

НАЦІОНАЛЬНИЙ ТЕХНІЧНИЙ УНІВЕРСИТЕТ УКРАЇНИ
«КИЇВСЬКИЙ ПОЛІТЕХНІЧНИЙ ІНСТИТУТ
імені ІГОРЯ СІКОРСЬКОГО»
РАДІОТЕХНІЧНИЙ ФАКУЛЬТЕТ
кафедра РАДІОІНЖЕНЕРІЇ

«На правах рукопису»
УДК 681

До захисту допущено:
В.о. завідувача кафедри
_____ Сергій МАРТИНЮК
«__» _____ 2024 р.

Магістерська дисертація
на здобуття ступеня магістра
за освітньо-професійною програмою
«Інформаційна та комунікаційна радіоінженерія»
зі спеціальності 172 «Телекомунікації та радіотехніка»

на тему: «Методика вимірювання адаптивної антени супутникової навігації»

Виконав студент II курсу, групи PI-11 мпв

Гоч Богдан Олександрович
(прізвище, ім'я, по-батькові)

(підпис)

Науковий керівник:

Доцент, к.т.н., Мартинюк Сергій Євстафійович
(посада, науковий ступінь, вчене звання, прізвище, ім'я, по батькові)

(підпис)

Рецензент:

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

(підпис)

Засвідчую, що у цій магістерській
дисертації немає запозичень з праць
інших авторів без відповідних
посилань.
Студент _____

Київ – 2024

ЗАТВЕРДЖУЮ

В.о.зав. кафедри РІ

Сергій МАРТИНЮК

«13» листопада 2023 року

ЗАВДАННЯ
на магістерську дисертацію студенту

Гочу Богдану Олександровичу

(прізвище, ім'я, по батькові)

1. Тема дисертації Методика вимірювання адаптивної антени
супутникової навігації

науковий керівник дисертації

Доцент, к.т.н., Мартинюк Сергій Євстафійович

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

затверджені наказом по університету від «09» листопада 2023 р. №5206-с

2. Термін подання студентом
дисертації

3. Об'єкт дослідження: навігаційні системи.

4. Предмет дослідження: придушення завад навігаційної системи.

5. Перелік завдань, які потрібно розробити:

- 1) Проаналізувати та підготувати матеріал про системи супутникової навігації.
- 2) Розглянути інформацію про радіочастотні перешкоди в системах супутникової навігації та засоби боротьби з ними.
- 3) Аналіз та порівняння алгоритмів адаптивних фільтрів.
- 4) Проведення експериментального дослідження в середовищі Matlab та оцінка результатів.

6. Орієнтовний перелік графічного (ілюстративного) матеріалу:
зображення для демонстрації процесів, блок-схеми алгоритмів, результати моделювання.

7. Орієнтовний перелік публікацій:

8. Консультанти розділів дисертації: науково-педагогічні працівники радіотехнічного факультету.

9. Дата видачі завдання: 14 листопада 2023 р.

Календарний план

№ з/п	Назва етапів виконання магістерської дисертації	Термін виконання етапів магістерської дисертації	Примітка
1	Усвідомлення завдання на виконання кваліфікаційної роботи	14 листопада по 18 листопада 2023р.	
2	Робота над 1 розділом кваліфікаційної роботи	18 листопада 2023р. по 1 грудня 2023 р.	
3	Робота над 2 розділом кваліфікаційної роботи	1 грудня 2023 р по 7 грудня 2023 року	
4	Робота над 3 розділом кваліфікаційної роботи	7 грудня 2023 року по 14 грудня 2023 року	
5	Робота над правками кваліфікаційної роботи	14 грудня 2023 року по 25 грудня 2023	
6	Оформлення кваліфікаційної роботи у відповідності до вимог та методичних рекомендацій	25 грудня 2023 р. по 05 січня 2024 року	
7	Подання кваліфікаційної роботи керівнику на підготовку відгука	05 січня 2024 року	
8	Підготовка матеріалів та результатів роботи до попереднього захисту	06 по 07 січня 2023 року	
9	Попередній захист результатів дисертаційних досліджень	08 січня 2024р.	
10	Подання кваліфікаційної роботи на рецензію	09 січня 2024 р.	
11	Подання кваліфікаційної роботи для перевірки на дотримання академічної доброчесності	10 січня 2024 р.	

