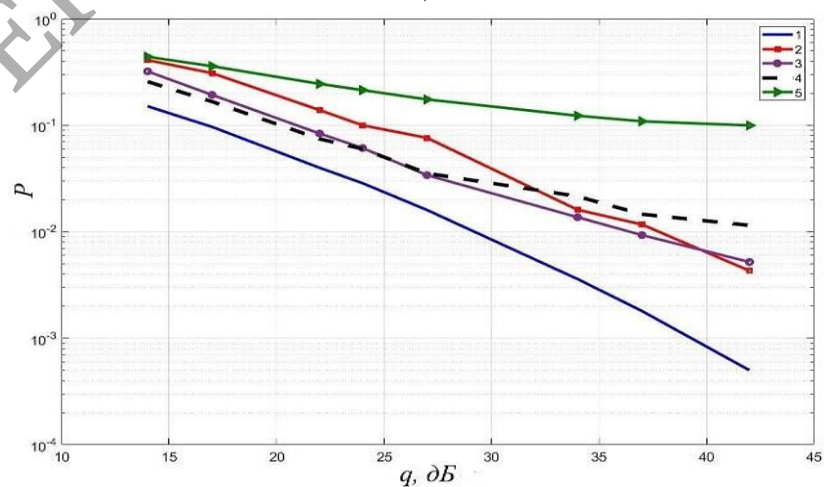
Недолік алгоритму: дуже висока складність: пропорційна третій мірі від об'єму вибірки тестового сигналу.

Все вище описані алгоритми синтезувалися або в умовах точно відомого, або каналу зв'язку, що повільно змінюється з часом, що дозволяло представити амплітуду сигналу і фазу константами. У [17], завдання оцінювання нестационарного каналу, що змінюється в часі, з доплерівським розширенням спектру вирішене методом лінійної фільтрації Кальмана з використанням апроксимації комплексного множника каналу сумою квазігармонік зі своїми амплітудами і фазами. Частоти квазігармонійних складових вважалися відомими.

На рисунках 1.12, 1.13 показана вірогідність помилки на символ прийому сигналу 64-QAM, отримані за допомогою оцінки каналу алгоритмом при різних відношеннях сигнал/шум.

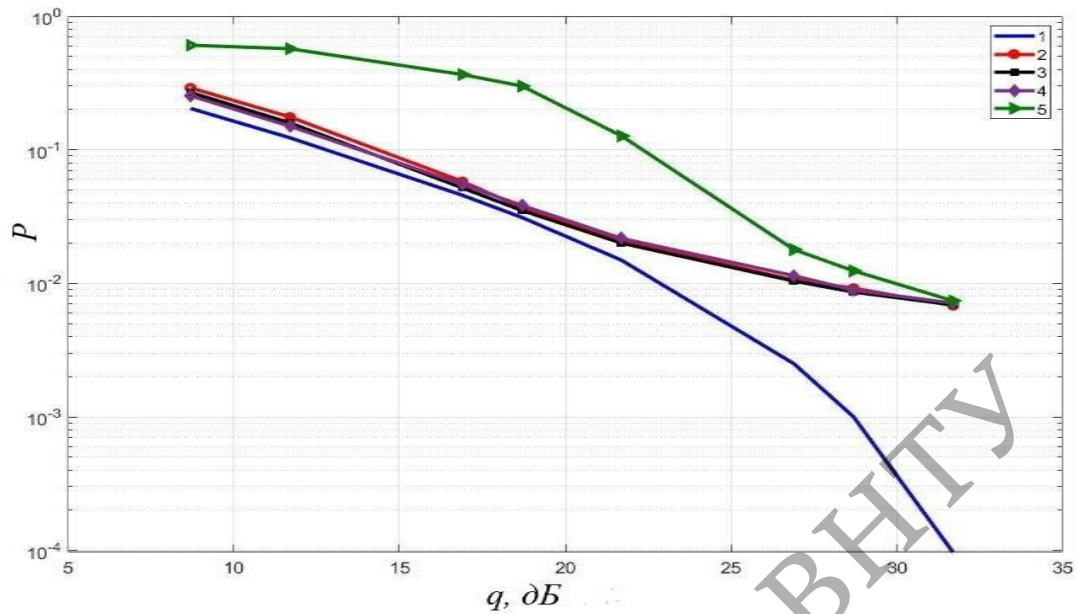


а)

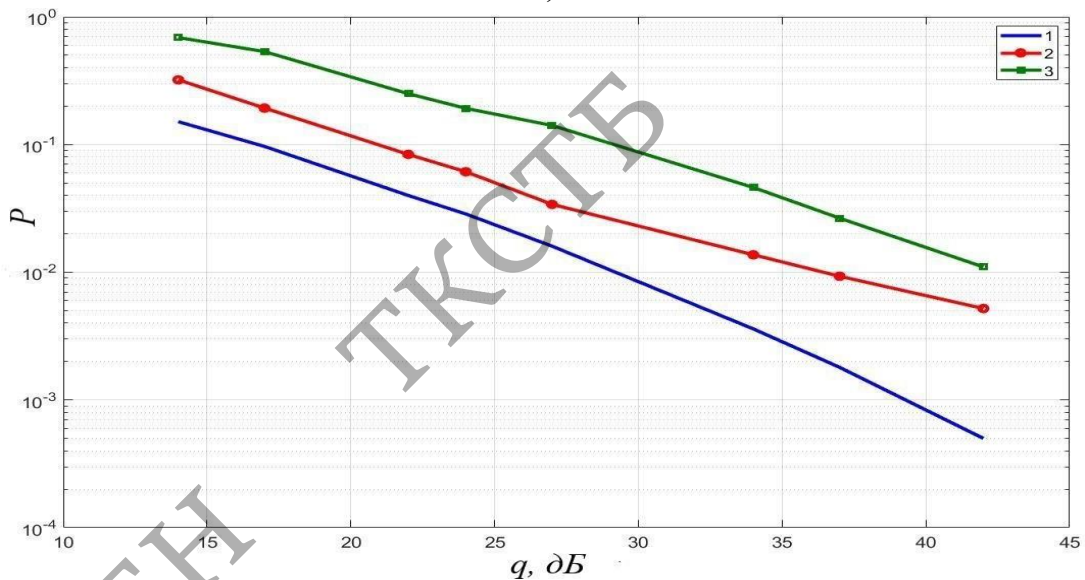


б)

Рисунок 1.12 - Залежність експериментальної вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64 - QAM від відношення сигнал/шум



а)



б)

Рисунок 1.13 - Залежність експериментальної вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64 - QAM від відношення сигнал/шум, отримана за допомогою алгоритму при різних значеннях порядку p тригонометричної апроксимації

Таким чином, кількість арифметичних операцій лінійна відносно об'єму вибірки тестового сигналу і пропорційно квадрату розміру оцінюваного вектору параметрів.

Недоліком такого методу є 1) необхідність заздалегідь вирішувати задачу спектрального аналізу, за допомогою якого визначаються частоти квазігармонік в тригонометричній апроксимації; 2) при великій кількості квазігармонік збільшується складність процедури оцінювання каналу; 3) не враховувалися спотворення сигналу, отримані в тракці приймача прямого перетворення.

Висновки.

1. Аналіз джерел літератури показав, що в основному пропонуються процедури роздільної оцінки параметрів сигналу і каналу на фоні адитивного білого шуму гауса за критерієм максимальної правдоподібності. Окрім цього вважається, що частина параметрів відома або знайдена заздалегідь з високою точністю якими-небудь іншими методами, тобто повне завдання оцінки усіх невідомих параметрів не вирішене. При відносно невеликому об'ємі вибірки сигналу роздільна оцінка поступається по точності спільній оцінці параметрів.

2. Відома спільна оцінка невідомих параметрів сигналу і каналу має дуже високу обчислювальну складність: мінімальна кількість операцій пропорційна третій степені від об'єму вибірки сигналу.

3. При оцінці на фоні шумів з невідомою щільністю розподілу проводять їх ідентифікацію або використовують лінійний МНК і методи статистичного усереднювання за часом, що вимагають великого об'єму вибірки оброблюваного сигналу.

4. Якщо розглядаються алгоритми, працюючі по тестових послідовностях, то підбирається їх спеціальний вид, орієнтований на ту або іншу процедуру оцінювання. Тому синтезовані в таких умовах алгоритми не застосовні для оцінки параметрів по отриманих після детектування інформаційних символах.

5. Сліпі алгоритми оцінювання працюють за великим обсягом вибірки.

6. Для некоректно поставлених по Адамару завдань застосовується тільки процедура фільтрування Кальмана з лінійною моделлю динамічної системи і рівняння спостереження. Такий підхід не дозволяє вирішувати нелінійні завдання, якими є більшість завдань радіотехніки і зв'язку.

7. Оцінка каналу з релеєвськими завмираннями і доплерівським розширенням спектру отримана методом лінійної фільтрації з тригонометричною апроксимацією множників каналу. Але цей відомий підхід не враховує спотворення сигналу, що з'являються в тракці приймача прямого перетворення і вимагає знання частот квазігармонік, що входять в апроксимуючу конструкцію. Окрім цього, збільшення кількості останніх призводить до істотного ускладнення алгоритму оцінювання.

8. З пунктів 1-7 витікає, що вимагається розробити метод, на основі якого будуть синтезовані алгоритми спільної оцінки параметрів сигналу і каналу зв'язку, працюючі при умові апіорної невизначеності відносно каналу зв'язку і законів розподілу шумів по вибірці як можна меншого розміру і що мають меншу обчислювальну складність, чим існуючі. Так само вони повинні не залежати від виду тестової послідовності і уміти робити оцінку як при лінійних, так і при нелінійних моделях.

2. МЕТОДИ ОЦІНЮВАННЯ ВИПАДКОВОГО ПРОЦЕСУ В УМОВАХ АПРІОРНОЇ НЕВИЗНАЧЕНОСТІ ВІДНОСНО ДИНАМІЧНОЇ СИСТЕМИ І ЗАКОНІВ РОЗПОДІЛУ ШУМІВ

Дана робота присвячена синтезу і аналізу алгоритмів оцінки параметрів випадкового сигналу, працюючих в умовах відсутності інформації про закон розподілу шуму. Відомі тільки його середнє значення і дисперсія. Алгоритми створюються в дискретному часі на базі методу факторизації нелінійного оператора і модифікованого методу найменших квадратів (МНК) [28], що дозволяє вирішувати некоректно поставлені (по Адамару) завдання. Це актуально, оскільки в радіотехніці багато проблем, зокрема і завдання фазової синхронізації, що відносяться до цього класу.

2.1 Нелінійна фільтрація

В основі даного підходу лежать ідеї нелінійної фільтрації Р. Л. Стратоновича і модифікований метод регуляризації А.Н. Тихонова. Нехай марківський випадковий процес X_i нелінійно спостерігається на фоні шуму μ_i : $y_i = \Phi(X_i) + \mu_i$, де $\Phi(\cdot)$ – нелінійна вектор-функція, $i = 1, 2, \dots$ – дискретний час. Оцінка \hat{X}_i визначається за критерієм мінімуму середньої квадратичної помилки (СКП). Конструктивні результати отримані байесовским методом в умовах апроксимації гауса умовної щільності розподілу вірогідності при тейлорівській лінеаризації вектор - функції $\Phi(\cdot)$.

Розглянемо нелінійну фільтрацію в загальнішому вигляді.

1) Нелінійна функція $\Phi(\cdot)$ замінюється оператором S , перетворюючим p -мірний простір \mathbb{R}^p Евкліда в m -мірний простір \mathbb{R}^m .

2) Замість байесовского методу теорії вірогідності використаний метод найменших квадратів по Тихонову А.Н. із застосуванням факторизації нелінійного

оператора S для вирішення нелінійних завдань. Окрім традиційної в теорії нелінійної фільтрації тейлоровської апроксимації нелінійного оператора S вдається застосувати і інші апроксимуючі конструкції, такі як тригонометричні, поліноміальні і інші.

2.1.1 Метод факторизації нелінійного оператора і модифікований метод найменших квадратів (МНК)

Розглянемо модель динамічної системи і рівняння спостережень наступного вигляду:

$$\begin{cases} X_i = CX_{i-1} + \zeta_i, \\ y_i = S(X_i) + \mu_i, \quad i = \overline{1, n}, \end{cases} \quad (2.1)$$

де S - відомий нелінійний оператор перетворень $\mathbb{R}^p \rightarrow \mathbb{R}^m$, $X_i \in \mathbb{R}^p$, $y_i \in \mathbb{R}^m$;

$\zeta_i \in \mathbb{R}^p$, $\mu_i \in \mathbb{R}^m$ - шуми динамічної системи і рівняння спостережень, що мають невідомі закони розподілу;

$$C = [C_{lj}]_{p \times p} \quad - \quad \text{оператор переходу,} \quad E(\zeta_i) = 0, E(\zeta_i \zeta_k^T) = B \delta_{ik},$$

$$E(\mu_i) = 0, E(\mu_i \mu_k^T) = Q_0 \delta_{ik}, \quad \delta_{ik} = \begin{cases} 1, & i = k, \\ 0, & i \neq k, \end{cases}$$

E - символ математичного очікування,

« T » - знак транспонування. Випадкові величини ζ_i, μ_i незалежні.

За спостереженнями y_i необхідно отримати оцінку процесу X_i за критерієм мінімуму СКО: $\hat{X} = \arg \min_{\hat{X}_i} E(X_i - \hat{X}_i)(X_i - \hat{X}_i)^T$.

Для вирішення задачі запропонована факторизація оператора у вигляді

$$S = DF + \varepsilon, \quad (2.2)$$

де D - лінійний оператор, F - нелінійний оператор, дія якого записується у формі $F(X_i) = f_i$, ε - помилка апроксимації. Вид D і F залежить від використаної апроксимуючої конструкції (ряд Тейлора, степеневі сплайни, тригонометричний ряд і т.п.). У загальному випадку D залежить від оцінки змінної X_{i-1} в минулий момент часу $i-1$, тобто $D = D_{i-1}$. В результаті отримаємо модель:

$$\begin{cases} X_i = CX_{i-1} + \zeta_i, \\ y_i = D_{i-1}F(X_i) + \eta_i, \end{cases} \quad (2.3)$$

де $\eta_i = \mu_i + \varepsilon_i$, $E(\eta_i) = 0$, $E(\eta_i \eta_k^T) = Q\delta_{ik}$,

Q - коваріаційна матриця шуму η_i .

За допомогою перетворення $F(X_i) = f_i$ перейдемо від (2.3) до наближеної лінійної відносно змінної f_i моделі. Для цього розкладемо $F(\cdot)$ в ряд Тейлора в точці CX_{i-1} і обмежимося першим наближенням: $f_i = F(CX_{i-1} + \zeta_i) \cong F(CX_{i-1}) + W_{i-1}\zeta_i$, де $W_{i-1} = F'(CX_{i-1})$ - похідна оператора F в точці CX_{i-1} . Таке обмеження можливе, якщо шум динамічної системи ζ_i має дисперсію $\sigma_\zeta^2 \rightarrow 0$. Зауваження: надалі в алгоритмах фільтрації W_{i-1} містить оцінки \hat{X}_{i-1} . Як було показано $F(CX_{i-1}) = C_1F(X_{i-1}) = C_1f_{i-1}$. Тоді маємо:

$$\begin{cases} f_i = C_1f_{i-1} + W_{i-1}\zeta_i, & X_i = L(f_i), \\ y_i = D_{i-1}f_i + \eta_i, & i = \overline{1, n}, \end{cases} \quad (2.4)$$

де L - лінійний або нелінійний оператор.

Для отримання алгоритму рекурентної оцінки f_i введемо емпіричний ризик у вигляді функціонала Тихонова:

$$M_i(f_1, \dots, f_i) = \sum_{j=1}^i [\rho^2(f_j) + \gamma^2(f_j)] \quad (2.5)$$

$$\text{Тут } \rho^2(f_j) = \|y_j - D_{j-1}f_j\|_{Q^{-1}}^2 = (y_j - D_{j-1}f_j, Q^{-1}(y_j - D_{j-1}f_j)),$$

$$\gamma^2(f_j) = \|f_j - C_1\hat{f}_{j-1}\|_{P_j^{-1}}^2 = (f_j - C_1\hat{f}_{j-1}, P_j^{-1}(f_j - C_1\hat{f}_{j-1})), \quad (\cdot, \cdot) - \text{ скалярний добуток,}$$

$$P_j = E(f_j - C_1\hat{f}_{j-1})(f_j - C_1\hat{f}_{j-1})^T - \text{ коваріаційна матриця помилок екстраполяції.}$$

Твердження 2.1. Нехай розглядається модель (2.4). Оцінка f_i шукається по критерію $\hat{f}_i = \arg \min_{f_i} M_i(\hat{f}_1, \dots, \hat{f}_{i-1}, f_i)$. Тоді вираження для оцінок \hat{f}_i і \hat{X}_i

записується у вигляді:

$$\begin{cases} \hat{f}_i = C_1\hat{f}_{i-1} + K_i(y_i - D_{i-1}C_1\hat{f}_{i-1}), \\ \hat{X}_i = L(\hat{f}_i), \end{cases} \quad (2.6)$$

$$\begin{aligned} K_i &= P_i D_{i-1}^T (D_{i-1} P_i D_{i-1}^T + Q)^{-1}, P_i = C_1 \Gamma_{i-1} C_1^T + W_{i-1} B W_{i-1}^T, \\ \Gamma_i &= P_i - K_i D_{i-1} P_i, \end{aligned} \quad (2.7)$$

де $P_i = E(f_i - C_1\hat{f}_{i-1})(f_i - C_1\hat{f}_{i-1})^T$ – коваріаційна матриця помилок екстраполяції

$\Gamma_i = E(f_i - \hat{f}_i)(f_i - \hat{f}_i)^T$ – коваріаційна матриця помилок фільтрації Γ_0 ,

$\hat{f}_0 = F(\hat{X}_0)$, \hat{X}_0 можна узяти нульовим вектором.

Доведення. Нехай \hat{f}_0 задано. Тоді для $i=1$ маємо:

$$M_1(f_1) = \|y_1 - D_0 f_1\|_{Q^{-1}}^2 + \|f_1 - C_1 \hat{f}_0\|_{P_1^{-1}}^2.$$

Диференціюючи $M_1(f_1)$ по f_1 і прирівнюючи похідну нулю, отримаємо

$$\begin{aligned}
M'_1(f_1) &= -2D_0^T Q^{-1}(y_1 - D_0 f_1) + 2P_1^{-1}(f_1 - C_1 \hat{f}_0) = 0 \Rightarrow \\
(P_1^{-1} + D_0^T Q^{-1} D_0) f_1 &= (P_0^{-1} + D_0^T Q^{-1} D_0) C_1 \hat{f}_0 + D_0^T Q^{-1}(y_1 - D_0 C_1 \hat{f}_0) \Rightarrow \\
\hat{f}_1 &= C_1 \hat{f}_0 + (P_1^{-1} + D_0^T Q^{-1} D_0)^{-1} (y_1 - D_0 C_1 \hat{f}_0).
\end{aligned}$$

Застосовуючи тотожність [18]

$$(A + BCB^T)^{-1} = A^{-1} - A^{-1}B(C^{-1} + B^T A^{-1}B)^{-1} B^T A^{-1}, \text{ маємо}$$

$$\begin{aligned}
K_1 &= (P_1^{-1} + D_0^T Q^{-1} D_0)^{-1} D_0^T Q^{-1} = (P_1 - P_1 D_0^T (Q + D_0 P_1 D_0^T)^{-1} D_0 P_1) D_0^T Q^{-1} = \\
&= P_1 D_0^T (Q^{-1} - (Q + D_0 P_1 D_0^T)^{-1} D_0 P_1 D_0^T Q^{-1}) = P_1 D_0^T (Q^{-1} - (Q + D_0 P_1 D_0^T) \times \\
&\times (Q + D_0 P_1 D_0^T - Q) Q^{-1}) = P_1 D_0^T (Q^{-1} - Q^{-1} + (Q + D_0 P_1 D_0^T)^{-1} Q Q^{-1}) = \\
&= P_1 D_0^T (D_0 P_1 D_0^T + Q)^{-1}.
\end{aligned}$$

Далі по (2.4) знайдемо: $\hat{X}_1 = L(\hat{f}_1)$, $P_1 = C_1 \Gamma_0 C_1^T + W_0 B W_0^T$, $\Gamma_1 = P_1 - K_1 D_0 P_1$.

Застосувавши метод математичної індукції для $i=2,3,\dots,n$ остаточно отримаємо (2.6) і (2.7).

Твердження доведене. В якості прикладу детальніше зупинимося на тейлорівській апроксимації нелінійного оператора S . Після певних перетворень можна показати, що будь-який порядок тейлорівського розкладання призводить до наступної наближеної формули рішення задачі нелінійної фільтрації:

$$\hat{X}_i = C \hat{X}_{i-1} + L K_i(r) (y_i - S(C \hat{X}_{i-1})), \quad (2.8)$$

де $K_i(r)$ містить першу, другу, ..., r -у похідну оператора S в точці $C \hat{X}_{i-1}$ і

розраховується по (2.7).

2.1.2 Обчислювальна складність алгоритмів нелінійної фільтрації, заснованих на апроксимації Тейлора першого і другого порядків

Реалізація отриманих алгоритмів (2.6), (2.8) в цифровому виді тісно пов'язана з аналізом їх обчислювальної складності, яка визначається кількістю операцій складання і множення. Для моделі (2.1), де $X_i \in \mathbb{R}^p, y_i \in \mathbb{R}^m, i = 1, 2, \dots, n$ сигналу наведено в таблиці 2.1.

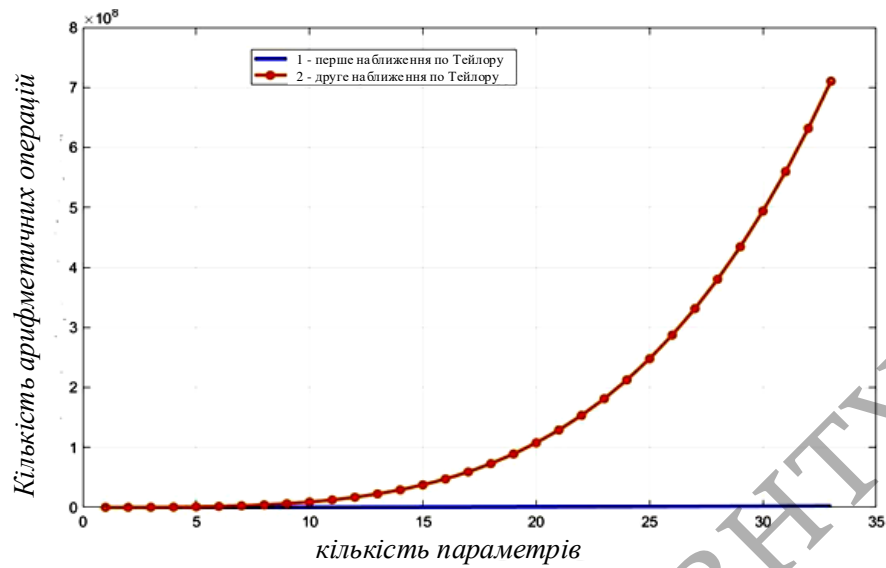
Таблиця 2.1 - Обчислювальна складність алгоритмів нелінійної фільтрації (2.6) - (2.8)

Порядок тейлорівської апроксимації	Кількість операцій складання і множення
перший (алгоритм (2.6) (2.7))	$N_1 = 0.5(2m^3 + m^2(6p - 1) + m(4p + 3) + 2p^2(2 + m))n$
другий (алгоритм (2.8) (2.7))	$N_2 = 0.5(2m^3 + m^2(6b - 1) + m(4b + 3) + 2b^2(2 + m))n,$ де $b = p + \frac{p(p + 1)}{2}$

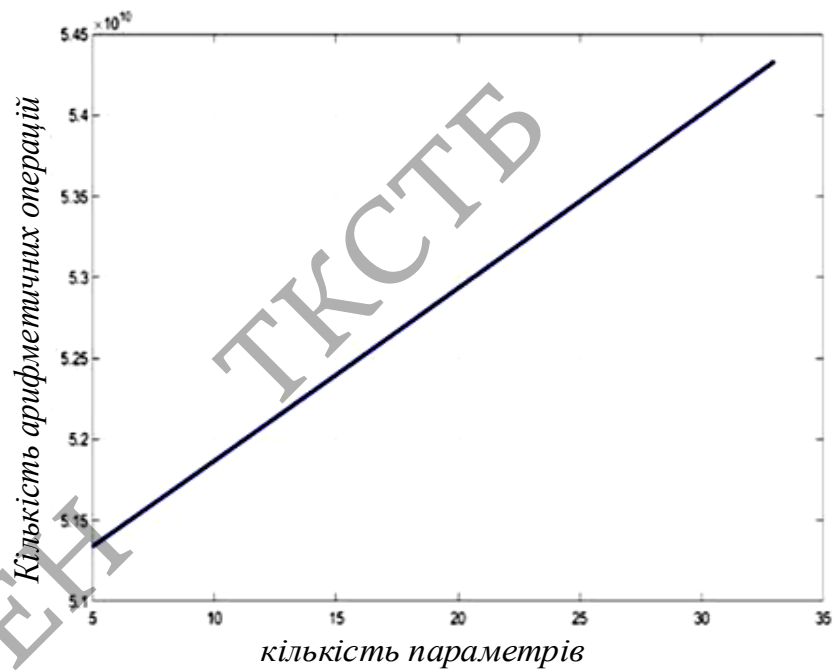
Таким чином, складність алгоритмів фільтрації пропорційна об'єму вибірки, спостережуваного процесу, а також пропорційна m^3 і $p^2(b^2 \sim p^4)$. Тому алгоритм другого наближення складніше алгоритму першого наближення: $\frac{N_2}{N_1} \sim p^2$, причому при збільшенні кількості параметрів, що підлягають оцінці, швидкість зростання кількості операцій у нього істотно більша.

На рисунку 2.1 показана обчислювальна складність алгоритмів нелінійної фільтрації (2.6) - (2.8), розрахована для усієї вибірки сигналу, і складність алгоритму спільної оцінки для систем зв'язку з SISO. Об'єм оброблюваної вибірки: $n = 500$ значень. Рисунок 2.2 ілюструє кількість арифметичних операцій за один крок алгоритмів (2.6) - (2.8), де N_2/N_1 - відношення кількості операцій, необхідне для алгоритму нелінійної фільтрації з другим наближенням по Тейлору, до

кількості операцій для процедури з першим наближенням.



а)



б)

Рисунок 2.1 – Залежність обчислювальної складності алгоритмів (2.6) - (2.8) – а ($m=2, n=500$), (1.12) - б (система SISO з однією носійною, кількість значень частоти, використовуваних для знаходження оцінки зсуву частоти - 50) від кількості оцінюваних параметрів

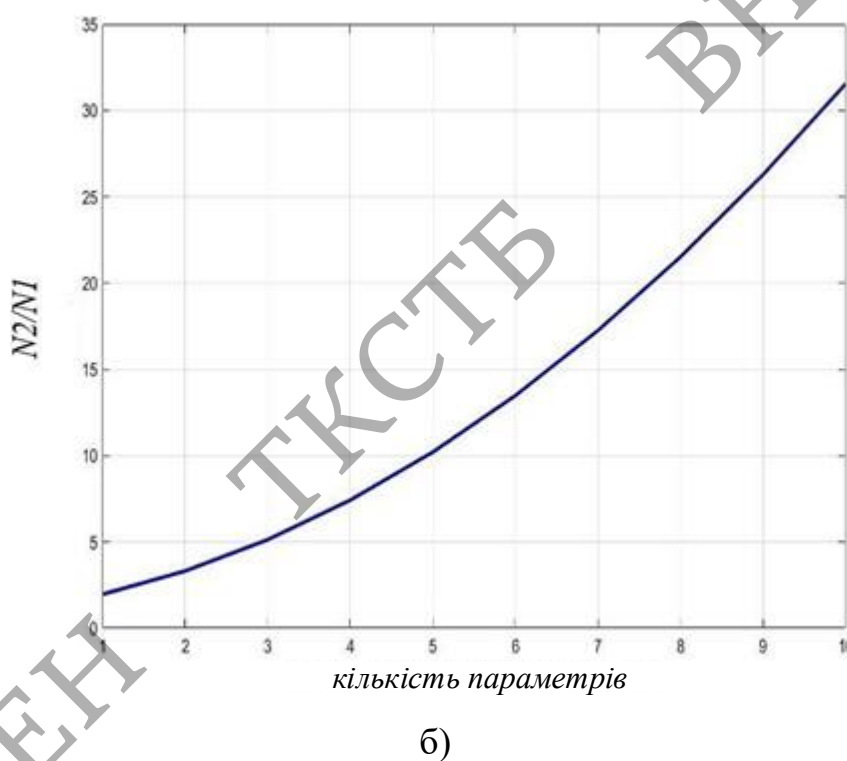
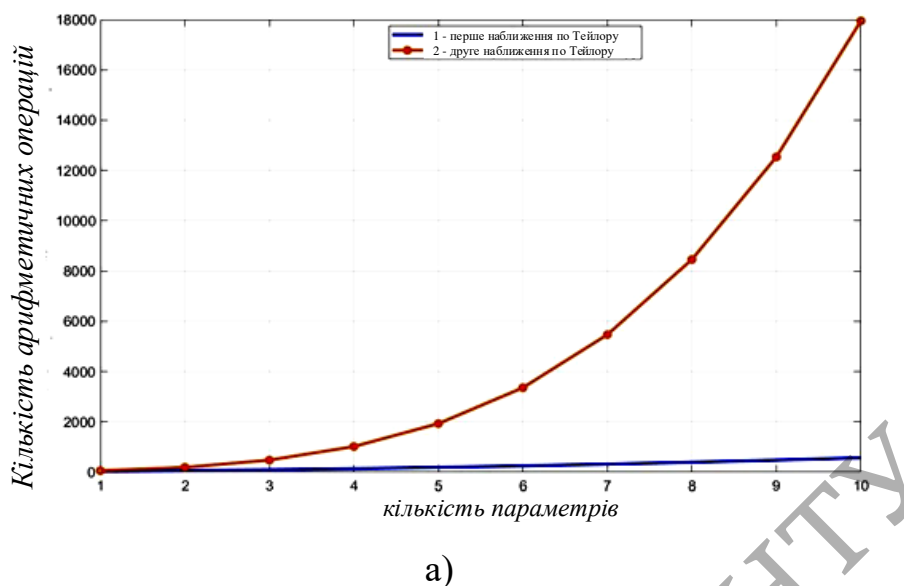


Рисунок 2.2 - Залежність обчислювальної складності за один крок алгоритмів нелінійної фільтрації (2.6) - (2.8) від кількості оцінюваних параметрів : абсолютні значення -а, відносні значення -б

З рисунка 2.1 видно, що алгоритми нелінійної фільтрації (2.6) -(перше і друге наближення по Тейлору) істотно простіше, відомої спільної процедури (1.12). Рисунок 2.2. показує, що складність алгоритму нелінійної фільтрації (2.8) з другим наближенням по Тейлору відносно алгоритму (2.6), що використовує перше наближення росте у міру збільшення кількості оцінюваних параметрів. Так при 3 невідомих параметрах (2.8) має в 5 разів більше обчислювальних операцій, чим

(2.6), а при 7 оцінюваних параметрах - в 16 разів.

2.2 Регуляризуючий алгоритм оцінки параметрів випадкового процесу

Запропоновані в пункті 2.1. алгоритми нелінійної фільтрації (2.6)-(2.8), працюючи в умовах апіорної невизначеності відносно законів розподілу шумів, мають недолік, який полягає в залежності якості оцінювання від дисперсії шуму динамічної системи, який є параметром регуляризації. Тому доцільно синтезувати алгоритм, в якому параметр регуляризації можна визначити, а не встановлювати методом перебору, що ускладнює процедуру оцінювання.

Розглядається випадковий процес $z_i \in \mathbb{R}^m$, спостережуваний на тлі шуму $\mu_i \in \mathbb{R}^m$, закон розподілу якого невідомий: $y_i = z_i + \mu_i$. Тут $i = \overline{1, n}$ – дискретний час $z_i = S_i(\Theta)$, $S_i(\cdot): \mathbb{R}^p \rightarrow \mathbb{R}^m$ – відомий нелінійний оператор рівняння спостереження $\Theta \in \mathbb{R}^p$ – вектор параметрів $E(\mu_i) = 0_{m \times 1}$, $E(\mu_i \mu_i^T) = \sigma_\mu^2 I_{m \times m}$, $E(\mu_i \mu_j^T) = 0_{m \times m}$ при $i \neq j$.

Використовуючи метод факторизації отримаємо модель

$$\Theta_l = \Theta_{l-1} + \zeta_l, Y_l = D_{l-1} F(\Theta_l) + \eta_l, l = 1, 2, \dots, M_0, \quad (2.9)$$

де $\eta_l = \mu + \varepsilon_l$, $E(\eta_l) = 0_{m \times 1}$, $E(\eta_l \eta_l^T) = Q = (\sigma_\mu^2 + \sigma_\varepsilon^2) I_{m \times m}$.

Для отримання рекурентного алгоритму оцінки $\hat{\Theta}_l = Lf_l$ введемо емпіричний ризик у вигляді функціонала Тихонова:

$$M_l(\hat{f}_1, \dots, \hat{f}_{l-1}, \hat{f}_l) = \sum_{j=1}^l (\gamma^2(f_j) + \lambda_j \rho^2(f_j)), \quad (2.10)$$

де λ_j – регуляризуючий множник (множник Лагранжа).

Вирішуючи задачу знаходження оцінки \hat{f}_l за критерієм $\hat{f}_l = \arg \min M_l(\hat{f}_1, \dots, \hat{f}_{l-1}, \hat{f}_l)$ при обмеженні

$$\frac{\|Y_n - D_{l-1}\hat{f}_l\|^2}{m(n-1)} = \sigma_\mu^2, \quad (2.11)$$

отримаємо:

$$\hat{f}_l = \hat{f}_{l-1} + K_l(Y_n - D_{l-1}\hat{f}_{l-1}), \hat{\Theta}_l = L\hat{f}_l, l = 1, 2, \dots, M_0 \quad (2.12)$$

Формула (2.12) є регуляризуючим алгоритмом.

Регуляризуючий множник λ_l при апостеріорному виборі шукається на основі вирішення рівняння (2.11) в результаті маємо приблизне значення:

$$\lambda_l \cong \sigma_\mu \sqrt{mn} \left(\|Y_n - D_{l-1}\hat{f}_{l-1}\| / \sqrt{m(n-1)} - \sigma_\mu / \|D_{l-1}P_l D_{l-1}^T\| \right) \quad (2.13)$$

2.2.1 Обчислювальна складність регуляризуючого алгоритму

Оскільки $mn \gg p$, то для зменшення складності алгоритму (2.12) матрицю K_l можна переписати в наступному вигляді

$$K_l = \left(\sigma_\mu^2 I_{(p+1) \times (p+1)} + \lambda_l P_l D_{l-1}^T D_{l-1} \right)^{-1} \lambda_l P_l D_{l-1}^T,$$

тоді замість обернення матриці розміром $mn \times mn$ потрібно буде знайти зворотну

матрицю розміром $(p+1) \times (p+1)$. В цьому випадку аналіз кількості операцій додавання і множення процедури (2.12), (2.13) дає приблизний вираз

$N_{pez} = 0,5\left((2p+1)(mn)^2 + (18p^2 + 16p + 9)mn + 8p^3 + 7p^2 + 11p + 16\right)M_0$. Тобто складність регуляризуючого алгоритму пропорційна p^3M_0 і $(mn)^2pM_0$. Відповідно цього випадку обчислювальна складність алгоритму (2.12) показана в таблиці 2.2.

Таблиця 2.2 - Обчислювальна складність регуляризуючого алгоритму (2.12)

Множник Лагранжа λ_l	Кількість операцій складання і множення
обчислюється по (2.13)	$N_{pez} \cong 0,5\left((18p^2 + 18p + 10)mn + 8p^3 + 7p^2 + 11p + 12\right)M_0$
$\lambda_l = 1$	$N_{pez(\lambda=1)} \cong 0,5\left((18p^2 + 18p + 4)mn + 8p^3 + 7p^2 + 11p + 6\right)M_0$

Таким чином, обчислювальна складність процедури (2.12) пропорційна добутку кількості ітерацій M_0 на поліном третьої степені від p і на добуток полінома другої степені від p і об'єму вибірки mn .

Регуляризуючий алгоритм (2.12), (2.13) можна скомбінувати з процедурою нелінійної фільтрації (2.6) в ковзаючому часовому вікні для можливості в майбутньому при необхідній продуктивності процесора реалізувати його в реальному часі.

На рисунку 2.3 показана структурна схема комбінованої процедури (2.6) (2.12). Рисунки 2.4 і 2.5 ілюструють алгоритм обчислення (2.12) (2.13) матриці підсилення K_i і ковариаційної матриці помилок фільтрації Γ_i .

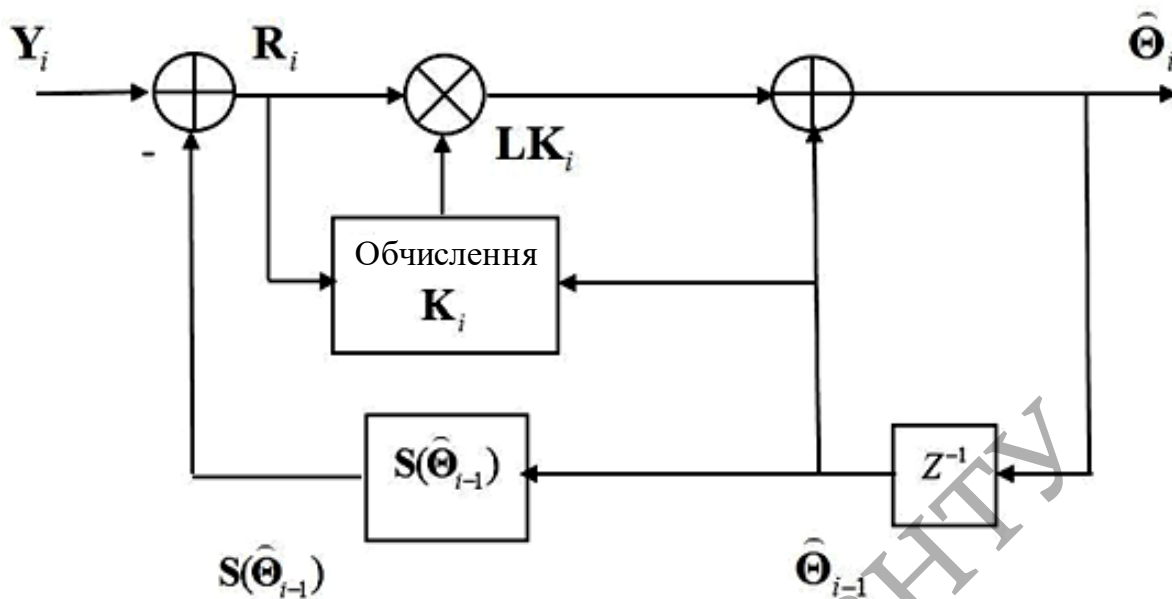


Рисунок 2.3 - Структурна схема комбінованого алгоритму нелінійної фільтрації і регуляризуючої процедури (2.6), (2.12), працюючою в ковзаючому часовому вікні

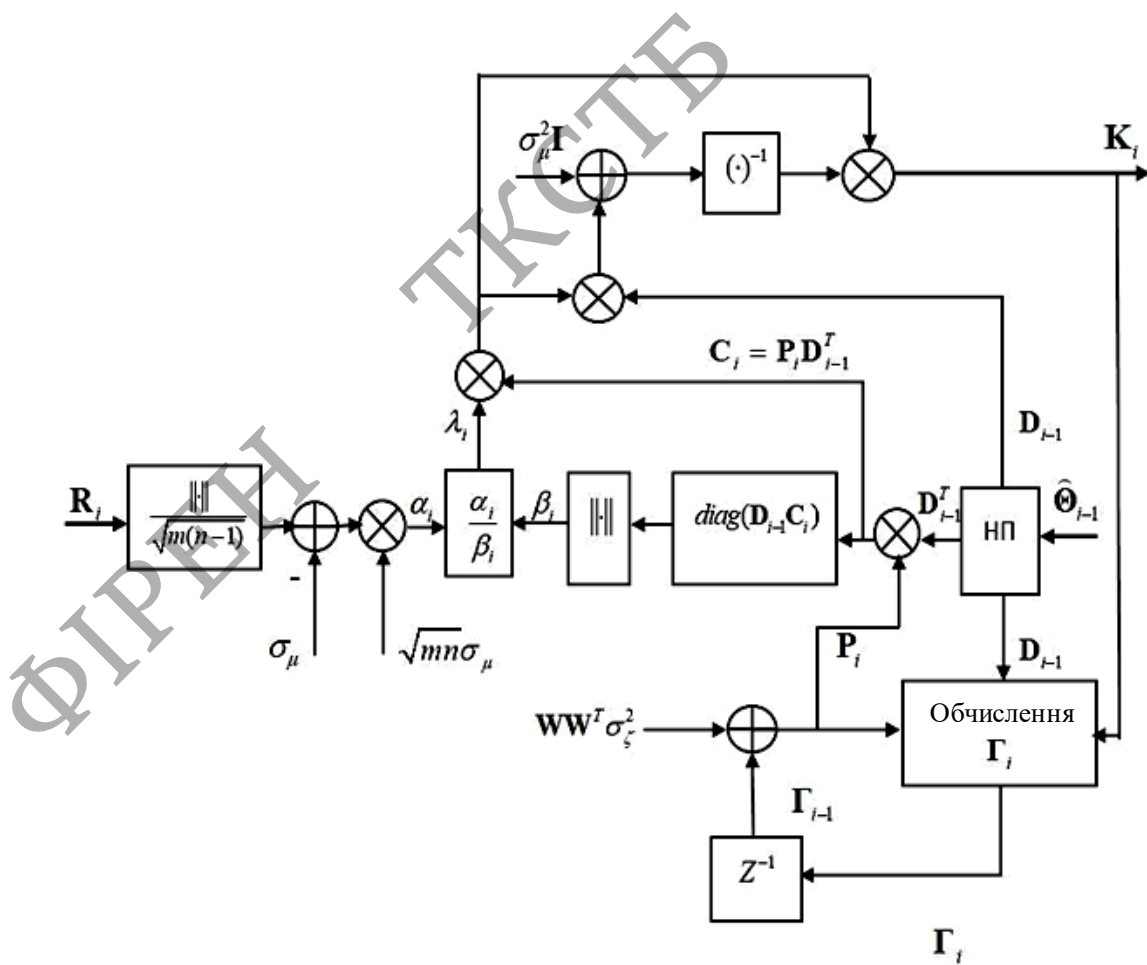


Рисунок 2.4 - Структурна схема формування матриці підсилення (2.12) K_i НП - нелінійний перетворювач $\hat{\Theta}_{i-1}$ в D_{i-1} і в D_{i-1}^T .