Студент

(підпис)

Богдан ГОЧ

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

Науковий керівник

(підпис)

Сергій МАРТИНЮК

(ім'я, ПРІЗВИЩЕ)

РЕФЕРАТ

Актуальність теми. Використання глобальних систем супутникової навігації в сучасному моніторингу місцезнаходження рухомих об'єктів є не лише актуальним, але й перспективним напрямом. Навігаційні системи знаходять широке застосування в різних галузях, що приносить користь користувачам. Розвиток та поширення сучасних систем супутникового моніторингу тісно пов'язані з підвищенням точності та надійності отриманих навігаційних даних. У сучасності GPS-трекінг широко використовується для відстеження маршрутів об'єктів з метою збереження, подальшого аналізу та обробки. Особистий GPS-моніторинг також знаходить застосування в різних галузях, ставлячи перед собою виклик обробки великого обсягу навігаційних даних.

Метою роботи є розробка алгоритму математичної моделі придушення завад навігаційної системи.

Завдання дослідження:

- 1) Проаналізувати та підготувати матеріал про системи супутникової навігації.
- 2) Розглянути інформацію про радіочастотні перешкоди в системах супутникової навігації та засоби боротьби з ними.
- 3) Аналіз та порівняння алгоритмів адаптивних фільтрів.
- 4) Проведення експериментального дослідження в середовищі Matlab та оцінка результатів.

Об'єкт дослідження – навігаційні системи.

Предмет дослідження – придушення завад навігаційної системи.

Практична цінність отриманих в роботі результатів полягає в ефективності алгоритмів математичної моделі придушення.

Апробація результатів дисертації. Дисертація складається з вступу, трьох розділів та висновків. Повний обсяг дисертації складає 81 сторінок, в тому числі 72 сторінки основного тексту, 3 таблиць, 30 рисунків, 3 сторінки списку використаних джерел у кількості 30 найменувань.

Ключові слова: *GNSS, GPS, радіочастотні завади, LMS, RLS.*

ABSTRACT

Relevance of the topic. The use of global satellite navigation systems in modern monitoring of the location of moving objects is not only relevant, but also a promising area. Navigation systems are widely used in various industries, which benefits users.

The development and spread of modern satellite monitoring systems are closely linked to the improvement of the accuracy and reliability of the navigation data received. Nowadays, GPS tracking is widely used to track the routes of objects for the purpose of storage, further analysis and processing. Personal GPS monitoring also finds application in various industries, posing the challenge of processing large amounts of navigation data.

The purpose of this paper is to develop an algorithm for a mathematical model of navigation system interference suppression.

Research objectives:

- 1) To analyse and prepare material about satellite navigation systems.
- 2) To review information on radio frequency interference in satellite navigation systems and means of combating it.
- 3) Analyse and compare adaptive filter algorithms.
- 4) Conduct an experimental study in Matlab and evaluate the results.

The object of research is navigation systems.

The subject of the study is the suppression of navigation system interference.

The practical value of the results obtained in this work lies in the effectiveness of the algorithms of the mathematical model of suppression.

Testing the results of the dissertation. The thesis consists of an introduction, three chapters and conclusions. The total volume of the dissertation is 83 pages, including 73 pages of the main text, 3 tables, 30 figures, 3 pages of the list of references consisting of 30 items.

Keywords: GNSS, GPS, radio frequency interference, LMS, RLS.

ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ СКОРОЧЕНЬ	8
ВСТУП	10
РОЗДІЛ 1. РАДІОЧАСТОТНІ ПЕРЕШКОДИ: НАСЛІДКИ ТА СТРАТЕГІЇ ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ	11
1.1 Сигнали перешкод	11
1.2 Ефекти перешкод	15
1.3 GPS-завади	19
1.3.1 Прості завади	22
1.3.2 Розумні завади.....	23
1.3.3 Спуюфери	24
1.3.4 Псевдоліти	25
1.4 Методи зменшення радіочастотних перешкод	26
1.4.1 Радіочастотна фільтрація.....	26
1.4.2 Адаптивна антенна решітка	27
1.4.3 Локалізація завад	39
1.4.4 Автоматичне регулювання підсилення (AGC) як інструмент зменшення завад.....	40
1.4.5 Блокування імпульсів.....	41
1.4.6 Просторова обробка сигналів	41
1.4.7 Просторово-часова адаптивна обробка (STAP)	42
1.4.8 Просторово-частотна адаптивна обробка (SFAP)	43
1.4.9 Зниження рівня радіочастотних завад у GPS-кореляторі.....	43
1.4.10 Багаторівнева вибірка	44
1.4.11 Переваги програмного приймача	45
РОЗДІЛ 2. СИСТЕМИ СУПУТНИКОВОЇ НАВІГАЦІЇ (GNSS).....	47
2.1 Огляд GNSS.....	47
2.1.1 Глобальна система позиціонування (GPS).....	48
2.1.2 Визначення місцеположення.....	49
2.1.3 Сигнали GNSS	50
2.2 GNSS приймачі.....	52
2.2.1 Етап прийому	54
2.2.2 Відстежування.....	55