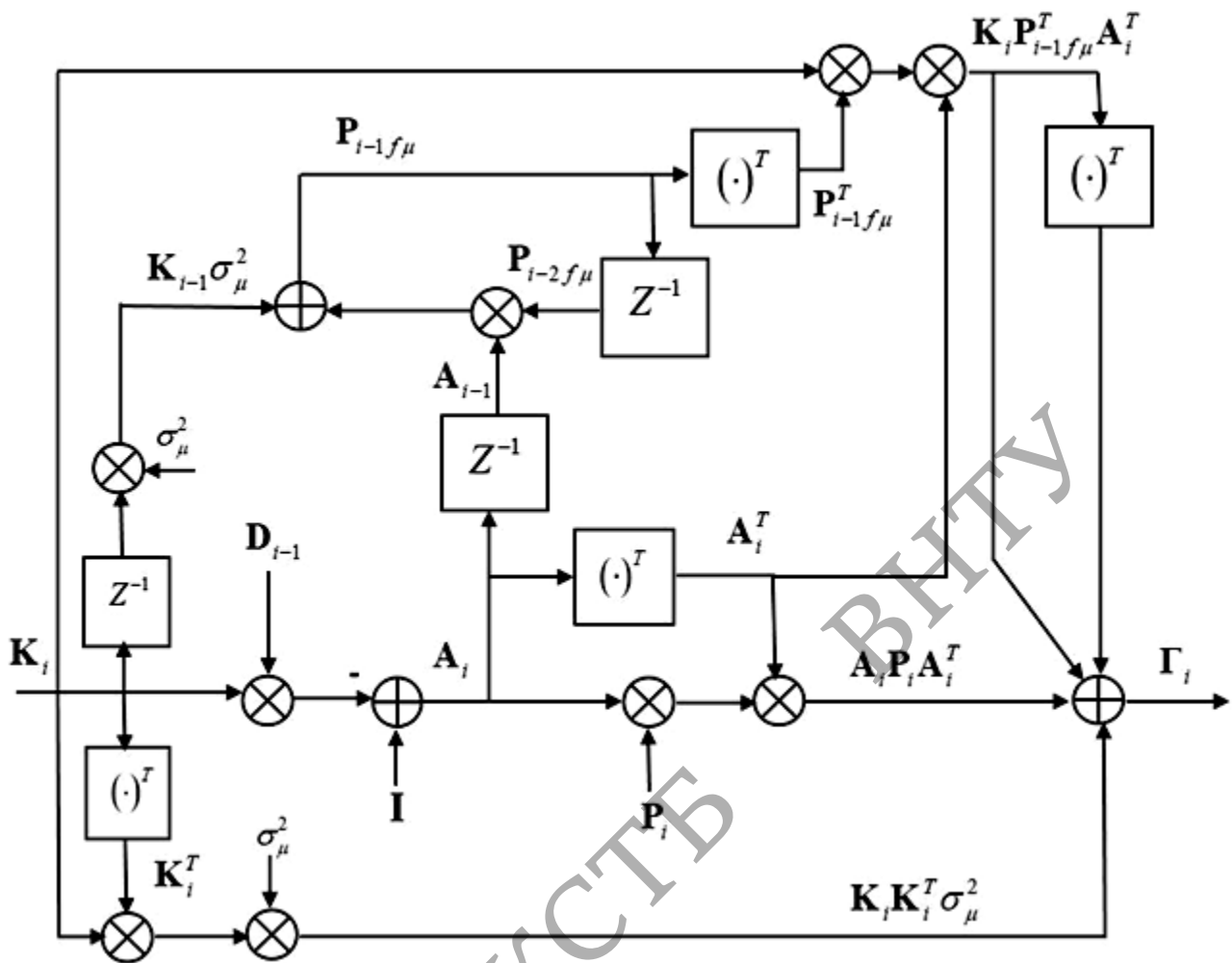


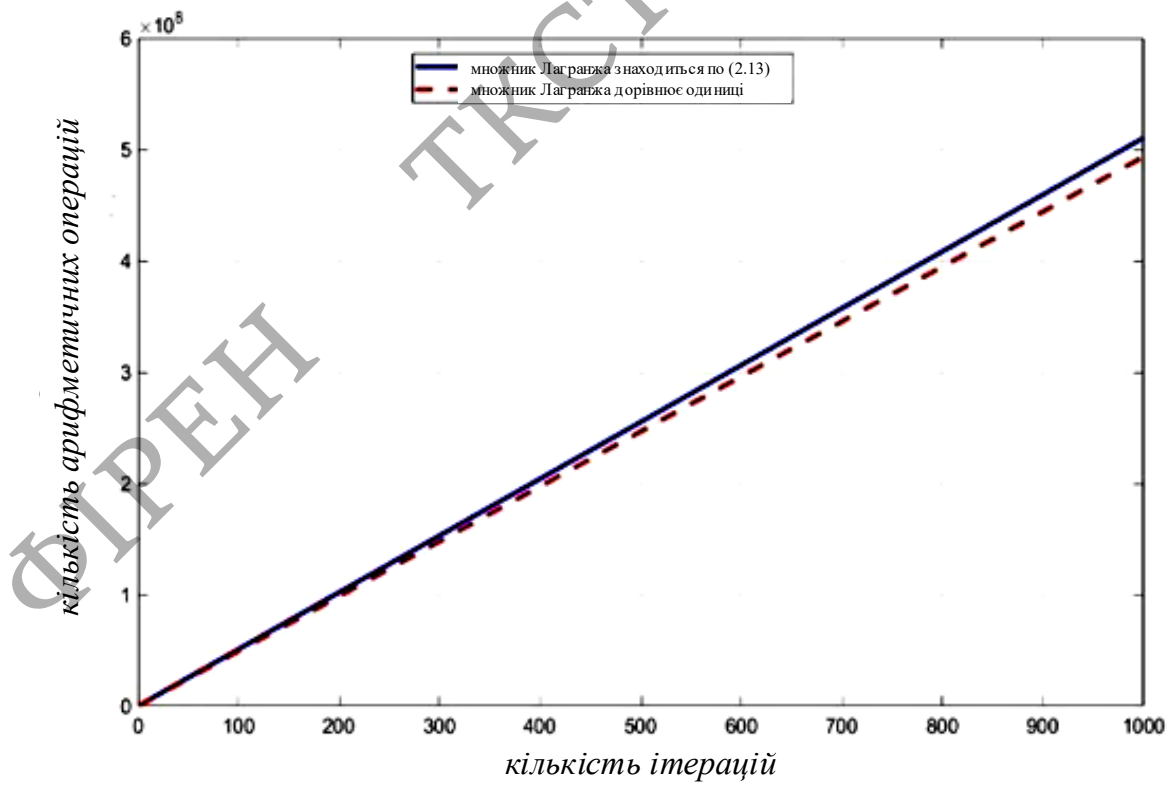
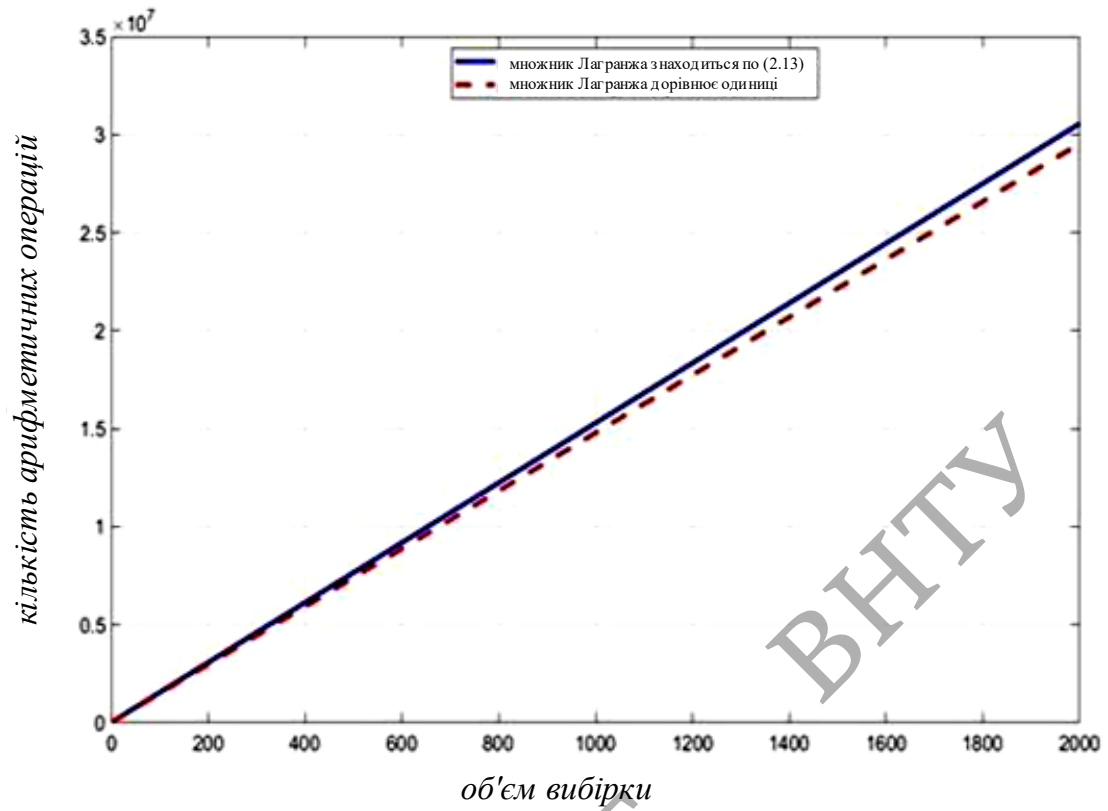
Рисунок 2.5 - Структурна схема формування ковариаційної матриці помилок фільтрації (2.12) Γ_i

Обчислювальна складність комбінованого алгоритму (2.6), (2.12) показана в таблиці 2.3.

Таблиця 2.3 - Обчислювальна складність комбінованого алгоритму (2.6) (2.12)

Ковзаюче вікно	Кількість операцій складання і множення на кожному кроці
постійної довжини n	$N_{\text{комб1}} \cong 0,5((18p^2 + 18p + 10)mn + 8p^3 + 7p^2 + 11p + 12)$
змінної довжини	$N_{\text{комб2}} \cong 0,5((18p^2 + 18p + 10)mi + 8p^3 + 7p^2 + 11p + 12)$

На рисунках 2.6, 2.7 показана обчислювальна складність регуляризуючого алгоритму (2.12) і комбінованої процедури (2.6), (2.12) для різних значень p , об'єму вибірки і кількості ітерацій при $m = 2$.



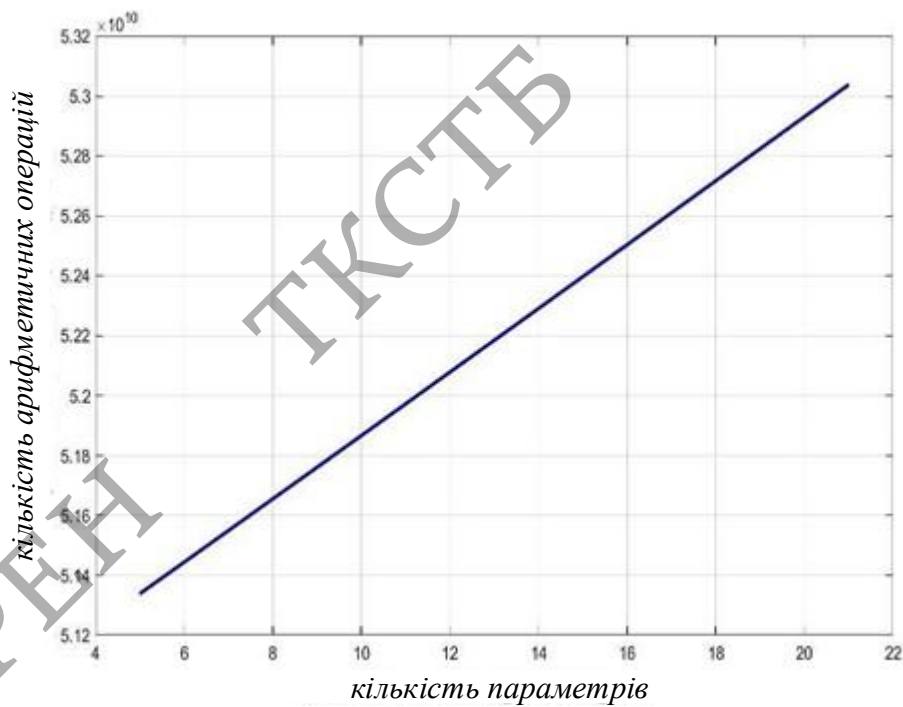
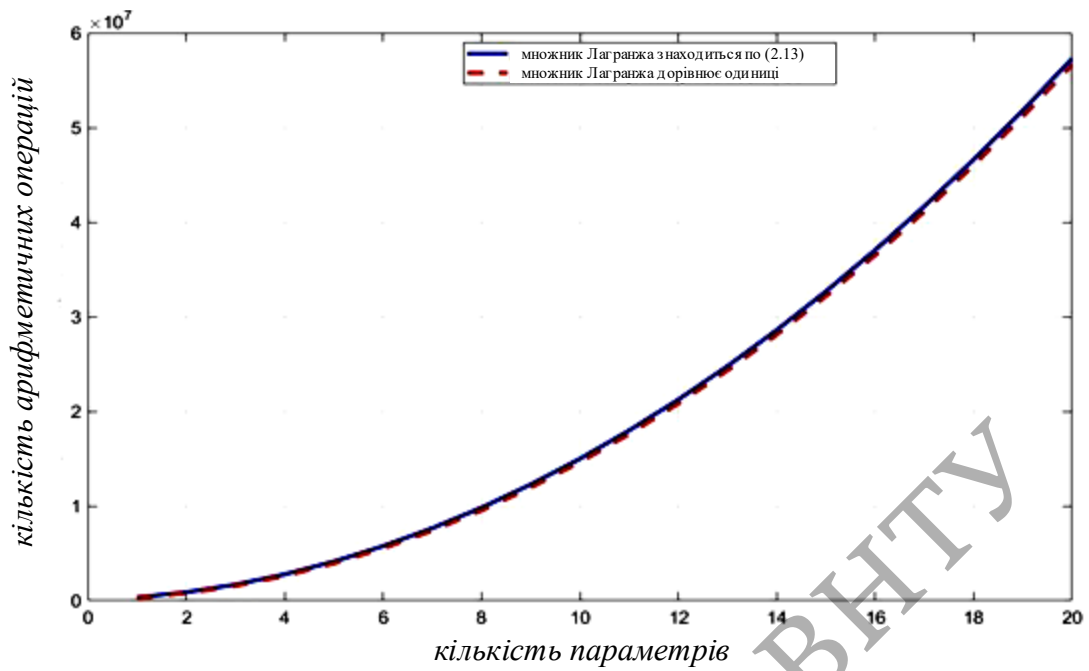
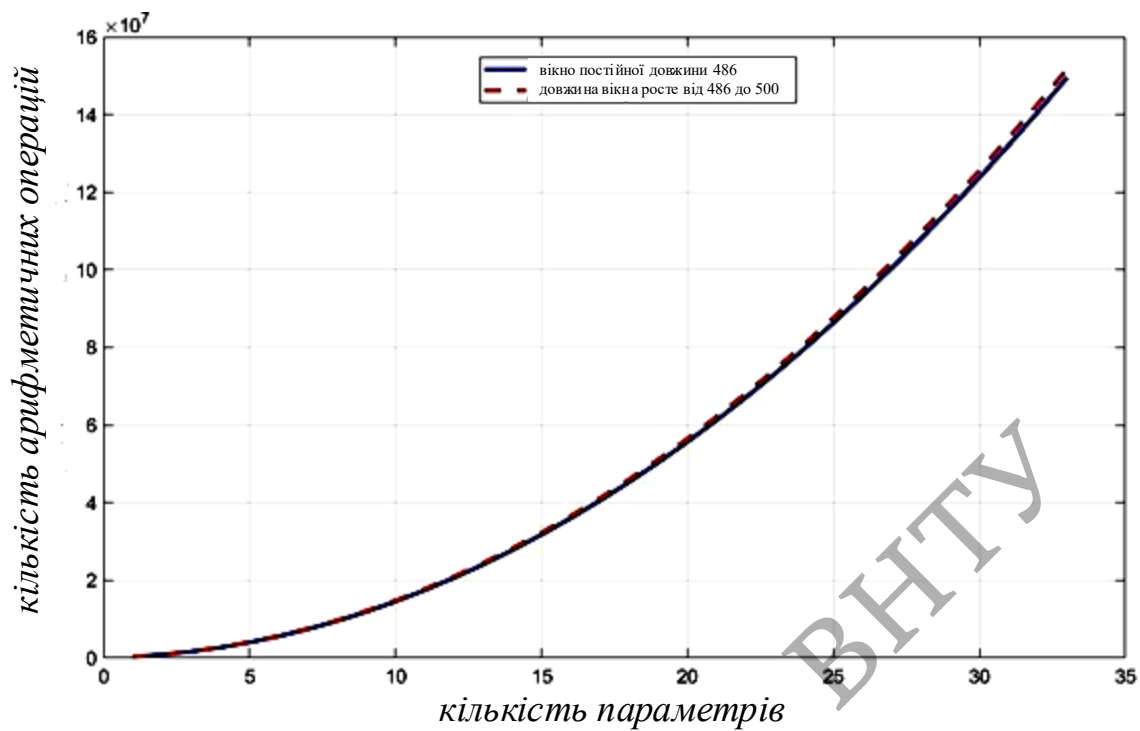
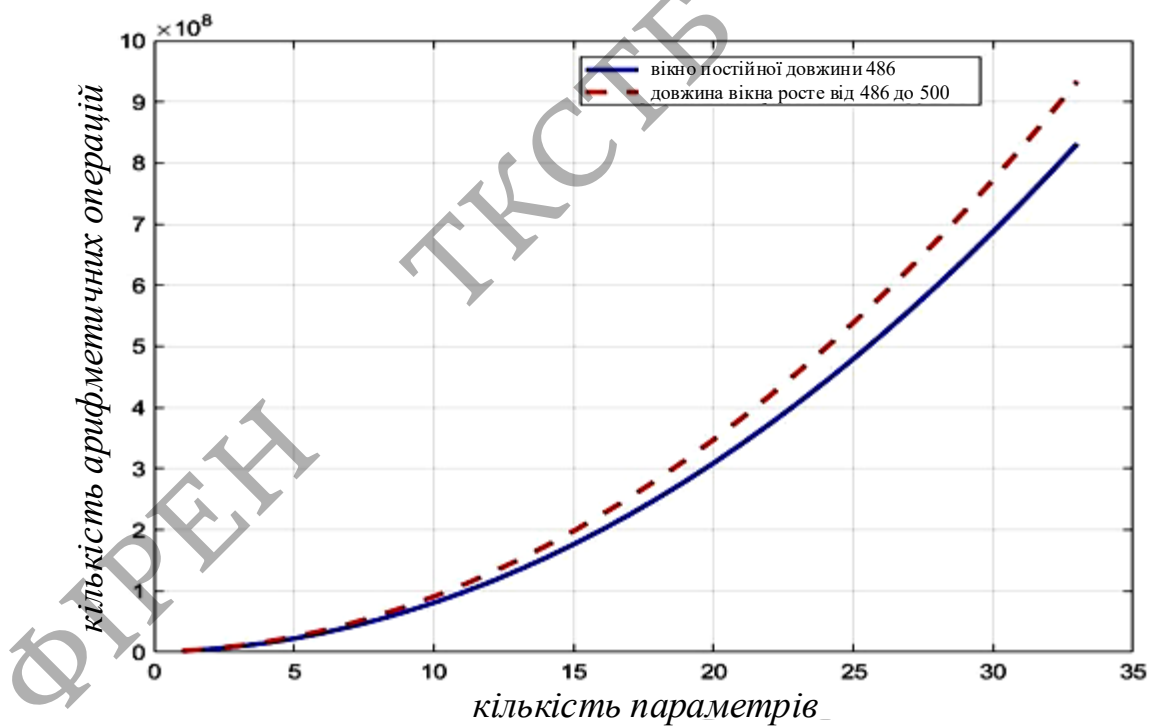


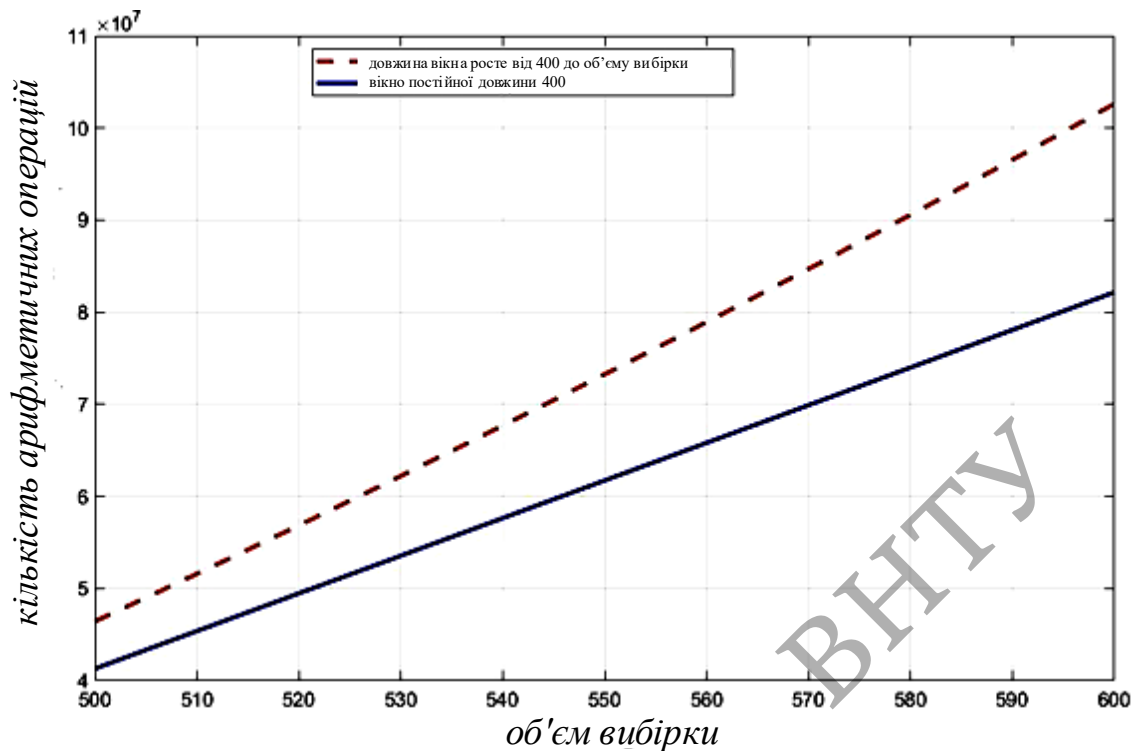
Рисунок 2.6 - Залежність обчислювальної складності алгоритму (2.12) : від об'єму вибірки – a ($M_0 = 15, p = 7$); кількості ітерацій – b ($p = 7, n = 500$); кількості оцінюваних параметрів c – ($M_0 = 15, n = 500$); алгоритму (1.12) від кількості оцінюваних параметрів (кількість значень частоти, використовуваних для знаходження оцінки зсуву частоти, - 50) – g



а)



б)



в)

Рисунок 2.7 - Залежність обчислювальної складності комбінованого алгоритму (2.6), (2.12) від кількості оцінюваних параметрів при кількості ітерацій: 15-а, 101-б; від об'єму вибірки при $p = 7$ -в

Рисунок 2.8 показує відносне скорочення кількості операцій додавання і множення від числа ітерацій M_0 у комбінованій процедурі (2.6), (2.12) з вікном постійної довжини $n - M_0 + 1$ в порівнянні з регуляризуючим алгоритмом (2.12), розраховане по формулі $\frac{N_{рег} - N_{комб1}}{N_{рег}} \cdot 100\%$ при $p=7, n=500$.

Порівняння по обчислювальній складності синтезованих алгоритмів нелінійної фільтрації (2.6) - (2.8) з першим і другим наближенням по Тейлору, регуляризуючих процедур (2.12) і (2.6), (2.12) з вікном постійної довжини рівної 486 і кількістю ітерацій 15, а також алгоритму (1.12), представлено на рисунку 2.9. Об'єм оброблюваної вибірки - 500.

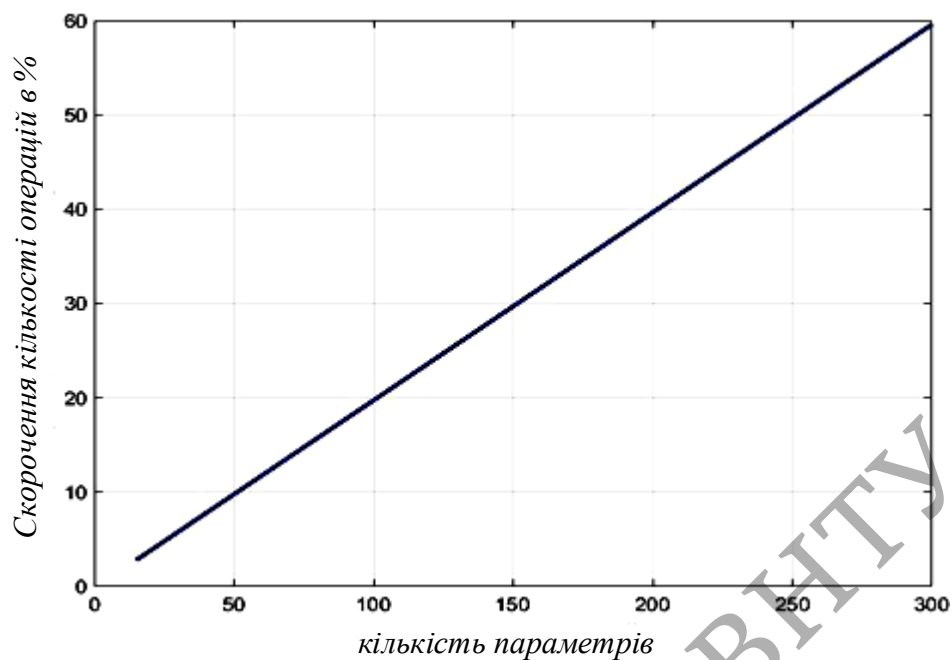
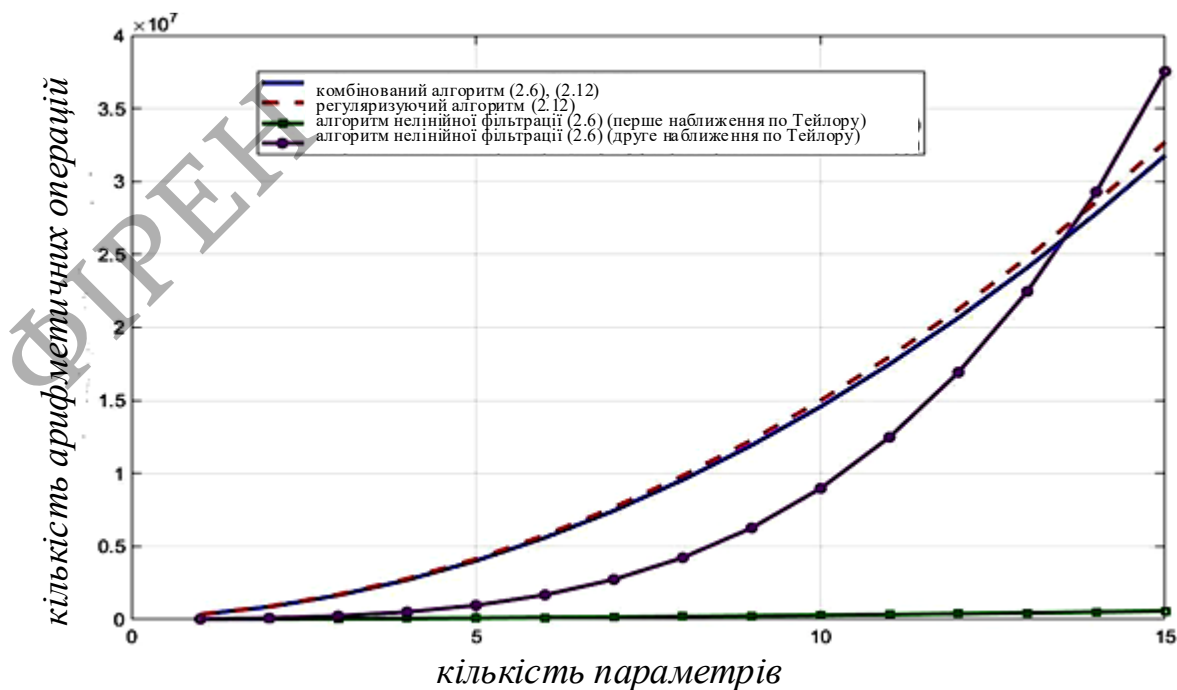
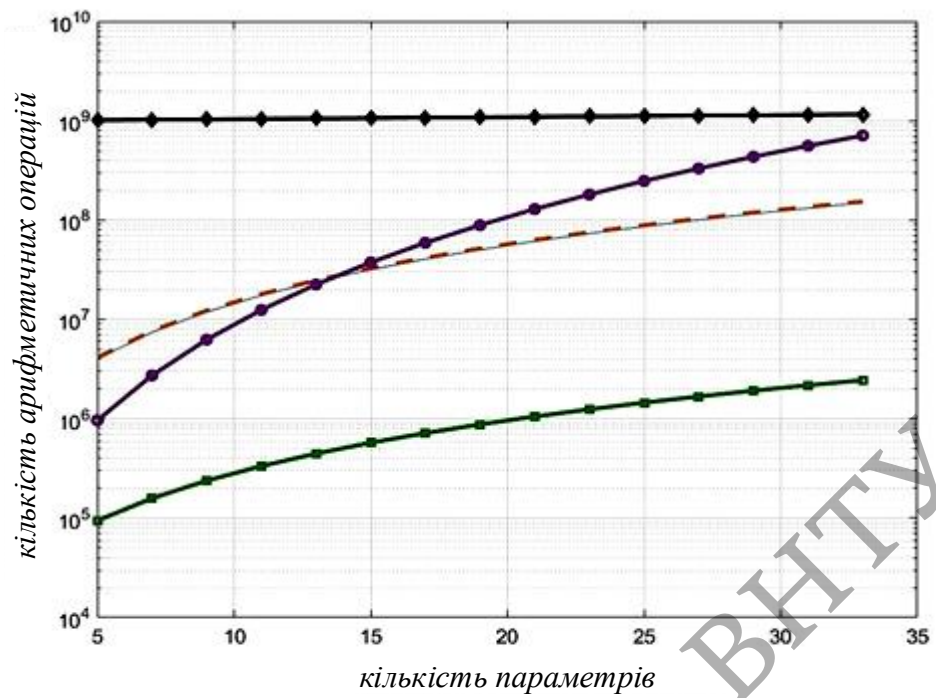


Рисунок 2.8 - Залежність відносної обчислювальної складності регуляризуючого алгоритму (2.12) в порівнянні з комбінованою процедурою (2.6), (2.12) від кількості ітерацій

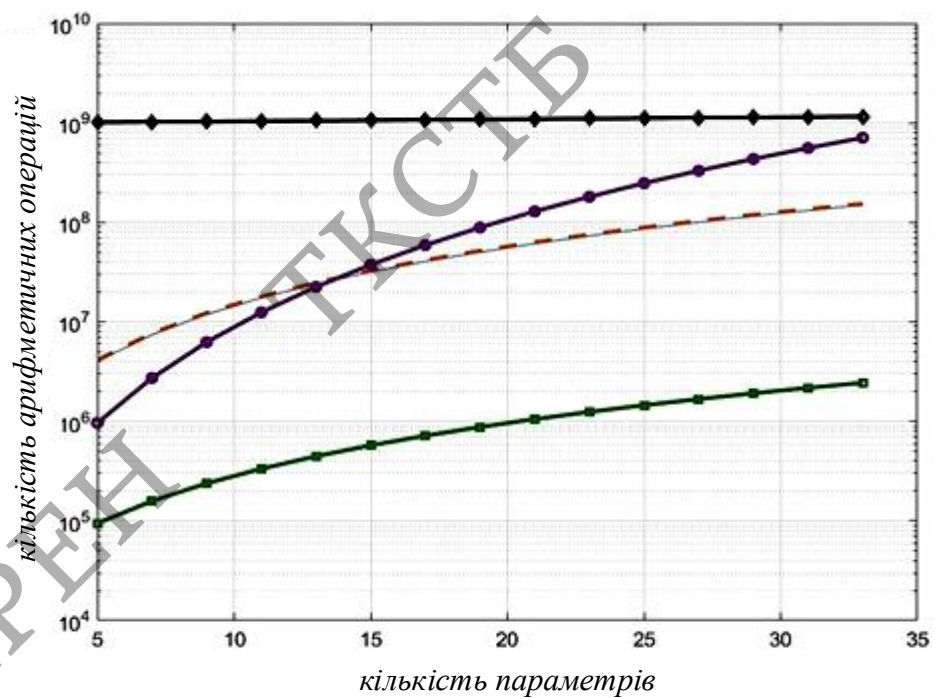
Рисунок 2.8 ілюструє можливість спрощення регуляризуючого алгоритму (2.12) за допомогою комбінування його з процедурою рекурентної фільтрації. Так, при об'ємі аналізованої вибірки сигналу 500, кількості оцінюваних параметрів рівному 7 і числі ітерацій 50 спрощення складає близько 10 %.



а)



б)



в)

Рисунок 2.9 - Залежність обчислювальної складності від кількості оцінюваних параметрів для алгоритмів (2.6), (2.8), (2.12) і (2.6), (2.12) - а; для алгоритмів(чорний маркер) і (2.6), (2.8), (2.12) і (2.6), (2.12) в логарифмічному масштабі - б; без оцінки частоти в алгоритмі (1.12) - в

З рисунка 2.9 видно, що відомий алгоритм (1.12) спільного оцінювання параметрів сигналу і каналу істотно складніше запропонованих алгоритмів нелінійної фільтрації з першим (2.6), з другим (2.8) наближенням по Тейлору, а також регуляризуючих процедур (2.12) і (2.6) (2.12). Без урахування оцінки зсуву частоти алгоритмом (1.12) він складніше в 26.6 рази ніж регуляризуючий алгоритм при оцінці 15 параметрів і в 8.4 разів при оцінці 30 параметрів.

Висновки.

1. На основі факторизації нелінійного оператора, модифікованого функціонала Тихонова А.Н. і теорії регуляризації удосконалений новий метод рішення некоректно поставлених завдань для спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку і випадкового сигналу, що не вимагає апріорної інформації про закони розподілу випадкових процесів.

2. З методу, запропонованого в п.1, отримана процедура нелінійної фільтрації (2.6) - (2.8) і регуляризуючий алгоритм (2.12). У алгоритмі (2.12) регуляризуючий множник Лагранжа знайдений за допомогою замкнутої ітераційної процедури, на відміну від нелінійної фільтрації, де параметром регуляризації є дисперсія шуму динамічної системи і питання про його знаходження залишається відкритим.

3. Нові алгоритми (2.6) - (2.8), (2.12), побудовані за допомогою запропонованого методу в пункті 1, можуть використовувати різні апроксимуючі конструкції, при цьому вид і структура їх зберігається, міняється тільки заповнення матриць і векторів, що входять в алгоритм.

4. Синтез алгоритмів не спирається на конкретний вид модуляції сигналу і на певну структуру тестової послідовності, тому їх без зміни можна використовувати після процедури детектування, замінивши тестову послідовність на інформаційні символи, підвищуючи тим самим ефективність системи зв'язку.

5. Удосконалені алгоритми (2.6) - (2.8), (2.12) істотно простіше, розглянутої відомої процедури (1.12) спільного оцінювання каналу і параметрів сигналу, оскільки мають замкнуті рекурентні вирази для оцінок усіх параметрів. Так

обчислювальна складність алгоритмів нелінійної фільтрації (2.6) - (2.8) $\sim n$, регуляризуючого алгоритму (2.12) $\sim nM_0$, $M_0 \leq n$ і відомого алгоритму (1.12) $\sim n^3$ ітерацій, де n – об'єм вибірки сигналу, M_0 – кількість ітерацій.

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

3. СИНТЕЗ АЛГОРИТМІВ ОЦІНКИ ПАРАМЕТРІВ СИГНАЛУ І КАНАЛУ В ЗАВДАННІ КОМПЕНСАЦІЇ СПОТВОРЕНЬ СИГНАЛУ В ТРАКТІ ПРИЙМАЧА ПРЯМОГО ПЕРЕТВОРЕННЯ

3.1 Завдання оцінювання спотворень сигналу в каналі без завмирань

Розглядається завдання синтезу алгоритмів оцінювання спотворень, які з'являються в тракті приймача прямого перетворення. Як було відмічено раніше, через неідеальне розкладання сигналу на квадратуру в приймачі прямого перетворення залишається розстройка частоти і виникає амплітудно-фазовий дисбаланс між складовими. Просочування сигналу гетеродина на вхід пристрою призводить до дрейфу постійних складових [28]. Ці явища призводять до зменшення завадостійкої системи зв'язку або роблять прийом сигналу неможливим. Тому актуальним є завдання оцінювання цих спотворень і подальшої їх компенсації.

3.1.1 Синтез і аналіз алгоритмів оцінки дрейфу постійної складової і амплітудно-фазового розбалансу QAM сигналу на фоні адитивного білого шуму

Щоб провести компенсацію спотворень сигналу, необхідно спочатку визначити його параметри і амплітудно-фазовий розбаланс між квадратурною і синфазною компонентами. Таким чином, завдання зводиться до оцінки параметрів випадкового процесу на фоні шуму. Синтез алгоритмів розглянемо на прикладі компенсації спотворень сигналу квадратурної амплітудної модуляції (QAM)

$z_i = S_i(\Theta_i)$, спостережуваного на тлі адитивного білого шуму μ_i з невідомим законом розподілу: $y_i = z_i + \mu_i$, де $i = \overline{1, m}$ - дискретний час, $m = \frac{T_0}{\Delta t}$, T_0 - час спостереження,

Δt - інтервал дискретизації $\Theta_i = (a_{1i} \dots a_{pi} \ \varphi_i \ \Delta f_i \ \gamma_i \ \Delta \varphi_i \ b_{ci} \ b_{si})^T$ -

вектор оцінюваних параметрів $y_i = (y_{is}, y_{ic})^T$, $\mu_i = (\mu_{is}, \mu_{ic})^T$, $S_i(\cdot) = (z_{is}, z_{ic})^T$ – нелінійна вектор-функція, що описує квадратурні компоненти сигналу z_{is}, z_{ic}

$$z_{is} = \gamma_i A \sum_{k=1}^i g(\Delta t i - kT - \tau_i) (I_{kq} \sin(\varphi_{si}) + J_{kr} \cos(\varphi_{si})) + b_{si},$$

$$z_{ic} = A \sum_{k=1}^i g(\Delta t i - kT - \tau_i) (I_{kq} \sin(\varphi_{ci}) + J_{kr} \cos(\varphi_{ci})) + b_{ci},$$

де $\varphi_{ci} = \Delta\omega_i(\Delta t i - \tau_i) + \varphi_i$, $\varphi_{si} = \varphi_{ci} + \Delta\varphi_i$, $I_{kq} = (2q - 1 - \sqrt{M})d$, $J_{kr} = (2r - 1 - \sqrt{M})d$ – інформаційні амплітуди, що набувають дискретних значень;

$q, r = 1, 2, \dots, \sqrt{M}$, $2d$ – відстань між сусідніми амплітудами.

Тут $g(t) = \frac{\sin(\pi t / T) \cos(\beta \pi t / T)}{\pi t / T \sqrt{1 - 4\beta^2 t^2 / T^2}}$ – імпульсна характеристика каналу

частотна характеристика якого маємо вигляд «підведеного косинуса», β – коефіцієнт ската, $\beta \in [0; 1]$, A – амплітуда сигналу, φ_i – випадкова фаза, утворена фазами генераторів на приймально-передавальній стороні і затримкою в каналі поширення Δf_i – частота, що залишилася від зняття носійної, $\Delta\omega_i = 2\pi \cdot \Delta f_i$, τ_i – затримка сигналу, що виникає при роботі генератора тактової синхронізації, $(j-1)T \leq \Delta t i - \tau_i \leq jT$, T – тривалість символу I_{kq} (J_{kr}) (тестового або інформаційного) $j = \overline{1:n}$, $n = \frac{T_0}{T}$, $a_{i_1}, \dots, a_{i_{p_i}}$ – амплітуди основного імпульсу сигналу і $p-1$ «хвостів» минулих імпульсів в i -ий момент часу, отриманих в результаті міжсимвольної інтерференції $\gamma_i, \Delta\varphi_i$ – розбаланс по амплітуді і фазі відповідно, b_{ci}, b_{si} повільно змінні «постійні» складові квадратурних компонент сигналу.

Вирішувати задачу будемо за умов:

1. Процес μ_i – стаціонарний, $E(\mu_i) = \bar{0}_{2 \times 1}$, $E(\mu_i \mu_i^T) = Q = \sigma_\mu^2 I_{2 \times 2}$. – ковариаційна матриця шумів спостереження, $E(\mu_i \mu_j^T) = 0_{2 \times 2}$ при $i \neq j$, $E(\cdot)$ – оператор математичного очікування $I_{2 \times 2}$ – одинична матриця розміром 2×2 ,

2. $\varphi_i = \varphi_{i-1} + \alpha_i$, $\alpha_i = b_0 \zeta_{i\varphi} + b_1 \zeta_{i-1\varphi} + b_2 \zeta_{i-2\varphi}$ фазовий шум,

$$E(\zeta_{i\varphi}) = 0, E(\zeta_{i\varphi}^2) = \sigma_{\zeta\varphi}^2,$$

$$E(\zeta_{i\varphi} \zeta_{j\varphi}) = 0, \text{ при } i \neq j; 3. \Delta f_i \neq 0 = \text{const}; 4. b_{ci} = \text{const}, b_{si} = \text{const};$$

5. $\Delta\varphi_i = \text{const}, \gamma_i = \text{const}$; 6. послідовність символів $I_{kq}(J_{kr})$ відома;

7. амплітуда сигналу A і імпульсна характеристика каналу $g(t)$ невідомі;

8. амплітуди a_{1i}, \dots, a_{pi} за час спостереження не залежать від часу, a_{ki}, \dots, a_k

$k = 1, \dots, p$.

Необхідно за вибірці y_i знайти оцінку $\hat{\Theta}$ вектору Θ .

Розглянемо два підходи: метод нелінійної фільтрації (2.6), (3.2) і регуляризуючий алгоритм (2.12) (2.13). У їх основі лежить модифікований метод найменших квадратів у вигляді функціонала Тихонова, який дозволяє знаходити оцінки при невідомих законах розподілу шумів.

Початкове значення затримки τ визначатимемо за схемою, аналогічною зображеною на рисунку 3.14, 3.16. Частина системи, яка обведена пунктирною лінією, вважається ідеальною, тобто ФНЧ повністю фільтрує гармоніки вищих порядків і не вносить ніяких спотворень в квадратуру сигналу. Далі перед оцінюванням параметрів сигналу відбувається коригування взяття відліку.

А. Метод нелінійної фільтрації

Оскільки на практиці модель фазових шумів невідома, то виконуючи операції, як в попередніх розділах можна отримати наступний алгоритм розрахунку оцінок:

$$\hat{\Theta}_i = \hat{\Theta}_{i-1} + LK_i \left(y_i - S_i \left(\hat{\Theta}_{i-1} \right) \right), \quad i = 1, 2, \dots, m,$$

$$\hat{z}_i = D_{i-1} \hat{f}_i, \quad (3.1)$$

$$K_i = P_i D_{i-1}^T \left(D_{i-1} P_i D_{i-1}^T + Q \right)^{-1}, \quad P_i = \Gamma_{i-1} + W_i B W_i^T, \quad \Gamma_i = P_i - K_i D_{i-1} P_i.$$

$P_i = E \left(f_i - \hat{f}_{i-1} \right) \left(f_i - \hat{f}_{i-1} \right)^T$ - ковариаційна матриця помилок екстраполяції.

Початкові умови: $\hat{\Theta}_0 = \left(1 \ 0_{1 \times (p+1)} \ 1 \ 0_{1 \times 3} \right)^T$, $\Gamma_0 = \begin{pmatrix} 0 & 0_{1 \times (p+6)} \\ 0_{(p+6) \times 1} & \sigma_\mu^2 I_{(p+6) \times (p+6)} \end{pmatrix}$.

Оцінки, розраховані по алгоритму (4.1) є асимптотично оптимальними за критерієм мінімуму СКП тобто асимптотично незміщеними і ефективними. Алгоритм (4.1) є частковим випадком алгоритму (2.6).

Для підвищення точності оцінювання потрібно застосувати метод найменших квадратів. З урахуванням цього отримаємо:

$$\hat{X} = \left(A_\varphi^T A_\varphi \right)^{-1} A_\varphi^T B_\varphi \quad (3.1)$$

Параметр алгоритму (3.1) $\sigma_\zeta^2 \rightarrow 0$ сильно впливає на швидкість збіжності і точність оцінювання. За своєю суттю він є параметром регуляризації.

Його прямування до нуля забезпечує асимптотичну оптимальність алгоритму, але зтягує процес його збіжності. Тому бажано знайти компроміс між точністю оцінювання і тривалістю перехідної ділянки. Для цього необхідно підібрати значення σ_ζ^2 .

Б. Регуляризуючий алгоритм

Маємо модель: $\Theta_l = \Theta_{l-1} + \zeta_l + Y_m = S(\Theta_l) + \mu$, де $l = 1, \dots, M_0$ - номер кроку ітерації, ζ_l - білий шум з нульовим вектором середніх значень розміром $(p+6) \times 1$

і ковариаційною матрицею $B = \sigma_\zeta^2 I_{(p+6)(p+6)}$ причому $\sigma_\zeta^2 \rightarrow 0$, $S(\Theta_l) = \begin{pmatrix} S_s(\Theta_l) \\ S_c(\Theta_l) \end{pmatrix}$ -

нелінійна вектор-функція спостережень $S_s(\Theta_l) = (z_{ms} \cdots z_{1s})_{m \times 1}^T$,

$S_c(\Theta_l) = (z_{mc} \cdots z_{1c})_{m \times 1}^T$, $Y_m = (y_{ms} \cdots y_{1s} \ y_{mc} \cdots y_{1c})_{m \times 1}^T$.

Далі виконуючи операції, описані в 2 розділі, перейдемо до наближеної лінеаризованої відносно змінної f моделі.

Тоді вираз для оцінок має вид, що відповідає (2.12) або (3.1).

$$\widehat{\Theta}_l = \widehat{\Theta}_{l-1} + LK_l \left(Y_m - S(\widehat{\Theta}_{l-1}) \right), \quad l = 1, 2, \dots, M_0 \quad (3.2)$$

де $K_l = \left(\sigma_\mu^2 I_{(p+7) \times (p+7)} + \lambda_l P_l D_{l-1}^T D_{l-1} \right)^{-1} \lambda_l P_l D_{l-1}^T$, $P_l = \Gamma_{l-1} + WW^T \sigma_\zeta^2$,

$$\Gamma_l = (I - K_l D_{l-1}) P_l (I - K_l D_{l-1})^T + K_l Q K_l^T + (I - K_l D_{l-1}) P_{l-1f\mu} K_l^T + K_l P_{l-1f\mu}^T (I - K_l D_{l-1})^T,$$

$$P_{l-1f\mu} = E(\widehat{f}_{l-1} \mu^T) = K_{l-1} Q + (I - K_{l-1} D_{l-2}) P_{l-2f\mu},$$

I – одинична матриця розміром $(p+7) \times (p+7)$, початкові умови: $P_{0f\mu} = 0_{(p+7) \times 2m}$, $\Gamma_0, \widehat{\Theta}$ – визначаються також, як в алгоритмі (4.1). Знаходження значення множника Лагранжа λ_l полягає у вирішенні рівняння

$$\frac{\|Y_m - S(\widehat{\Theta}_l, \lambda_l)\|^2}{2(m-1)} = \sigma_\mu^2. \quad \text{Тоді по (2.13) } \lambda_l \approx \frac{\sqrt{2m\sigma_\mu} \left| \frac{\|Y_m - S(\widehat{\Theta}_{l-1})\|}{\sqrt{2(m-1)}} - \sigma_\mu \right|}{\|diag(D_{l-1} P_l D_{l-1}^T)\|}. \quad \text{Алгоритм (4.3)}$$

є частковим випадком алгоритму (2.12).

На рисунку 3.1 зображена структурна схема компенсатора амплітудно-фазового розбалансу між синфазною і квадратурною складовою сигналу для $p=3$. Компенсація відбувається по наступному алгоритму:

$$r_{ci} = \left((y_{is} - \widehat{b}_s) \sin(\widehat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta ti) / (\widehat{\gamma}) + (y_{ic} - \widehat{b}_c) \cos(\widehat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta ti + \Delta\widehat{\varphi}) \right) / (\widehat{a}_1 \cos(\Delta\widehat{\varphi})) - \widehat{a}_2 \widehat{I}_{i-1} / \widehat{a}_1 - \widehat{a}_3 \widehat{I}_{i-2} / \widehat{a}_1,$$

$$r_{si} = \left((y_{is} - \widehat{b}_s) \cos(\widehat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta ti) / (\widehat{\gamma}) + (y_{ic} - \widehat{b}_c) \sin(\widehat{\varphi} + 2\pi\Delta f \Delta ti + \Delta\widehat{\varphi}) \right) / (\widehat{a}_1 \cos(\Delta\widehat{\varphi})) - \widehat{a}_2 \widehat{I}_{i-1} / \widehat{a}_1 - \widehat{a}_3 \widehat{I}_{i-2} / \widehat{a}_1$$

Тут $\widehat{I}_{i-1}, J_{i-1}, \widehat{I}_{i-2}, J_{i-2}$ інформаційні символи на виході детектора в минулі моменти часу.

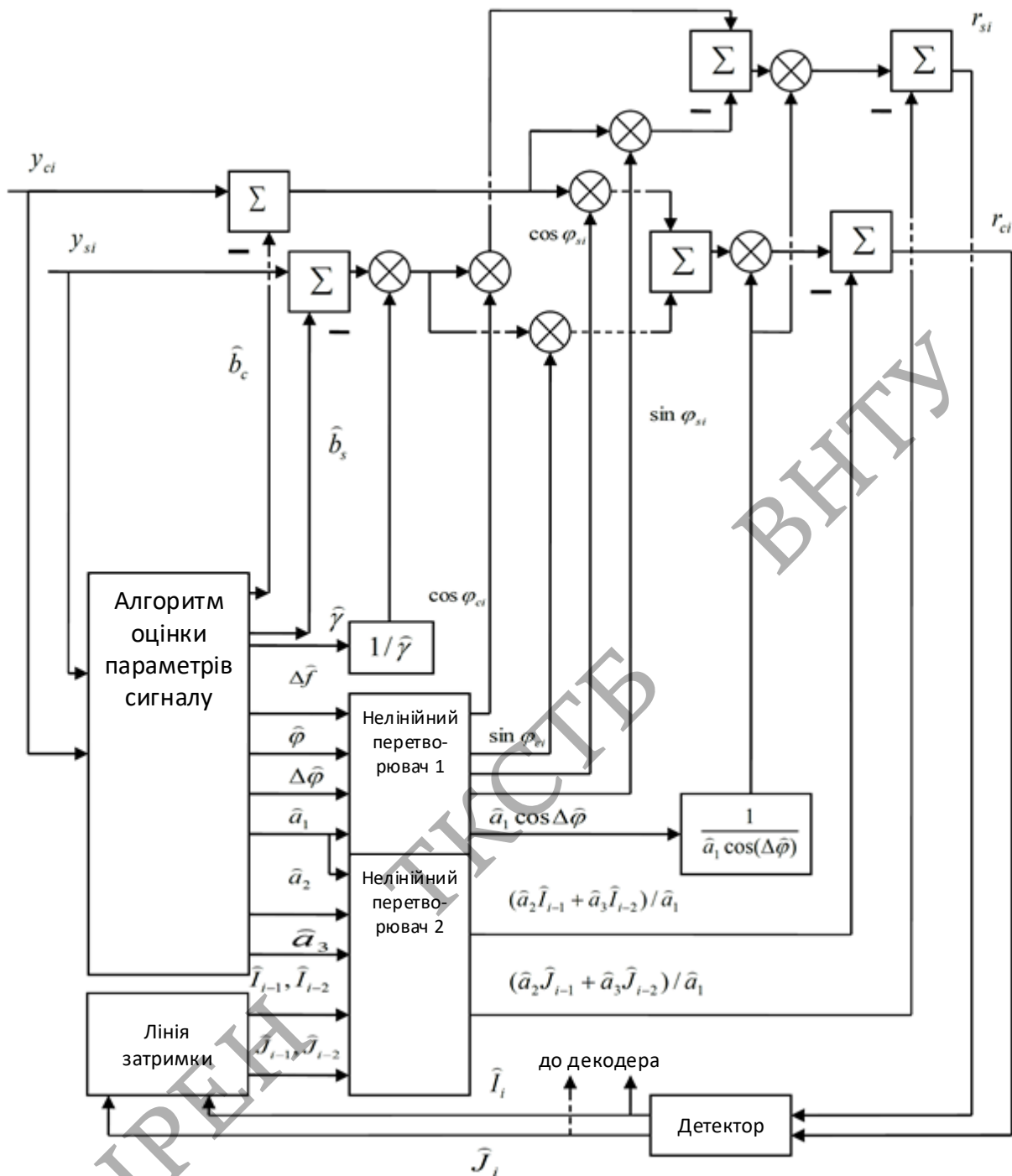


Рисунок 3.1 - Структурна схема компенсації спотворень сигналу за допомогою алгоритмів (3.1), (3.2) і (3.3)

Проведене дослідження на ЕОМ для сигналу 64-QAM при наступних значеннях: $p=3$, $A=3$ – амплітуда сигналу $\gamma=0,5$, $\Delta f=180,7$ Гц, $T=0,25$ мкс, $\Delta t=T$, тобто узятий один відлік на імпульс, $n=m$, $\beta=0,116$, $b_1=1, b_2=-0,1, b_3=0,03$, $\varphi_0=\pi/12, \Delta\varphi=\pi/18, b_c=1,3, b_s=2$, порядок тейлорівського розкладання

нелінійної функції рівняння спостереження $S_i(\Theta_i)$ – перший, гаусівські шуми $\sigma_\zeta^2 = 10^{-6}$. Для аналізу результатів отримані значення середньо квадратичної помилки (СКП) по сигналу, по фазах і амплітудах синфазної і квадратурної компонент, по амплітудно-фазовому розбалансу, а також по частоті і по постійних складових усереднені по $N=100$ реалізаціях.

На рисунку 3.2 зображено сузір'я сигналу, що приймається, 64-QAM при відношенні сигнал/шум на символ $q_s=21$ дБ ($q_c=27$ дБ), СКП фазового шуму біля одного градуса (4.2а) і ідеальне сузір'я 64 - QAM (4.2б). Рисунок 4.3 ілюструє СКП оцінювання по сигналу при $q_c=27$ дБ. по синфазній складовій і $q_s=21$ дБ по квадратурній компоненті. Об'єм аналізованої вибірки спостережуваного випадкового процесу для процедур (3.1), (3.2) і (3.3) рівний $n=m=2000$, СКП фазового шуму біля одного градуса.

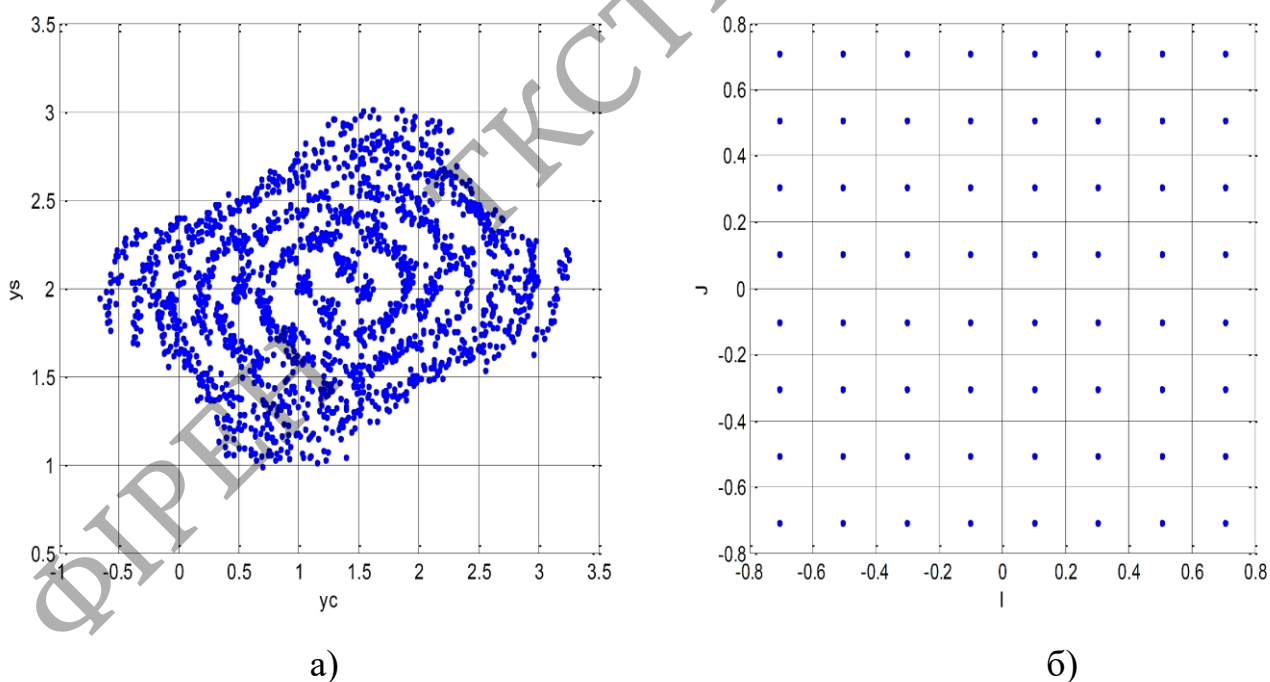


Рисунок 3.2 - Сигнал 64-QAM: що приймається при $q_c=27$ дБ - а,
ідеальне сузір'я -б

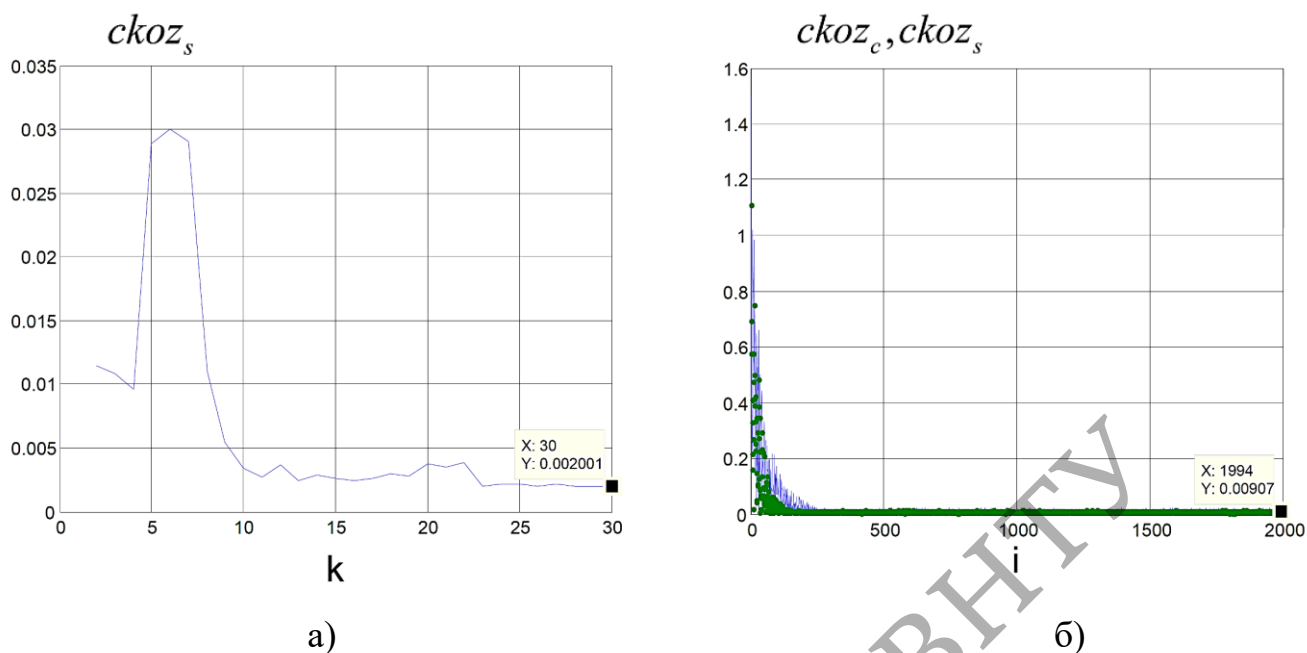


Рисунок 3.3 - Залежність середньоквадратичної помилки оцінювання сигналу від кількості ітерацій : регуляризуючий алгоритм (3.3) -а, метод нелінійній фільтрації (3.1), (3.2) -б

Значення СКП для двох алгоритмів при різних стосунках сигнал/шум і об'ємі аналізованої вибірки $n=t=2000$ приведені в таблиці 3.1. Індекс «1» відповідає процедурі оцінювання параметрів сигналу з множником Лагранжа (регуляризуючий алгоритм (3.3)), індекс «2» - методу нелінійної фільтрації з перерахунком оцінок фази і частоти (3.1) (3.2).

Таблиця 3.1 - Середньоквадратичні помилки оцінювання параметрів сигналу 64-QAM за наявності зміщення частоти, амплітудного фазового розбалансу і постійних складових за допомогою алгоритмів (3.1), (3.2) і (3.3)

q (дБ) синф.скл./ квадрат.скл.	37/31	27/21	17/11	СКП фазового шуму (град)
1	2	3	4	5
$скоф_{s1}$ (град)	0.016	0.054	0.158	0
	1.520	1.554	1.540	1
$скоф_{s2}$ (град)	0.066	0.130	0.469	0

Продовження табл. 3.1

1	2	3	4	5
	1.620	1.650	1.771	1
$cko\varphi_{c1}$ (град)	0.074	0.243	0.397	0
	1.561	1.563	1.575	1
$cko\varphi_{c2}$ (град)	0.030	0.210	0.548	0
	1.620	1.640	1.760	1
$cko\Delta\varphi_1$ (град)	0.022	0.073	0.220	0
	0.027	0.069	0.210	1
$cko\Delta\varphi_2$ (град)	0.056	0.310	0.90	0
	0.055	0.30	0.90	1
$cko\Delta f_1$ (Гц)	0.150	0.490	1.451	0
	13.50	13.72	13.80	1
$cko\Delta f_2$ (Гц)	0.558	2.88	8.054	0
	14.30	14.59	16.40	1
$ckoa_{1c1}$	0.00058	0.0029	0.0056	0
	0.00075	0.0018	0.0065	1
$ckoa_{1c2}$	0.0032	0.0053	0.0091	0
	0.0031	0.0053	0.0091	1
$ckoa_{1s1}$	0.0025	0.0067	0.0050	0
	0.00054	0.0016	0.0058	1
$ckoa_{1s2}$	0.0066	0.012	0.016	0
	0.0067	0.011	0.017	1
$cko\gamma_1$	0.00018	0.0006	0.0018	0
	0.00025	0.0006	0.0018	1
$cko\gamma_2$	0.0019	0.0036	0.0059	0
	0.0020	0.0036	0.0058	1
$ckob_{c1}$	0.00022	0.00063	0.0022	0
	0.00048	0.0008	0.0028	1
$ckob_{c2}$	0.0024	0.0046	0.0081	0
	0.0024	0.0045	0.0081	1

Продовження табл. 3.1

1	2	3	4	5
$ckob_{s1}$	0.00026	0.0007	0.0026	0
	0.00029	0.00078	0.0033	1
$ckob_{s2}$	0.0021	0.004	0.0069	0
	0.0021	0.0036	0.0071	1
$ckoz_{s1}$	0.00049	0.000077	0.001	0
	0.0020	0.002	0.0031	1
$ckoz_{s2}$	0.0049	0.0096	0.019	0
	0.0048	0.0091	0.020	1

Проведено порівняння розроблених алгоритмів з процедурою (1.17), і коротко описаною в розділі 1. Це робота, де оцінюється амплітудно-фазовий розбаланс і зміщення частоти, правда дрейф постійних складових в ній не враховується, тому при моделюванні ці спотворення не вводилися. Оцінка робиться по тестовій послідовності у вигляді одного символу, що повторюється.

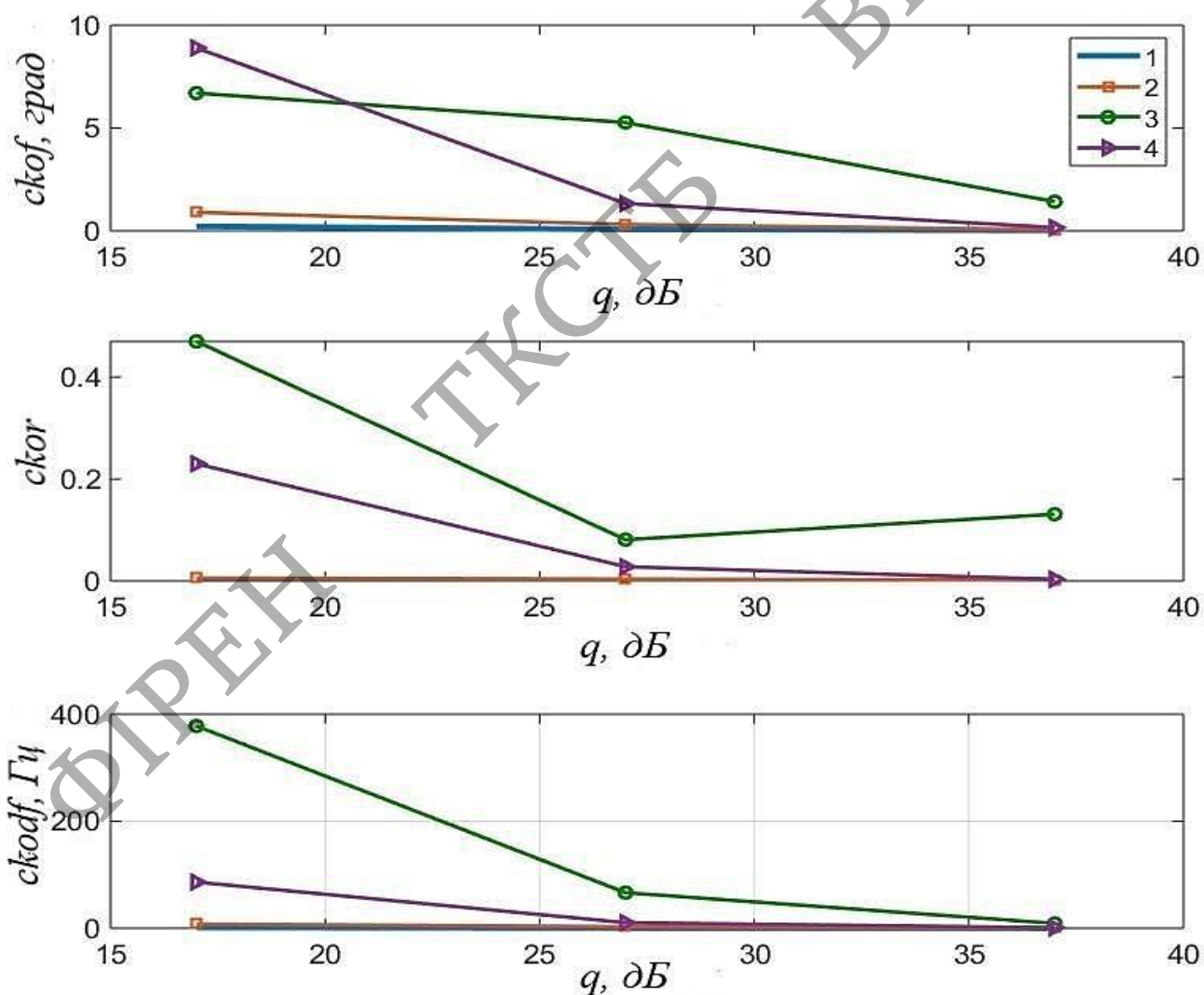
Результати обчислювального експерименту для алгоритму (1.16), (1.17) для сигналу 64-QAM зведені в таблицю 3.2. На рисунку 3.4 показані СКП оцінювання зміщення частоти ($skodf$), амплітудного ($skor$) і фазового ($skof$) розбалансу, отримані за допомогою регуляризуючого алгоритму (3.3), нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) і процедури (1.16), (1.17) при різному відношенні сигнал/шум.

Таблиця 3.2 - Середньоквадратичні помилки оцінювання параметрів сигналу 64-QAM за наявності зміщення частоти, і амплітудно-фазового розбалансу, отримані за допомогою алгоритму (1.16) (1.17)

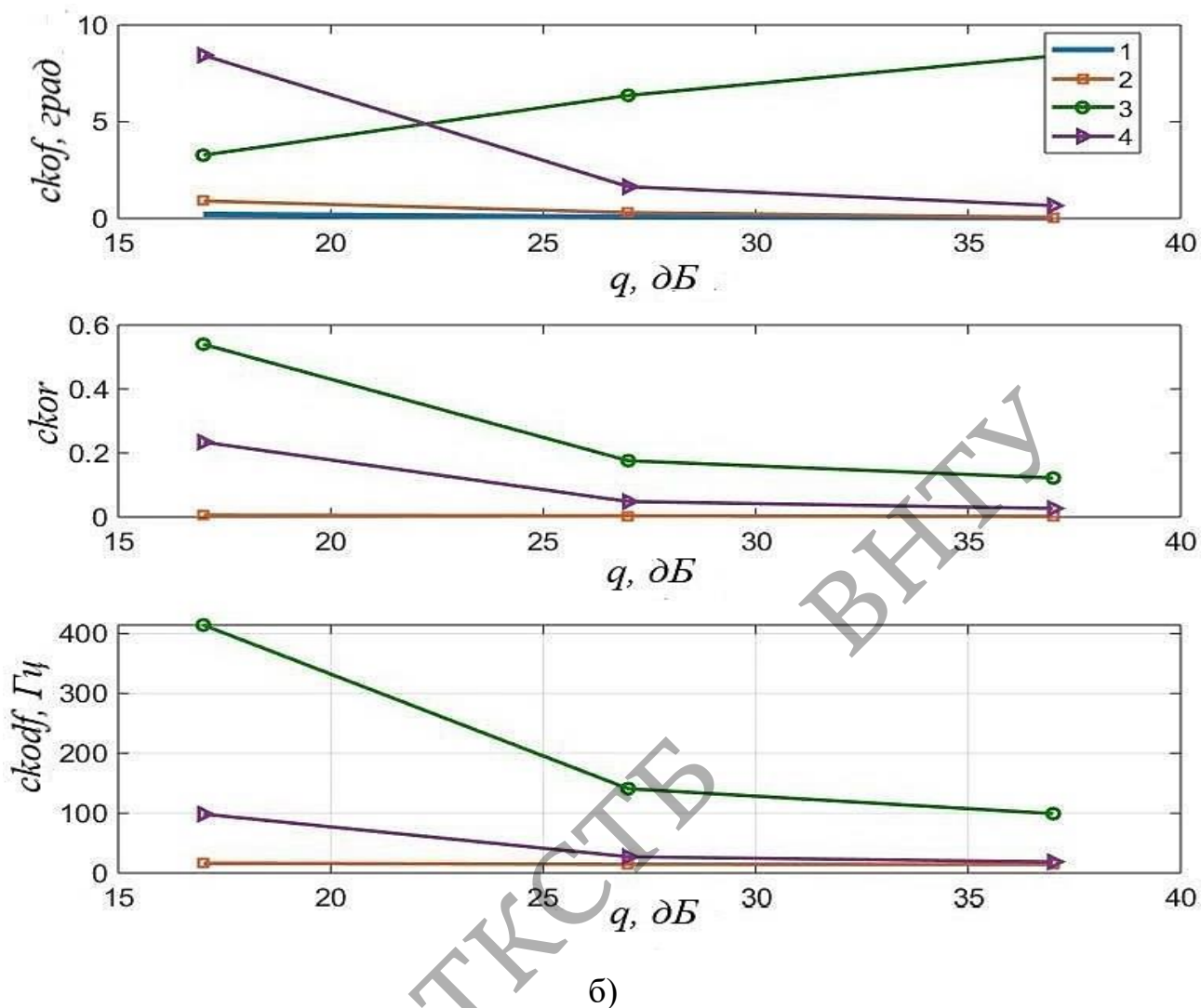
q (дБ) синф.скл./ квадрат.скл.	57/51	47/41	37/31	27/21	17/11	СКП фазового шуму (град)
$n = m = 2000$						
$sko\Delta\varphi$ (град)	0.13	0.4	1.42	5.27	6.7	0
	8.7	8.7	8.4	6.36	3.27	1

Продовження табл. 3.2

$cko\gamma$	0.001	0.0032	0.0131	0.081	0.47	0
	0.116	0.117	0.122	0.176	0.537	1
$cko\Delta f_1$ (Гц)	0.52	1.8	9.1	66.5	378	0
	94.16	94.6	99.1	140.8	414.12	1
$n = m = 6000$						
$cko\Delta\varphi$ (град)	0.0074	0.027	0.16	1.33	8.9	0
	0.54	0.55	0.66	1.64	8.44	1
$cko\gamma$	0.0002	0.0007	0.0034	0.028	0.23	0
	0.024	0.025	0.027	0.048	0.234	1
$cko\Delta f_1$ (Гц)	0.048	0.18	1.16	10.5	86.3	0
	17.5	17.63	18.52	27.1	98.4	1



a)



б)

Рисунок 3.4 - Залежність середньоквадратичних помилок оцінювання амплітдно-фазового розбалансу і зміщення частоти сигналу 64-QAM від відношення сигнал/шум при СКП фазового шуму: нуль градусів – а, один градус – б
1- новий регуляризуючий алгоритм (3.3), 2 - нова нелінійна фільтрація з перерахунком оцінок (3.1), (3.2), 3-відомий алгоритм (1.16),(1.17) при $n=2000$, 4 - відомий алгоритм (1.16), (1.17) при $n=6000$.

Рисунок 3.5 ілюструє СКП оцінювання параметрів, отримані за цих же умов за допомогою регуляризуючого алгоритму (3.3) і процедури нелінійної фільтрації (3.1) (3.2).

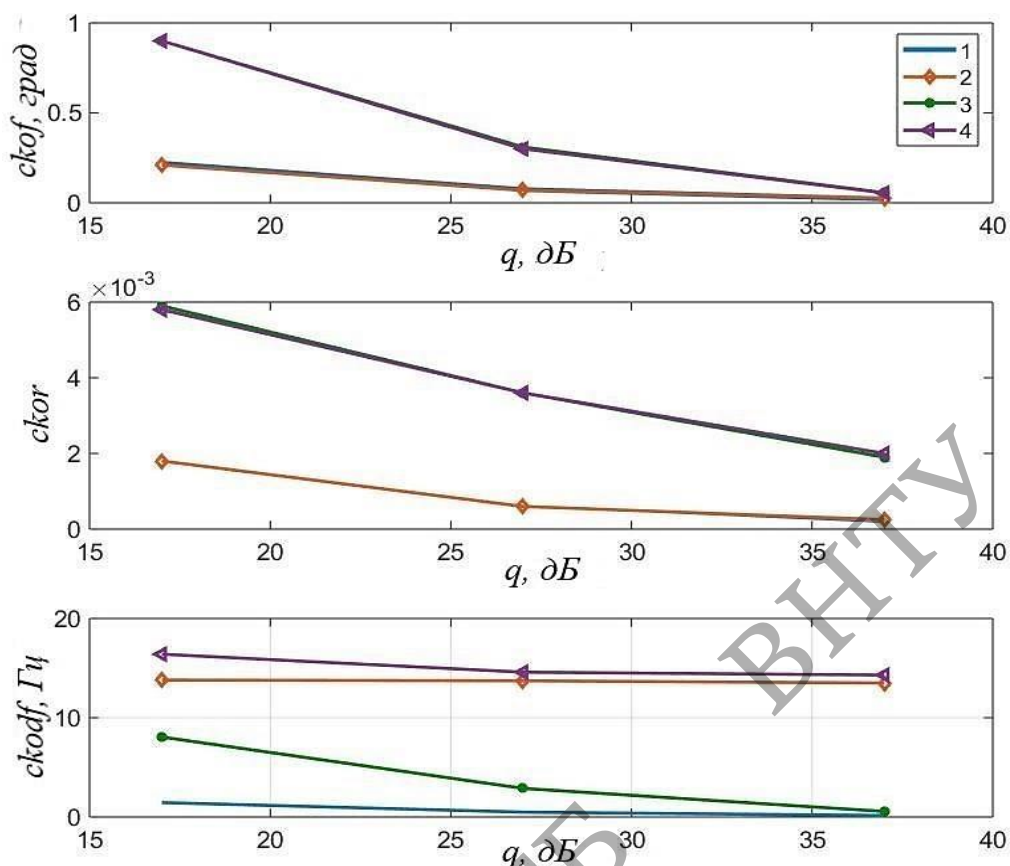
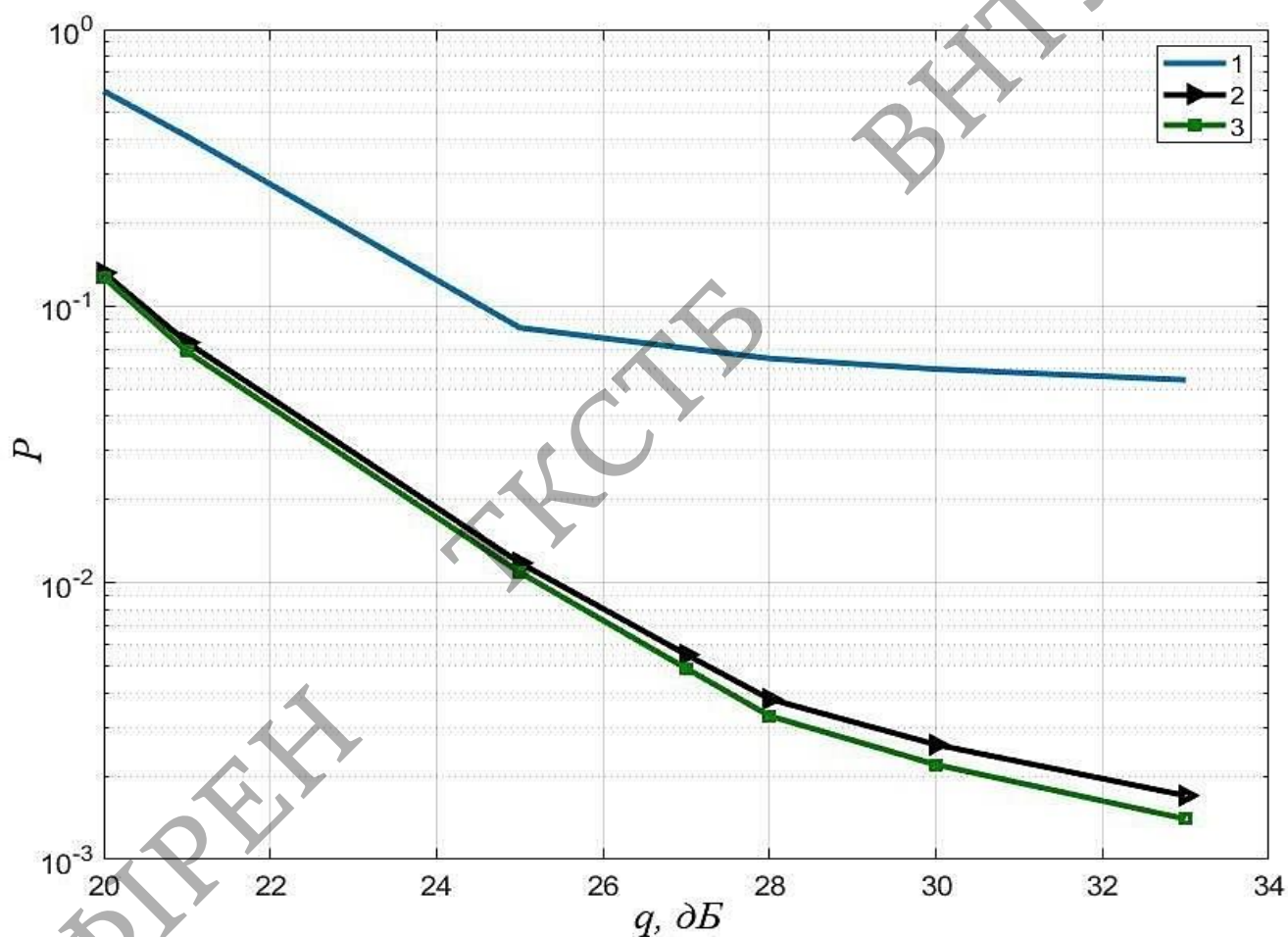


Рисунок 3.5 - Залежність середньоквадратичних помилок оцінювання амплітудно-фазового розбалансу і зміщення частоти сигналу 64-QAM від відношення сигнал/шум, отримані за допомогою регуляризуючого алгоритму і процедури нелінійної фільтрації

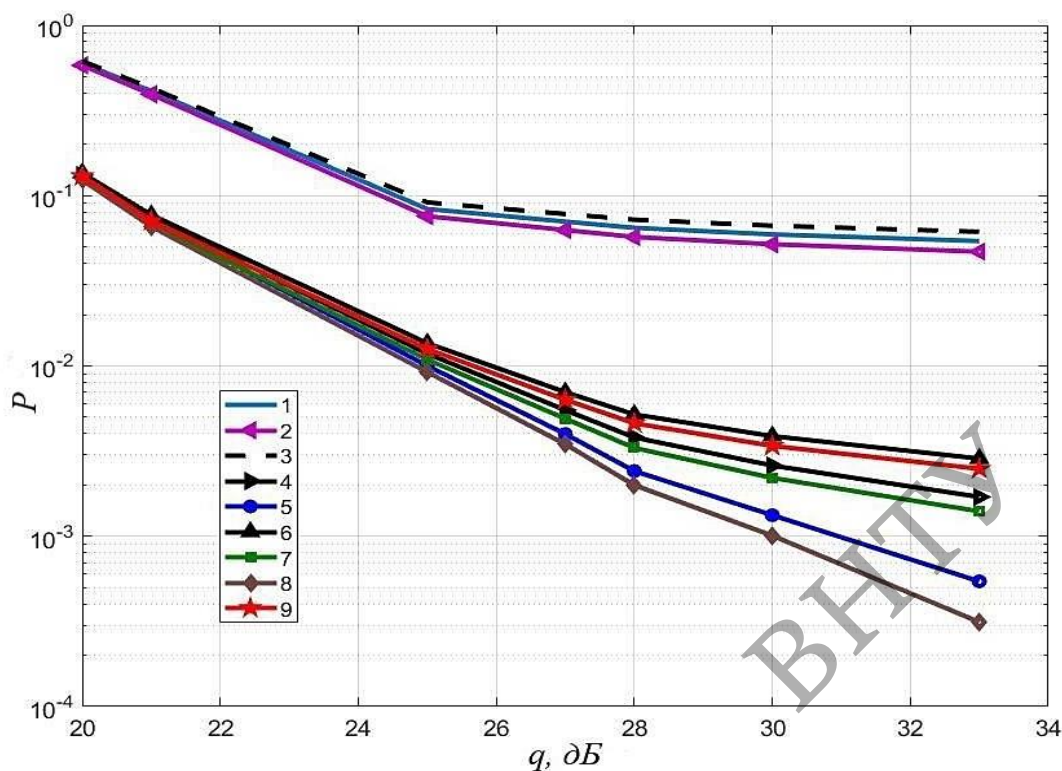
Фазовий шум: нуль градусів- новий регуляризуючий алгоритм (3.3) - 1, нова нелінійна фільтрація (3.1), (3.2) - 3; один градус- новий регуляризуючий алгоритм (3.3) - 2, нова нелінійна фільтрація (3.1), (3.2) - 4.

З рисунків 3.3, 3.5 і таблиці 3.1 видно, що регуляризуючий алгоритм (3.3) перевищує по точності оцінювання деяких параметрів сигналу метод нелінійної фільтрації (3.1) (3.2). Наприклад, при вибірці сигналу в 2000 значень, процедура (3.3) при відношенні сигнал/шум на символ 27дБ/21дБ і фазовому шумі біля одного градуса дає вигреш в СКП по сигналу в 4.6 рази, по постійних складових в 4.6-5.6 рази, по амплітудному і фазовому дисбалансу в 6 і 4.3 рази відповідно в порівнянні з алгоритмом нелінійної фільтрації (3.1) (3.2). Точність по частоті в цих умовах у них порівнянна.

За відсутності фазового шуму СКП по частоті у регуляризованого алгоритму (3.3) менше в 5.9 разів. Рисунок 3.4 показує, що відомий алгоритм (1.16), (1.17) сильно поступається по точності оцінювання запропонованим новим алгоритмам (3.1) - (3.3). На рисунку 3.6. зображені криві завадостійкості прийому сигналу 64-QAM при використанні відомого алгоритму (1.16), (1.17) і нових процедур (4.1), (3.2) і (3.3) : точкові оцінки вірогідності - а; інтервальні оцінки вірогідності з надійністю 0.95 - б. Кількість інформаційних символів - 2000, СКП фазового шуму - один градус, кількість реалізацій - 500.



a)



б)

Рисунок 3.6 – Залежність експериментальної вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM від відношення сигнал/шум при використанні різних алгоритмів оцінювання

а: відомий алгоритм (1.16), (1.17) - 1; нелінійна фільтрація (3.1), (3.2) - 2; регуляризуючий алгоритм (3.3) - 3; б: відомий алгоритм (1.16), (1.17) - 1, нижня межа вірогідності для алгоритму (1.16), (1.17) - 2, верхня межа вірогідності для алгоритму (1.16), (1.17) - 3, нелінійна фільтрація (3.1), (3.2) - 4, нижня межа вірогідності для (3.1), (3.2) - 5, верхня межа вірогідності для (3.1), (3.2) - 6, регуляризуючий алгоритм (3.3) - 7, нижня межа вірогідності для (3.3) - 8, верхня межа вірогідності для (3.3) - 9.

З рисунку 3.6. видно, що відома процедура роздільної оцінки (1.16), (1.17) програє в завадостійкій 4-7 дБ у алгоритмів (3.1), (3.2) і (3.3). Надалі при аналізі завадостійкості будуть розраховуватись тільки точкові оцінки вірогідності.

Для сигналу 8-PSK з 5000 інформаційними символами на рисунку 3.7 представлена вірогідність помилки на біт (BER) алгоритму (1.16), (1.17) (див. рис. 1.3.а), а також перераховані BER через вірогідність помилки на символ як

$$BER = \frac{SER}{k}, k = \log_2 8 = 3, \text{ отримані за допомогою регуляризуючого алгоритму (3.3)}$$

і процедури нелінійної фільтрації з перерахунком оцінок (3.1) (3.2). Обчислювальний експеримент проходив за умов: $\gamma = 0,5$, $\Delta f = 180,7$ Гц, $T = 0,25$ мкс, $\Delta t = T$, тобто взятий один відлік на імпульс $\varphi_0 = \pi / 12$, $\Delta\varphi = \pi / 18$, $b_c = 1,3$, $b_s = 2$, порядок тейлорівського розкладання нелінійної функції рівняння спостереження $S_i(\Theta_i)$ – перший, гаусовські шуми, тактова синхронізація - ідеальна, фазовий шум відсутній.

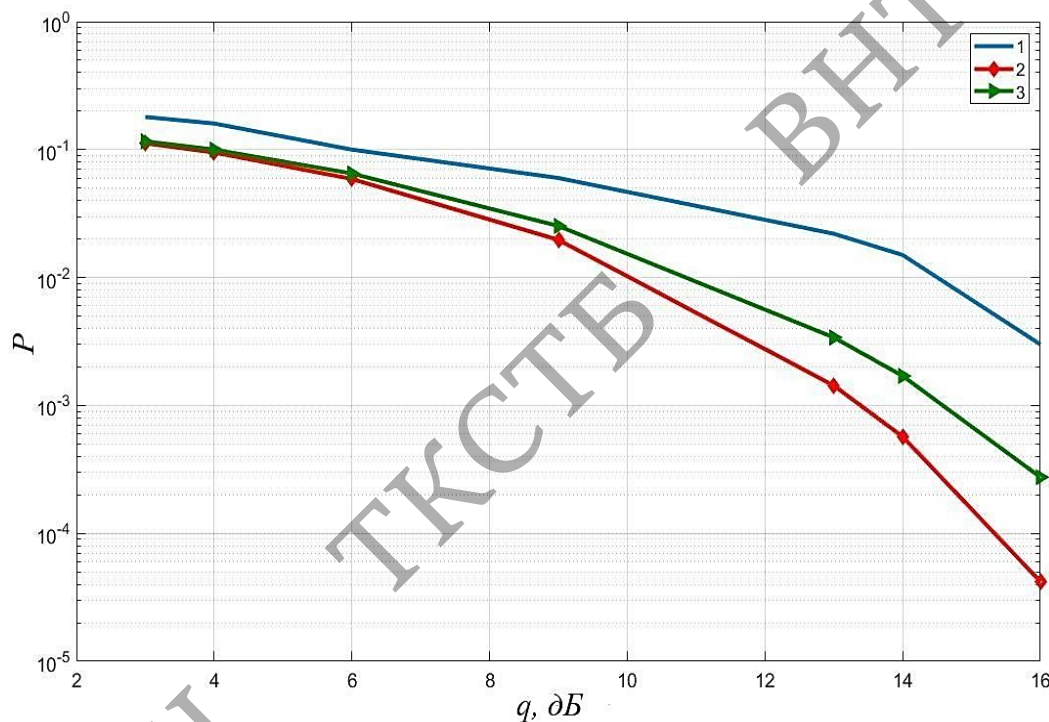


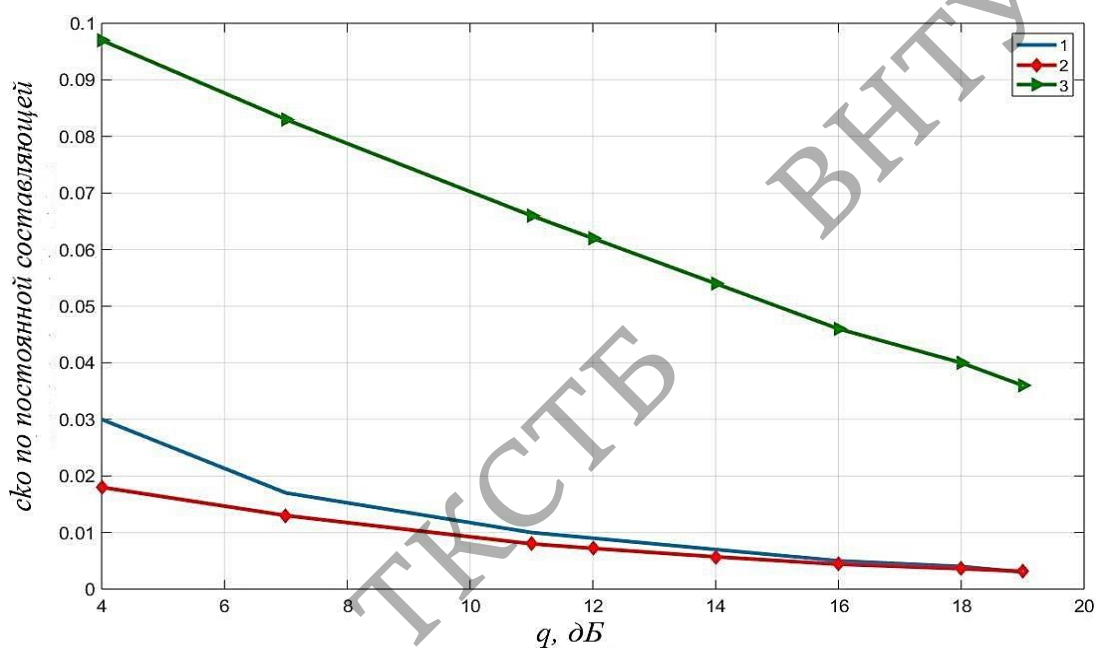
Рисунок 3.7 - Експериментальна вірогідність помилки на біт при прийомі сигналу 8 - PSK: відомий алгоритм (1.16), (1.17) - 1, новий регуляризуючий алгоритм (3.3) з $\sigma_\zeta^2 = 10^{-6}$ - 2, нова процедура нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) з $\sigma_\zeta^2 = 10^{-2}$ - 3

З рисунку 4.7 видно, що енергетичний вигравш у регуляризуючого алгоритму (4.3) перед алгоритмом нелінійної фільтрації (4.1), (4.2) складає від 0.5 до 1.6 дБ, а перед процедурою (1.16), (1.17) - від 2 до 4.2 дБ.