РОЗДІЛ 3. АЛГОРИТМИ АДАПТИВНИХ ФІЛЬТРІВ LMS ТА RLS.....	56
3.1 Цифровий фільтр	56
3.1.1 Адаптивний фільтр	57
3.2 Порівняння алгоритмів адаптивних фільтрів LMS та RLS	59
3.3 Алгоритм LMS	62
3.4 Алгоритм RLS.....	67
ВИСНОВКИ	79
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ.....	80

ПЕРЕЛІК ВИКОРИСТАНИХ СКОРОЧЕНЬ

GPS - Global Positioning System/ Глобальна система позиціонування.

RF - Radio Frequency/ Радіочастота.

PLAN - Position, Location, and Navigation/ Розташування, місцезнаходження та навігація

CW - Continuous Wave/ Неперервна хвиля.

AM - Amplitude Modulation/ Амплітудна модуляція.

FM - Frequency Modulation/ Частотна модуляція.

VHF - Very High Frequency/ Дуже висока частота.

NAVSTAR - NAVigation Satellite Timing And Ranging/Час і діапазон навігаційних супутників.

CDMA - Code Division Multiple Access/ Множинний доступ з кодовим розділенням.

PRN - Pseudo Random Noise/ Псевдовипадковий шум.

SV - Space Vehicle/ Космічний апарат.

NDU - Navigation Data Unit/ Блок навігаційних даних.

PN - Pseudo Noise/ Псевдошум.

IF - Intermediate Frequency/ Середня частота

AGC - Automatic Gain Control/ Автоматичне регулювання підсилення.

ADC - Analog-to-Digital Converter/ Аналого-цифровий перетворювач.

PLL - Phase Lock Loop/ Петля фазової синхронізації.

FLL - Frequency Lock Loop/ Петля блокування частоти.

DLL - Delay Lock Loop/ Петля блокування затримки.

SNR - Signal-to-Noise Ratio/ Відношення сигнал/шум.

RFI - RF Interference/ Радіочастотні перешкоди.

EIRP - Effective Isotropic Radiated Power/ Ефективна ізотропна випромінювана потужність.

ATC - Air Traffic Control/ Контроль повітряного руху.

J/N - Jammer-to-Noise/ Завада до шуму.

J/S - Jammer-to-Signal/Завада до сигналу.

LNA - Low Noise Amplifier/ Підсилювач низького рівня шуму.

FPRA - Fixed Rejection Pattern Antenna/ Антена з фіксованою діаграмою спрямованості.

CRPA - Controlled Rejection Pattern Antenna/ Антена з керованою діаграмою спрямованості.

TDOA - Time Differences Of Arrival/ Різниця в часі прибуття.

STAP - Space-Time Adaptive Processor/ Просторово-часовий адаптивний процесор.

SFAP - Space-Frequency Adaptive Processing/ Просторово-частотна адаптивна обробка.

ВСТУП

Швидкий прогрес та поширення сучасних систем супутникового моніторингу тісно пов'язані із підвищенням надійності та точності отримуваних навігаційних даних. Актуальність теми використання глобальних систем супутникової навігації в моніторингу місцезнаходження рухомих об'єктів визнається, оскільки навігаційні системи знаходять широке застосування в будь-якій сфері, що приносить вигоду користувачам.

Впровадження адаптивної технології антенн може істотно поліпшити характеристики приймальних пристроїв, забезпечуючи їх гнучкість з точки зору конфігурації, захищеності від завад та можливості модернізації. Адаптивні антенні решітки мають численні переваги порівняно зі звичайними, оскільки вони здатні гнучко формувати діаграму направленості та регулювати напрямки нулів. Таким чином, адаптивні решітки можуть потенційно подолати більшість, якщо не всі, недоліки звичайних антенних решіток.