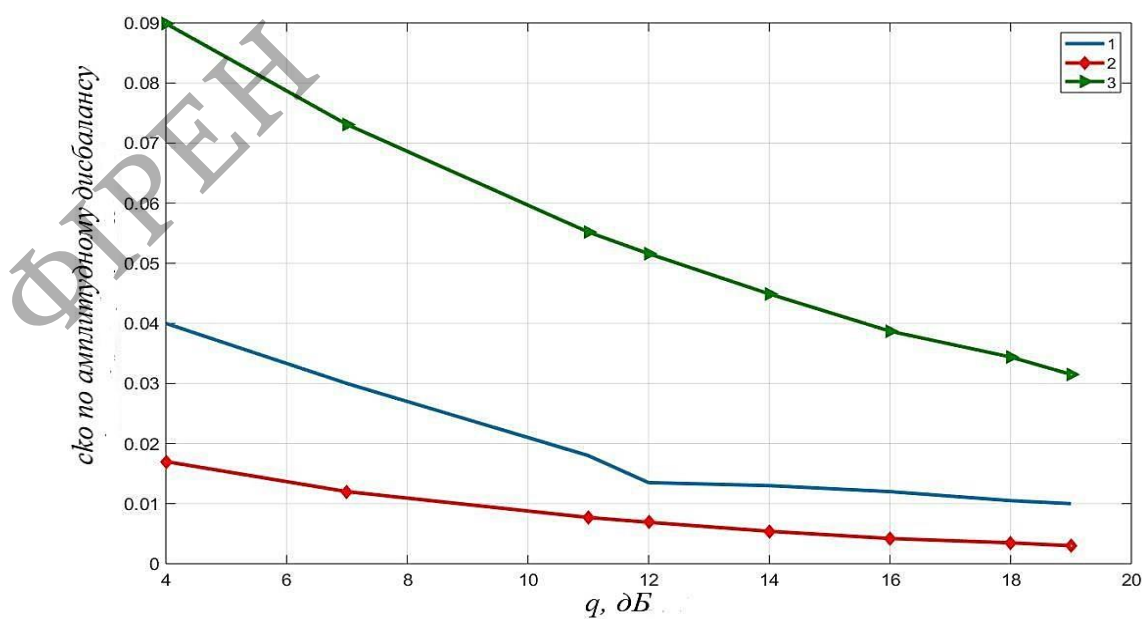
Нелінійна фільтрація і регуляризуючий алгоритм працювали по вибірці об'ємом

$m = 700$, алгоритм (1.16), (1.17) в авторському виконанні при $m = 16000$ Також проведено порівняння синтезованих алгоритмів за умов: $\gamma = 0,5$, $T = 0,25$ мкс, $\Delta t = T$

, тобто взятий один відлік на імпульс $\varphi_0 = \pi/12$, $\Delta\varphi = \pi/18$, $b_c = 1,3$, $b_s = 2$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-6}$, порядок тейлоровського розкладання нелінійної функції рівняння спостереження $S_i(\Theta_i)$ – перший, гаусові шуми, тактова синхронізація - ідеальна, зсув частоти було взятий рівним 10 кГц, СКП фазового шуму біля одного градуса, з роботою процедури (1.18) - (рис. 1.4), що є спрощеним методом МП оцінки, запропонованої для сигналу 16-QAM. На рисунку 3.8 показані СКП оцінки постійних складових, амплітудного і фазового розбалансу.



а)



б)

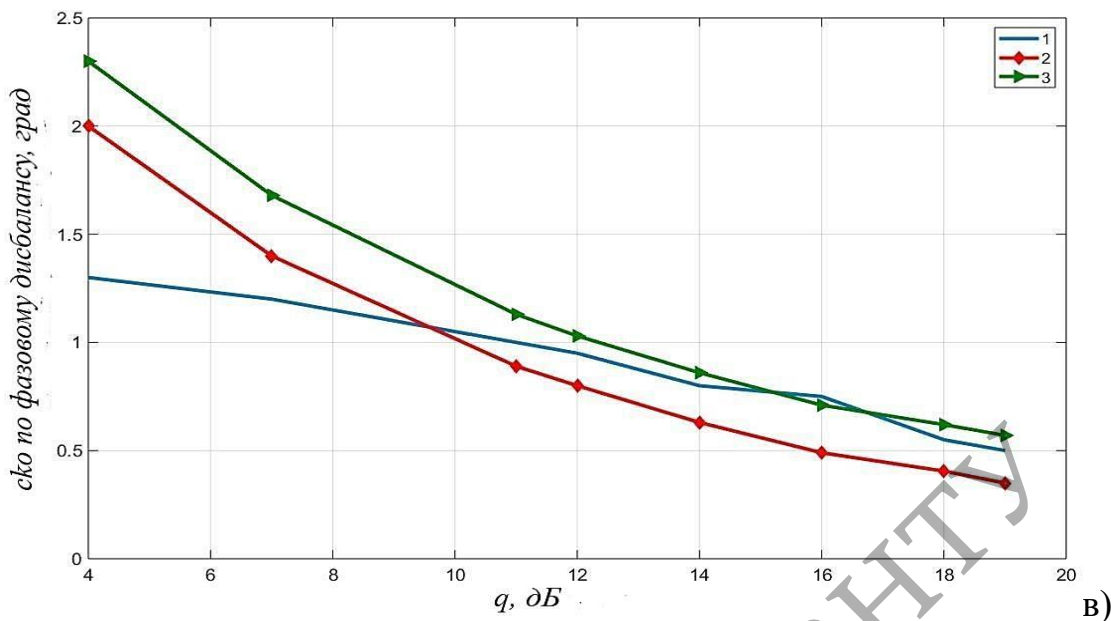


Рисунок 3.8 - Залежність середньоквадратичних помилок оцінювання параметрів сигналу 16-QAM від відношення сигнал/шум: постійної складової - а, амплітудного дисбалансу - б, фазового дисбалансу - в 1- відомий алгоритм (1.18) - (1.26), $m = 500$, 2 - новий регуляризуючий алгоритм (3.3) $m = 360$, 3 - нова процедура нелінійної фільтрації (3.1) (3.2) $m = 500$.

Порівняння алгоритмів (3.3) і (3.1), (3.2) з відомою процедурою (1.30) представлено на рисунках 3.9, 3.10. Алгоритм (1.30) відрізняється від вже розглянутих (1.16), (1.17), (1.18) - (1.26) тим, що він робить оцінку всіх невідомих параметрів сигналу і каналу, що і синтезовані процедури (3.1), (3.2), (3.3), а не обмежується тільки їх частиною. Моделювання проводилося при наступних умовах: $\gamma = 0,5$, $\Delta f = 180,7$ Гц, $T = 0,25$ мкс, $\Delta t = T$, тобто взятий один відлік на імпульс $\varphi_0 = \pi / 12$, $\Delta\varphi = \pi / 18$, $b_c = 1,3$, $b_s = 2$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-6}$, порядок тейлорівського розкладання нелінійної функції рівняння спостереження $S_i(\Theta_i)$ - перший, гаусовські шуми модель фазового шуму стаціонарна, представляється в вигляді ковзаючого середнього: $\varphi_i = \varphi_0 + \alpha_i$, $\alpha_i = b_0\zeta_{i\varphi} + b_1\zeta_{i-1\varphi} + b_2\zeta_{i-2\varphi}$, $E(\zeta_{i\varphi}) = 0$, $E(\zeta_{i\varphi}^2) = \sigma_{\zeta\varphi}^2$, $E(\zeta_{i\varphi}\zeta_{j\varphi}) = 0$, при $i \neq j$. СКП фазового шуму - один градус об'єм вибірки тестового сигналу $m = 500$.

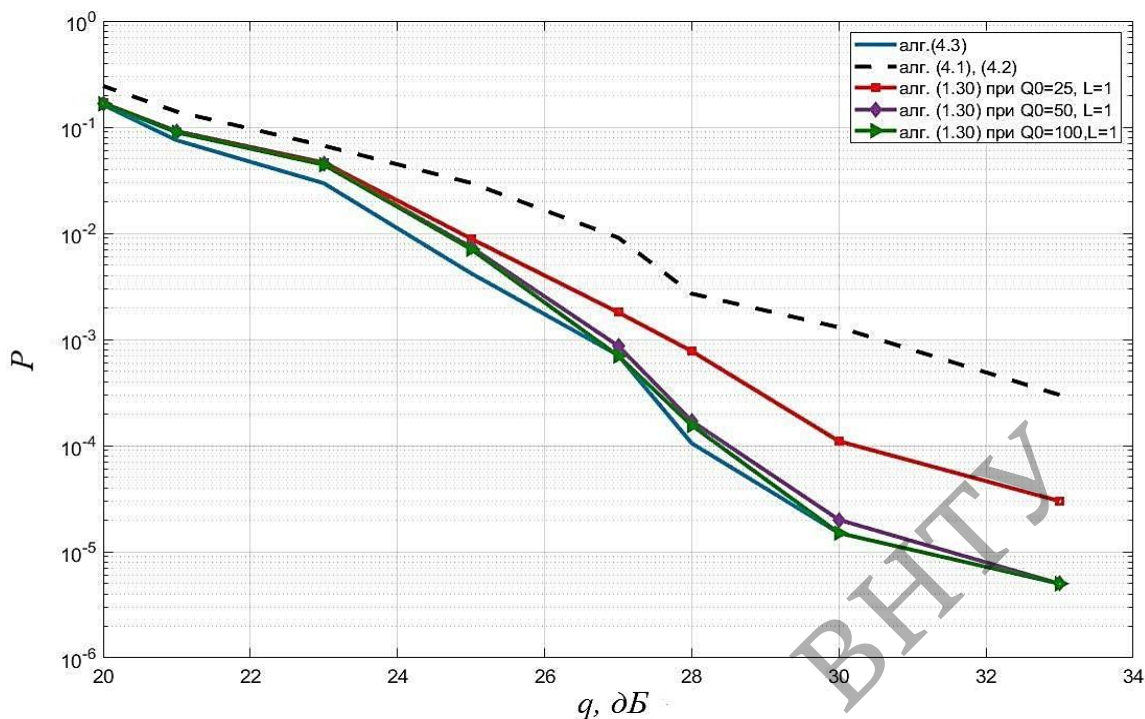
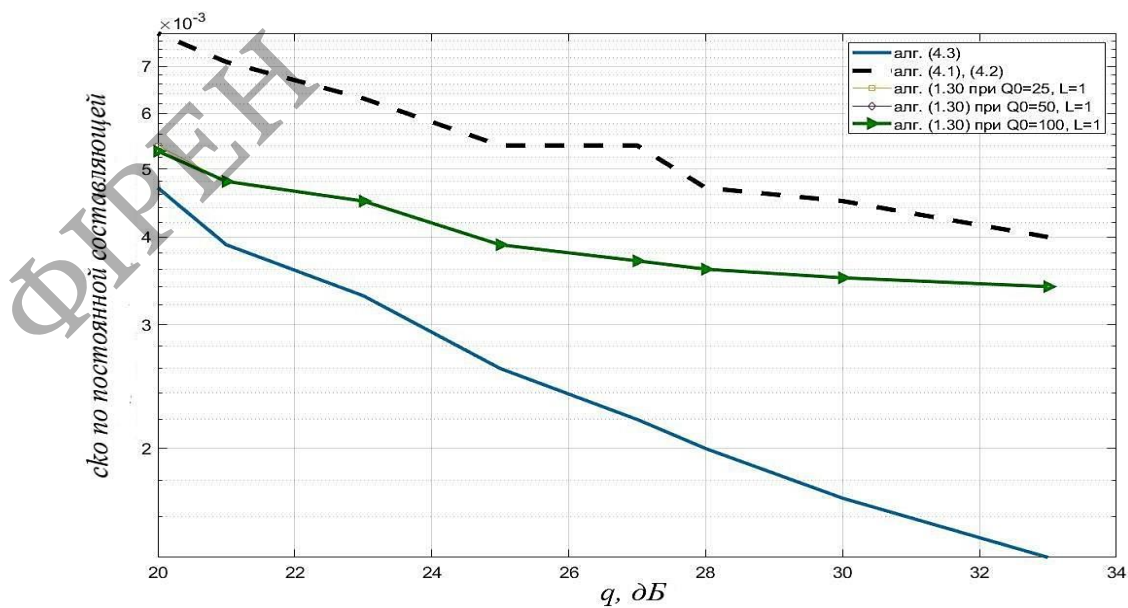
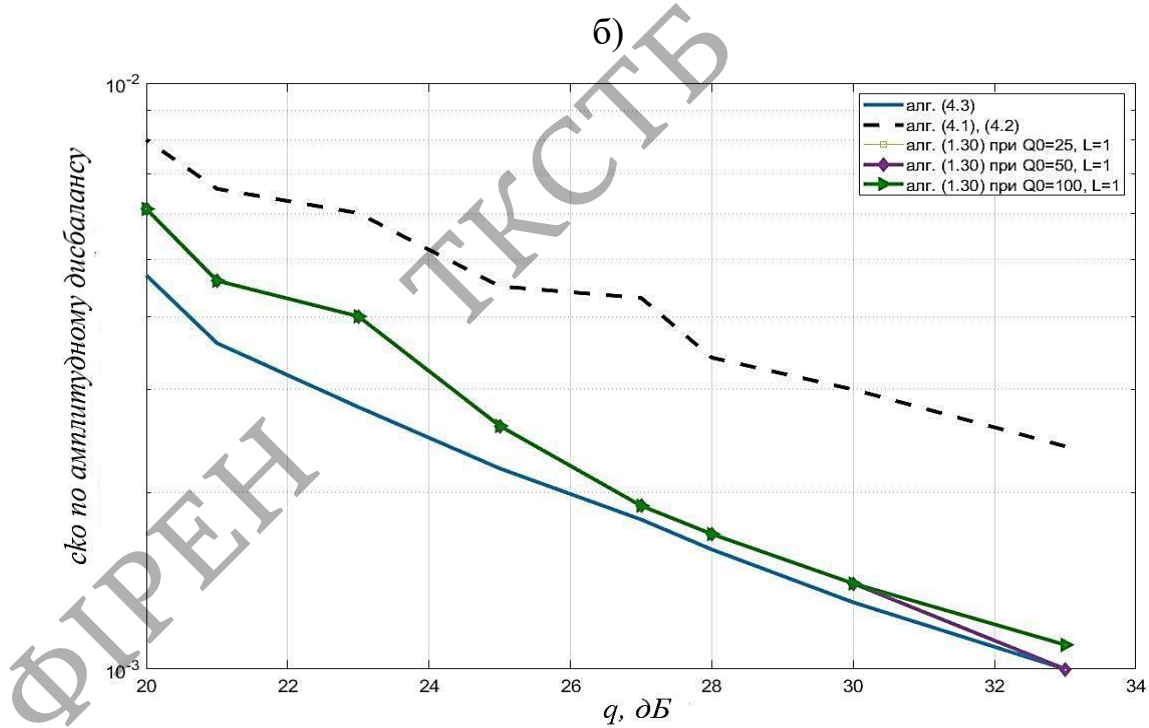
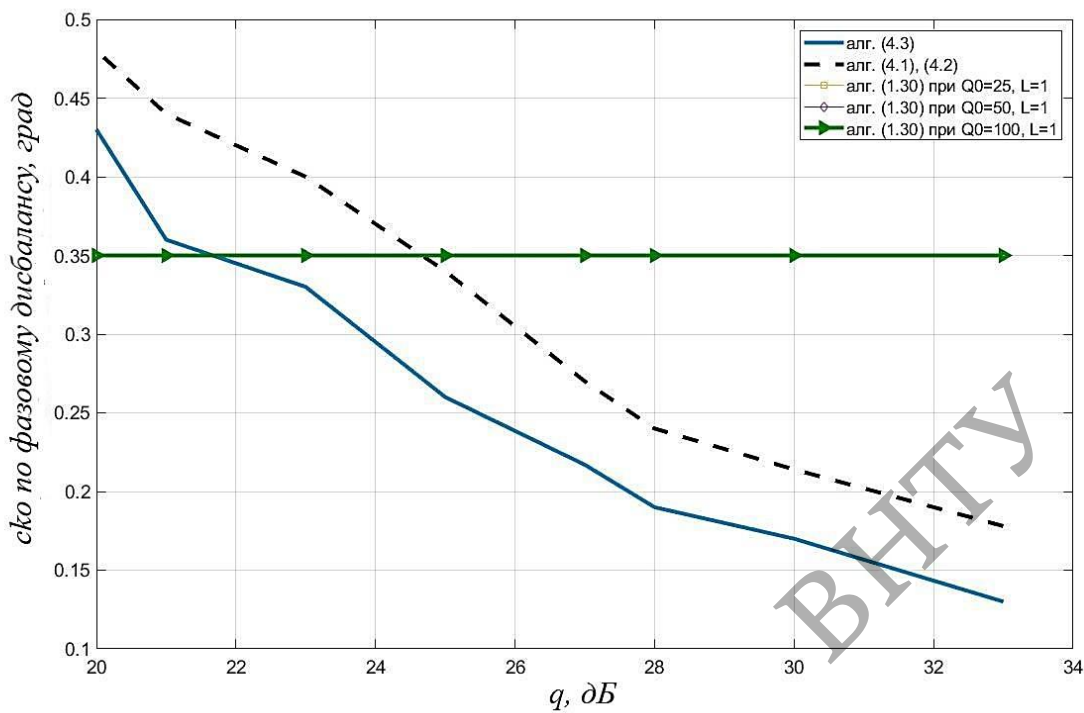


Рисунок 3.9 - Залежність експериментальної вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64 - QAM від відношення сигнал/шум, отримані при використанні відомого алгоритму (1.30) і нових процедур (3.1), (3.2) і (3.3)

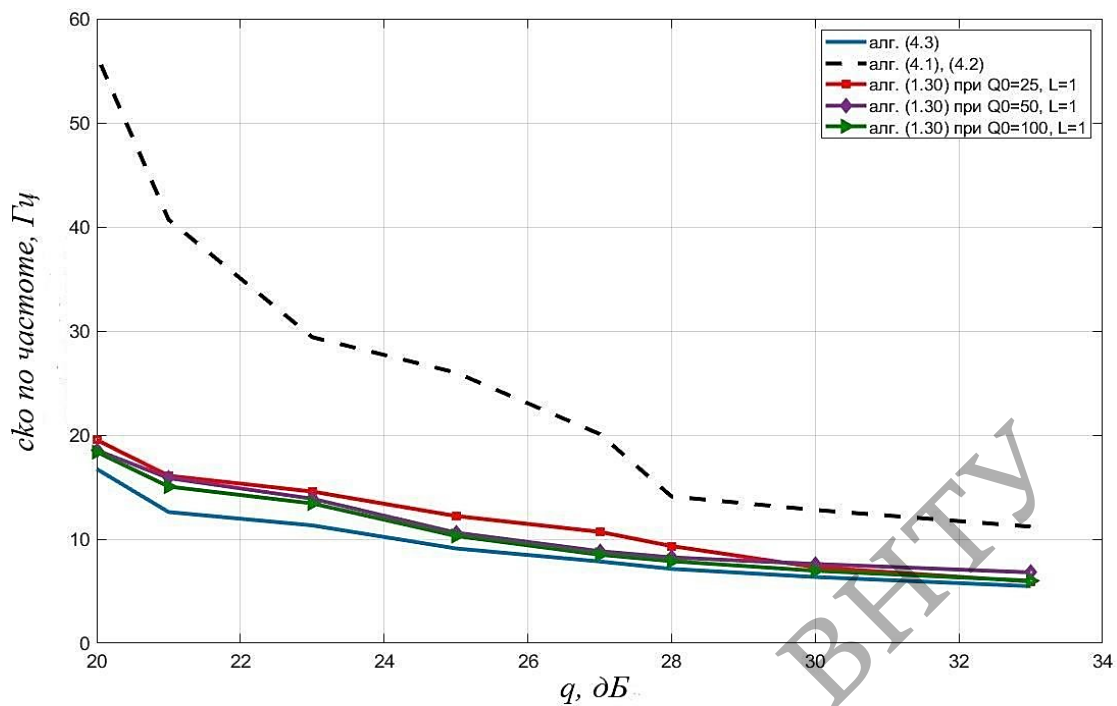
З рисунка 3.9 видно, що регуляризуючий алгоритм (3.3) має виграв в завадостійкості перед процедурою нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) від 1 до 5.5 дБ і порівняємо з відомим алгоритмом (1.30) при те (3.3) виграє у (1.30) до 4 дБ.



а)



в)



г)

Рисунок 3.10 - Залежність СКП оцінювання параметрів сигналу 64 - QAM від відношення сигнал/шум, отримані при використанні відомого алгоритму (1.30) і нових процедур (3.1), (3.2) і (3.3)

Для алгоритму (1.30): $L = L_p$.

3.1.2 Синтез і аналіз роботи алгоритмів компенсації спотворень M-QAM сигналу, спостережуваного на фоні адитивного білого шуму і міжсимвольної інтерференції (МСІ)

Зробимо оцінку параметрів випадкового сигналу для подальшої компенсації його спотворень на фоні білого адитивного шуму і за наявності міжсимвольної інтерференції [18], [19]. Щоб забезпечити відсутність міжсимвольної інтерференції, необхідно скоротити швидкість передачі інформаційних символів нижче за швидкість Найквіста для практичної реалізації фільтрів на передавальній і приймальній стороні. З іншого боку, якщо відмовитися від умови нульової МСІ, то можна підвищити швидкість, що наразі є актуальним завданням. В цьому випадку виникає проблема компенсації міжсимвольної інтерференції для

досягнення задовільного прийому інформації.

Нехай імпульсна характеристика каналу має вигляд:

$$g(t) = \frac{\sin(\pi t / T_k) \cos(\beta \pi t / T_k)}{\pi t / T_k \cdot 1 - 4\beta^2 t^2 / T_k^2},$$

де $T_k > T$, T – тривалість інформаційного символу або символу тестової послідовності. Це дозволяє збільшити швидкість передачі інформації, але при цьому виникає міжсимвольна інтерференція (МСІ), яка погіршує якість прийому сигналу, β – коефіцієнт ската, $\beta \in [0;1]$.

Раніше розглядався в основному нестационарний фазовий шум з дисперсією, що зростає від часу. Тепер звернемося до стаціонарної моделі в вигляді ковзаючого середнього $\varphi_i = \varphi_0 + \alpha_i$, $\alpha_i = b_0 \zeta_{i\varphi} + b_1 \zeta_{i-1\varphi} + b_2 \zeta_{i-2\varphi}$, де $E(\zeta_{i\varphi}) = 0$, $E(\zeta_{i\varphi}^2) = \sigma_{\zeta\varphi}^2$, $E(\zeta_{i\varphi} \zeta_{j\varphi}) = 0$, при $i \neq j$. Така можливість пояснюється роботою алгоритмів оцінювання в обмеженій смузі частот за короткий інтервал часу. Проводиться порівняння двох процедур оцінювання: методу нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) і варіаційного алгоритму (3.3), які дозволяють боротися з МСІ.

Якість роботи процедур (3.1), (3.2) і (3.3) показують оцінки сигналу

$$\hat{z}_{ci} = \left((z_{is} - \hat{b}_s) \sin(\hat{\varphi} + 2\pi \Delta \hat{f} \Delta t i) / (\hat{\gamma}) + (z_{ic} - \hat{b}_c) \cos(\hat{\varphi} + 2\pi \Delta \hat{f} \Delta t i + \Delta \hat{\varphi}) \right) / (\hat{a}_1 \cos(\Delta \hat{\varphi})) - \frac{1}{\hat{a}_1} \sum_{k=2}^p \hat{a}_k I_{i-k+1},$$

$$\hat{z}_{si} = \left((z_{is} - \hat{b}_s) \cos(\hat{\varphi} + 2\pi \Delta \hat{f} \Delta t i) / (\hat{\gamma}) + (z_{ic} - \hat{b}_c) \sin(\hat{\varphi} + 2\pi \Delta \hat{f} \Delta t i + \Delta \hat{\varphi}) \right) / (\hat{a}_1 \cos(\Delta \hat{\varphi})) - \frac{1}{\hat{a}_1} \sum_{k=2}^p \hat{a}_k J_{i-k+1},$$

$i = 1, 2, \dots, m$, де $\hat{b}_c = \hat{b}_{cn}$, $\hat{b}_s = \hat{b}_{sn}$, $\hat{\varphi} = \hat{\varphi}_n$, $\Delta \hat{\varphi} = \Delta \hat{\varphi}_n$, $\hat{\gamma} = \hat{\gamma}_n$, $\Delta \hat{f} = \Delta \hat{f}_n$, $\hat{a}_k = \hat{a}_{kn}$ для процедури фільтрації і $\hat{b}_c = \hat{b}_{cM_0}$, $\hat{b}_s = \hat{b}_{sM_0}$, $\hat{\varphi} = \hat{\varphi}_{M_0}$, $\Delta \hat{\varphi} = \Delta \hat{\varphi}_{M_0}$, $\hat{\gamma} = \hat{\gamma}_{M_0}$, $\Delta \hat{f} = \Delta \hat{f}_{M_0}$, $\hat{a}_k = \hat{a}_{kM_0}$ для регуляризуючого алгоритму.

Проведений експеримент на ЕОМ для сигналу 64-QAM при наступних даних: $p=10$, $A=3$, $\gamma=0,5$, $\Delta f = 180,7$ Гц, $T = 0,25$ мкс, $\Delta t = T$, тобто взятий один відлік на

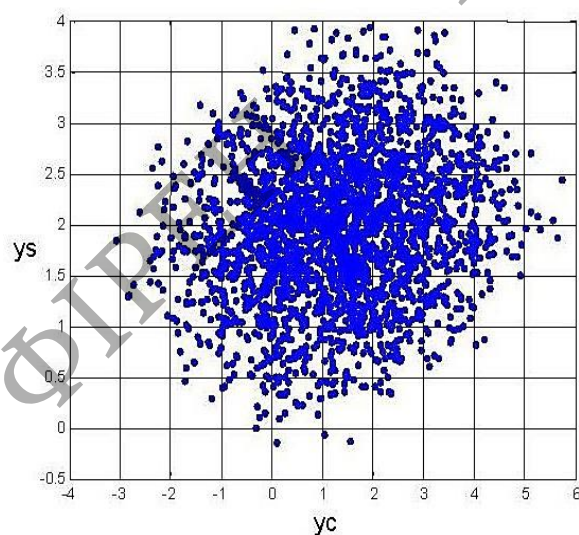
імпульс, $m=n$, $\beta=0,116$, $\tau_s=5\text{мкс}$, $f_c=1807\text{МГц}$, $b_1=1$, $b_2=-0,1$, $b_3=0,03$,
 $\varphi_{0\Gamma}=\pi/12$, $\Delta\varphi=\pi/18$, $b_c=1,3$, $b_s=2$, $\frac{\tau}{T}=0,5$ порядок тейлорівського наближення
 – перший. Початкові умови: $\hat{a}_{10}=1$, $\hat{a}_{j0}=0$, $j=2,3,\dots,p$, $\hat{\varphi}_0=0$, $\Delta\hat{f}_0=0$, $\hat{\gamma}_0=1$,
 $\Delta\hat{\varphi}_0=0$, $\hat{b}_{c0}=0$; $\hat{b}_{s0}=0$. Всього експериментів $N=100$.

На рисунку 3.11 зображений прийнятий 64-QAM сигнал при відношенні сигнал/шум на символ $q_s=24\text{дБ}$ ($q_c=30\text{дБ}$) ($q_c=10\lg\left(\frac{E_c}{2\sigma_\mu^2}\right)$, E_c – енергія складової z_{ic}) і $T_k=1.2T$, а також його оцінка, отримана при обробці вибірки об'ємом $m=500$. Рисунок 3.12 ілюструє одну з реалізацій процесу після компенсатора при ідеальній тактовій синхронізації, отриману після роботи варіаційного алгоритму (3.3) і після алгоритму нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) таким чином:

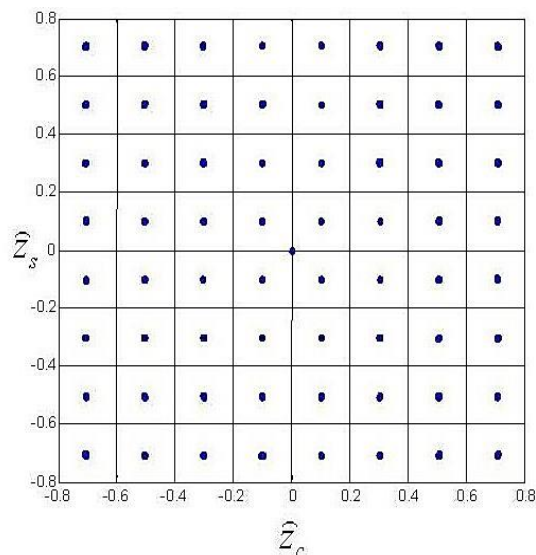
$$r_{ci} = \left((y_{is} - \hat{b}_s) \sin(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta\hat{f}\Delta ti) / (\hat{\gamma}) + (y_{ic} - \hat{b}_c) \cos(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta\hat{f}\Delta ti + \Delta\hat{\varphi}) \right) / (\hat{a}_1 \cos(\Delta\hat{\varphi})) - \frac{1}{\hat{a}_1} \sum_{k=2}^p \hat{a}_k I_{i-k+1},$$

$$r_{si} = \left((y_{is} - \hat{b}_s) \cos(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta\hat{f}\Delta ti) / (\hat{\gamma}) - (y_{ic} - \hat{b}_c) \sin(\hat{\varphi} + 2\pi\Delta\hat{f}\Delta ti + \Delta\hat{\varphi}) \right) / (\hat{a}_1 \cos(\Delta\hat{\varphi})) - \frac{1}{\hat{a}_1} \sum_{k=2}^p \hat{a}_k J_{i-k+1}$$

$i = m+1, m+2, \dots, m+k_0$, $m=500$, $k_0=2000$.



а)



б)

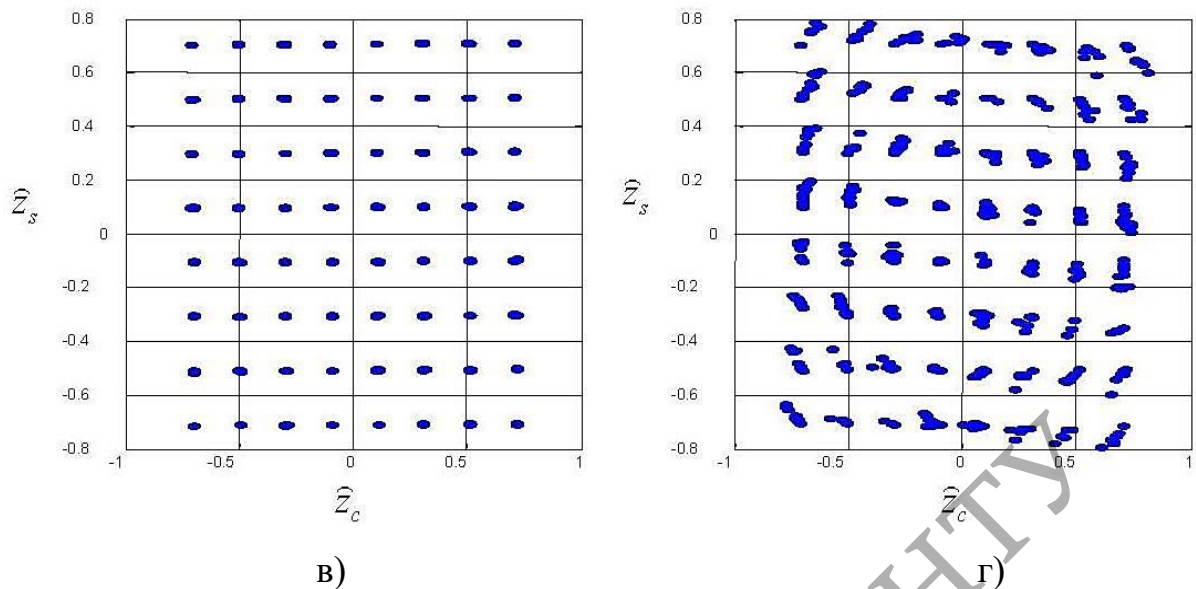


Рисунок 3.11 - Сигнал 64 - QAM. Що приймається при $q_c=30$ дБ і $T_k=1.2T$ -а відновлений тестовий сигнал з допомогою: нового регуляризуючого алгоритму (3.3) -б, новій нелінійній фільтрації з перерахунком оцінок по частоті і фазі (3.1), (4.2) -в, відомій нелінійній фільтрації (метод Стратоновича) -г

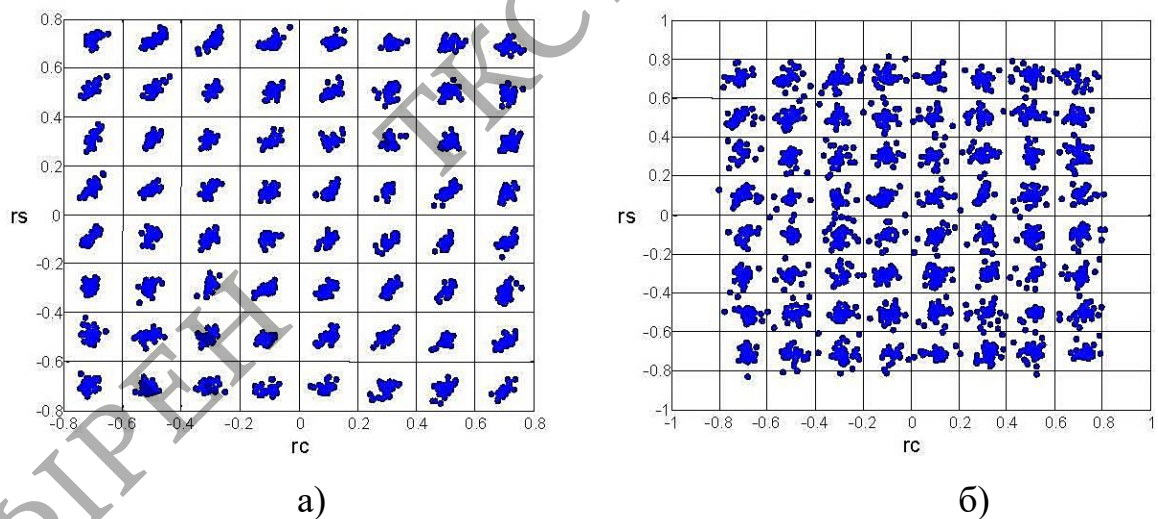
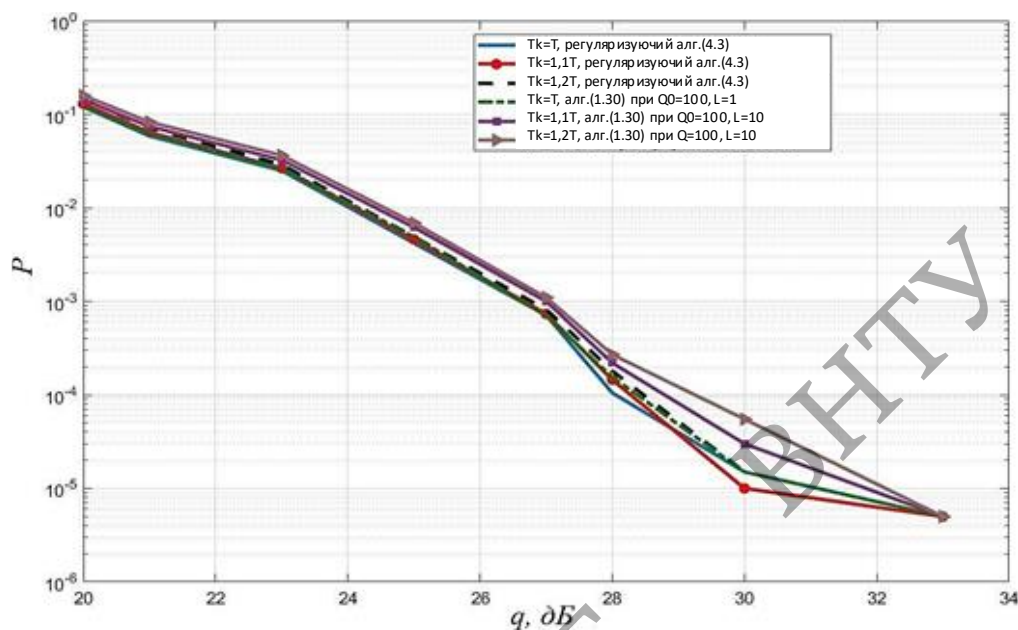


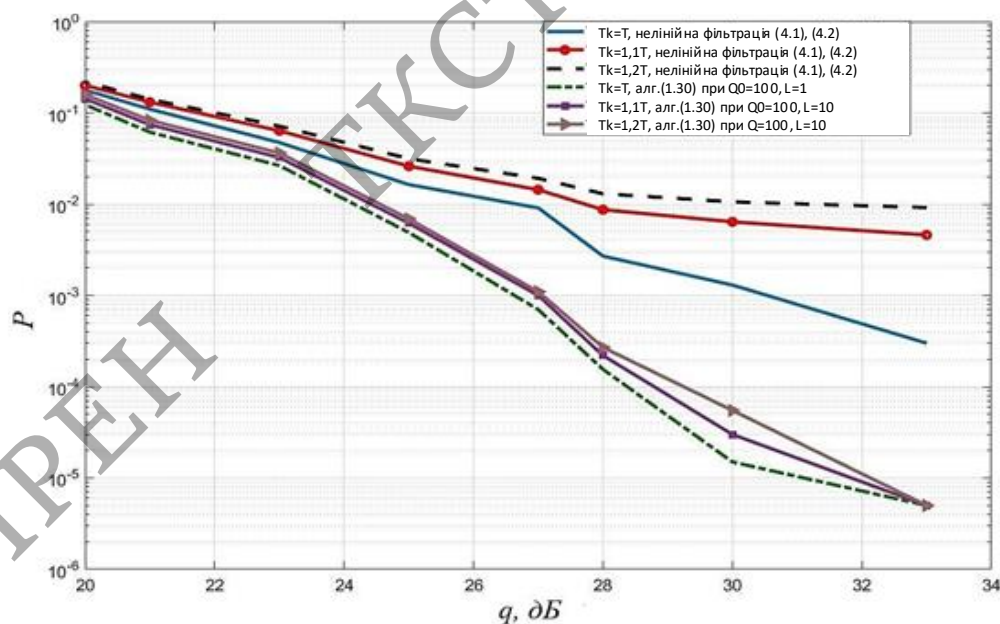
Рисунок 3.12 - Сигнал на виході компенсатора : новий регуляризуючий алгоритм (3.3) -а, нова процедура нелінійної фільтрації з перерахунком оцінок по частоті і фазі (3.1), (3.2) - б

На рисунку 3.13 зображена експериментальна вірогідність помилки на символ для кореляційного прийому після роботи алгоритмів (3.1,3.2), (3.3) для трьох випадків: $T_k = T, p = 1, T_k = 1.1T, p = 10, T_k = 1.2T, p = 10$ і процедури (1.30)

при ідеальній тактовій синхронізації. Рисунок 3.14 ілюструє вірогідність помилки на символ для даних алгоритмів при ідеальній тактовій синхронізації і при синхронізації, працюючій з помилкою.

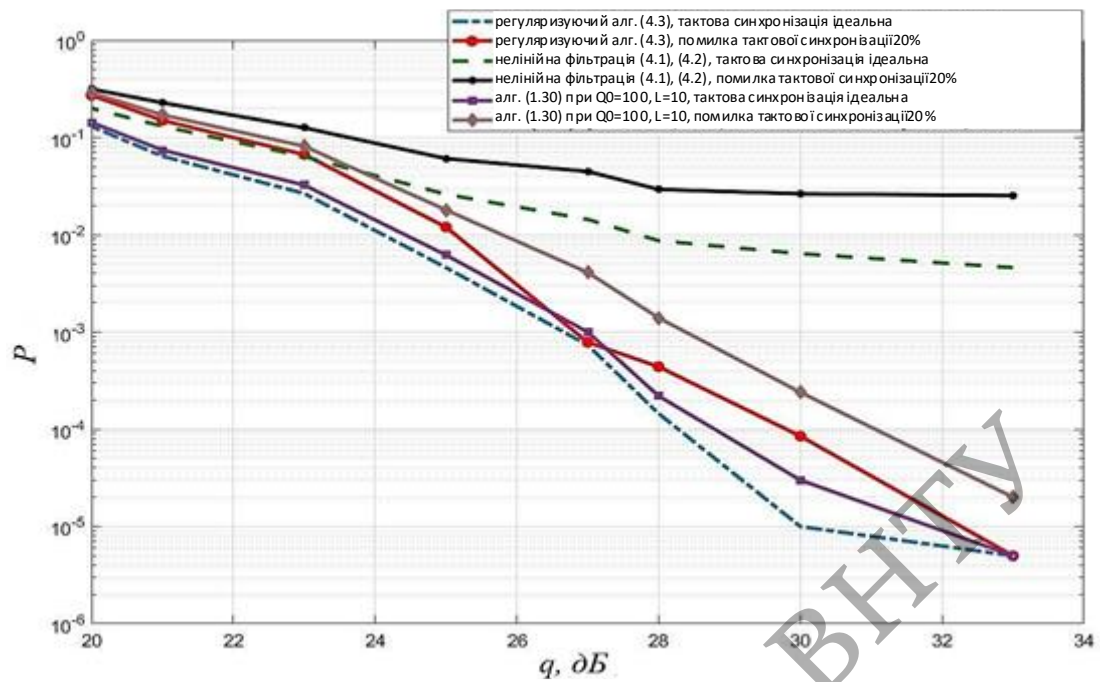


а)

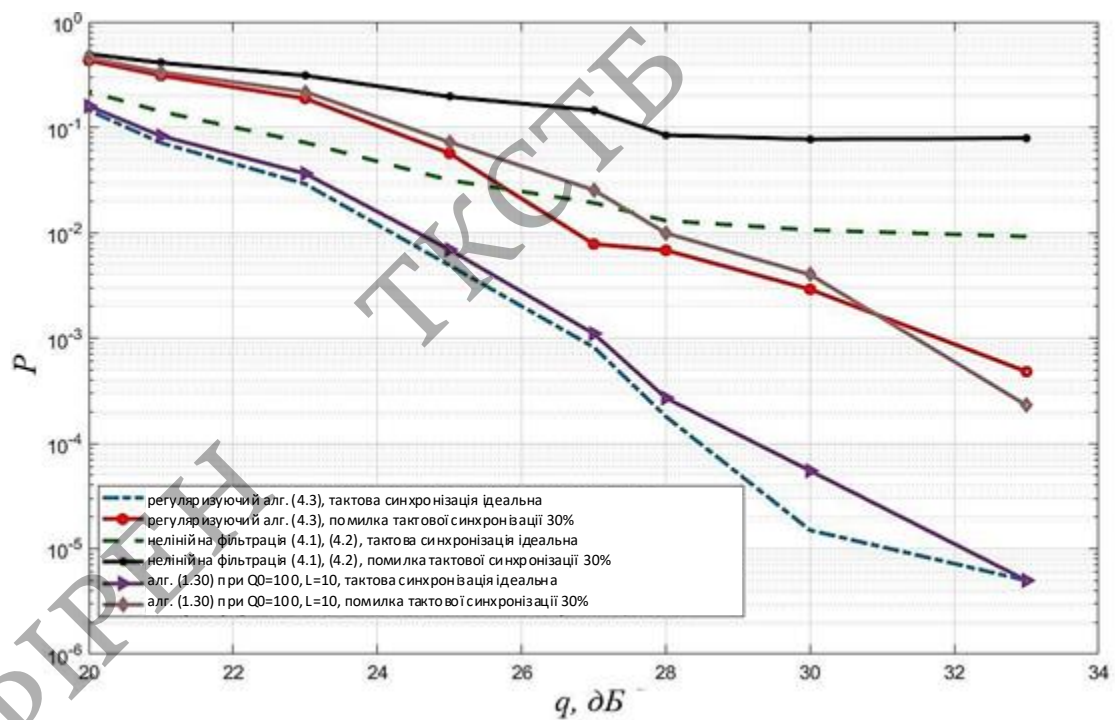


б)

Рисунок 3.13 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM від відношення сигнал/шум при ідеальній тактовій синхронізації: новий регуляризуючий алгоритм (3.3) і відома процедура (1.30) -а, нова нелінійна фільтрація з перерахунком оцінок по частоті і фазі (3.1), (3.2) і відома процедура (1.30) -б



а)



б)

Рисунок 3.14 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM від відношення сигнал/шум при ідеальній тактовій синхронізації і при синхронізації, працюючій з помилкою: $T_k = 1.1T$, $p = 10$ -а, $T_k = 1.2T$, $p = 10$ -б

Зауваження. Алгоритм (3.1), (3.2) при гаусових шумах є допрацьованим методом Стратоновича.

Рисунок 3.13 показує, що регуляризуючий алгоритм (3.3) дозволяє досягати вірогідність помилки на символ, слабо залежну від розглянутих співвідношень між T_k і T при ідеальній тактовій синхронізації у відмінності від нелінійної фільтрації (3.1) (3.2). Енергетичний вииграш нового регуляризуючого алгоритму (3.3) складає від 1 до 8 дБ перед алгоритмом нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) і від 0.3 до 1 дБ перед відомою процедурою (1.30). Рисунок 3.14 ілюструє слабкішу залежність регуляризуючого алгоритму (3.3) від помилок тактової синхронізації, чим нелінійна фільтрація (3.1), (3.2) і відома процедура (1.30). Так, при помилці в 20% алгоритм (3.3) втрачає 1.5 - 2 дБ, (3.1), (3.2) і (1.30) - 1.3-3 дБ, а при помилці в 30% втрати регуляризуючого алгоритму (3.3), нелінійної фільтрації (3.1), (3.2) і процедури (1.30) складають 3.5-6 дБ, 5-7 дБ, 4-5 дБ відповідно. Але при цьому (3.3) має енергетичний вииграш перед (1.30) 0.5-1.2 дБ при 20%-ій помилці тактової синхронізації. Якщо остання складає 30%, то алгоритми (3.3) і (1.30) мають приблизно однакову завадостійкість.

3.1.3 Спрощені алгоритми компенсації спотворень QAM сигналу, спостережуваного на фоні адитивного шуму

При синтезі алгоритмів цифрової обробки сигналів одним з важливих критеріїв є їх обчислювальна складність, яка дозволить їх реалізувати на існуючій зараз елементній базі. Розглянемо випадок, коли $T_k = T$. Частина невідомих параметрів сигналу оцінюватимемо шляхом статистичного усереднювання, використовуючи відліки спостережуваних квадратурних компонент сигналу y_{ic} , y_{is} .

Твердження 3.1. Нехай завдання оцінювання амплітуди, фази, постійних складових, амплітудного і фазового дисбалансу між квадратурою сигналу, а також частоти, вирішується при наступних допущеннях:

- 1) оцінювані параметри слабо змінюються впродовж часу спостереження
- 2) фазовий розбаланс між складовими QAM сигналу належить першій або четвертій чверті
- 3) фазовий шум стаціонарний із СКП біля одного градуса:

$\varphi_i = \varphi_0 + \alpha_i$, $\alpha_i = b_0 \zeta_{i\varphi} + b_1 \zeta_{i-1\varphi} + b_2 \zeta_{i-2\varphi}$ де $E(\zeta_{i\varphi}) = 0$, $E(\zeta_{i\varphi}^2) = \sigma_{\zeta\varphi}^2$, $E(\zeta_{i\varphi} \zeta_{j\varphi}) = 0$,
 $i \neq j$,

4) здійснена тактова синхронізація. Тоді вирази для оцінок матимуть вигляд:

$$\hat{b}_c = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m y_{ic}, \quad \hat{b}_s = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m y_{is},$$

$$\hat{\gamma} = \sqrt{\frac{Y_s - \sigma_\mu^2}{Y_c - \sigma_\mu^2}}, \quad \Delta\hat{\varphi} = \arcsin\left(\frac{Y_{cs}}{\sqrt{(Y_s - \sigma_\mu^2)(Y_c - \sigma_\mu^2)}}\right), \quad \hat{a}_1 = \sqrt{\frac{Y_s - \sigma_\mu^2}{\sigma_I^2}}, \quad (3.3)$$

$$\text{де } Y_c = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (y_{ic} - \hat{b}_c)^2, \quad Y_s = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (y_{is} - \hat{b}_s)^2, \quad Y_{cs} = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m (y_{ic} - \hat{b}_c)(y_{is} - \hat{b}_s),$$

σ_I^2 - дисперсія тестової послідовності, m - об'єм вибірки.

Доказ. Оскільки в якості тестової послідовності використовується сигнал QAM з відомими символами, який має нульове математичне очікування, і виконується умова 1 твердження 3.1, то постійні складові можна знайти як вибіркоче середнє. Після процедури тактової синхронізації квадратури сигналу можна представити у виді:

$$y_{ic} = \alpha_1 I_i \cos(\varphi_{ci}) - \alpha_1 J_i \sin(\varphi_{ci}) + b_c + \mu_{ic},$$

$$y_{is} = \gamma (\alpha_1 I_i \cos(\varphi_{si}) - \alpha_1 J_i \sin(\varphi_{si})) + b_s + \mu_{is},$$

де $\varphi_{si} = \varphi_{ci} + \Delta\varphi$.

Припустимо, що фаза сигналу за час оцінки міняється слабо, тобто $\varphi_{ci} \cong \varphi_c$,
 $\varphi_{si} \cong \varphi_s$. Так як випадкові величини всі не корельовані між собою, то складові можуть бути записані в наступній формі:

$$Y_c = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m \rho_{ic}^2 \cong \alpha_1^2 \sigma_I^2 + \sigma_\mu^2, \quad Y_s = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m \rho_{is}^2 \cong \gamma^2 \alpha_1^2 \sigma_I^2 + \sigma_\mu^2,$$

$$Y_{cs} = \frac{1}{m-1} \sum_{i=1}^m \rho_{ics}^2 \cong \gamma \alpha_1^2 \sigma_I^2 \sin(\varphi_s - \varphi_c) = \gamma \alpha_1^2 \sigma_I^2 \sin(\Delta\varphi).$$

З останніх виразів отримаємо оцінки:

$$\hat{\gamma} = \sqrt{\frac{Y_s - \sigma_\mu^2}{Y_c - \sigma_\mu^2}}, \quad \Delta\hat{\varphi} = \arcsin\left(\frac{Y_{cs}}{\sqrt{(Y_s - \sigma_\mu^2)(Y_c - \sigma_\mu^2)}}\right), \quad \hat{a}_1 = \sqrt{\frac{Y_s - \sigma_\mu^2}{\sigma_I^2}}.$$

Твердження доведене.

Два параметри, що залишилися, (частота Δf і фаза φ_i), оцінюються з допомогою двох алгоритмів: варіаційного (3.3) і процедури нелінійної фільтрації (3.1) (3.2).

Значення середніх квадратичних помилок (СКП) оцінювання для алгоритму (3.4) і наступних варіаційного алгоритму і алгоритму нелінійної фільтрації зведені в таблицю 3.3. Аналогічні СКП для повних процедур (3.1), (3.2) і (3.3) показані в таблиці 3.4. Позначення: індекс «1» - регуляризуючий алгоритм, «2» - нелінійна фільтрація.

Таблиця 3.3 – СКП оцінювання параметрів сигналу за допомогою спрощених алгоритмів (3.4), (3.3) і (3.4) (3.1) (3.2). $T_k = T$, $p = 1$, $m = 500/600$

відношення сигнал/ шум дБ	33(27)	28(23)	25 (19)
1	2	3	4
ckp_{a1}	0.0369/0.0318	0.0371/0.0317	0.0384/0.0376
ckp_{bc}	0.0542/0.0148	0.0543/0.0147	0.0543/0.0151
ckp_{bs}	0.0327/0.001	0.0327/0.0017	0.0327/0.0024
$ckp_{\Delta\varphi}$ (град)	0.91/2.35	0.92/2.35	0.95/2.384
ckp_γ	0.0289/0.0111	0.0289/0.0112	0.029/0.0118
$ckp_{\Delta f_1}$ (Гц)	11.36/4.331	12.02/5.6	13.08/6.95

Продовження табл. 3.3

1	2	3	4
$ckp_{\Delta f_2}$ (Гц)	10.1/6.1	11/7.65	16.6/9.73
ckp_{φ_1} (град)	1.11/1.093	1.12/1.099	1.13/1.106
ckp_{φ_2} (град)	1.22/1.028	1.24/1.026	1.17/1.04

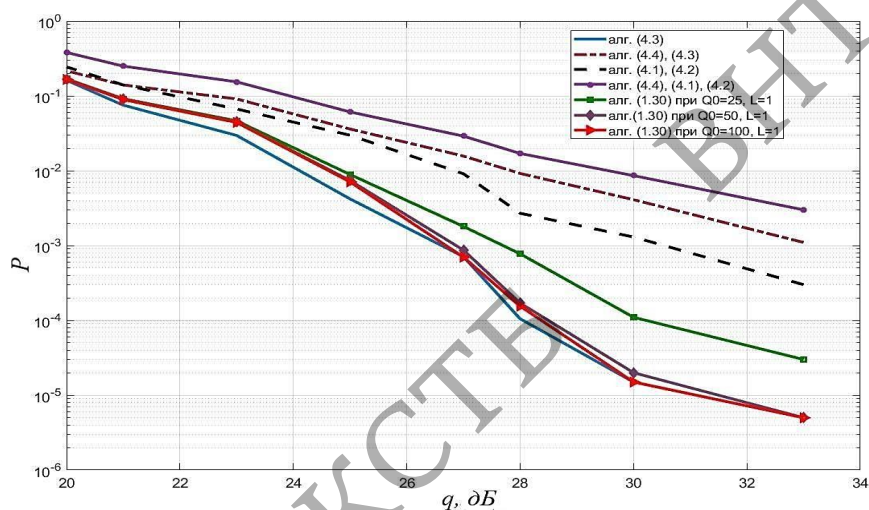
Таблиця 3.4 - СКП оцінювання параметрів сигналу за допомогою повних алгоритмів (3.3) і (3.1) (3.2). $T_k = T, p = 1, m = 500$

Відношення сигнал/ шум дБ	33(27)	28(23)	25 (19)
ckp_{a1}	0.0029	0.0042	0.0065
ckp_{a2}	0.0047	0.0075	0.013
ckp_{bc1}	0.0014	0.002	0.0026
ckp_{bc2}	0.004	0.0047	0.0054
ckp_{bs1}	0.0011	0.0017	0.0023
ckp_{bs2}	0.0033	0.0046	0.0054
$ckp_{\Delta\varphi_1}$ (град)	0.13	0.19	0.26
$ckp_{\Delta\varphi_2}$ (град)	0.178	0.24	0.34
ckp_{γ_1}	0.001	0.0016	0.0022
ckp_{γ_2}	0.0024	0.0034	0.0045
$ckp_{\Delta f_1}$ (Гц)	5.48	7.14	9.1
$ckp_{\Delta f_2}$ (Гц)	11.2	14.1	26
ckp_{φ_1} (град)	1.009	1.016	1.028
ckp_{φ_2} (град)	1.12	1.19	1.5

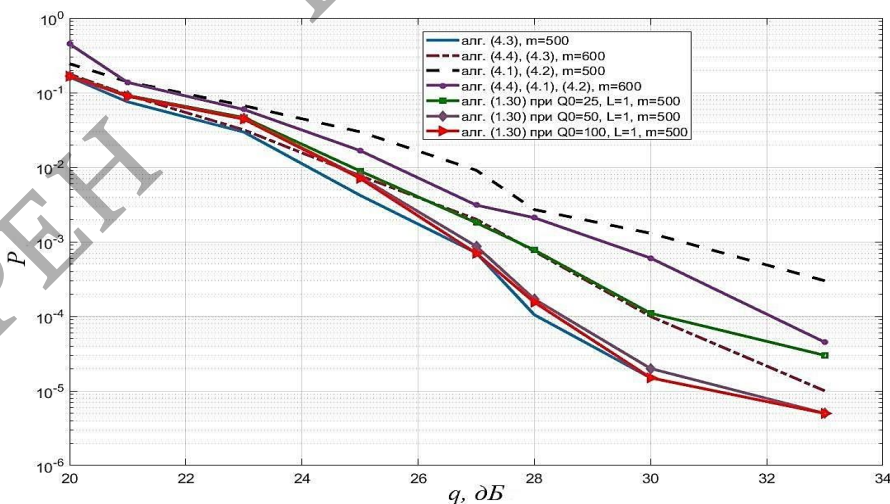
Експериментальна вірогідність помилки на символ від відношення сигнал/шум q , отримані при використанні повних і спрощених алгоритмів показані на рисунку 3.15. На рисунку 3.16 представлена вірогідність помилок на символ спрощених алгоритмів при $m = 500$ і $m = 600$. Також для порівняння на даних

рисунках приведена вірогідність помилки на символ для алгоритму (1.30). Прийом здійснений на основі кореляторів при об'ємі вибірки сигналу, що приймається $k_0 = 2000$.

Одна з реалізацій сигналу 64-QAM при відношенні сигнал/шум 30 дБ, а також сигнал після тактової синхронізації і компенсації постійних складових показані на рисунку 3.17. Процеси на виході компенсатора спотворень зображені на рисунку 3.18 при роботі спрощеного регуляризуючого алгоритму (3.4), (3.3) і спрощеної процедури нелінійної фільтрації (3.4), (3.1), (3.2) відповідно.



а)



б)

Рисунок 3.15 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM від відношення сигнал шум, отримана за допомогою нових спрощених і повних алгоритмів, а також відомої процедури (1.30): об'єм оброблюваної вибірки $m=500$ -а, повні алгоритми $m=500$ спрощені $m=600$ -б

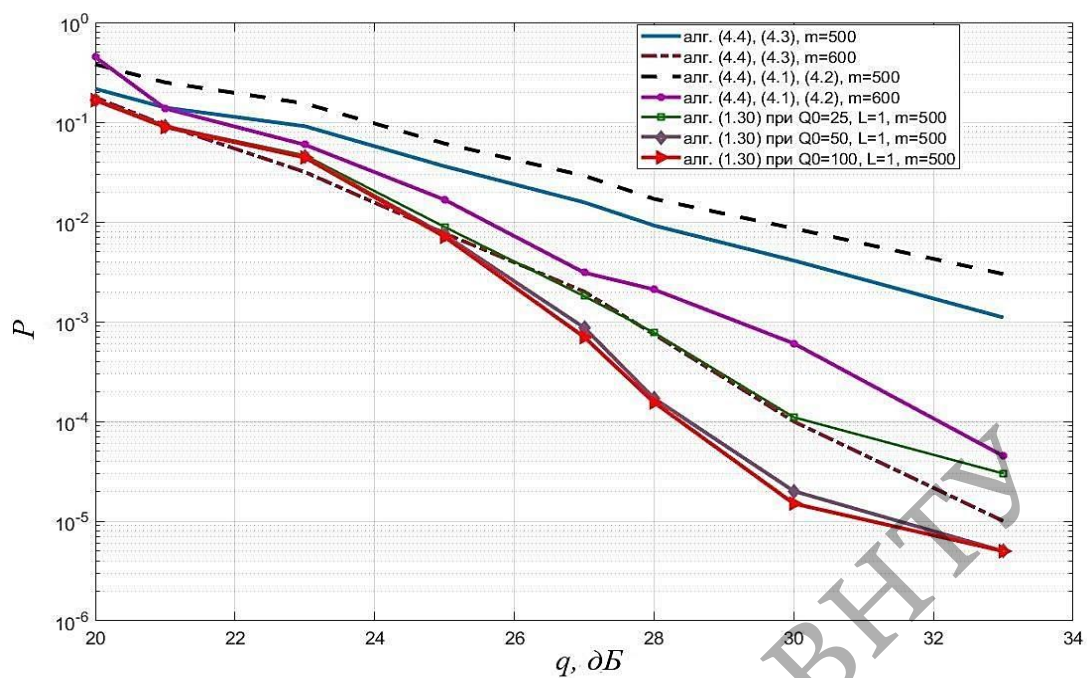


Рисунок 3.16 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM від відношення сигнал шум, отримана за допомогою нових спрощених алгоритмів і відомої процедури (1.30)

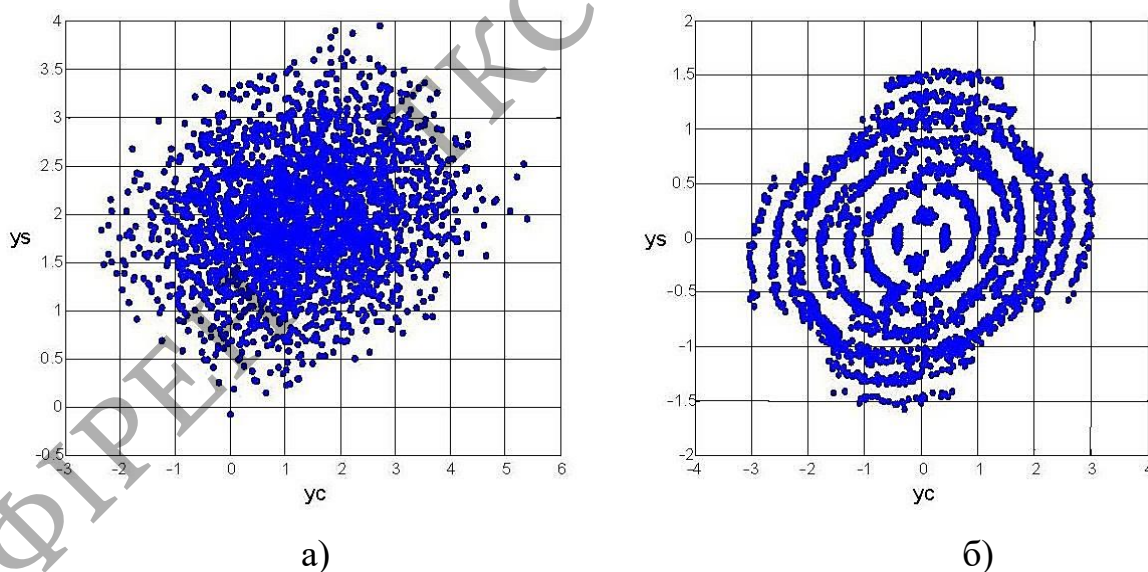


Рисунок 3.17 - Сигнал 64 - QAM: на вході компенсатора - а, після тактової синхронізації і компенсації постійних складових - б

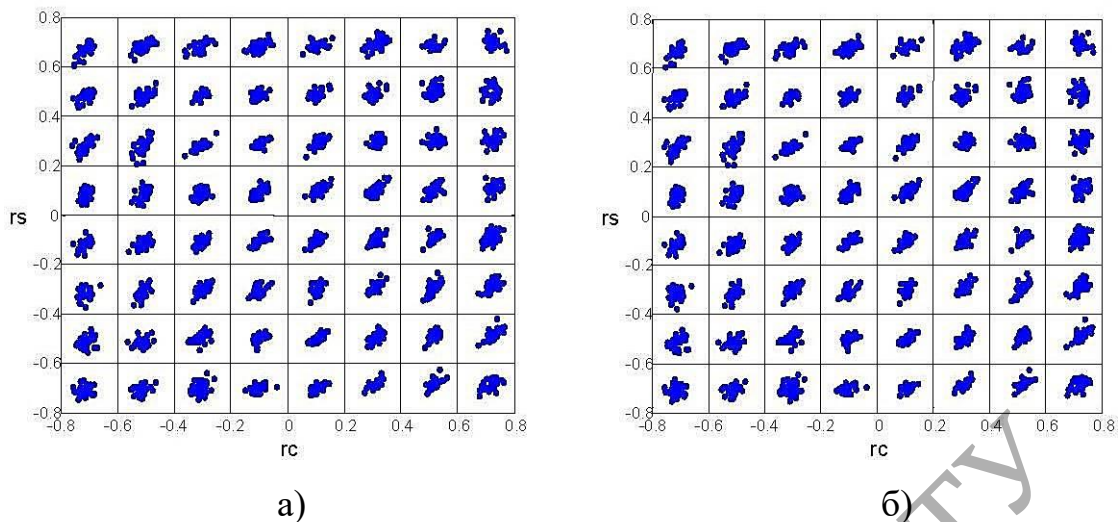
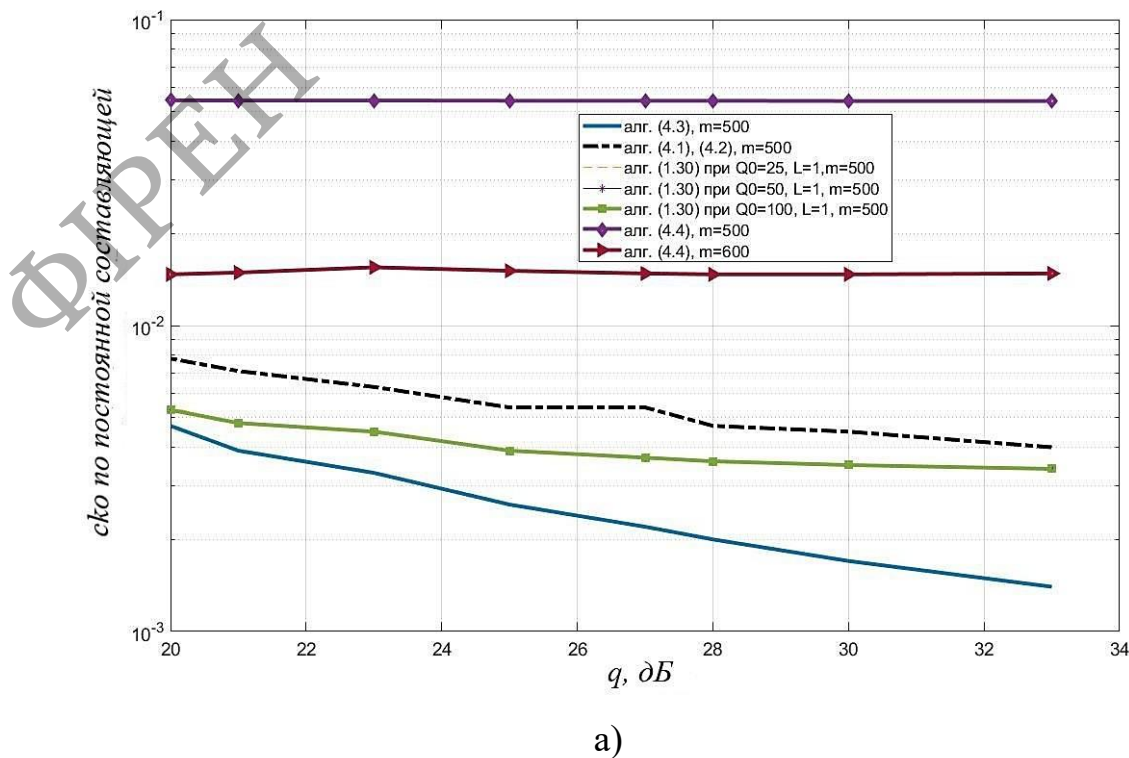
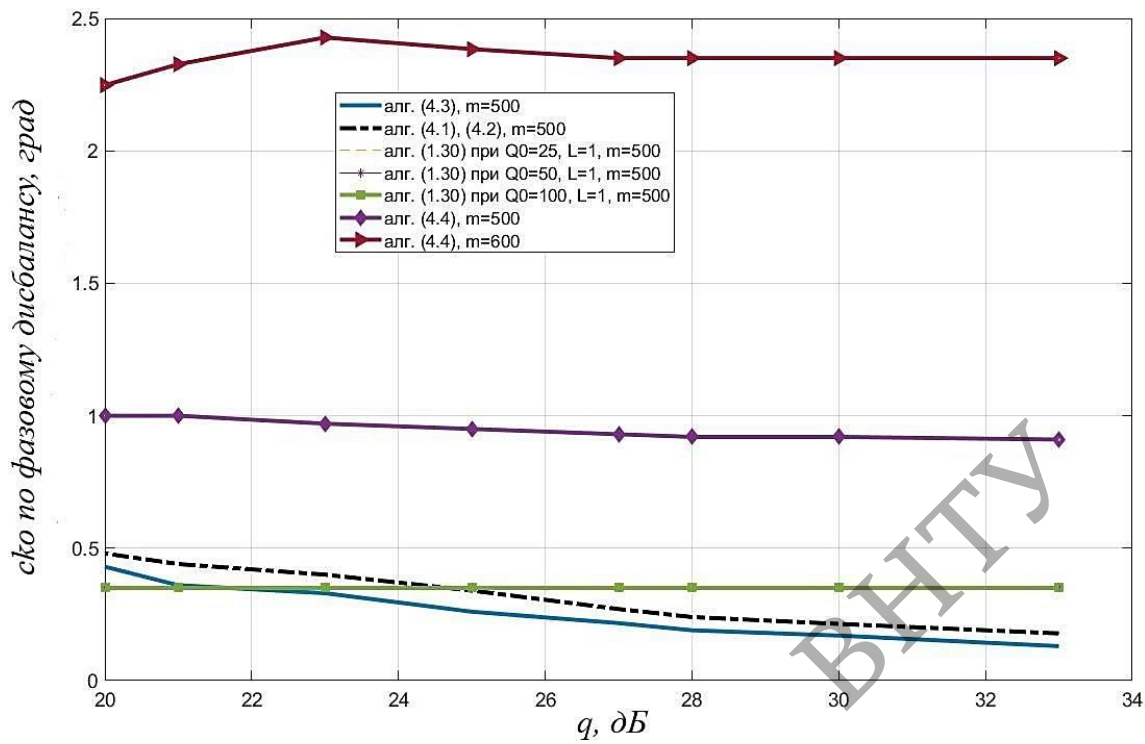


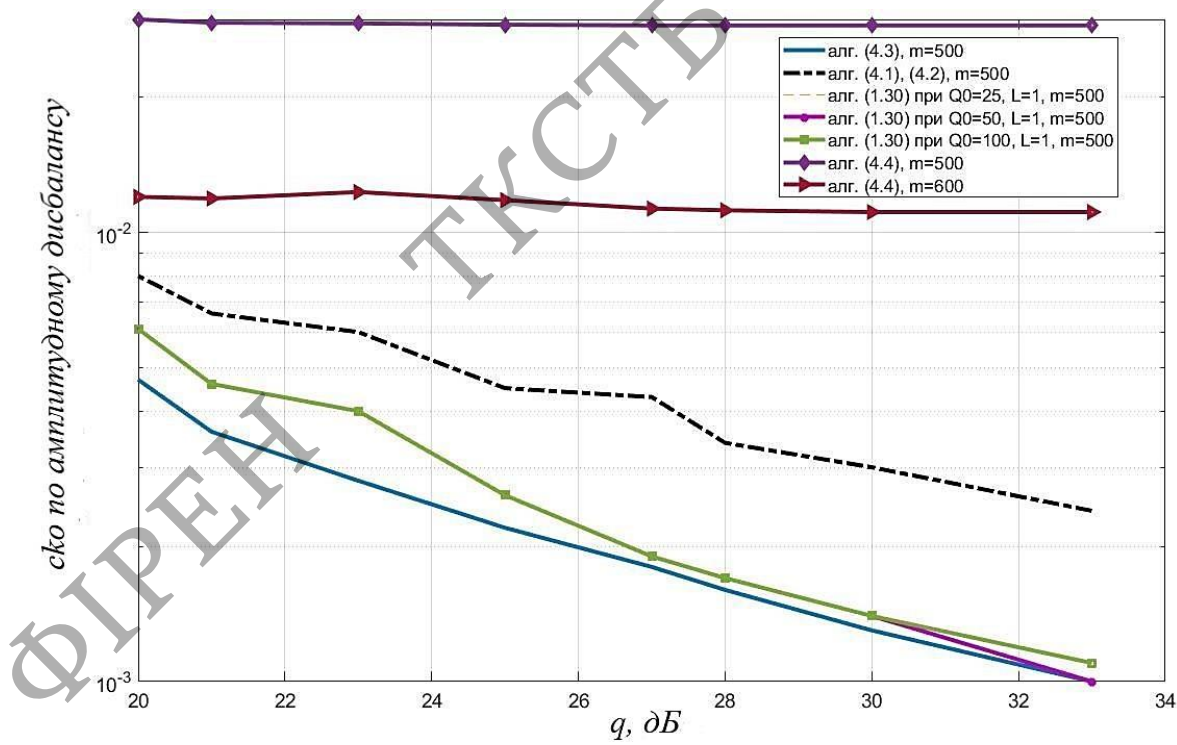
Рисунок 3.18 - Сигнал 64 - QAM на виході компенсатора, отриманий за допомогою нових спрощених процедур: регуляризуючий алгоритм (3.3), (3.4) - а, нелінійна фільтрація (3.1), (3.2), (3.4) - б

На рисунку 3.19 для сигналу 64 - QAM представлені СКП оцінювання постійної складової, амплітудного і фазового дисбалансу, а також частоти, отримані за допомогою регуляризуючого алгоритму (3.3), нелінійної фільтрації (3.1) (3.2) спрощених алгоритмів (3.4), (3.3) і (3.4), (3.1), (3.2) і відомої процедури (1.30).

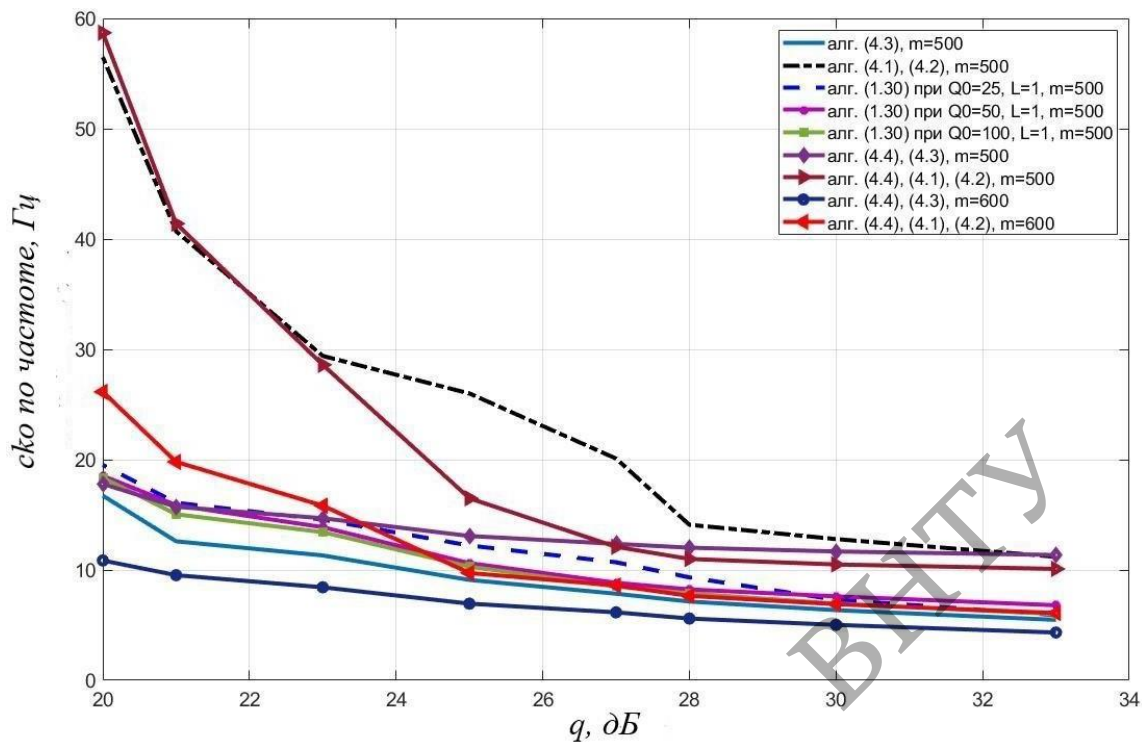




б)



в)



г)

Рисунок 3.19 - Залежність СКО оцінювання параметрів сигналу 64 - QAM від відношення сигнал/шум

Аналіз обчислювальної складності. Складність даних алгоритмів визначається кількістю операцій складання і множення. При обробці сигналу завдовжки n регуляризуючий алгоритм (3.3) має $N_1 = (1018n + 1588)M_0$ операцій для повних процедур і $N_{1упр} = 10n + 7 + (118n + 63)M_0$ – для спрощених (3.4), (3.3). Для методу нелінійної фільтрації з перерахунком оцінок аналогічні показники дорівнюють $N_2 = 365n - 48i_0 + 30$ для (4.1), (4.2) і $N_{2упр} = 85n - 18i_0 + 2$ для (3.4) (3.1), (3.2). При об'ємі оброблюваної вибірки $n \geq 500$ значення $\frac{N_1}{N_{1упр}} \cong 8,6$ і

$$\frac{N_2}{N_{2упр}} \cong 4,3 \text{ для } i_0 = 150.$$

З проведеного обчислювального експерименту можна зробити висновок, що спрощення алгоритмів за допомогою методу статистичного усереднювання призводить до різкого погіршення якості прийому, якщо вибірка, по якій вони працюють невелика ($m=500$). З рисунку 3.15а видно, що програш в завадостійкості

у алгоритму (3.4), (3.3) перед (4.3) складає 1-7 дБ, а у (3.4), (3.1), (3.2) перед (3.1), (3.2) 1.5-5 дБ. Але при цьому обчислювальна складність спрощених алгоритмів скорочується приблизно в 8 разів для регуляризованих процедур і в 4 рази для нелінійної фільтрації. При збільшенні об'єму вибірки m точність оцінки параметрів сигналу за допомогою спрощених процедур росте і вірогідність помилки прийому інформаційного символу падає. Наприклад, при $m=600$ спрощений регуляризований алгоритм (3.4), (3.3) поступається в завадостійкості процедурі (3.3), працюючій по вибірці об'ємом $m = 500$ 0.5-3 дБ, а спрощений алгоритм нелінійної фільтрації (3.4), (3.1), (3.2) з $m = 600$ виграє 0.5-2 дБ відносно (3.1), (3.2) при $m = 500$, що показано на рисунку 3.15б. При спрощенні алгоритмів енергетичний виграш регуляризованого алгоритму перед процедурою нелінійної фільтрації зменшується. Якщо спочатку він доходив до 6 дБ, то потім став набувати значень до 2 дБ при $m = 500$.

3.2. Оцінка спотворень сигналу і їх компенсація в каналі з доплерівським розширенням спектру і релеєвськими завмираннями

Часто в алгоритмах оцінювання невідомих параметрів сигналу передбачається, що амплітуда його постійна або змінюється дуже слабо. Це справедливо для нерухомих або повільно таких, що рухаються абонентів. При збільшенні швидкості їх руху росте доплерівська частота, що призводить до швидкої зміни каналу зв'язку в часі. Тому припущення про постійність амплітуди сигналу стає не справедливим, комплексний множник каналу міняється з часом. У цих умовах об'єм вибірки сигналу, при якому амплітуду його можна вважати незмінною, скорочується, що призводить до пониження точності оцінювання параметрів сигналу і збільшення вірогідності помилки.

У роботі канал зв'язку моделюється за допомогою моделі Джейкса [17], яка враховує доплерівське розширення спектру сигналу, схильного до релеєвських завмирань

$$\begin{aligned}
 h_{ic} &= \beta_r \left(\sqrt{2} \cos \alpha \cdot \cos(2\pi F_D T i) + 2 \sum_{l=1}^L \cos(2\pi f_l T i) \cdot \cos x_l \right); \\
 h_{is} &= \beta_r \left(\sqrt{2} \sin \alpha \cdot \cos(2\pi F_D T i) + 2 \sum_{l=1}^L \cos(2\pi f_l T i) \cdot \sin x_l \right).
 \end{aligned}
 \tag{3.4}$$

Тут h_{ci} , h_{si} – синфазна і квадратурна складові каналу зв'язку, i – дискретний час, T – тривалість одного тестового або інформаційного символу, F_D – частота Доплера $f_l = F_D \cos\left(\frac{\pi l}{2L+1}\right)$; $x_l = \frac{\pi l}{L+1}$, L – кількість гармонік, α – параметр, β_r – коефіцієнт, що враховує втрати поширення, який є релеевською випадковою величиною.

3.2.1 Оцінка спотворень сигналу в каналі з повільними релеевськими замираннями

Спочатку розглянемо ситуацію повільних завмирань, для яких $F_D T < 10^{-3}$. Для скорочення кількості операцій представимо канал в межах ковзаючого часового вікна Δi ; $i=1, 2, \dots$ завдовжки m поліномом порядку p . Така апроксимуюча конструкція дозволяє побудувати лінійну модель спостережуваного процесу і спрощує рішення задачі оцінювання. Далі оцінка каналу робиться добре відомим методом найменших квадратів (МНК).

Постановка завдання. Розглянемо квадратурні складові сигналу M позиційної квадратурної амплітудної модуляції (M-QAM), спостережувані на фоні адитивного шуму μ_{ic}, μ_{is} :

$$y_{ic} = h_{ic} I_i - h_{is} J_i + \mu_{ic}; \quad y_{is} = h_{is} I_i + h_{ic} J_i + \mu_{is},
 \tag{3.5}$$

Де $E(\mu_{ic}) = E(\mu_{is}) = 0$; $E(\mu_{ic}^2) = E(\mu_{is}^2) = \sigma_\mu^2$, $E(\bullet)$ – оператор математичного очікування $I_i(J_i)$ – символи тестової або інформаційної послідовності.

У (3.6) передбачається, що носійна знята повністю, фазовий шум відсутній. При не ідеальній процедурі демодуляції модель (3.6) можна переписати в наступному вигляді:

$$y_{ic} = H_{ic1}I_i - H_{is1}J_i + \mu_{ic}; y_{is} = H_{is1}I_i - H_{ic1}J_i + \mu_{is}, \quad (3.6)$$

де

$$\begin{aligned} H_{ic1} &= h_{ic} \cos(2\pi\Delta f T_i + \varphi_i) - h_{is} \sin(2\pi\Delta f T_i + \varphi_i); \\ H_{is1} &= h_{is} \cos(2\pi\Delta f T_i + \varphi_i) + h_{ic} \sin(2\pi\Delta f T_i + \varphi_i). \end{aligned} \quad (3.7)$$

де Δf – частота, що залишилася від зняття носійної,

φ_i – фаза, визначувана як $\varphi_i = \varphi_0 + \zeta_i$, $\zeta_i = b_0\varepsilon_i + b_1\varepsilon_{i-1} + b_2\varepsilon_{i-2}$ – фазовий шум, задається моделлю ковзаючого середнього 2-го порядку,

ε_i – білий шум з $E(\varepsilon_i) = 0$; $E(\varepsilon_i^2) = \sigma_\varepsilon^2$,

b_0, b_1, b_2 – постійні коефіцієнти.

Якщо є присутнім амплітудно-фазовий розбаланс і дрейф постійних складових, то від моделі (3.7) переходимо до (3.9):

$$y_{ic} = H_{ic1}I_i - H_{is1}J_i + b_{ic} + \mu_{ic}; y_{is} = H_{is2}I_i - H_{ic2}J_i + b_{is} + \mu_{is}. \quad (3.8)$$

Тут b_{ic}, b_{is} – постійні складові сигналу, що повільно змінюється γ , $\Delta\varphi$ – розбаланс по амплітуді і фазі відповідно,

$$\begin{aligned} H_{ic2} &= \gamma(h_{ic} \cos(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi) - h_{is} \sin(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi)); \\ H_{is2} &= \gamma(h_{is} \cos(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi) - h_{ic} \sin(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi)). \end{aligned} \quad (3.9)$$

Застосувавши попередні моделі (3.7), (3.8) а також провівши апроксимацію, оцінювання та екстраполяцію і детектування отримаємо м'яке рішення

$$r_{i+k} = \tilde{H}_{i+k}^{-1} y_{i+k}, \quad (3.10)$$

$$\text{де } r_{i+k} = (r_{I,i+k} \ r_{J,i+k})^T; \ y_{i+k} = (y_{i+k,c} \ y_{i+k,s})^T; \ \tilde{H}_{i+k} = \begin{pmatrix} \hat{H}_{i+k,c1} & -\hat{H}_{i+k,s1} \\ \hat{H}_{i+k,s1} & \hat{H}_{i+k,c1} \end{pmatrix}.$$

Потім отримаємо вирази для оцінок

$$\hat{Z}_{1j} = (F_{ci}^T F_{ci})^{-1} F_{ci}^T Y_{ci}; \ \hat{Z}_{2j} = (F_{si}^T F_{si})^{-1} F_{si}^T Y_{si}. \quad (3.11)$$

Після чого складається прогноз каналу на інтервал часу $\Delta_{іексп} = (i+1 \cdots i+K_0)$ довжиною K_0 :

$$\begin{aligned} \hat{H}_{i+k,c1} &= d_{i+k} \hat{X}_{1c,j}; \ \hat{H}_{i+k,s1} = d_{i+k} \hat{X}_{1s,j}; \\ \hat{H}_{i+k,c2} &= d_{i+k} \hat{X}_{2c,j}; \ \hat{H}_{i+k,s2} = d_{i+k} \hat{X}_{2s,j}; \end{aligned} \quad (3.12)$$

$k = 1, 2, \dots, K_0$. Потім визначаємо м'яке рішення по формулі (3.11), де

$$r_{i+k} = (r_{I,i+k} \ r_{J,i+k})^T; \ y_{i+k} = (y_{i+k,c} - \hat{b}_{cj} \ y_{i+k,s} - \hat{b}_{sj})^T; \ \tilde{H}_{i+k} = \begin{pmatrix} \hat{H}_{i+k,c1} & -\hat{H}_{i+k,s1} \\ \hat{H}_{i+k,s1} & \hat{H}_{i+k,c1} \end{pmatrix}.$$

Обчислювальна складність алгоритму (3.12), (3.13): кількість операцій складання і множення визначається виразом

$$N \cong (30(p+1)+5)m + 16(p+1)^3 + 40(p+1)^2 - 6(p+1) + 21. \quad (3.13)$$

Проведений комп'ютерний експеримент при наступних даних: кількість позицій QAM сигналу $M=64$, тривалість інформаційного символу $T = 0.25$ мкс, крок дискретизації $\Delta t = T$, кількість гармонійних складових в моделі Джейкса $L = 5$, СКП фазового шуму біля одного градуса $\varphi_0 = \frac{\pi}{12}$, $b_0 = 1$; $b_1 = -0,1$; $b_2 = 0,03$; $\sigma_s^2 = 3 \cdot 10^{-4}$.

На рисунку 3.20 зображені залежності квадратурних складових каналу зв'язку h_{ci} , h_{si} від часу.

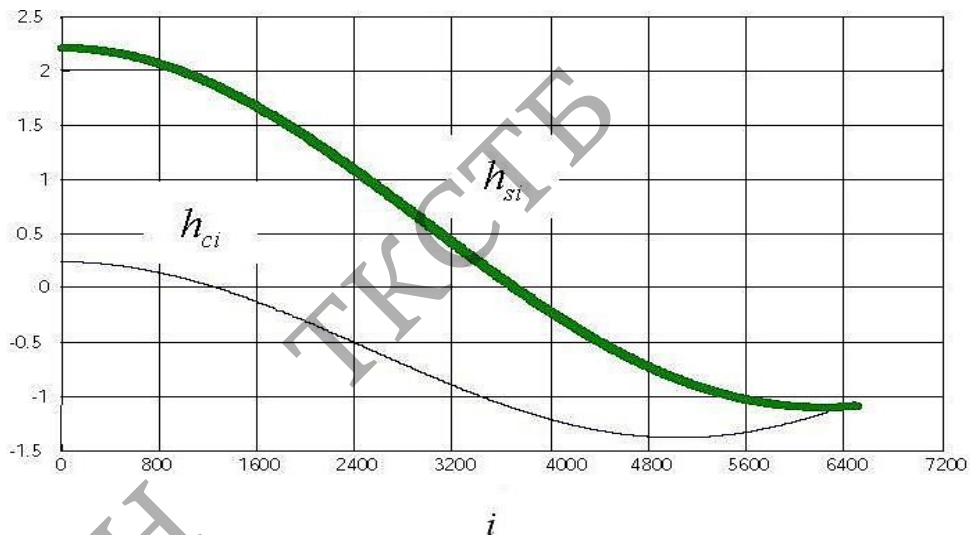


Рисунок 3.20 - Складові каналу зв'язку при повільних релеєвських завмираннях ($F_D T = 10^{-4}$)

Рисунок 3.21 ілюструє сигнал 64-QAM при відношенні сигнал/шум на біт $q_c = 31.7$ дБ по синфазній і $q_s = 19.6$ дБ по квадратурній складовій сигналу на вході компенсатора і на його виході при наступних параметрах: амплітудний розбаланс $\gamma = 0,5$, фазовий розбаланс $\Delta\varphi = \frac{\pi}{18}$, постійні складові $b_c = 1.3$; $b_s = 2$, частота, що залишилася після демодуляції $\Delta f = 180,7$, об'єм вибірки використовуваний при детектуванні сигналу $n = 6000$.

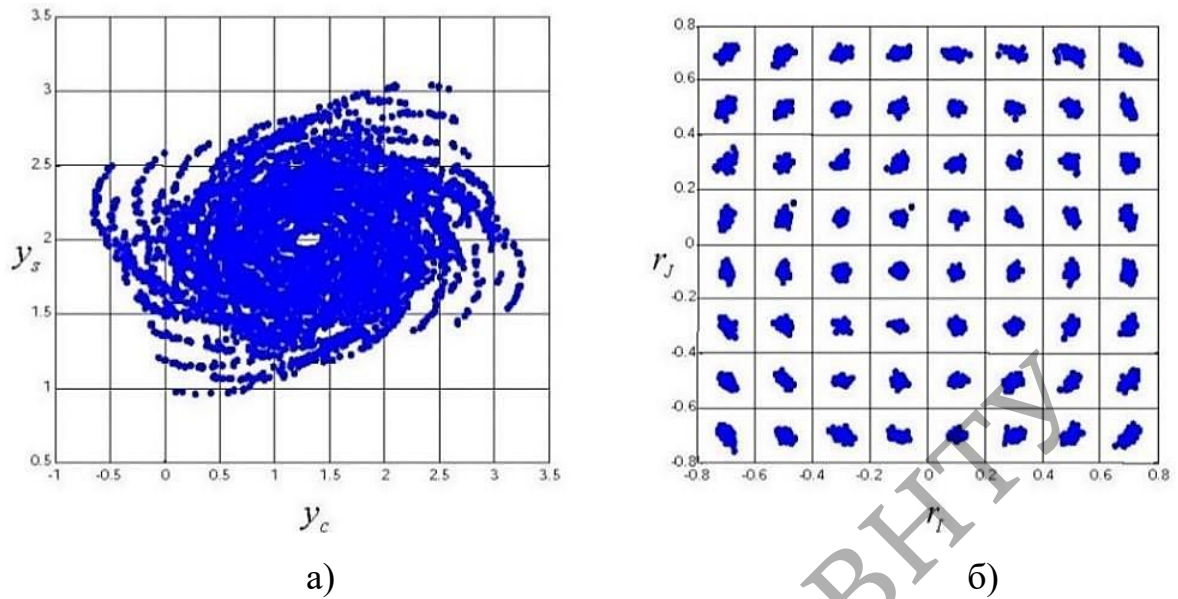


Рисунок 3.21 - Сигнал 64-QAM, минулий канал з повільними релесевскими завмираннями, на вході компенсатора-а, на виході компенсатора-б

На рисунку 3.22 показані квадратурні складові каналу і їх оцінки отримані по тестовій послідовності завдовжки $m=500$.