Алгоритми придушення завад визнаються необхідною частиною антенних решіток із здатністю адаптивного формування діаграми направленості. У роботі розглядаються алгоритми, що ґрунтуються на відомих методах математичної оптимізації для визначення значень комплексних вагових коефіцієнтів цифрової антенної решітки. Вивчення та порівняння різних методів математичної оптимізації в цифрових антенних решітках є актуальним з точки зору їх подальшої практичної реалізації та раціонального використання апаратних ресурсів.

РОЗДІЛ 1. РАДІОЧАСТОТНІ ПЕРЕШКОДИ: НАСЛІДКИ ТА СТРАТЕГІЇ ЗМЕНШЕННЯ ВПЛИВУ

У цьому розділі розглядаються різні типи перешкод та їхній вплив на обробку GPS-сигналу. Також обговорюються різні методи придушення перешкод і стратегії їх зменшення.

1.1 Сигнали перешкод

Радіочастотні перешкоди є основним джерелом погіршення точності та надійності GPS. Оскільки існують інші джерела помилок, які ще більше погіршують точність GPS, це ускладнює зменшення впливу радіочастотних перешкод. Супутники GPS і користувачі є мобільними, що ускладнює інтеграцію сигналів протягом тривалих періодів часу для усереднення впливу шуму. Рух супутника і користувача призводить до ефекту Доплера, повільних коливань потужності (через зміни ефективного коефіцієнта підсилення антени і втрат на шляху) і швидких змін потужності (через багатопроменеві завмирання, блокування і затінення). Доплерівські коливання ускладнюють розрізнення між рухом користувача та дрейфом годинника приймача. Коливання потужності ускладнюють визначення порогових значень для отримання та відстеження. Атмосферні похибки вносять похибки дальності та швидкості.

Радіочастотні перешкоди та завади - це дві основні проблеми, які виникають при використанні GPS для забезпечення надійного рішення. Ненавмисні перешкоди можуть бути спричинені радіочастотними передавачами, гармоніками наземних передавачів, радіолокаційними сигналами та випадковою передачею сигналів у неправильному діапазоні частот. Сигнали або їхні гармоніки поблизу частот GPS (L1 і L2) є потенційними джерелами перешкод. Перешкоди також можуть бути спричинені мерехтінням іоносфери та поганими сигналами, що передаються

самими супутниками GPS. Імпульсні перешкоди можуть бути результатом радіолокаційних сигналів у сусідніх діапазонах частот, які не відфільтровані належним чином. У таблиці 1.1 наведені різні типи радіозавад з кількома джерелами перешкод, показаними на рисунку 1.1.

Таблиця 1.1: Типи радіочастотних перешкод та їх можливі джерела

Тип	Типове джерело
Широкосмуговий-гауссівський	Навмисні шумові завади
Широкосмугова фазова/частотна модуляція	Гармоніки телевізійного передавача або передавачі ближнього діапазону мікрохвильового зв'язку
Широкосмуговий розширений спектр	Навмисні завади з розширеним спектром або псевдоліти ближнього поля
Широкосмуговий імпульс	Радіолокаційні передавачі
Вузькосмугова фазова/частотна модуляція	Гармоніки передавача амплітудно-модульованих станцій
Вузькосмугова розгорнута неперервна хвиля	Навмисні завади безперервної хвилі або гармоніки передавача частотно-модульованих станцій
Вузькосмугова неперервна хвиля	Навмисні завади безперервної хвилі або ближньодіапазонні немодульовані несучі передавача

Перешкоди безперервної хвилі можуть бути як чистим тоном, так і вузькосмуговим модульованим сигналом, наприклад, амплітудно- або частотно-модульованим. Це спотворює спектр сигналу та впливає на петлю відстеження несучої. Петля відстеження несучої зафіксує частоту перешкод для чистого тонального сигналу (за умови, що рівень потужності безперервної хвилі є значно високим), створюючи помилкові вимірювання фази несучої та

доплерівські вимірювання. Широкопasmовий шум збільшує рівень шуму в спектрі GPS, не спотворюючи спектр сигналу. Розгорнута завада безперервної хвилі є більш шкідливою, ніж завада безперервної хвилі, оскільки вона може охоплювати кілька доплерівських частот і впливати на кілька каналів приймача одночасно. Імпульсні перешкоди можуть спричинити збої в роботі автоматичного регулювання підсилення, що впливає на роботу контурів відстеження.