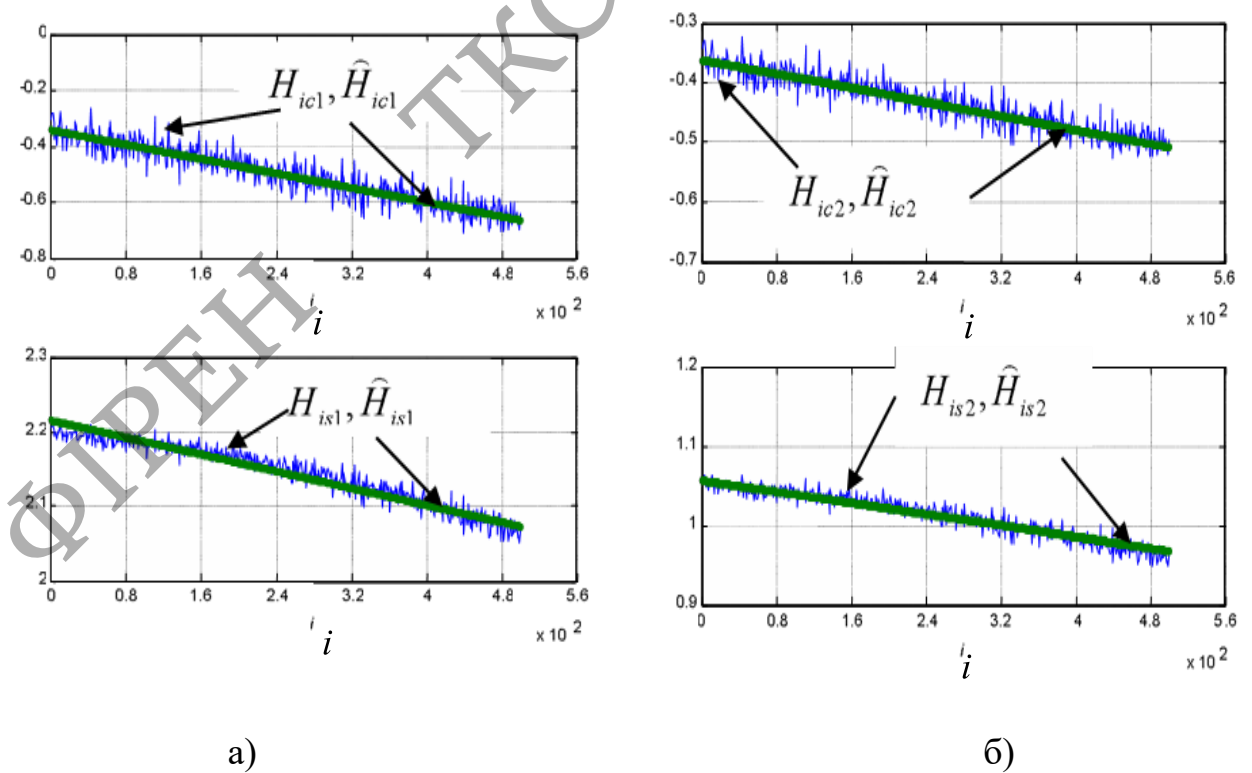


Рисунок 3.22 - Канал і його оцінки : по синфазній складовій - а, по квадратурній складовій - б

Екстрапольовані значення складових каналу зображені на рисунку 3.23. Довжина інтервалу екстраполяції $K_0 = 10$, кількість інтервалів екстраполяції $Q = \frac{n}{K_0} = 600$, порядок полінома $p=1$, спочатку прогноз здійснювався по параметрах апроксимуючої функції, отриманим по тестовій послідовності, потім по інформаційних символах, отриманих потім процедури детектування для $(F_D + \Delta f)T = 1,45 \cdot 10^{-4}$.

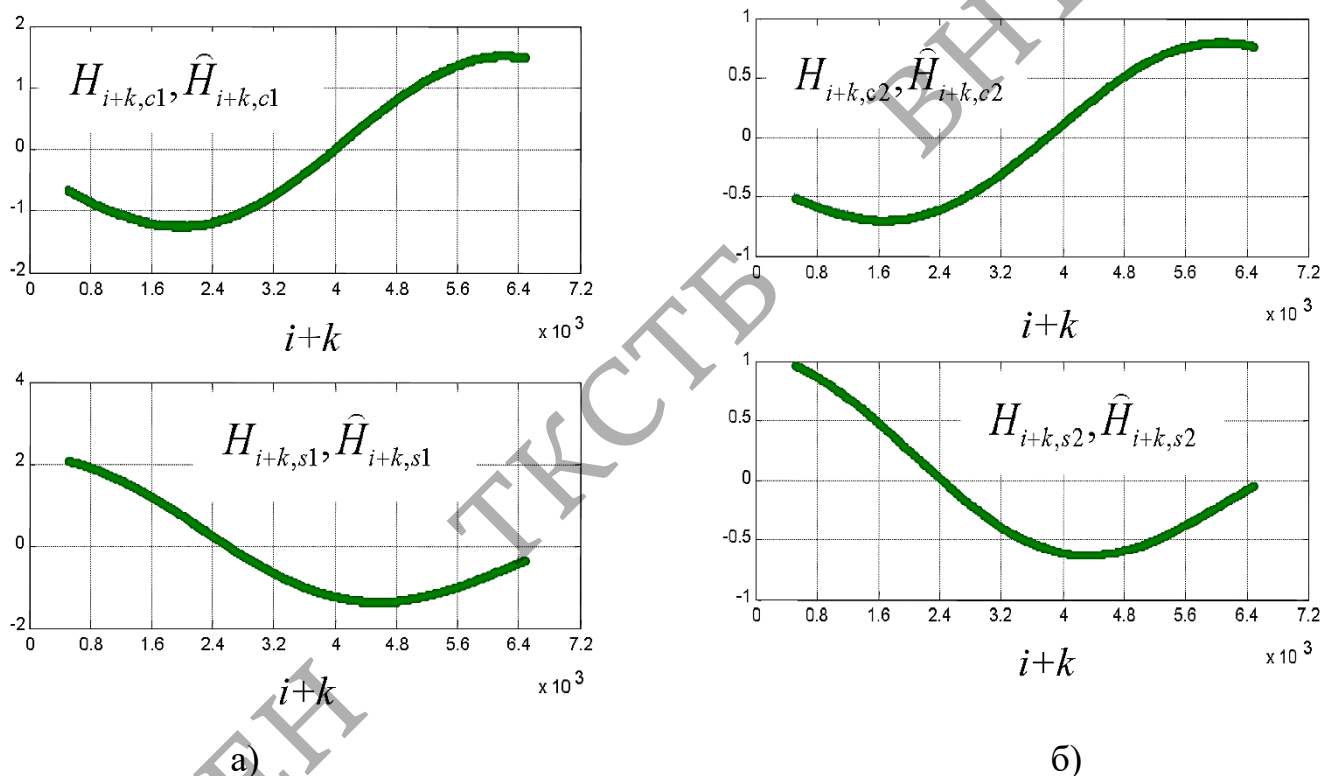


Рисунок 3.23 - Канал і його прогноз : по синфазній складовій-а, по квадратурній складовій-б

Для наочності на рисунку 3.24 показаний фрагмент рисунку 3.23б у збільшеному масштабі.

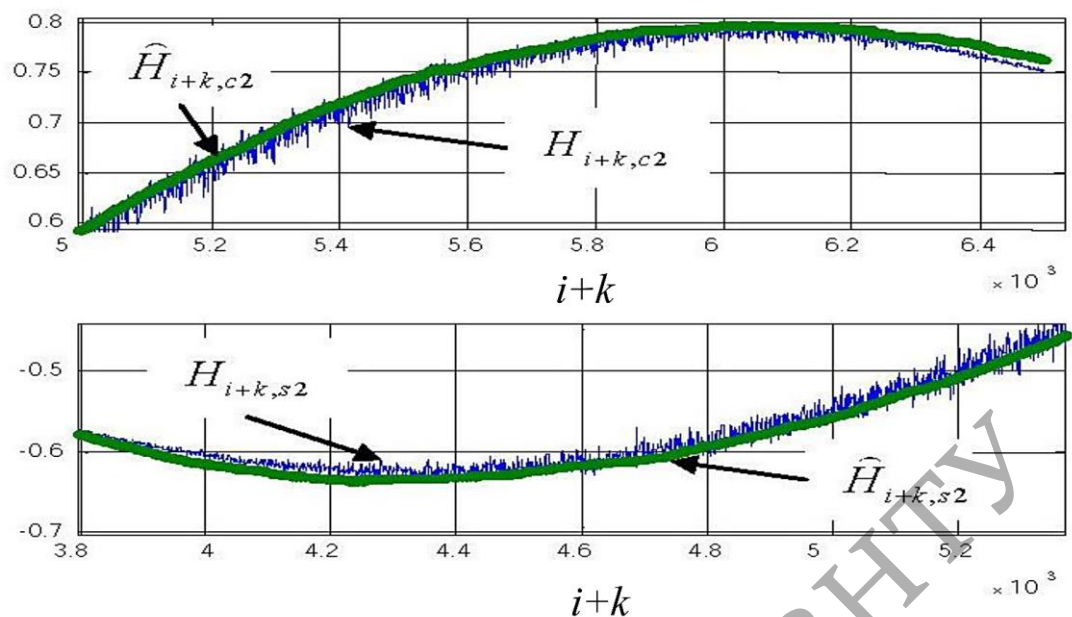
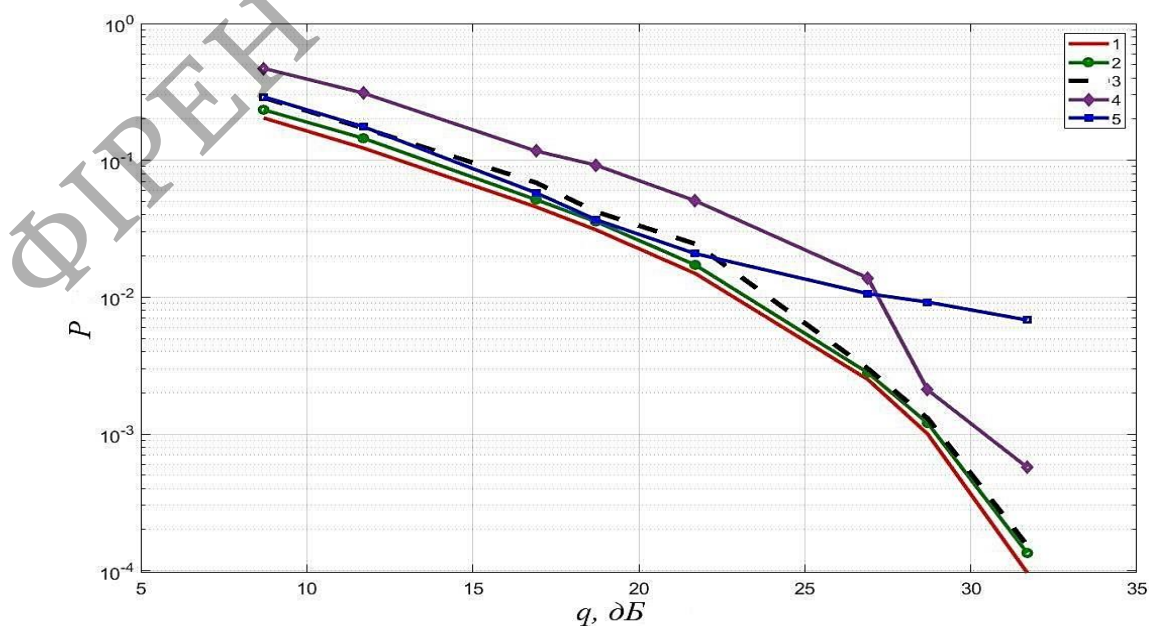
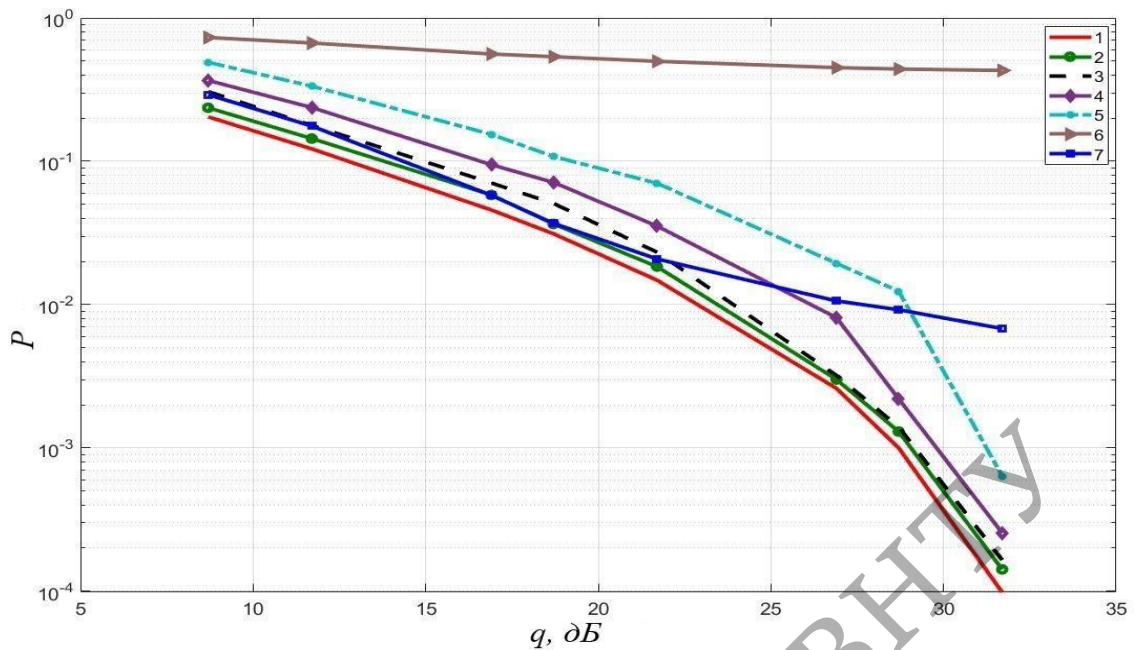


Рисунок 3.24 - Істинні і екстрапольовані значення квадратурних складових каналу

Рисунок 3.25 ілюструє залежності вірогідності помилки на символ від відношення сигнал/шум на біт за відсутності амплітудно-фазового розбалансу і дрейфу постійних складових і при різній довжині інтервалу екстраполяції K_0 . Також для порівняння приведена завадостійка прийому сигналу 64-QAM при використанні для оцінки каналу алгоритму (1.33) при точно відомій кількості квазігармонік і відсутності спотворень, що вносяться приймачем прямого перетворення.



а)



б)

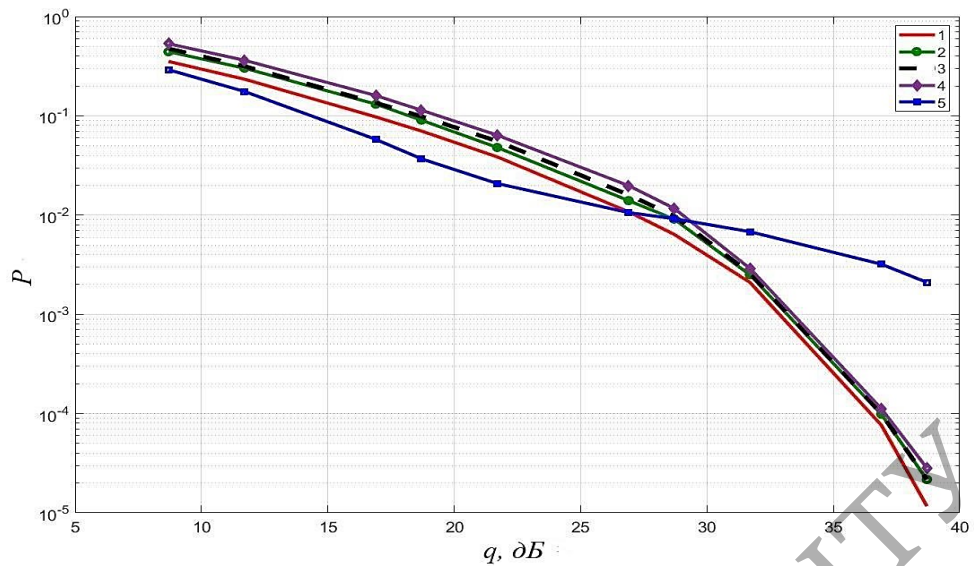
Рисунок 3.25 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-

QAM в каналі з повільними релєєвськими завмираннями від відношення сигнал/шум на біт за відсутності амплітудно-фазового розбалансу і дрейфу постійних складових (алг.(3.14)) для: $F_D T = 10^{-4}$, $F_D = 400$ Гц, $\Delta f = 0$ - а, $(F_D + \Delta f)T = 1,45 \cdot 10^{-4}$, $\Delta f = 180,7$ Гц, $F_D = 400$ Гц - б. 1 - при точно відомому каналі, окрім фазового шуму, (3.24а) : 2 - $K_0 = 1$, 3 - $K_0 = 300$, 4 - $K_0 = 500$, 5 - алгоритм (1.33) при $K_0 = 1$,

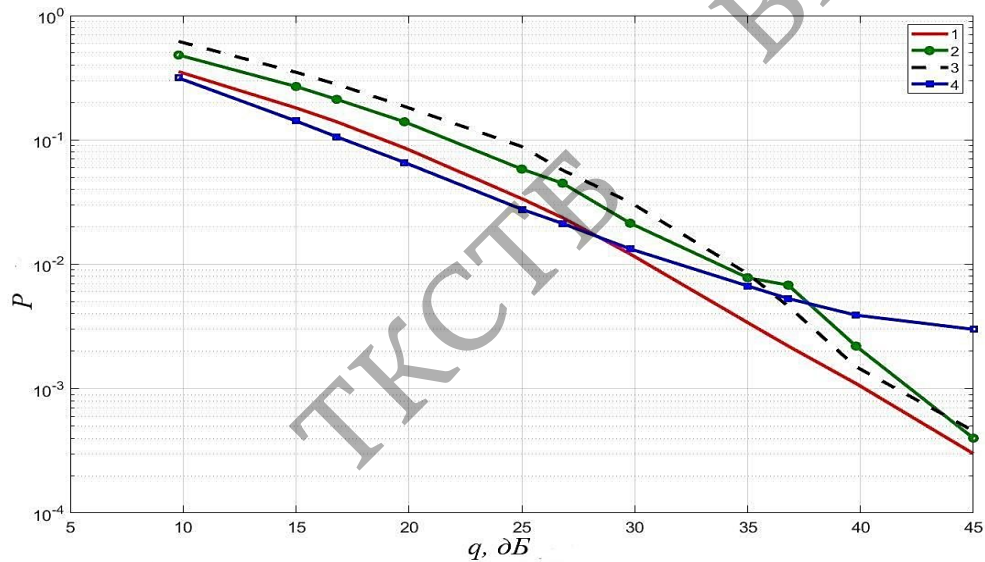
$\sigma_\zeta^2 = 10^{-8}$; (4.24б) : 2 - $K_0 = 1$, 3 - $K_0 = 100$, 4 - $K_0 = 200$, 5 - $K_0 = 300$, 6 - $K_0 = 500$

7- алгоритм (1.33) при $K_0 = 1$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-8}$, $\Delta f = 0$;

На рисунку 3.26 показані залежності вірогідності помилки на символ від відношення сигнал/шум на біт по синфазній складовій сигналу потім компенсації амплітудно-фазового розбалансу ($\gamma = 0,5$, $\Delta\varphi = \frac{\pi}{18}$) і дрейфу постійних складових ($b_c = 1,3$; $b_s = 2$) і при різній довжині інтервалу екстраполяції K_0 для $\Delta f = 180,7$, $F_D = 400$ Гц (а) і $F_D = 800$ Гц (б).



а)



б)

Рисунок 3.26 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM в каналі з повільними релеевськими завмираннями від відношення сигнал/шум на біт після компенсації амплітудно-фазового розбалансу і дрейфу постійних складових (алг. (3.17)) для: $(F_D + \Delta f)T = 1,45 \cdot 10^{-4}$, $p = 1$ - а $(F_D + \Delta f)T = 2,45 \cdot 10^{-4}$ - б 1- при точно відомому каналі з урахуванням спотворень, що вносяться приймачем прямого перетворення, (4.25 а) : 2 - $K_0 = 10$, 3 - $K_0 = 50$, 4 - $K_0 = 100$, 5 - алгоритм (1.33) при $K_0 = 1$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-8}$, $m = 500$, $\Delta f = 0$; (4.25 б) : 2 - $K_0 = 10$, $p = 1$, $m = 200$, 3 - $K_0 = 20$, $p = 2$, $m = 500$, 4 - алгоритм (1.33) при $K_0 = 1$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-8}$, $m = 500$, $\Delta f = 0$

Зауваження: крива завадостійкої, отримана за допомогою процедури (1.33) при деяких стосунках сигнал/шум ρ йде нижче, ніж, при точно відомому каналі, оскільки вона знята за відсутності спотворень в тракці приймача прямого перетворення.

3.2.2 Оцінка спотворень сигналу в каналі зі швидкими релеевськими завмираннями

Тепер розглядатимемо ситуацію, коли $(F_D + \Delta f)T > 10^{-3}$. Також є присутнім амплітудний фазовий розбаланс між компонентами сигналу і дрейф постійних складових. Сигнал приймається на фоні адитивного шуму з невідомим законом розподілу. Візьмемо $(F_D + \Delta f)T = 1,045 \cdot 10^{-3}$ ($F_D = 4000$ Гц, $\Delta f = 180$ Гц $T = 0.25$ мкс.). На рисунку 3.27 зображені квадратурні складові каналу, визначувані по (3.5).

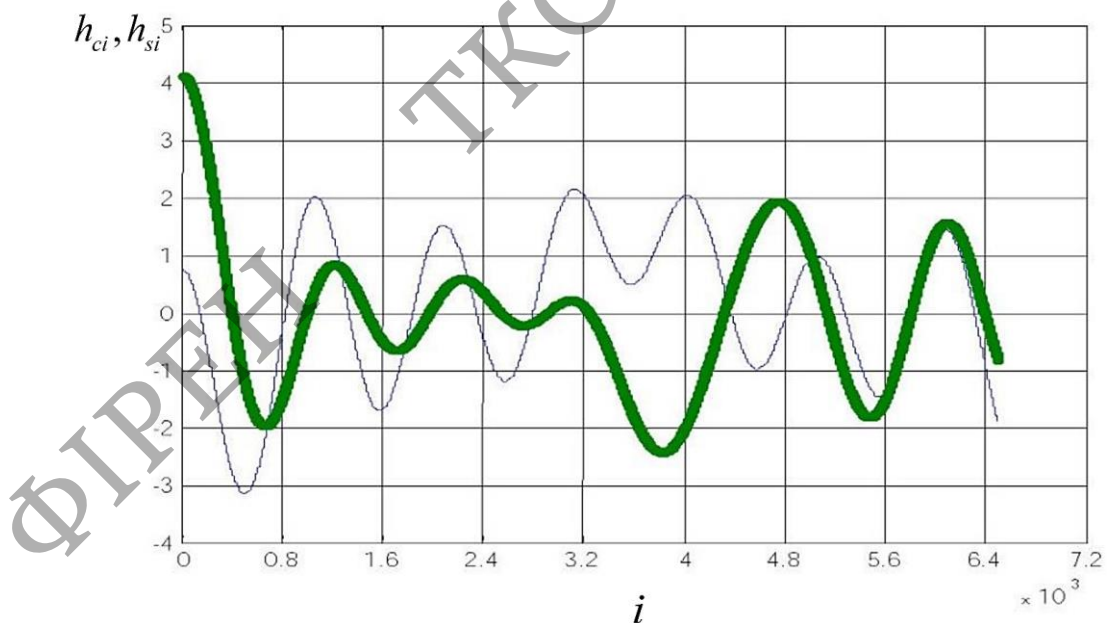


Рисунок 3.27 - Квадратурні складові каналу зі швидкими релеевськими завмираннями

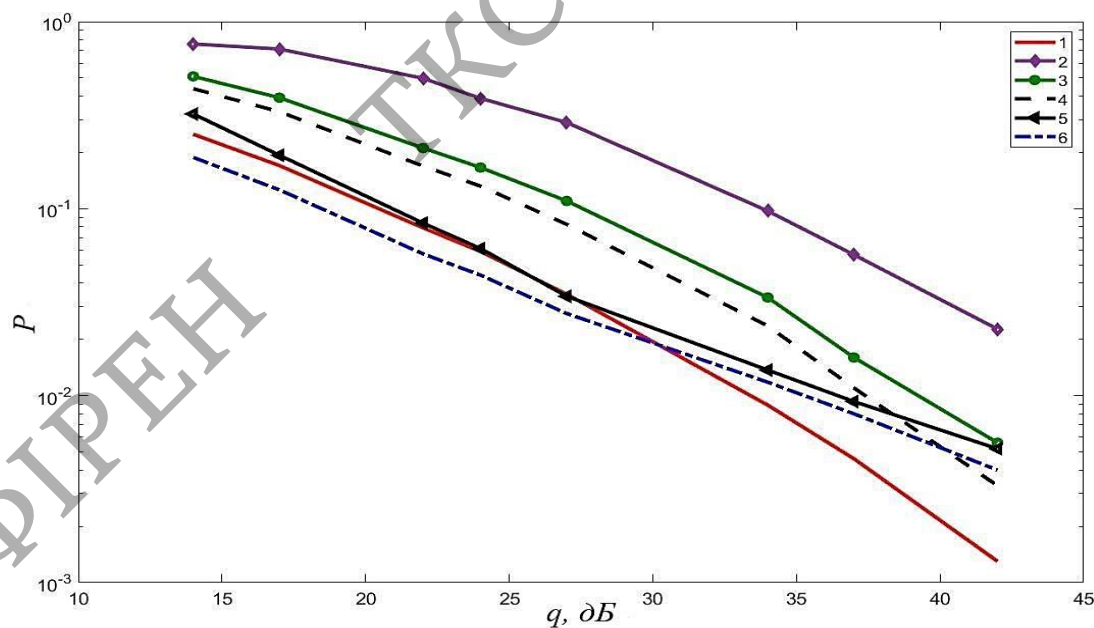
Нехай по каналу зв'язку передається сигнал M позиційної квадратурної амплітудної модуляції ($M=64$). Оцінку каналу, його прогноз і детектування інформаційних символів проведемо по алгоритмах (3.17), (3.18) і (3.16). За час

спостереження тестову послідовність, по якій спочатку робиться ідентифікація каналу, передаватимемо N_1 разів. Тоді $m_0 = \frac{n}{N_1}$ – довжина ковзаючого вікна, в

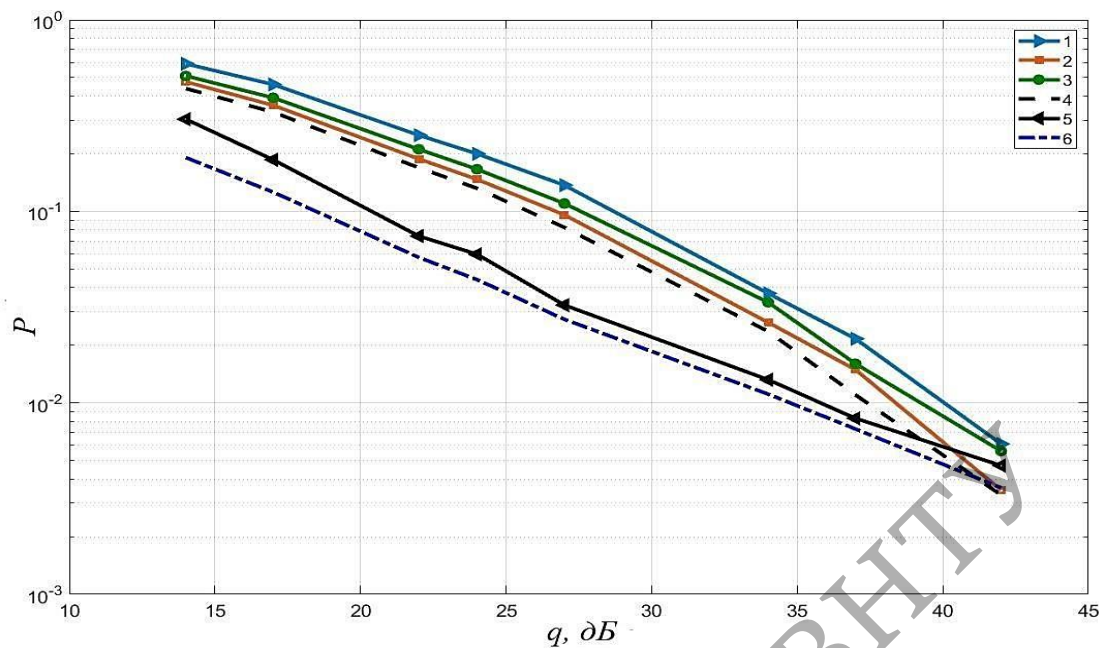
якому оцінка каналу по тестовій послідовності довжини m відбувається один раз,

$Q = \frac{m_0 - m}{K_0}$ – кількість інтервалів екстраполяції і детектування усередині вікна

довжини m_0 , K_0 – довжина інтервалу екстраполяції і детектування, n – загальний об'єм вибірки спостережуваного процесу. На рисунку 3.28а представлені експериментальні залежності вірогідності помилок від відношення сигнал/шум (ВСШ) q , отримані з використанням апроксимуючого полінома степеня $p = 1$ при $K_0 = 1$, $m = 50$, $n = 6500$ для різних значень N_1 , m_0 , Q . Рисунок 3.28б ілюструє залежність експериментальної вірогідності помилки на символ від відношення сигнал/шум, отримані з використанням поліномів першого і другого ступеня при різних значеннях N_1 , m_0 , Q , m для $K_0 = 1$, $n = 6500$.



а)



б)

Рисунок 3.28 - Залежність вірогідності помилки на символ прийому сигналу 64-QAM, що пройшов канал зі швидкими релесевськими завмираннями, від відношення сигнал/шум при використанні нового алгоритму (3.17), (3.18): з поліномом першого ступеня -а, з поліномом першого і другого ступеня -б і відомої процедури (1.33)

а: при точно відомому каналі з урахуванням спотворень, що вносяться приймачем прямого перетворення, окрім фазового шуму - 1; алгоритм (3.17), (3.18) при $N_1 = 1$, $m_0 = n = 6500$, $Q = 6450$ - 2; $N_1 = 10$, $m_0 = 325$, $Q = 600$ - 3; $N_1 = 20$, $m_0 = 325$, $Q = 275$ - 4; алгоритм (1.33) при $K_0 = 1$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-7}$, $m = 50$, $N_1 = 10$, $m_0 = 650$, $Q = 600$ - 5; $K_0 = 1$, $\sigma_\zeta^2 = 10^{-7}$, $m = 50$, $N_1 = 20$, $m_0 = 325$, $Q = 275$ - 6; б: алгоритм (3.17), (3.18) при $N_1 = 10$, $m_0 = 650$, $Q = 550$, $p = 2$, $m = 100$ - 1; $N_1 = 20$, $m_0 = 325$, $Q = 225$, $p = 2$, $m = 100$ - 2; $N_1 = 10$, $m_0 = 650$, $Q = 600$, $p = 1$, $m = 50$ - 3; $N_1 = 20$, $m_0 = 325$, $Q = 275$, $p = 1$, $m = 50$ - 4; алгоритм (1.33) при $N_1 = 10$, $m_0 = 650$, $Q = 550$, $m = 100$ - 5; $N_1 = 20$, $m_0 = 325$, $Q = 225$, $m = 100$ - 6.

Зауваження: процедура (1.33) працювала за відсутності спотворень, таких як амплітудний і фазовий дисбаланс, дрейф постійних складових і зсув частоти для $p = L = 5$.

Проведемо аналіз обчислювальної складності алгоритмів (3.17), (3.18) і (1.33). Для процедури з поліноміальною апроксимацією кількість арифметичних операцій визначається по (3.19), а для алгоритму (1.33) - по (1.34).

Таблиця 3.5 - Обчислювальна складність алгоритмів (3.17), (3.18) і (1.33)

порядок апроксимації	алгоритм (4.17) (4.18)	алгоритм (1.33)
$p=1$	$N \cong 65m + 297$	-
$p=2$	$N \cong 95m + 795$	$N \cong 1459m$
$p=3$	-	$N \cong 2455m$
$p=4$	-	$N \cong 3707m$
$p=5$	-	$N \cong 5215m$

З таблиці 3.5 видно, що алгоритм (1.33) складніший, ніж процедура (3.17) (3.18). Наприклад, при першому порядку поліноміальної апроксимації для об'єму вибірки сигналу $m=50$ кількість арифметичних операцій у (3.17) (3.18) менше в 20.6 разів, чим у (1.33) при двох квазігармоніках в тригонометричній апроксимації і в 73.5 разів, якщо кількість гармонік рівна п'яти.

При кількості квазігармонік $L=2$, кількість арифметичних операцій у відомій процедурі $N_1 \cong 1459m$ а у алгоритму (3.17), (3.18) – $N \cong 95m + 795$ тоді, для $p=2$, $L=2$,

$$\frac{N_1}{N} \cong 13.$$

Висновки.

1. В умовах апіорної невизначеності відносно динамічної системи і законів розподілу шумів синтезовані нові асимптотично оптимальні рекурентні алгоритми (3.1) - (3.3) спільної оцінки каналу і спотворень сигналу в тракці приймача прямого перетворення з обчислювальною складністю пропорційної квадрату довжини оцінюваного вектору для нової нелінійної фільтрації (3.1), (3.2), кубу довжини оцінюваного вектору - для нової регуляризуючої процедури (3.3) і лінійною залежністю від об'єму вибірки сигналу і кількості ітерацій.

2. Нові алгоритми (3.1) - (3.3) виграють по точності оцінювання невідомих

параметрів і завадостійкості у відомої роздільної процедури оцінювання (1.16) (1.17). Так, для сигналу 64-QAM при відношенні сигнал/шум $q=27$ дБ і фазовому шумі біля одного градуса, процедура (1.16), (1.17) поступається в СКП по частоті до 2 разів новому регуляризовуючому алгоритму (3.3) і новому методу нелінійної фільтрації (3.1) (3.2); по фазовому і амплітудному розбалансу до 24 і 80 разів відповідно до алгоритму (3.3), до 5.5 і 13 разів відповідно до процедури (3.1) (3.2). При цьому довжина тестової послідовності для відомого алгоритму (1.16), (1.17) в 3 рази більше, ніж у нових (3.1) -(див. рисунок 3.4, табл. 3.2) і програє він в завадостійкій від 4 до 7 дБ перед процедурами (3.1), (3.2) і (3.3). Для сигналу 8-PSK виграш в завадостійкій перед відомим підходом (1.16), (1.17), як показує рисунок 3.7 у нового регуляризовуючого алгоритму (3.3) від 2 до 4.5 дБ, а у новій нелінійній фільтрації (3.1), (3.2) - від 2 до 3 дБ.

3. Відома спрощена МП-оцінка (1.18) - (1.26) для сигналу 16-QAM поступається по точності новому регуляризовуючому алгоритму (3.3): по амплітудному дисбалансу в 2.4-3.3 рази, по фазовому дисбалансу при відношенні сигнал/шум більше 10 дБ - в 1.12-1.43 рази, при цьому об'єм оброблюваної вибірки сигналу у (3.3) менше на 28% (див. рисунок 3.8).

4. Нові рекурентні алгоритми (3.1) - (3.3) мають істотно нижчу обчислювальну складність, ніж відомий алгоритм спільної оцінки каналу і спотворень сигналу в приймачі прямого перетворення (1.30), оскільки у останнього немає замкнутого виразу для оцінки частоти. Так, алгоритм (3.1), (3.2) має кількість обчислювальних операцій $\sim t$, алгоритм (3.3) $\sim tM_0$, $M_0 \leq t$, а відома процедура (1.30) t^3 , де t - об'єм вибірки сигналу M_0 – кількість ітерацій.

5. Якщо оцінку частоти в (1.30) шукати методом перебору Q_0 значень з апіорі відомого частотного інтервалу, то при великому $Q_0 = 50; 100$ новий регуляризовуючий алгоритм (3.3) при меншій обчислювальній складності має таку ж завадостійкість при прийомі сигналу 64-QAM, що і відомий (1.30), а при $Q_0=25$ алгоритм (3.3) виграє у (1.30) від 0.5 до 4 дБ (див. рисунок 3.10). За наявності МСІ новий регуляризовуючий алгоритм (3.3) має енергетичний виграш перед відомою процедурою (1.30) при $Q_0 = 100$ і однакою кількістю оцінюваних параметрів 0.3 -

1.2 дБ (див. малюнки (3.13а, 3.14а).

6. В умовах апріорної невизначеності відносно статистики каналу за допомогою поліноміальної апроксимації в ковзаючому часовому вікні синтезований новий алгоритм (3.17), (3.18) спільної оцінки параметрів каналу і сигналу за наявності релеевських завмирань і доплерівського розширення спектру, що має нижчу обчислювальну складність, ніж відома процедура (1.33). Так, при першому порядку полінома (3.17), (3.18) простіше, ніж алгоритм (1.33) від 20 до 70 разів, якщо в останньому використовується від 2 до 5 квазігармонік. При цьому за відсутності спотворень сигналу в приймачі прямого перетворення і повільних релеевських завмираннях новий алгоритм (3.17), (3.18) виграє у (1.33) до 5 дБ (див. рисунок 3.25, таблиця. 3.5).

7. Нові алгоритми (3.1) -(3.3), (3.17), (3.18) не залежать від виду тестової послідовності і модуляції і можуть використовуватися по інформаційних символах після процедури детектування, тим самим даючи можливість підвищити ефективність системи зв'язку.

4 ЕКОНОМІЧНА ЧАСТИНА

Виконання науково-дослідної роботи завжди передбачає отримання певних результатів і вимагає відповідних витрат. Результати виконаної роботи завжди дають нам нові знання, які в подальшому можуть бути використані для удосконалення та/або розробки (побудови) нових, більш продуктивних зразків техніки, процесів та програмного забезпечення.

Дослідження на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» може бути віднесено до фундаментальних і пошукових наукових досліджень і спрямоване на вирішення наукових проблем, пов'язаних з практичним застосуванням. Основою таких досліджень є науковий ефект, який виражається в отриманні наукових результатів, які збільшують обсяг знань про природу, техніку та суспільство, які розвивають теоретичну базу в тому чи іншому науковому напрямку, що дозволяє виявити нові закономірності, які можуть використовуватися на практиці.

Для цього випадку виконаємо такі етапи робіт:

- 1) здійснимо проведення наукового аудиту досліджень, тобто встановлення їх наукового рівня та значимості;
- 2) проведемо планування витрат на проведення наукових досліджень;
- 3) здійснимо розрахунок рівня важливості наукового дослідження та перспективності, визначимо ефективність наукових досліджень.

4.1 Оцінювання наукового ефекту

Основними ознаками наукового ефекту науково-дослідної роботи є новизна роботи, рівень її теоретичного опрацювання, перспективність, рівень розповсюдження результатів, можливість реалізації. Науковий ефект НДР на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» можна охарактеризувати двома показниками: ступенем наукової новизни та рівнем теоретичного опрацювання.

Значення показників ступеня новизни і рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи в балах наведені в табл. 4.1 та 4.2.

Таблиця 4.1 – Показники ступеня новизни науково-дослідної роботи виставлені експертами

Ступінь новизни	Характеристика ступеня новизни	Значення ступеня новизни, бали		
		Експерти (ПБ, посада)		
		1	2	3
Принципово нова	Робота якісно нова за постановкою задачі і ґрунтується на застосуванні оригінальних методів дослідження. Результати дослідження відкривають новий напрям в даній галузі науки і техніки. Отримані принципово нові факти, закономірності; розроблена нова теорія. Створено принципово новий пристрій, спосіб, метод	0	0	0
Нова	Отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних значень (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту). Проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів	0	60	55
Відносно нова	Робота має елементи новизни в постановці задачі і методах дослідження. Результати дослідження систематизують і узагальнюють наявну інформацію, визначають шляхи подальших досліджень; вперше знайдено зв'язок (або знайдено новий зв'язок) між явищами. В принципі відомі положення розповсюджені на велику кількість об'єктів, в результаті чого знайдено ефективне рішення. Розроблені більш прості способи для досягнення відомих результатів. Проведена часткова раціональна модифікація (з ознаками новизни)	40	0	0
Традиційна	Робота виконана за традиційною методикою. Результати дослідження мають інформаційний характер. Підтверджені або поставлені під сумнів відомі факти та твердження, які потребують перевірки. Знайдено новий варіант рішення, який не дає суттєвих переваг в порівнянні з існуючим	0	0	0
Не нова	Отримано результат, який раніше зафіксований в інформаційному полі, та не був відомий авторам	0	0	0
Середнє значення балів експертів		51,7		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів ступінь новизни характеризується як нова, тобто отримана нова інформація, яка суттєво зменшує невизначеність наявних знань (по-новому або вперше пояснені відомі факти, закономірності, впроваджені нові поняття, розкрита структура змісту) та проведено суттєве вдосконалення, доповнення і уточнення раніше досягнутих результатів.

Таблиця 4.2 – Показники рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи виставлені експертами

Характеристика рівня теоретичного опрацювання	Значення показника рівня теоретичного опрацювання, бали		
	Експерт (ПІБ, посада)		
	1	2	3
Відкриття закону, розробка теорії	0	0	0
Глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу	0	68	62
Розробка способу (алгоритму, програми), пристрою, отримання нової речовини	60	0	0
Елементарний аналіз зв'язків між фактами та наявною гіпотезою, класифікація, практичні рекомендації для окремого випадку тощо	0	0	0
Опис окремих елементарних фактів, викладення досвіду, результатів спостережень, вимірювань тощо	0	0	0
Середнє значення балів експертів	63,3		

Згідно отриманого середнього значення балів експертів рівень теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи характеризується як глибоке опрацювання проблеми: багатоаспектний аналіз зв'язків, взаємозалежності між фактами з наявністю пояснень, наукової систематизації з побудовою евристичної моделі або комплексного прогнозу.

Показник, який характеризує рівень наукового ефекту, визначаємо за формулою [24]:

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}}, \quad (4.1)$$

де $k_{\text{нов}}$, $k_{\text{теор}}$ - показники ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи, $k_{\text{нов}} = 51,7$, $k_{\text{теор}} = 63,3$ балів;

0,6 та 0,4 – питома вага (значимість) показників ступеня новизни та рівня теоретичного опрацювання науково-дослідної роботи.

$$E_{\text{нау}} = 0,6 \cdot k_{\text{нов}} + 0,4 \cdot k_{\text{теор}} = 0,6 \cdot 51,7 + 0,4 \cdot 63,33 = 56,33 \text{ балів.}$$

Визначення характеристики показника $E_{\text{нау}}$ проводиться на основі висновків експертів виходячи з граничних значень, які наведені в табл. 4.3.

Таблиця 4.3 – Граничні значення показника наукового ефекту

Досягнутий рівень показника	Кількість балів
Високий	70...100
Середній	50...69
Достатній	15...49
Низький (помилкові дослідження)	1...14

Відповідно до визначеного рівня наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання», даний рівень становить 56,33 балів і відповідає статусу - середній рівень. Тобто у даному випадку можна вести мову про потенційну фактичну ефективність науково-дослідної роботи.

4.2 Розрахунок витрат на здійснення науково-дослідної роботи

Витрати, пов'язані з проведенням науково-дослідної роботи на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання», під час планування, обліку і калькулювання собівартості науково-дослідної роботи групуємо за відповідними статтями.

4.2.1 Витрати на оплату праці

До статті «Витрати на оплату праці» належать витрати на виплату основної та додаткової заробітної плати керівникам відділів, лабораторій, секторів і груп, науковим, інженерно-технічним працівникам, конструкторам, технологам, креслярам, копіювальникам, лаборантам, робітникам, студентам, аспірантам та іншим працівникам, безпосередньо зайнятим виконанням конкретної теми, обчисленої за посадовими окладами, відрядними розцінками, тарифними ставками згідно з чинними в організаціях системами оплати праці.

Основна заробітна плата дослідників

Витрати на основну заробітну плату дослідників (Z_o) розраховуємо у відповідності до посадових окладів працівників, за формулою [24]:

$$Z_o = \sum_{i=1}^k \frac{M_{ni} \cdot t_i}{T_p}, \quad (4.2)$$

де k – кількість посад дослідників залучених до процесу досліджень;

M_{ni} – місячний посадовий оклад конкретного дослідника, грн;

t_i – число днів роботи конкретного дослідника, дн.;

T_p – середнє число робочих днів в місяці, $T_p=22$ дні.

$$Z_o = 11145,00 \cdot 22 / 22 = 11145,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.4 – Витрати на заробітну плату дослідників

Найменування посади	Місячний посадовий оклад, грн	Оплата за робочий день, грн	Число днів роботи	Витрати на заробітну плату, грн
Керівник дослідження	11145,00	506,59	22	11145,00
Інженер-конструктор	10642,00	483,73	22	10642,00
Лаборант	6350,00	288,64	10	2886,36
Асистент	8120,00	369,09	5	1845,45
Всього				26518,82

Основна заробітна плата робітників

Витрати на основну заробітну плату робітників (Z_p) за відповідними найменуваннями робіт НДР на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» розраховуємо за формулою:

$$Z_p = \sum_{i=1}^n C_i \cdot t_i, \quad (4.3)$$

де C_i – погодинна тарифна ставка робітника відповідного розряду, за виконану відповідну роботу, грн/год;

t_i – час роботи робітника при виконанні визначеної роботи, год.

Погодинну тарифну ставку робітника відповідного розряду C_i можна визначити за формулою:

$$C_i = \frac{M_M \cdot K_i \cdot K_c}{T_p \cdot t_{зм}}, \quad (4.4)$$

де M_M – розмір прожиткового мінімуму працездатної особи, або мінімальної місячної заробітної плати (в залежності від діючого законодавства), прийmemo $M_M=2379,00$ грн;

K_i – коефіцієнт міжкваліфікаційного співвідношення для встановлення тарифної ставки робітнику відповідного розряду (табл. Б.2, додаток Б) [24];

K_c – мінімальний коефіцієнт співвідношень місячних тарифних ставок робітників першого розряду з нормальними умовами праці виробничих об'єднань і підприємств до законодавчо встановленого розміру мінімальної заробітної плати.

T_p – середнє число робочих днів в місяці, приблизно $T_p = 22$ дн;

$t_{зм}$ – тривалість зміни, год.

$$C_1 = 2379,00 \cdot 1,35 \cdot 1,65 / (22 \cdot 8) = 30,11 \text{ грн.}$$

$$Z_{p1} = 30,11 \cdot 10,00 = 301,09 \text{ грн.}$$

Таблиця 4.5 – Величина витрат на основну заробітну плату робітників

Найменування робіт	Тривалість роботи, год	Розряд роботи	Тарифний коефіцієнт	Погодинна тарифна ставка, грн	Величина оплати на робітника грн
Монтаж обладнання	10,00	3	1,35	30,11	301,09
Інсталяція програмних модулів	6,00	4	1,50	33,45	200,73
Макетування дослідних блоків	8,00	5	1,70	37,92	303,32
Макетування модулятора	10,00	5	1,70	37,92	379,15
Монтаж-демонтаж блоків завод	8,00	3	1,35	30,11	240,87
Підготовка приміщення	16,00	2	1,10	24,53	392,54
Налаштування обладнання	6,00	4	1,50	33,45	200,73
Демонтаж обладнання	10,00	3	1,35	30,11	301,09
Всього					2319,53

Додаткова заробітна плата дослідників та робітників

Додаткову заробітну плату розраховуємо як 10 ... 12% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$Z_{\text{дод}} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{\text{дод}}}{100\%}, \quad (4.5)$$

де $H_{\text{дод}}$ – норма нарахування додаткової заробітної плати. Прийmemo 10%.

$$Z_{\text{дод}} = (26518,82 + 2319,53) \cdot 10 / 100\% = 2883,83 \text{ грн.}$$

4.2.2 Відрахування на соціальні заходи

Нарахування на заробітну плату дослідників та робітників розраховуємо як 22% від суми основної та додаткової заробітної плати дослідників і робітників за формулою:

$$Z_n = (Z_o + Z_p + Z_{доо}) \cdot \frac{H_{zn}}{100\%} \quad (4.6)$$

де H_{zn} – норма нарахування на заробітну плату. Приймаємо 22%.

$$Z_n = (26518,82 + 2319,53 + 2883,83) \cdot 22 / 100\% = 6978,88 \text{ грн.}$$

4.2.3 Сировина та матеріали

До статті «Сировина та матеріали» належать витрати на сировину, основні та допоміжні матеріали, інструменти, пристрої та інші засоби і предмети праці, які придбані у сторонніх підприємств, установ і організацій та витрачені на проведення досліджень за темою «Підвищення заводостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання».

Витрати на матеріали на даному етапі проведення досліджень в основному пов'язані з використанням моделей елементів та моделювання роботи і досліджень за допомогою комп'ютерної техніки та створення експериментальних математичних моделей або програмного забезпечення, тому дані витрати формуються на основі витратних матеріалів характерних для офісних робіт.

Витрати на матеріали (M), у вартісному вираженні розраховуються окремо по кожному виду матеріалів за формулою:

$$M = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j - \sum_{j=1}^n B_j \cdot C_{ej}, \quad (4.7)$$

де H_j – норма витрат матеріалу j -го найменування, кг;

n – кількість видів матеріалів;

C_j – вартість матеріалу j -го найменування, грн/кг;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$);

B_j – маса відходів j -го найменування, кг;

C_{ej} – вартість відходів j -го найменування, грн/кг.

$$M_1 = 15,00 \cdot 32,00 \cdot 1,1 - 0,000 \cdot 0,00 = 528,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.6 – Витрати на матеріали

Найменування матеріалу, марка, тип, сорт	Ціна за 1 кг, грн	Норма витрат, кг	Величина відходів, кг	Ціна відходів, грн/кг	Вартість витраченого матеріалу, грн
Папір для плотера A1	32,00	15,00	0,000	0,00	528,00
Папір офісний Skiper 80 (500) A4	132,00	4,00	0,000	0,00	580,80
Папка для паперів Skiper F4-500	85,00	4,00	0,000	0,00	374,00
Органайзер офісний Skiper DATA	196,00	4,00	0,000	0,00	862,40
Канцелярські товари	210,00	4,00	0,000	0,00	924,00
Картридж змінний Canon laser	1032,00	2,00	0,000	0,00	2270,40
FLASH-пам'ять Traveler 32GB	329,00	1,00	0,000	0,00	361,90
Всього					5901,50

4.2.4 Розрахунок витрат на комплектуючі

Витрати на комплектуючі (K_6), які використовують при проведенні НДР на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання», розраховуємо, згідно з їхньою номенклатурою, за формулою:

$$K_6 = \sum_{j=1}^n H_j \cdot C_j \cdot K_j \quad (4.8)$$

де H_j – кількість комплектуючих j -го виду, шт.;

C_j – покупна ціна комплектуючих j -го виду, грн;

K_j – коефіцієнт транспортних витрат, ($K_j = 1,1 \dots 1,15$).

$K_6 = 2 \cdot 1100,00 \cdot 1,1 = 2420,00$ грн.

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.7 – Витрати на комплектуючі

Найменування комплектуючих	Кількість, шт.	Ціна за штуку, грн	Сума, грн
Модулятор	2	1100,00	2420,00
Демодулятор	2	1320,00	2904,00
Всього			5324,00

4.2.5 Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Спецустаткування для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на виготовлення та придбання спецустаткування необхідного для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, виготовлення, транспортування, монтаж та встановлення.

Балансову вартість спецустаткування розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{спец}} = \sum_{i=1}^k C_i \cdot C_{\text{пр.і}} \cdot K_i, \quad (4.9)$$

де C_i – ціна придбання одиниці спецустаткування даного виду, марки, грн;

$C_{\text{пр.і}}$ – кількість одиниць устаткування відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує доставку, монтаж, налагодження устаткування тощо, ($K_i = 1,10 \dots 1,12$);

k – кількість найменувань устаткування.

$B_{\text{спец}} = 3100,00 \cdot 1 \cdot 1,11 = 3441,00$ грн.

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.8 – Витрати на придбання спецустаткування по кожному виду

Найменування устаткування	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
Завадостійкий кодер	1	3100,00	3441,00
Перемикач	1	6300,00	6993,00
Відносний кодер	2	3100,00	6882,00
Відносний декодер	1	2850,00	3163,50
Завадостійкий декодер	1	3500,00	3885,00
Всього			24364,50

4.2.6 Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт

До статті «Програмне забезпечення для наукових (експериментальних) робіт» належать витрати на розробку та придбання спеціальних програмних засобів і програмного забезпечення, (програм, алгоритмів, баз даних) необхідних для проведення досліджень, також витрати на їх проектування, формування та встановлення.

Балансову вартість програмного забезпечення розраховуємо за формулою:

$$B_{\text{прог}} = \sum_{i=1}^k C_{\text{инрг}} \cdot C_{\text{прог.і}} \cdot K_i, \quad (4.10)$$

де $C_{\text{инрг}}$ – ціна придбання одиниці програмного засобу даного виду, грн;

$C_{\text{прог.і}}$ – кількість одиниць програмного забезпечення відповідного найменування, які придбані для проведення досліджень, шт.;

K_i – коефіцієнт, що враховує інсталяцію, налагодження програмного засобу тощо, ($K_i = 1, 10 \dots 1, 12$);

k – кількість найменувань програмних засобів.

$$B_{\text{прог}} = 7250,00 \cdot 1 \cdot 1,2 = 8700,00 \text{ грн.}$$

Отримані результати зведемо до таблиці:

Таблиця 4.9 – Витрати на придбання програмних засобів по кожному виду

Найменування програмного засобу	Кількість, шт	Ціна за одиницю, грн	Вартість, грн
ОС Windows 10	1	7250,00	8700,00
Прикладний пакет Microsoft Office 2019	1	5720,00	6864,00
Matlab-Simulink	1	10300,00	12360,00
Всього			27924,00

4.2.7 Амортизація обладнання, програмних засобів та приміщень

В спрощеному вигляді амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання, приміщень та програмному забезпеченню тощо, розраховуємо з використанням прямолінійного методу амортизації за формулою:

$$A_{обл} = \frac{Ц_б}{T_г} \cdot \frac{t_{вик}}{12}, \quad (4.11)$$

де $Ц_б$ – балансова вартість обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, які використовувались для проведення досліджень, грн;

$t_{вик}$ – термін використання обладнання, програмних засобів, приміщень під час досліджень, місяців;

$T_г$ – строк корисного використання обладнання, програмних засобів, приміщень тощо, років.

$$A_{обл} = (26430,00 \cdot 1) / (3 \cdot 12) = 734,17 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.10 – Амортизаційні відрахування по кожному виду обладнання

Найменування обладнання	Балансова вартість, грн	Строк корисного використання, років	Термін використання обладнання, місяців	Амортизаційні відрахування, грн
Персональний комп'ютер	26430,00	3	1	734,17
Графічний пристрій виводу інформації	11934,00	4	1	248,63
Передавач радіосигналу	560,00	4	1	11,67
Універсальний периферійний SDR модуль (Universal Software Radio Peripheral)	2900,00	4	1	60,42
Генератор сигналу	6500,00	4	1	135,42
Генератор завод	4200,00	4	1	87,50
Приймач радіосигналу	980,00	4	1	20,42
Лабораторія	220000,00	25	1	733,33
Меблі офісні	8600,00	5	1	143,33
Всього				2174,88

4.2.8 Паливо та енергія для науково-виробничих цілей

Витрати на силову електроенергію (B_e) розраховуємо за формулою:

$$B_e = \sum_{i=1}^n \frac{W_{yi} \cdot t_i \cdot C_e \cdot K_{eni}}{\eta_i}, \quad (4.12)$$

де W_{yi} – встановлена потужність обладнання на визначеному етапі розробки, кВт;

t_i – тривалість роботи обладнання на етапі дослідження, год;

C_e – вартість 1 кВт-години електроенергії, грн; (вартість електроенергії визначається за даними енергопостачальної компанії), прийmemo $C_e = 4,10$ грн;

K_{eni} – коефіцієнт, що враховує використання потужності, $K_{eni} < 1$;

η_i – коефіцієнт корисної дії обладнання, $\eta_i < 1$.

$$B_e = 0,25 \cdot 160,0 \cdot 4,10 \cdot 0,95 / 0,97 = 164,00 \text{ грн.}$$

Проведені розрахунки зведемо до таблиці.

Таблиця 4.11 – Витрати на електроенергію

Найменування обладнання	Встановлена потужність, кВт	Тривалість роботи, год	Сума, грн
Персональний комп'ютер	0,25	160,0	164,00
Графічний пристрій виводу інформації	0,08	110,0	36,08
Передавач радіосигналу	0,04	80,0	13,12
Універсальний периферійний SDR модуль (Universal Software Radio Peripheral)	0,02	20,0	1,64
Генератор сигналу	0,04	80,0	13,12
Генератор завод	0,04	50,0	8,20
Приймач радіосигналу	0,02	50,0	4,10
Всього			240,26

4.2.9 Службові відрядження

До статті «Службові відрядження» дослідної роботи на тему «Підвищення заводостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» належать

витрати на відрядження штатних працівників, працівників організацій, які працюють за договорами цивільно-правового характеру, аспірантів, зайнятих розробленням досліджень, відрядження, пов'язані з проведенням випробувань машин та приладів, а також витрати на відрядження на наукові з'їзди, конференції, наради, пов'язані з виконанням конкретних досліджень.

Витрати за статтею «Службові відрядження» розраховуємо як 20...25% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cv} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cv}}{100\%}, \quad (4.13)$$

де H_{cv} – норма нарахування за статтею «Службові відрядження», прийmemo $H_{cv} = 25\%$.

$$B_{cv} = (26518,82 + 2319,53) \cdot 25 / 100\% = 7209,59 \text{ грн.}$$

4.2.10 Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації

Витрати за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації» розраховуємо як 30...45% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{cn} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{cn}}{100\%}, \quad (4.14)$$

де H_{cn} – норма нарахування за статтею «Витрати на роботи, які виконують сторонні підприємства, установи і організації», прийmemo $H_{cn} = 30\%$.

$$B_{cn} = (26518,82 + 2319,53) \cdot 30 / 100\% = 8651,50 \text{ грн.}$$

4.2.11 Інші витрати

До статті «Інші витрати» належать витрати, які не знайшли відображення у зазначених статтях витрат і можуть бути віднесені безпосередньо на собівартість досліджень за прямими ознаками.

Витрати за статтею «Інші витрати» розраховуємо як 50...100% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$I_s = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{is}}{100\%}, \quad (4.15)$$

де H_{ib} – норма нарахування за статтею «Інші витрати», прийmemo $H_{ib} = 50\%$.

$$I_e = (26518,82 + 2319,53) \cdot 50 / 100\% = 14419,17 \text{ грн.}$$

4.2.12 Накладні (загальновиробничі) витрати

До статті «Накладні (загальновиробничі) витрати» належать: витрати, пов'язані з управлінням організацією; витрати на винахідництво та раціоналізацію; витрати на підготовку (перепідготовку) та навчання кадрів; витрати, пов'язані з набором робочої сили; витрати на оплату послуг банків; витрати, пов'язані з освоєнням виробництва продукції; витрати на науково-технічну інформацію та рекламу та ін.

Витрати за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати» розраховуємо як 100...150% від суми основної заробітної плати дослідників та робітників за формулою:

$$B_{нзв} = (Z_o + Z_p) \cdot \frac{H_{нзв}}{100\%}, \quad (4.16)$$

де $H_{нзв}$ – норма нарахування за статтею «Накладні (загальновиробничі) витрати», прийmemo $H_{нзв} = 110\%$.

$$B_{нзв} = (26518,82 + 2319,53) \cdot 110 / 100\% = 31722,18 \text{ грн.}$$

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення заводостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» розраховуємо як суму всіх попередніх статей витрат за формулою:

$$B_{заг} = Z_o + Z_p + Z_{дод} + Z_n + M + K_e + B_{спец} + B_{прз} + A_{обл} + B_e + B_{св} + B_{сп} + I_e + B_{нзв}. \quad (4.17)$$

$$B_{заг} = 26518,82 + 2319,53 + 2883,83 + 6978,87905 + 5901,50 + 5324,00 + 24364,50 + 27924,00 + 2174,88 + 240,26 + 7209,59 + 8651,50 + 14419,17 + 31722,18 = 166632,63 \text{ грн.}$$

Загальні витрати ZB на завершення науково-дослідної (науково-технічної) роботи та оформлення її результатів розраховується за формулою:

$$ZB = \frac{B_{заг}}{\eta}, \quad (4.18)$$

де η - коефіцієнт, який характеризує етап (стадію) виконання науково-дослідної роботи, прийmemo $\eta = 0,95$.

$$3B = 166632,63 / 0,95 = 175402,77 \text{ грн.}$$

4.3 Оцінювання важливості та наукової значимості науково-дослідної роботи

Оцінювання та доведення ефективності виконання науково-дослідної роботи фундаментального чи пошукового характеру є достатньо складним процесом і часто базується на експертних оцінках, тому має вірогідний характер.

Для обґрунтування доцільності виконання науково-дослідної роботи на тему «Підвищення заводостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» використовується спеціальний комплексний показник, що враховує важливість, результативність роботи, можливість впровадження її результатів у виробництво, величину витрат на роботу.

Комплексний показник K_p рівня науково-дослідної роботи може бути розрахований за формулою:

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t}, \quad (4.19)$$

де I – коефіцієнт важливості роботи. Прийmemo $I = 3$;

n – коефіцієнт використання результатів роботи; $n = 0$, коли результати роботи не будуть використовуватись; $n = 1$, коли результати роботи будуть використовуватись частково; $n = 2$, коли результати роботи будуть використовуватись в дослідно-конструкторських розробках; $n = 3$, коли результати можуть використовуватись навіть без проведення дослідно-конструкторських розробок. Прийmemo $n = 3$;

T_c – коефіцієнт складності роботи. Прийmemo $T_c = 2$;

R – коефіцієнт результативності роботи; якщо результати роботи плануються вище відомих, то $R = 4$; якщо результати роботи відповідають відомому рівню, то $R = 3$; якщо нижче відомих результатів, то $R = 1$. Прийmemo $R = 3$;

B – вартість науково-дослідної роботи, тис. грн. Прийmemo $B = 175402,77$ грн;

t – час проведення дослідження. Прийmemo $t = 0,08$ років, (1 міс.).

Визначення показників I , n , T_c , R , B , t здійснюється експертним шляхом або на основі нормативів [24].

$$K_p = \frac{I^n \cdot T_c \cdot R}{B \cdot t} = 3^3 \cdot 2 \cdot 3 / 175 \cdot 0,08 = 11,08.$$

Якщо $K_p > 1$, то науково-дослідну роботу на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» можна вважати ефективною з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

4.4 Висновок до розділу 4

Витрати на проведення науково-дослідної роботи на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» складають 175402,77 грн. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи на тему «Підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання» є середній, а дослідження актуальними, рівень доцільності виконання науково-дослідної роботи $K_p > 1$, що свідчить про потенційну ефективність з високим науковим, технічним і економічним рівнем.

5 ОХОРОНА ПРАЦІ ТА БЕЗПЕКА В НАДЗВИЧАЙНИХ СИТУАЦІЯХ

Державна політика України щодо охорони праці базується на конституційному праві кожного громадянина на належні безпечні і здорові умови праці та пріоритету життя і здоров'я працівника по відношенню до результатів виробничої діяльності. Реалізація цієї політики має забезпечити постійне поліпшення умов і безпеки праці, зменшення рівнів травматизму та професійної захворюваності. За будь-якої діяльності людини існує ризик отримати травму чи набути захворювання. Людина, яка володіє професійними компетенціями правил безпеки, враховує цей ризик і застосовує заходи, які його зменшують або зовсім виключають.

У магістерській кваліфікаційній роботі досліджується підвищення завадостійкості та спектральної ефективності радіосистем передавання. Всі дослідження і експериментальні процеси відбуваються з участю ПК.

Всі трудові процеси потребують заходів з охорони праці, для забезпечення безпеки працівника на робочому місці і для виключення або зменшення впливу шкідливих факторів, що можуть впливати на нього в процесі трудової діяльності.

На працівників, що проводять дослідження на ПК можуть впливати такі небезпечні та шкідливі фактори, у відповідності з прийнятою класифікацією за ГОСТ 12.0003.-74 [1].:

Фізичні: підвищена та понижена температура повітря робочої зони; підвищена та понижена рухливість повітря робочої зони; недостатня освітленість робочої зони; недостатність природного освітлення; небезпечний рівень напруги в електричному колі, замикання якого може відбутися через тіло людини; підвищена та понижена вологість повітря; підвищений рівень електромагнітного опромінення.

Психофізіологічні: нервово – психічні перевантаження (монотонність праці, емоційні перевантаження, перенапруга аналізаторів).

5.1 Технічні рішення з безпечного виконання робіт.

5.1.1 Технічні рішення з організації робочого місця під час проектування.

Працюючий перед початком роботи повинен пройти інструктаж. Результати інструктажу заносяться в «Журнал реєстрації інструктажів з питань охорони праці на робочому місці», в журналі після проходження інструктажу повинен бути

підпис особи, яка інструктує та працівника, а також відмітка у стовпчику 12 про допуск до роботи.

Комп'ютери повинні мати передбачений заводом -виробником захист від ураження електричним струмом.

Комп'ютер встановлюють на відстані не менше 1 м від стін, між собою на відстані не менше 1,5 м; Виключають можливість прямого засвічування екрану джерелом природного освітлення; Поверхня екрану повинна знаходитись на відстані 400-700 мм, від очей користувача; Висота робочої поверхні столу повинна становити 680-800 мм, ширина не менше 500 мм; Стілець повинен мати висоту 280-320 мм, ширину не менше як 380 мм; При роботі з текстом, інформацією рекомендується працювати на світлому (білому) фоні з чорними знаками.

5.1.2 Електробезпека виробничого приміщення

Класифікація приміщень за категоріями електробезпеки залежно від мікроклімату виробничих будівель. Допустимими визнаються умови праці у будівлях, де відносна вологість повітря не перевищує 60%, температура повітря не перевищує 35 °С, а пил та хімічно агресивне середовище – відсутні. За таких умов праці мікроклімат вважається сухим. Вологими називаються умови роботи, де відносна вологість повітря становить від 60% до 75%. Сирі – це такі умови, які характеризуються відносною вологістю повітря в будівлі більшою за 75%. Особливо сирі умови – це умови, із майже стовідсотковою відносною вологістю повітря. Гарячими умовами праці є становище, при якому температура повітря перевищує 35 °С. Запиленими визнаються умови, при яких виділяється велика кількість виробничого пилу, внаслідок чого він може залишатись на зовнішніх поверхнях або навіть проникати у середину обладнання чи апаратів. До умов праці з хімічно активним середовищем відносять умови, при яких у повітрі протягом тривалого часу залишаються гази або краплі рідин, які негативно впливають на ізолюючі властивості і струмопровідні елементи електричних інструментів.

Класифікація приміщень за рівнем електробезпеки Відповідно до ПУЕ, усі промислові приміщення (цехи, майстерні, склади) за ступенем ймовірності ураження електричним струмом можна розділити на три категорії: Будівлі з підвищеною небезпекою До цього типу будівель належать споруди, в яких наявний принаймні один із таких факторів: сирі приміщення, відносна вологість в яких протягом тривалого часу перевищує 75%; приміщення, в яких пил покриває провідники, забивається всередину машин та обладнання; приміщення зі струмопровідними підлогами (металевими, земляними, цегляними, залізобетонними); приміщення, в яких середня температура повітря зазвичай перевищує +30 °С; приміщення, в яких існує ймовірність одночасного торкання

співробітника до зовнішніх елементів електричного устаткування і заземлених металевих конструкцій будівель, технологічного обладнання тощо.

Будівлі з особливо небезпечними умовами Ці будівлі характеризуються як дуже сирі приміщення зі стовідсотковою відносною вологістю. Стеля, стіни, підлога, устаткування у таких приміщеннях постійно вкриті тонким шаром крапель чи пліснявою. Слід бути вкрай обережними, оскільки при виконанні робіт з використанням електричної напруги на відкритому повітрі, всередині посудин, всередині непросохлих приміщень ймовірність ураження співробітників чи сторонніх осіб електричним струмом дуже висока. До будівель з особливо небезпечними умовами належать також споруди з хімічно активним середовищем, яке завдяки своїм властивостям завдає шкоду ізоляції та електричним матеріалам. Окрім того, будівлі, які мають одночасно дві або більше ознаки приміщень з підвищеною безпекою так само належать до будівель із особливо небезпечними умовами.

Будівлі без факторів збільшеної безпеки До цієї категорії належать будівлі, в яких немає жодної з ознак, властивих приміщенням з підвищеною або особливою безпекою[2].

Для створення оптимальних умов електробезпеки в виробничому приміщенні потрібно підтримувати режим вологості повітря на рівні 60%, для того щоб приміщення було сухим, та температуру повітря не вище 35°C. Постійний моніторинг середовища, на предмет пилу та хімічно агресивних речовин у складі повітря, для забезпечення електробезпеки приміщення.

5.2. Технічні рішення з гігієни праці та виробничої санітарії

5.2.1 Мікроклімат

Мікроклімат виробничих приміщень (санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень ДСН 3.3.6.042–99) можна оцінювати за сукупністю таких факторів, як температура (t , °C), відносна вологість (ϕ , %), швидкість руху повітря (V , м/с) та величина інтенсивності теплового опромінення (E , Вт/м²).

За ступенем впливу на тепловий стан людини мікрокліматичної умови поділяють на оптимальні та допустимі. Оптимальні мікрокліматичні умови – поєднання параметрів мікроклімату, які при тривалому та систематичному впливі на людину забезпечують зберігання нормального теплового стану організму без активізації механізмів терморегуляції. Вони забезпечують відчуття теплового комфорту та створюють передумови для високого рівня працездатності [3]. Допустимі мікрокліматичні умови – поєднання параметрів мікроклімату, які при

тривалому та систематичному впливі на людину можуть викликати зміни теплового стану організму, що швидко минають і нормалізуються та супроводжуються напруженням механізмів терморегуляції в межах фізіологічної адаптації. При цьому не виникає ушкоджень або порушень стану здоров'я, але можуть спостерігатися дискомфортні тепловідчуття, погіршення самопочуття та зниження працездатності[3].

Категорія робіт – розмежування робіт за важкістю на основі загальних енерговитрат організму[3]. Легкі фізичні роботи (категорія І) охоплюють види діяльності, при яких витрата енергії дорівнює 105–140 Вт (90–120 ккал/год.) – категорія Іа та 141–175 Вт (121–150 ккал/год.) – категорія Іб. До категорії Іа належать роботи, що виконуються сидячи і не потребують фізичного напруження. До категорії Іб належать роботи, що виконуються сидячи, стоячи або пов'язані з ходінням та супроводжуються деяким фізичним напруженням.

Визначаємо наявну категорію робіт, як Іа.

Отже повинні забезпечуватися такі оптимальні величини температури, відносної вологості та швидкості руху повітря, що зазначені в нормативному акті НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями.[4]

Оптимальні параметри мікроклімату наведені в табл.5.1.

Таблиця 5.1 – Оптимальні параметри мікроклімату при виконанні робіт операторського типу на ЕОМ для робіт категорії Іа

Період року	Температура повітря, °С	Відносна вологість, %	Швидкість руху, м\с
Холодний	22-24	60-40	0,1
Теплий	23-25	60-40	0,1

При плануванні умов робочого місця потрібно дотримуватись саме цих параметрів мікроклімату для досягнення оптимальних умов праці, що виконує важливу роль в якості виконаної роботи працівником та в безпеці його трудової діяльності.

5.2.2. Склад повітря робочої зони

При дослідженні ефективності природної вентиляції приміщенні потрібно враховувати, що відповідно до СНиП 2.04.05–91 [5] за умови, якщо об'єм робочого приміщення, що припадає на кожного працюючого, менше 20 м³, необхідний повітрообмін повинен становити не менше $L' = 30$ м³/год на одну особу. При об'ємі 20 м³ і більше на одного працюючого повітрообмін повинен становити не менше L'

= 20 м3/год. При об'ємі 40 м3і більше на одного працюючого за наявності в приміщенні вікон та дверей повітрообмін не лімітується.

Також для профілактики та підтримки оптимального складу повітря потрібно дотримуватись гігієни приміщення: проводити вологе прибирання, регулярно провітрювати приміщення.

5.2.3 Виробниче освітлення

Відповідно до ДБН В.2.5-28:2018 [6] Система природного освітлення відноситься до бокової. Характеристика зорових робіт – середньої точності.

Норми освітленості при штучному освітленні та КПО (для III пояса світлового клімату) при природному та сумісному освітленні зазначені у таблиці 5.2:

Таблиця 5.2 - Норми освітленості в приміщенні

Характеристика зорової роботи	Найменший розмір об'єкта розрізнення	Розряд зорової роботи	Підрозряд зорової роботи	Контраст об'єкта розрізнення з фоном	Характеристика фона	Освітленість, лк		КПО, %			
						Штучне освітлення		Природне освітлення		Сумісне освітлення	
						Комбіноване	Загальне	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове	Верхнє або верхнє і бокове	Бокове
Середньої точності	Від 0,5 до 1,0	IV	б	середній	середній	200	500	4	1,5	2,4	0,9

При експлуатації штучного освітлення здійснюється контроль за рівнем напруги освітлювальної мережі, своєчасна заміна перегорілих ламп, забезпечується чистота повітря у приміщенні. Забезпечити освітлення робочого місця таким чином, щоб не утворювались відблиски від клавіатури та екрану відео монітора в напрямку очей працюючого.

5.2.4 Виробничий шум

Нормативним документом, який регламентує рівні шуму для різних категорій робочих місць службових приміщень, є ДСН 3.3.6.037-99 [7].

Таблиця 5.3 – Допустимі рівні звукового тиску в октанових смугах частот, рівні шуму та еквівалентні рівні шуму

Робоче місце	Рівні звукового тиску (дБ) в октанових смугах з середньо герметичними частотами, Гц									Рівні шуму та еквівалентні рівні шуму, (дБ)
	31,5	63	125	250	500	1000	2000	4000	8000	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Для програмістів операторів ЕОМ (ПЕОМ)	86	71	61	54	49	45	42	40	38	50

При виникненні ситуації коли рівень шуму вище допустимої норми рекомендовано користуватись засобами індивідуального захисту (навушники або протишумові вкладки).

5.2.5. Електромагнітні випромінювання

Під час проведення роботи із використанням ПК на дослідника діє підвищений рівень електромагнітного поля.

Електромагнітні випромінювання радіочастотного діапазону, що генеруються ВДТ пов'язані перш за все з частотою формування елемента зображення, а також з інтенсивністю електронного променя, що зумовлює яскравість точок на екрані.

Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК (за вимогами MPR II 1990:10 Шведського національного комітету з вимірювань та досліджень та нормами ТСО 9295) наведені в таблиці 5.4.

Таблиця 5.4 - Допустимі рівні випромінювань моніторів ПК

Вид поля	ТСО	MPR II
Змінне електричне поле		
5 Гц – 2 кГц	10 В/м	2,5 В/м
2 кГц – 400 кГц	1 В/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	2,5 В/м на відстані 0,5 м навколо монітора
Змінне магнітне поле		
5 Гц – 2 кГц	250 нТл 200 мА/м	250 нТл 200 мА/м
ц – 400 кГц	25 нТл 20 мА/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора	25 нТл 20 мА/м на відстані 0,3 м від центра екрана і 0,5 м навколо монітора

Для зменшення впливу електромагнітного випромінювання на працівника слід дотримуватися раціонального режиму роботи та відпочинку.

5.2.6 Психофізіологічні фактори

Можлива психоемоційна напруга при тривалій роботі з екраном відеомонітору, тому для забезпечення безпечності праці пропонуються наступні рішення:

Працюючі за комп'ютером повинні дотримуватися наступного режиму праці:

При введенні даних, читанні інформації з екрану безперервна тривалість роботи не повинна перевищувати 4-х годин при 8-годинному робочому дні;

Через кожну годину роботи необхідно робити перерву на 5-10 хвилин, а через 2 години на 15 хвилин;

Перерви використовувати для зорового та фізичного розвантажування:

Стоячи або сидячи робити похитування головою ліворуч-праворуч (темп швидкий);

Стоячи або сидячи робити нахили голови уперед-назад (темп помірний);

Масаж лоба, злегка його поглажуючи, а також поглажуючи ділянки над бровами у напрямку до скронь;

Стоячи або сидячи проводити самомасаж шиї та потилиці, поглажуючи потилицю та шию у напрямку до торса;

5.3 Безпека у надзвичайних ситуаціях. Дослідження стійкості роботи радіосистем передавання в умовах надзвичайних ситуацій

Одним із завданням цивільного захисту є забезпечення стійкості роботи приладів і електронного обладнання в умовах надзвичайних ситуацій і небезпек, а також розробка і реалізація відповідних заходів щодо створення засобів захисту від загрозливих чинників надзвичайних ситуацій. Виконання цього завдання особливо гостро стоїть у воєнний час, для апаратури подвійного застосування, при впливах радіації, ЕМІ, вибухової хвилі тощо.

В умовах надзвичайних ситуацій, надзвичайного та воєнного стану засоби телекомунікацій та системи автоматики відіграють особливу роль для підприємства, установи та організації в управлінні яких є засоби виробництва зброї використовуються для попередження, локалізації та ліквідації наслідків надзвичайних ситуацій, оповіщення населення, проведення мобілізації, забезпечення потреб національної безпеки, оборони, охорони правопорядку тощо.

Вплив різних загрозливих чинників надзвичайних ситуацій може загрожувати роботі систем управління та передачі даних і цим вплинути на безпеку систем в складі яких вони застосовуються. В систем управління та передачі даних застосовуються елементи, до складу яких входять: метали, неорганічні матеріали, провідники органічні сполуки, діелектрики, смоли тощо. Вважається, що серед них метали найбільш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань.

Проходячи через елементи РЕА, потік гамма-випромінювань створює в них вільні носії електричних зарядів, який призводить до спрацьовування системи. При великих дозах випромінювання втрачають працездатність комплектуючі елементи систем радіоелектроніки і електроавтоматики. В транзисторах змінюється обернений струм і коефіцієнт підсилення, у конденсаторах знижуються напруги пробною та опір стікання, змінюється провідність і внутрішній нагрів; руйнується електрична ізоляція дротів з полімерних матеріалів. В органічних діелектричних матеріалах змінюються електрична провідність, діелектрична проникність і тангенс кута втрат. Неорганічні матеріали менш чутливі до впливу іонізуючих випромінювань.

Найбільш уразливі від ЕМІ радіоелектронні системи управління і передачі даних. ЕМІ ушкоджує напівпровідникові прилади, резистори, конденсатори, а також іншу апаратуру та електронні системи. Слід також пам'ятати, що механічний захист апаратури не захищає від впливу ЕМІ. Апаратура може бути знищена навіть знаходячись у надійних спорудах. Тому є необхідність провести дослідження по стійкості роботи радіосистем передавання в умовах впливу цих двох факторів.

5.3.1 Дослідження стійкості роботи радіосистем передавання в умовах дії іонізуючих випромінювань

За критерій стійкості роботи радіосистем передавання приймають такі максимальні значення рівня радіації, або дози опромінення, при яких сенсор буде ще працювати з потрібною якістю.

Дослідження стійкості роботи радіосистем передавання ведеться у такій послідовності:

1. Проаналізуємо наявну в системі елементну базу.
2. По табличним даним довідників для кожного елемента визначимо $D_{гр}$, які занесемо до таблиці 5.5.

Таблиця 5.5 Експозиційні дози радіосистем передавання

Елементна база	Діелектричні матеріали	$D_{грi} (P)$	$D_{гр} (P)$
Блок живлення	Транзистор КП350 Б	10^4	10 ⁴
	Мікросхема ML700IGM	10^5	
	Конденсатор керамічний	10^6	
Блок перетворення	Елемент NXP H788	10^4	
	Конденсатори	10^7	
	Кварцовий резонатор ТХС	10^{10}	

3. По мінімальному значенню $D_{гр}$ визначимо границю стійкості роботи апаратури у цілому в нашому випадку $D_{гр}=10^4 P$.

Врахувавши рівень захищеності апаратури:

$$D_{гр.к}=D_{гр} \cdot K_{посл.}=10^4 \cdot 4 = 4 \cdot 10^4 (P).$$

4. Визначається час нормального функціонування радіосистем передавання в заражені зоні за формулою:

$$t_k=t_p+t_n=6248+1=6249 \text{ (год)}.$$

Можлива доза опромінення при використанні системи на зараженій території визначається за формулою:

$$D_M = \frac{2 \cdot P_1 \cdot (\sqrt{t_k} - \sqrt{t_n})}{K_{осл}} \quad (P),$$

де t_k , t_n – час початку і кінця знаходження радіосистем передавання в іонізуючих випромінюваннях, год;

P_1 – рівень радіації через одну годину після зараження, P/год.

Тоді

$$D_M = \frac{2 \cdot 3,3 \cdot (\sqrt{6145} - \sqrt{1})}{4} = 127,7 P.$$

Допустимий час стійкої роботи:

$$t_k = t_o = \left(\frac{D_{sp.min} \cdot K_{nocl} + 2 \cdot p_{1,max} \cdot \sqrt{t_{п}}}{2p_{1,max}} \right)^2 = \left(\frac{10^4 \cdot 4 + 2 \cdot 3,3 \cdot \sqrt{1}}{2 \cdot 3,3} \right)^2 = 10^8 \text{ год.}$$

Отже, порівнявши $D_{гр}$ та D_M можна зробити висновок: радіосистеми передавання можуть надійно працювати на зараженій території, в приміщенні з коефіцієнтом ослаблення $K_{ocл}=4$, так як границя стійкості роботи системи перевищує його можливу дозу опромінення.

5.3.2 Дослідження стійкості роботи радіосистем передавання в умовах впливу електромагнітного імпульсу

За критерій стійкості електронних систем або їх окремих елементів до впливу ЕМІ вважають коефіцієнт безпеки, що визначається відношенням гранично допустимої напруги до наведеної, тобто створеної ЕМІ в провіднику:

$$K_B = 20 \lg \frac{U_{\partial}}{U_{в(г)}} \geq 40 [\text{дБ}],$$

де U_{∂} - допустиме коливання напруги живлення ($U_{ж} = 5 \text{ В} \pm 5\%$);

$U_{в(г)}$ - напруга наведена за рахунок електромагнітного імпульсу у вертикальних чи горизонтальних струмопровідних частинах.

Початковими даними для дослідження стійкості є вертикальна складова напруженості електромагнітного поля:

$$E_B = 7,21 \text{ (кВ/м)};$$

Послідовність оцінки:

Визначається горизонтальна складова напруженості електромагнітного поля:

$$E_{г} = 10^{-3} \cdot E_B = 10^{-3} \cdot 7,21 = 7,21 \text{ (В/м)};$$

Визначаються максимальні довжини струмопровідних частин: $l_B = 1,84 \text{ м}$, $l_{г} = 1,7 \text{ м}$.
Напруги наведення в вертикальних і горизонтальних струмопровідних частинах:

$$U_{B1} = E_{\Gamma} \cdot l_B = 7,21 \cdot 1,84 = 13,266 \text{ (В)};$$

$$U_{\Gamma1} = E_{B1} \cdot l_{\Gamma} = 7,21 \cdot 1,7 \cdot 10^3 = 12,257 \cdot 10^3 \text{ (В)};$$

Допустиме коливання напруги живлення:

$$U_{\text{Д}} = U_{\text{ж}} + \frac{U_{\text{ж}} \cdot N}{100} = 5 + \frac{5}{100} \cdot 5 = 5,25 \text{ (В)};$$

де N - відсоток відхилення.

По формулі (5.2) визначаємо коефіцієнти безпеки:

$$K_{BВ1} = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{Д}}}{U_{B1}} = 20 \cdot \lg \frac{5,25}{13,266} = 3,27 \leq 40 \text{ (дБ)};$$

$$K_{B\Gamma1} = 20 \cdot \lg \frac{U_{\text{Д}}}{U_{\Gamma1}} = 20 \cdot \lg \frac{5,25}{12,257 \cdot 10^3} = 66,79 \geq 40 \text{ (дБ)};$$

В нашому випадку $K_{BВ1} < 40$ дБ, отже апаратура нестійка до впливу електромагнітного імпульсу, і потрібно вжити заходи по підвищенню її надійності, а саме забезпечити екранування системи.

5.3.3. Розробка заходів по підвищенню стійкості радіосистем передавання в умовах надзвичайних ситуацій

При імпульсному впливі іонізуючих випромінювань, крім перерахованих способів використовують: застосування схем, мало критичних до змін електричних параметрів; зниження напруги живлення на аноді і збільшення від'ємної напруги зсуву сіток газорозрядних приладів; застосування пристроїв, які містять додаткові радіотехнічні схеми на період впливу радіації; збільшення відстані між елементами, які знаходяться під навантаженням і інші.

Для захисту від іонізуючого випромінювання можуть використовуватись алюмінієві сплави, леговані лантаноїдами чи рідкоземельними елементами, сплави на основі тугоплавких і рідкоземельних елементів і багатошарові матеріали. Для боротьби з впливом іонізуючого випромінювання можна використати і захисні покриття.

Для захисту від ЕМІ проведемо розрахунок захисного екрану. Для цього визначимо необхідне перехідне гасіння енергії електромагнітного поля екраном (А, дБ). У якості екрану використовуємо корпус системи який виконаний із сталі:

$$A = 5,02 \cdot t \cdot \sqrt{f} \text{ (дБ)},$$

де t – товщина стінки екрану;

f – частота $f=15000$ Гц.

Знаходимо товщину екрану:

$$t = \frac{36,7}{5,02 \cdot \sqrt{15000}} = 0,06 \text{ (см)}.$$

Необхідне перехідне гасіння енергії

$$A_{\text{необ}} = 40 - K_{\text{БВ1}} = 40 - 3,3 = 36,7 \text{ (дБ)}.$$

Враховуючи конструктивну особливість системи, а саме те що його корпус виготовлено зі сталі, встановлення додаткового екранування не є доцільним так як функцію екрана виконує корпус товщиною 1 мм.

Тоді перехідне гасіння енергії яке буде чинити сталевий екран:

$$A = 5,2 \cdot 0,1 \cdot \sqrt{15000} = 63,6 \text{ (дБ)};$$

Також для захисту від ЕМІ використовують і інші заходи по захисту, такі як та стільникові металічні конструкції для повітрозбірників та вентиляційних отворів, струмопровідні сітки, контактні пружинні прокладки, що розміщуються по периметру дверей і люків. Для захисту від проникнення електромагнітного імпульсу через кабельні вводи використовуються волоконно-оптичні системи зв'язку.

Отже нами досліджена стійкість роботи радіосистем передавання в умовах дії іонізуючих випромінювань та електромагнітного імпульсу і одержано наступні результати, що радіовимірювальні сенсори можуть надійно працювати на території зараженій іонізуючим випромінюванням до граничної експозиційної дози в 127,7 Р, а також стійко переносити електромагнітний імпульс напруженістю 7,21 кВ/м, за умови використання екрануючого системи.

Висновок

Робота присвячена синтезу і аналізу методів і алгоритмів оцінки параметрів каналу зв'язку і випадкових сигналів, спостережуваних на фоні фазового і адитивного шуму з невідомими законами розподілу з метою підвищення завадостійкості прийому повідомлень. Сфера застосування компенсація спотворень сигналу, що вносяться приймачем прямого перетворення, без рішення яких неможливий прийом інформації в цифрових системах зв'язку. Також вони можуть використовуватися у вимірній техніці.

У першому розділі був проведений аналіз літературних джерел з оцінки параметрів сигналу і каналу на фоні завад. Були розглянуті алгоритми оцінки сигналу і каналу на фоні гаусового білого шуму, та поставлені основні завдання по удосконаленню методу на основі якого будуть синтезовані алгоритми спільної оцінки параметрів сигналу і каналу зв'язку, працюючі при умові апріорної невизначеності відносно каналу зв'язку і законів розподілу шумів.

Другий розділ був присвячений методам оцінювання випадкового процесу в умовах апріорної невизначеності відносно законів розподілу шумів. Удосконалений новий метод рішення поставлених завдань для спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку і випадкового сигналу, що не вимагає апріорної інформації про закони розподілу випадкових процесів. На основі цього отримана процедура нелінійної фільтрації і регуляризуючі алгоритми які мають меншу обчислювальну складність.

У третьому розділі розроблена структурна схема компенсації спотворень сигналу за допомогою асимптотично оптимальних рекурентних алгоритмів спільної оцінки каналу і спотворень сигналу в тракту приймача прямого перетворення. Запропоновані алгоритми виграють по точності оцінювання невідомих параметрів і завадостійкості. Також отримані алгоритми не залежать від виду тестової послідовності і модуляції і можуть використовуватися по інформаційних символах після процедури детектування, тим самим даючи можливість підвищити ефективність системи зв'язку.

Четвертий розділ присвячений економічним розрахункам щодо капітальних вкладень та визначення економічної ефективності наукових досліджень та їх подальшого застосування в теоретичних та практичних застосуваннях. Відповідно до проведеного аналізу та розрахунків рівень наукового ефекту проведеної науково-дослідної роботи є середнім.

У п'ятому розділі були розглянуті небезпечні та шкідливі фактори, а також їх вплив на організм людини, яка здійснює розробку та дослідження в рамках магістерської кваліфікаційної роботи, а також надані рекомендації по зменшенню їх впливу.

Таким чином, мета дослідження досягнута, наукова проблема, що полягає в розробці методів спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку в умовах апіорної невизначеності відносно статистичних характеристик каналу зв'язку, законів розподілу шумів і обмеженні на обчислювальну складність, - вирішена.

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Прокис, Дж. Цифровая связь/ Пер. с англ. под ред. Кловского Д.Д. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.
2. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. / Пер. с англ. под ред. Журавлева В.И.М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.
3. Маковеева, М.М. Системы связи с подвижными объектами. / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. - М: Радио и связь, 2002. - 440 с.
4. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи. / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М: Эко-Трендз, 2005. - 392 с.
5. Сухман, С.М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. / С.М. Сухман, А.В. Бернов, Б.В. Шевкопляс. - М: Эко-Трендз, 2003. - 272 с.
6. Берлин, А.Н. Цифровые сотовые системы связи. / А.Н. Берлин. - М: Эко-Трендз, 2007. - 296 с.
7. Вишнеvский, В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G./ В.М. Вишнеvский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. - М: Техносфера, 2009. - 472 с.
8. Немировский, М.С. Беспроводные технологии от последней мили до последнего дюйма. / М.С. Немировский, О.А. Шорин, А.И. Бабин, А.Л. Сартаков. - М: Эко-Трендз, 2009. - 400 с.
9. Крейнделин, В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. / В.Б. Крейнделин //Санкт-Петербург: Издательство «Линк», 2009. – 272 с.
10. Бакулин, М.Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин.- М: Горячая линия-Телеком, 2014. -244 с.
11. Бакулин, М.Г. Технология OFDM. Учебное пособие для вузов. / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлома, А.П. Шумов. - М: Горячая линия-Телеком, 2016. -352 с.
12. Бакулин, М.Г. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G./ М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, Д.Ю. Панкратов. - М: Горячая линия –Телеком, 2018. -280 с.
13. Тихонов, В.И. Оптимальный прием сигналов. / В.И. Тихонов. - М.: Радио и связь, 1983. -320 с.
14. Перов, А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. /А.И. Перов. М: Радиотехника, 2003. - 400 с.
15. Васин, В.А., Власов И.Б., Егоров Ю.М. и др. Информационные технологии в радиотехнических системах. Учебное пособие. / Под ред. Федорова

- И.Б./ В.А. Васин, И.Б. Власов, Ю.М. Егоров и др.- М: Изд-во МГТУ им. Н.Э Баумана, 2003. - 672 с.
16. Аджемов, А.С. Общая теория связи. Учебник для вузов. / А.С. Аджемов, В.Г. Санников. - М: Горячая линия-Телеком, 2018. - 624 с.
 17. Mokhtar, M. OFDM Opportunistic Relaying Under Joint Transmit/Receive I/Q Imbalance. / M. Mokhtar et al // IEEE Trans. Commun. - May 2014, - vol. 62, № 5. - pp. 1458–1468.
 18. Gokceoglu, A. Energy detection under IQ imbalance with single and multi-channel direct-conversion receiver: Analysis and mitigation. / A. Gokceoglu et al. // IEEE J. Sel. Areas Commun. – 2014. - vol. 32, № 3.- pp. 411–424.
 19. Semiari, O. Effect of I/Q imbalance on blind spectrum sensing for OFDMA overlay cognitive radio. / O. Semiari, B. Maham, and C. Yuen // in 1st IEEE ICC. Aug 2012.- pp. 433–437.
 20. Semiari, O. On the effect of I/Q imbalance on energy detection and a novel four-level hypothesis spectrum sensing. / O. Semiari, B. Maham, and C. Yuen // IEEE Trans. Veh. Technol.- 2014.- vol. 63, № 8. - pp. 4136 – 4141.
 21. Balatsoukas-Stimming, A. Baseband and RF hardware impairments in full-duplex wireless systems: experimental characterisation and suppression. /A. Balatsoukas- Stimming et al. // EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking. – 2015.- vol. 2015, № 1. - pp. 1–11.
 22. Kalman, R.E. New results in linear prediction and filtering theory. /R.E. Kalman,R.S. Bucy //Trans. ASME, J. Basic Eng. – 1961. - V.83D. - pp.95-108.
 23. Kalman, R.E. New approach to linear filtering and prediction problem. / R.E. Kalman // Trans. ASME, J. Basic Eng. – 1960. - V. 82, № 1. - pp. 35-45
 24. Література: Методичні вказівки до виконання економічної частини магістерських кваліфікаційних робіт / Уклад. : В. О. Козловський, О. Й. Лесько, В. В. Кавецький. – Вінниця : ВНТУ, 2021. – 42 с.
 25. ГОСТ 12.0.003-74 ССБТ. Опасные и вредные производственные факторы. Классификация.
 26. Правила улаштування електроустановок - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://www.energiy.com.ua/PUE.html>
 27. Санітарні норми мікроклімату виробничих приміщень. ДСН 3.3.6.042–99 [Електронний ресурс]. –Режим доступу: <http://www.dnaor.com>.
 28. НПАОП 0.00-7.15-18 Вимоги щодо безпеки та захисту здоров'я працівників під час роботи з екранними пристроями. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://sop.zp.ua/norm_praop_0_00-7_15-18_01_ua.php
 29. СНиП 2.04.05-91*У. Отопление, вентиляция и кондиционирование[Електронний ресурс] - Режим доступу: https://dnaor.com/html/1671/doc-%D0%A1%D0%9D%D0%B8%D0%9F_2.04.05-

91_%D0%A3

30. ДБН В.2.5-28:2018 Природне і штучне освітлення - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/doc-page.html?id_doc=79885

31. ДСН 3.3.6.037-99 Санітарні норми виробничого шуму, ультразвуку та інфразвуку. - [Електронний ресурс] - Режим доступу: <http://document.ua/sanitarni-normi-virobnichogo-shumu-ultrazvuku-ta-infrazvuku-nor4878.html>

32. Наказ від 08.04.2014 № 248 Про затвердження Державних санітарних норм та правил Гігієнічна класифікація праці за показниками шкідливості та небезпечності факторів виробничого середовища, важкості та напруженості трудового процесу - [Електронний ресурс] - Режим доступу: http://online.budstandart.com/ua/catalog/topiccatalogua/labor-protection/14._nakazy_ta_rozpor_183575/248+58074-detail.html

ФІРЕН

ТКСТБ

ВІДП

Додаток А
(обов'язковий)
ВНТУ

ЗАТВЕРДЖУЮ
Зав.кафедри ТКСТБ ВНТУ,
докт. техн. наук, професор
В.М. Кичак
“ ” _____ 2021 р.

ТЕХНІЧНЕ ЗАВДАННЯ

на виконання магістерської кваліфікаційної роботи
ПІДВИЩЕННЯ ЗАВАДОСТІЙКОСТІ ТА СПЕКТРАЛЬНОЇ ЕФЕКТИВНОСТІ
РАДІОСИСТЕМ ПЕРЕДАВАННЯ
08-34.МКР.002.00.000 ТЗ

Керівник роботи
к.т.н., доц. кафедри ТКСТБ ВНТУ
Стальченко О.В.

Виконавець: ст. гр. ТКС-20м
Древінський В.В.

1 ПІДСТАВА ДЛЯ ВИКОНАННЯ РОБОТИ

Робота проводиться на підставі наказу ректора по Вінницькому національному технічному університету від “24” 09 2021 року № 277 та індивідуального завдання на магістерську кваліфікаційну роботу.

Дата початку роботи: 01.09.2021 р.

Дата закінчення: 20.12.2021 р.

2 МЕТА І ПРИЗНАЧЕННЯ МКР

Метою даної магістерської кваліфікаційної роботи є підвищення завадостійкості систем зв'язку за рахунок точнішого спільного оцінювання невідомих параметрів каналу зв'язку при прийнятній обчислювальній складності.

Задачами магістерської кваліфікаційної роботи є:

- розробка технічного завдання;
- створення нових високоточних спільних методів і алгоритмів оцінювання параметрів каналу зв'язку, працюючих по тестовій послідовності в умовах апріорної невизначеності відносно динамічної системи, статистичних характеристик каналу зв'язку і законів розподілу шумів;
- аналіз якості роботи синтезованих алгоритмів при шумових діях з різними законами розподілу, корельованих і некорельованих, у вигляді вузькосмугової завади
- дослідження впливу відхилення апріорних відомостей відносно дисперсії шуму спостереження на якість оцінювання.;

Об'єктом дослідження є системи тактової і фазової синхронізації, приймач прямого перетворення.

Предметом дослідження є методи і алгоритми спільного оцінювання параметрів каналу зв'язку.

Основними завданнями роботи є:

- техніко-економічне обґрунтування доцільності даної розробки;
- аналіз методів вимірювання динамічних характеристик ІКМ сигналів електрозв'язку;
- аналіз якості роботи синтезованих алгоритмів при шумових діях;
- дослідження впливу відхилення апріорних відомостей відносно дисперсії шуму спостереження на якість оцінювання;
- аналіз економічної ефективності проведеної розробки;
- дослідження питань безпеки життєдіяльності.

Розроблений в ході виконання метод синтезу і аналізу методів і алгоритмів оцінки параметрів каналу зв'язку і випадкових сигналів, спостережуваних на фоні

фазового і адитивного шуму з невідомими законами розподілу з метою підвищення завадостійкості прийому повідомлень.

3 ВИХІДНІ ДАНІ ДЛЯ ПРОВЕДЕННЯ МКР

Робота базується на результатах попередніх досліджень. .

Список використаних джерел розробки:

3.1. Прокис, Дж. Цифровая связь/ Пер. с англ. под ред. Кловского Д.Д. - М.: Радио и связь, 2000. - 800 с.

3.2. Феер, К. Беспроводная цифровая связь. / Пер. с англ. под ред. Журавлева В.И.М.: Радио и связь, 2000. - 520 с.

3.3. Маковеева, М.М. Системы связи с подвижными объектами. / М.М. Маковеева, Ю.С. Шинаков. - М: Радио и связь, 2002. - 440 с.

3.4. Волков, Л.Н. Системы цифровой радиосвязи. / Л.Н. Волков, М.С. Немировский, Ю.С. Шинаков. – М: Эко-Трендз, 2005. - 392 с.

3.5. Сухман, С.М., Бернов А.В., Шевкопляс Б.В. Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. / С.М. Сухман, А.В. Бернов, Б.В. Шевкопляс. - М: Эко-Трендз, 2003. - 272 с.

3.6. Берлин, А.Н. Цифровые сотовые системы связи. / А.Н. Берлин. - М: Эко-Трендз, 2007. - 296 с.

3.7. Вишневский, В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G./ В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. - М: Техносфера, 2009. - 472 с.

3.8. Немировский, М.С. Беспроводные технологии от последней мили до последнего дюйма. / М.С. Немировский, О.А. Шорин, А.И. Бабин, А.Л. Сартаков. - М: Эко-Трендз, 2009. - 400 с.

3.9. Крейнделин, В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. / В.Б. Крейнделин // Санкт-Петербург: Издательство «Линк», 2009. – 272 с.

3.10. Бакулин, М.Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин.- М: Горячая линия-Телеком, 2014. -244 с.

3.5 Положення про кваліфікаційні роботи на другому (магістерському) рівні вищої освіти у Вінницькому національному технічному університеті / Уклад. А. О. Семенов, Л. П. Громова, Т.В. Макарова, Сердюк О.В. – Вінниця: ВНТУ, 2021 – 60 с.

3.11 Кухарчук В.В., Ігнатенко О.Г., Обертюх Р.Р. Методичні вказівки до оформлення дипломних проектів (робіт) для студентів всіх спеціальностей.- В.: ВДТУ, 2002.

3.12 Козловський В.О. Техніко-економічні обґрунтування та економічні розрахунки в дипломних проектах та роботах. Навчальний посібник. – В.: ВДТУ, 2003.

3.13 ДСТУ 3008-2015. Інформація та документація, звіти у сфері науки і техніки.- К.: ДП «УкрНДНЦ», 2016.

3.9 Разработка и оформление конструкторской документации радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под ред. Э.Т.Романычевой.- М: Радио и связь, 1989.

3.14 Бортник Г.Г., Васильківський М.В. Методичні вказівки до підготовки магістерських кваліфікаційних робіт для студентів спеціальності «Телекомунікації та радіотехніка» усіх форм навчання.- Вінниця:ВНТУ, 2018.- 50 с.

4 ВИКОНАВЕЦЬ

Вінницький національний технічний університет, кафедра телекомунікаційних систем та телебачення, студент групи ТКС-20м Древінський В.В.

5 ВИМОГИ ДО ВИКОНАННЯ МКР

Пропонується виконати дослідження методів і алгоритмів оцінки параметрів каналу зв'язку і випадкових сигналів, спостережуваних на фоні фазового і адитивного шуму з невідомими законами розподілу з метою підвищення завадостійкості прийому повідомлень

Технічні вимоги, яким повинна відповідати розробка, наступні:

- види модуляції – QAM, PSK,
- відношення сигнал/шум – 20 дБ,
- вибірка сигналу – 2000,
- зсув частоти – 10 кГц,
- довжина інтервалу екстраполяції – 10..

6 ЕТАПИ МКР І ТЕРМІНИ ЇХ ВИКОНАННЯ

№	Назва та зміст етапу	Термін виконання		Очікувані результати	Звітна документація
		початок	закінчення		
1.	Розробка технічного завдання (ТЗ)	01.09.2021р.	10.09.2021р.	Розроблене ТЗ	Додаток А
2.	Огляд методів алгоритмів оцінки невідомих параметрів сигналу і каналу зв'язку	11.09.2021р.	17.09.2021р.	Розроблене ТЕО	Вступ. Розділ 1.

3.	Методи оцінювання випадкового процесу в умовах апріорної невизначеності відносно динамічної системи і законів розподілу шумів	18.09.2021р.	01.10.2021р.	Проведений аналіз	Розділ 2
4.	Синтез алгоритмів оцінки параметрів сигналу і каналу в завданні компенсації спотворень сигналу в тракці приймача прямого перетворення	02.10.2021р.	19.11.2021р.	Характеристики і параметри	Розділ 3
5.	Аналіз економічної ефективності	20.11.2021р.	30.11.2021р.	Економічна частина МКР	Розділ 4
6.	Охорона праці та безпека в надзвичайних ситуаціях	01.12.2021р.	06.12.2021р.	Частина ОТ та БНС	Розділ 5
7.	Оформлення пояснювальної записки (ПЗ) та графічної частини	07.12.2021р.	13.12.2021р.	Оформлена документація	ПЗ та графічна частина
8.	Нормоконтроль, попередній захист, опонування МКР	14.12.2021р.	17.12.2021р.	Позитивні відзиви	Відгуки
9.	Захист МКР ЕК		20.12.2021р.	Позитивний захист	Протокол ЕК

7 ОЧКУВАНІ РЕЗУЛЬТАТИ ТА ПОРЯДОК РЕАЛІЗАЦІЇ МКР

- В результаті виконання роботи будуть розроблені:
- в умовах апріорної невизначеності запропонований новий метод спільної оцінки параметрів сигналу і каналу зв'язку, що дозволяє підвищити точність оцінки при обмежених вибірках сигналу.
 - за допомогою запропонованого методу були синтезовані нові регуляризуючі рекурентні алгоритми, працюючі по тестовій послідовності виду інформаційного сигналу, при невідомій динамічній системі в умовах апріорної невизначеності відносно законів розподілу шумів
 - для завдання компенсації спотворень QAM сигналу в каналі без завмирань з адитивним шумом і спотворень, що вносяться приймачем прямого

перетворення синтезовані новий регуляризуєчий алгоритм і новий алгоритм нелінійної фільтрації з перерахунком оцінок фази і частоти для знаходження спільних оцінок амплітуди, фази, частоти, амплітудно-фазового дисбалансу, між квадратурою сигналу і постійних складових.

Новий регуляризуєчий алгоритм менш чутливий до неточності апріорних відомостей відносно дисперсії адитивного шуму.

Результати, отримані в процесі виконання даної роботи, будуть впроваджені в галузі телекомунікацій:

- Регіональний Центр експлуатації телекомунікаційної мережі України шляхом впровадження широкосмугового ІКМ;
- ПАТ “Укртелеком” шляхом впровадження нових методик контролю характеристик ІКМ.

Очікуваний техніко-економічний ефект. При впровадженні результатів досліджень очікується підвищення точності та зменшення обчислювальної здатності.

8 МАТЕРІАЛИ, ЯКІ ПОДАЮТЬ ПІСЛЯ ЗАКІНЧЕННЯ РОБОТИ ТА ПІД ЧАС ЕТАПІВ

За результатами виконання МКР до ЕК подаються пояснювальна записка, графічна частина МКР, відзив і рецензія.

9 ПОРЯДОК ПРИЙМАННЯ МКР ТА ЇЇ ЕТАПІВ

Поетапно результати виконання МКР розглядаються керівником роботи та обговорюються на засіданні кафедри.

Захист магістерської кваліфікаційної роботи відбувається на відкритому засіданні ЕК.

10 ВИМОГИ ДО РОЗРОБЛЮВАНОЇ ДОКУМЕНТАЦІЇ

Документація, що розробляється в процесі виконання досліджень повинна містити:

- структурну схему формування ковариаційної матриці;
- структурну схему компенсації спотворень сигналу;
- економічну частину та розділ БЖД і ЦЗ;
- рекомендації щодо подальшого використання отриманих методів.

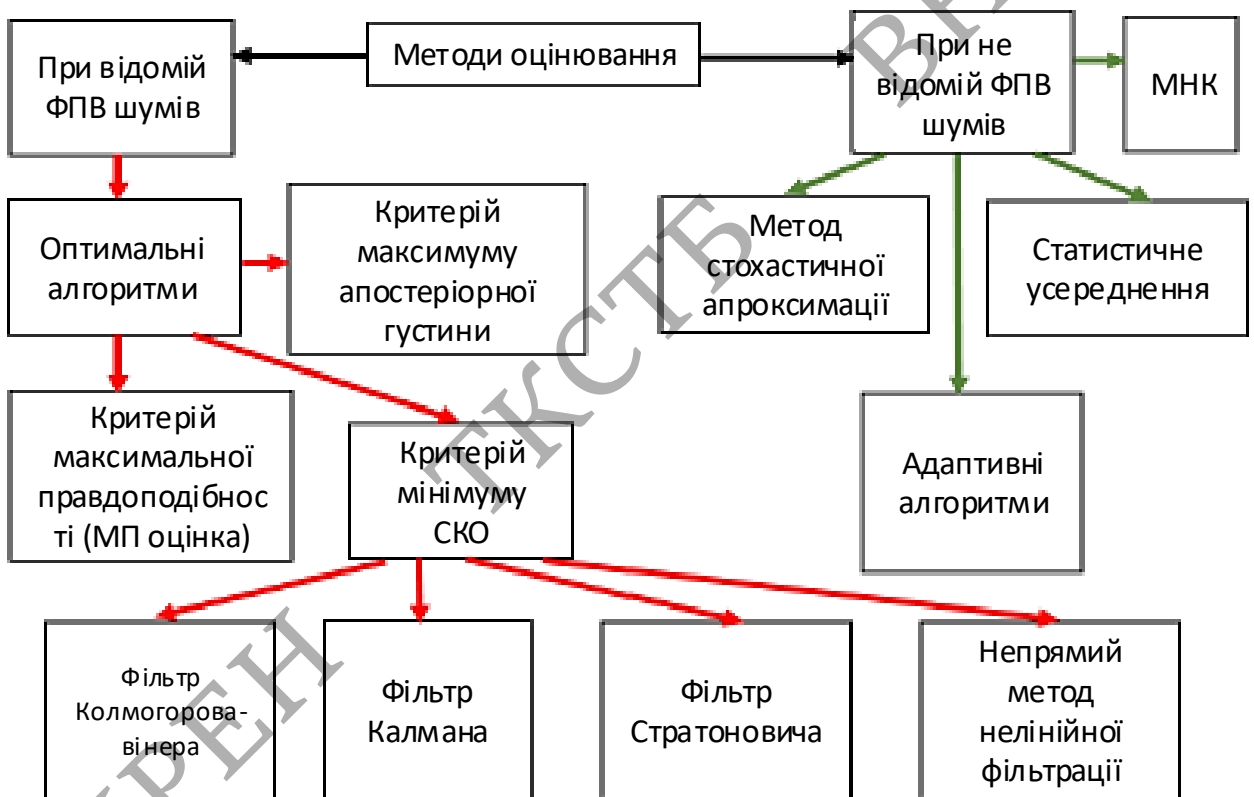
11 ВИМОГИ ЩОДО ТЕХНІЧНОГО ЗАХИСТУ ІНФОРМАЦІЇ З ОБМЕЖЕНИМ ДОСТУПОМ

У зв'язку з тим, що інформація не є конфіденційною, заходи з її технічного захисту не передбачаються.

Додаток Б
(обов'язковий)

Методи оцінювання постійних параметрів сигналу і випадкових процесів

Методи оцінювання постійних параметрів сигналу і випадкових процесів



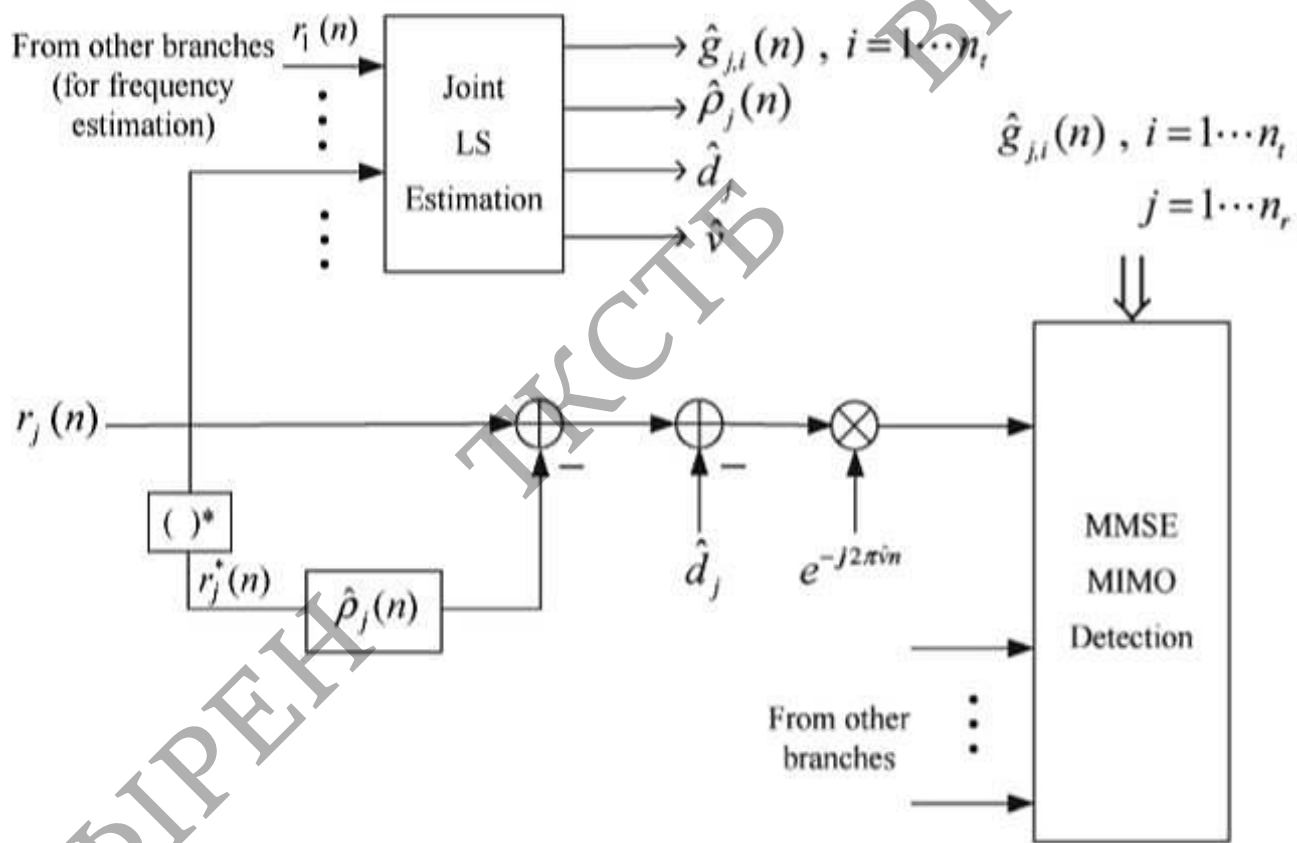
Додаток В
(обов'язковий)

Структурна схема обробки сигналу QAM

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ



					08-34.МКР.002.00.000			
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата				
Розроб.	Древінський В.				Структурна схема обробки сигналу квадратурної амплітудної модуляції	Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.	Стальченко О.В.						1	1
Реценз.	Семенов А.О.					ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.	Стальченко О.В.							
Затверд.	Кичак В.М.							

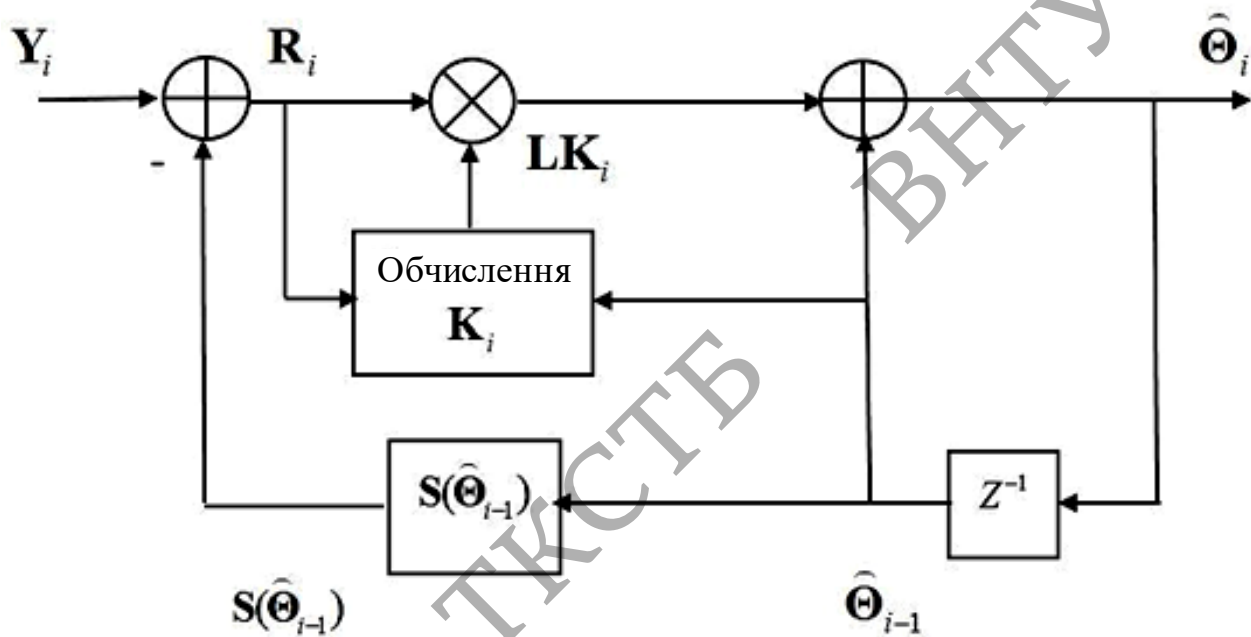
Додаток Г
(обов'язковий)

Структурна схема комбінованого алгоритму

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ



ФІРЕН

08-34.МКР.002.00.000

Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Древінський В.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.				1	1
Реценз.		Семенов А.О.			ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.					
Затверд.		Кичак В.М.					
					Структурна схема комбінованого алгоритму нелінійної фільтрації і регуляризуючої процедури.		

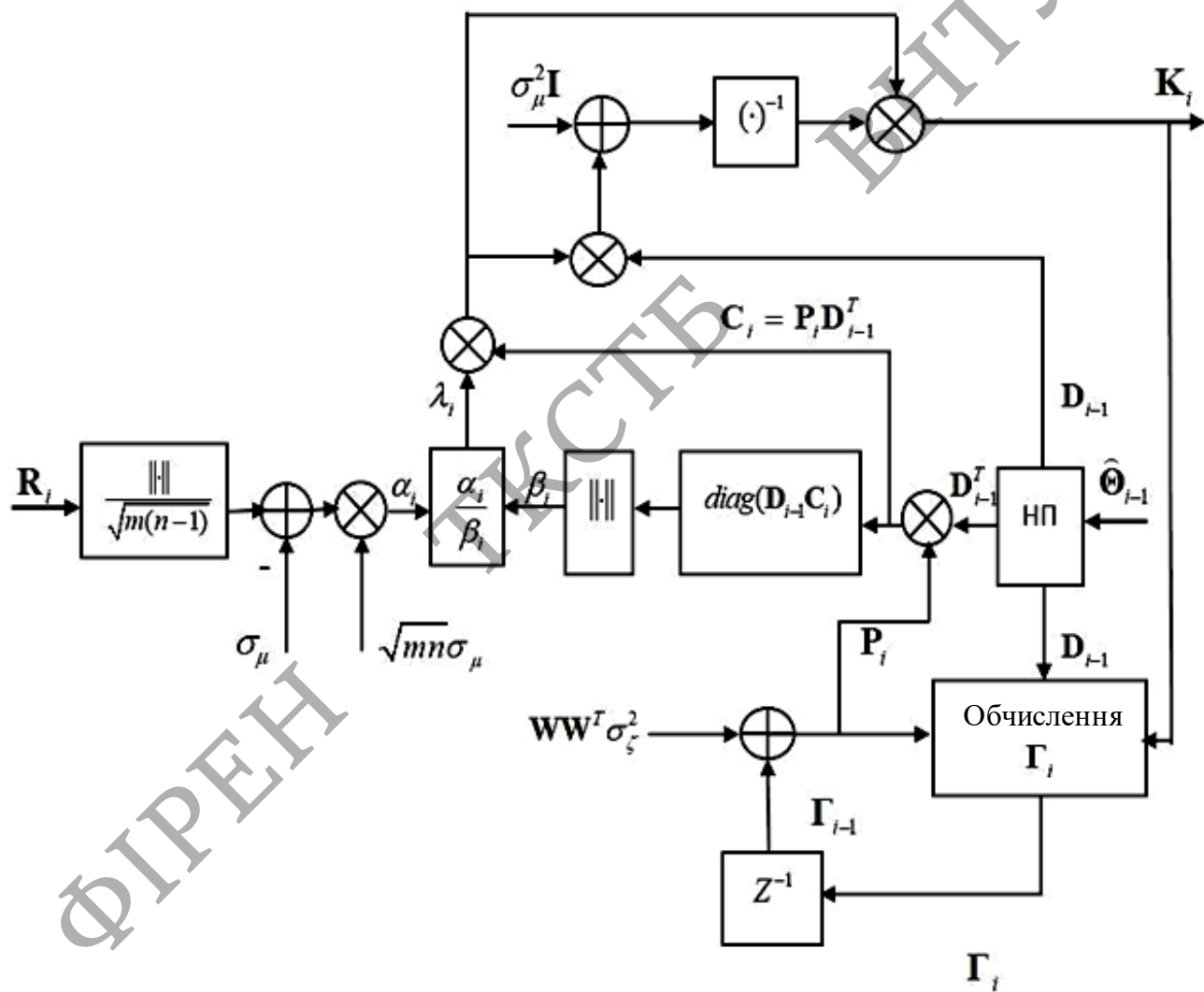
Додаток Д
(обов'язковий)

Структурна схема формування матриці підсилення

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ



08-34.МКР.002.00.000

Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата
Розроб.		Древінський В.		
Перевір.		Стальченко О.В.		
Реценз.		Семенов А.О.		
Н. Контр.		Стальченко О.В.		
Затверд.		Кичак В.М.		

Структурна схема формування матриці підсилення

Літ.	Арк.	Аркушів
	1	1
ВНТУ, гр. ТКС-20м		

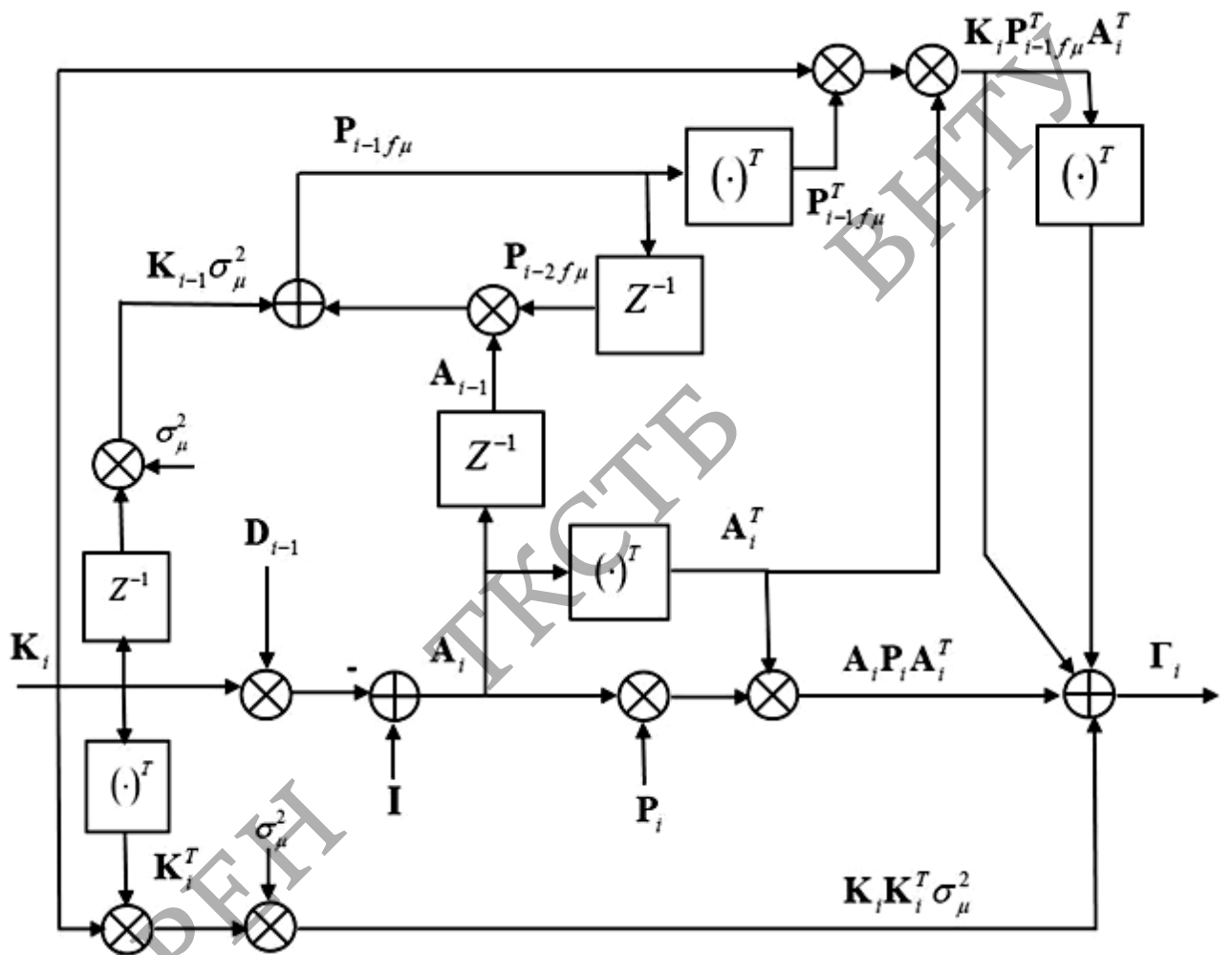
Додаток Е
(обов'язковий)

Структурна схема формування ковариаційної матриці

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ



					08-34.МКР.002.00.000		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Древінський В.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.				1	1
Реценз.		Семенов А.О.			ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.					
Затверд.		Кичак В.М.					

Структурна схема формування
коваріаційної матриці помилок
фільтрації

Додаток К
(обов'язковий)

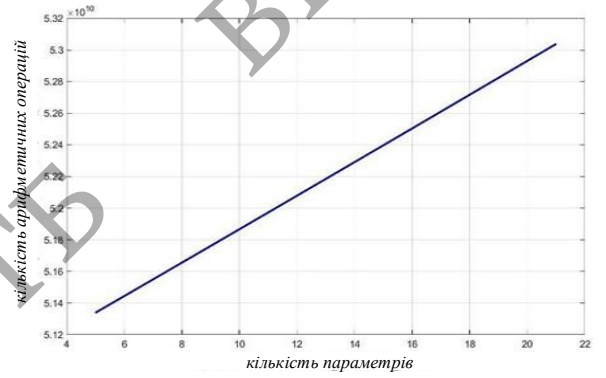
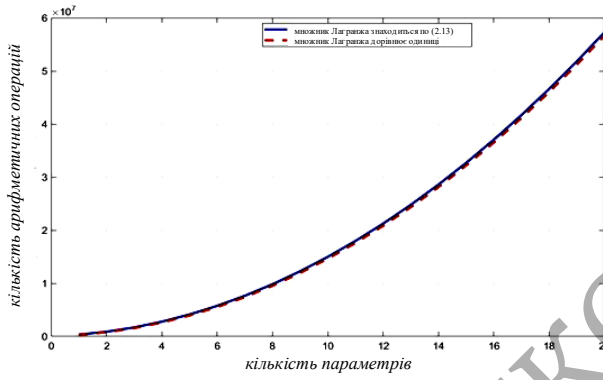
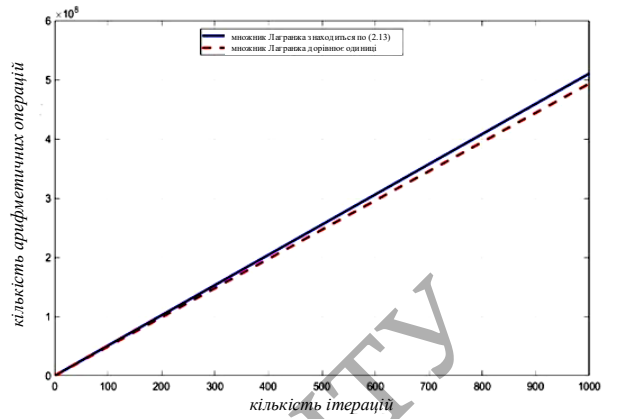
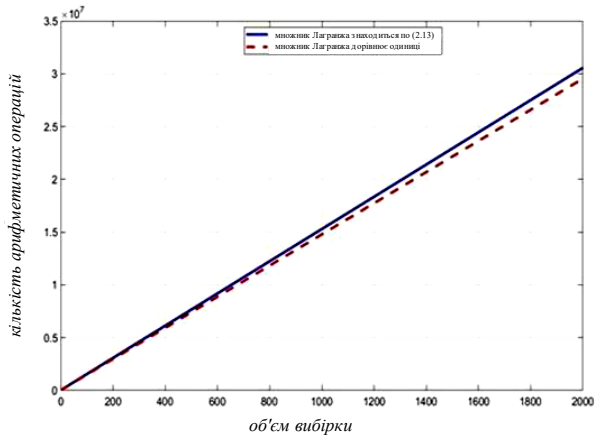
Залежність обчислювальної складності розроблених алгоритмів

ФІРЕН

ТКСТІВ

ВНТУ

Залежність обчислювальної складності алгоритму



ФІРЕН

ТКСТ

ВНТУ

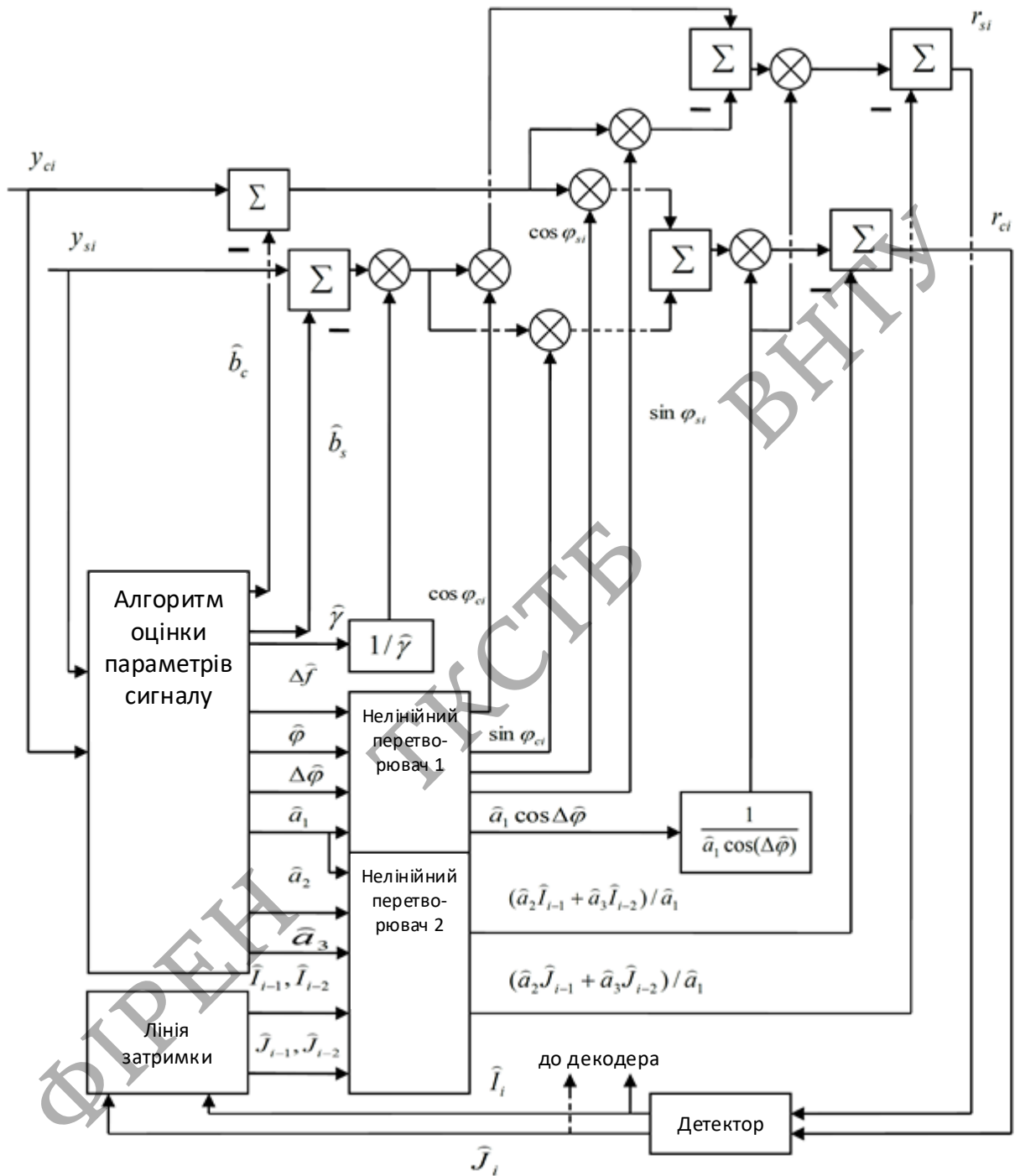
Додаток Л
(обов'язковий)

Структурна схема компенсації спотворень сигналу

ФІРЕН

ТКСТБ

ВНТУ



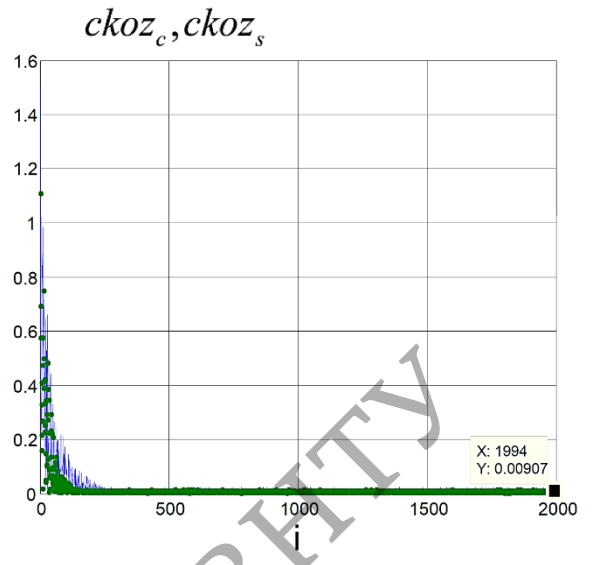
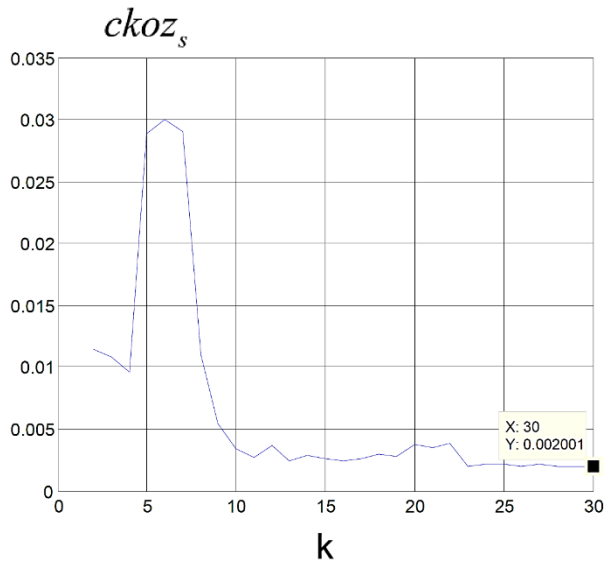
					08-34.МКР.002.00.000		
Змн.	Лист	№ докум.	Підпис	Дата			
Розроб.		Древінський В.			Літ.	Арк.	Аркушів
Перевір.		Стальченко О.В.				1	1
Реценз.		Семенов А.О.			ВНТУ, гр. ТКС-20м		
Н. Контр.		Стальченко О.В.					
Затверд.		Кичак В.М.					

Структурна схема компенсації
спотворень сигналу

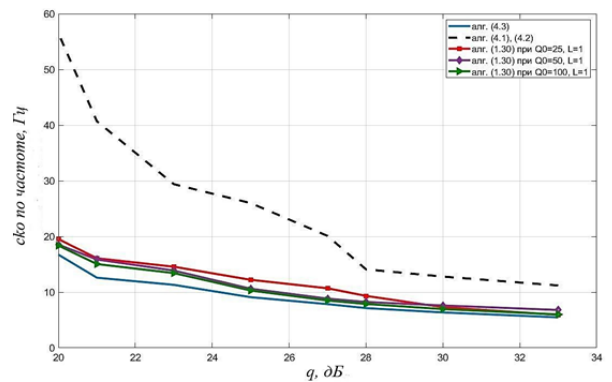
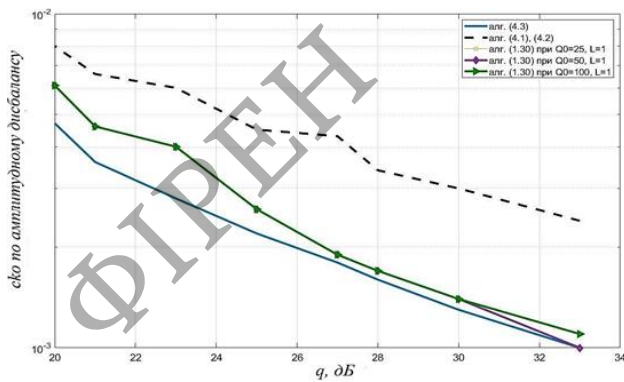
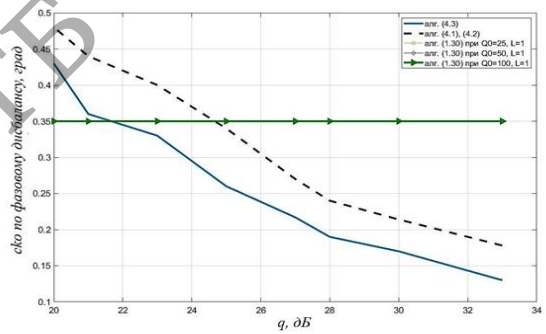
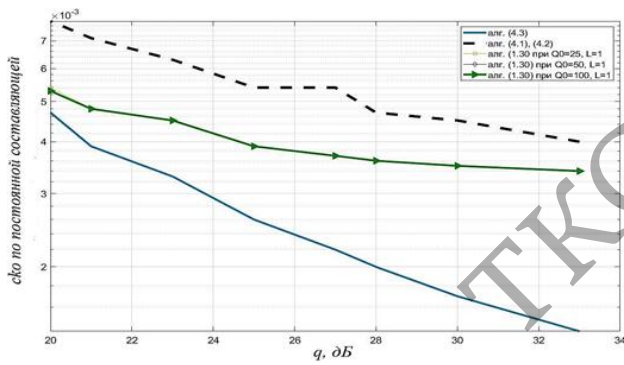
Додаток М
(обов'язковий)

Графіки оцінки параметрів сигналу і каналу для розроблених алгоритмів

Графіки оцінки параметрів сигналу і каналу для розроблених алгоритмів.



Залежність середньоквадратичної помилки оцінювання сигналу від кількості ітерацій



Залежність СКП оцінювання параметрів сигналу 64 - QAM від відношення сигнал/шум