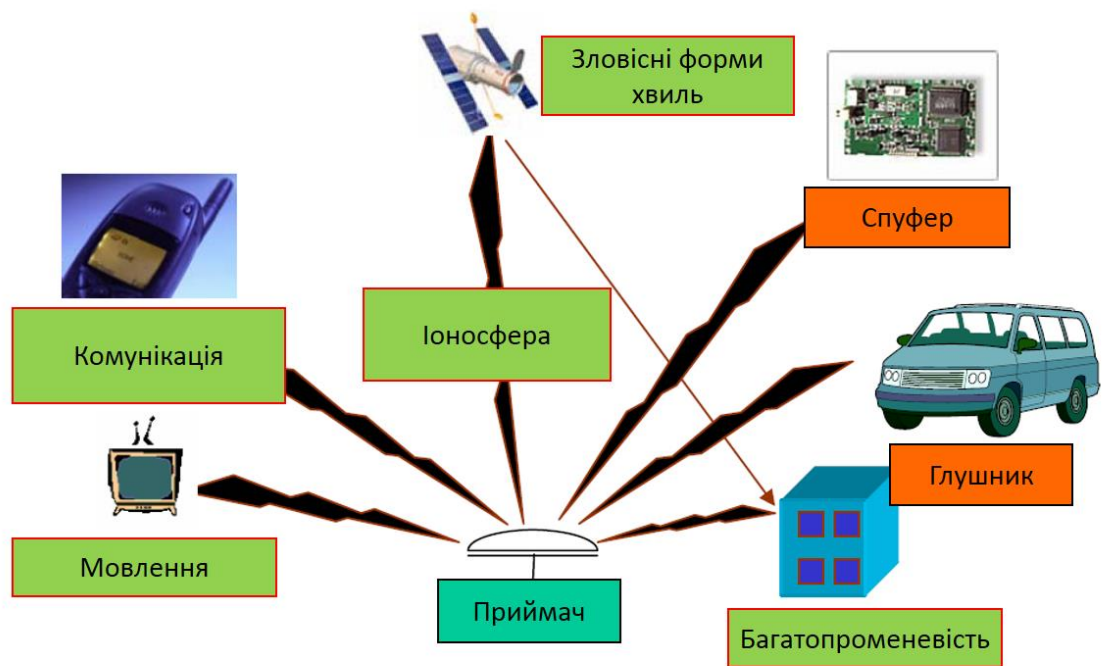


Рисунок 1.1: Деякі джерела радіочастотних перешкод

Випромінювання гармонік високого порядку радіопередавача з амплітудною модуляцією (АМ) і частотною модуляцією (ЧМ) падають близько до частоти GPS L1 і спричиняють завади. Імовірність радіоперешкод вважається мінімальною для АМ-радіостанцій, оскільки порядок гармонік (985) є високим. Для FM-радіомовлення порядок гармонік (від 15 до 18) нижчий, а максимальна ефективна ізотропна випромінювана потужність (EIRP) вища (від 50 до 60 dBW). Максимальна ефективна ізотропна випромінювана потужність (EIRP) аналогового телевізійного мовлення вища, ніж FM, а порядок гармонік нижчий (від 2 до 9 для сигналів радіоперешкод у

межах 2 MHz від частоти GPS L1), а прогнозований мінімальний радіус рознесення перевищує 160 км. Таким чином, FM і телевізійні сигнали створюватимуть перешкоди в роботі GPS-приймача. Бак і Селлік проаналізували вплив гармонік телевізійних сигналів на частоти GPS і виявили, що вони знаходяться в спектрі сигналу L1, викликаючи нелінійний ефект. Найсильніший ймовірний сигнал завади був на частоті 525,25 MHz (відеоносії місцевої телевізійної станції). Таким чином, сигнал 1575,75 MHz був третьою гармонікою відеосигналу місцевої станції. Частота GPS L1, поділена на три, становить 525,14 MHz, а придушення нижньої бічної смуги переданого телевізійного сигналу було на частоті 524,50 MHz, що дозволило отримати повну потужність на цій частоті. Такий стрибок потужності призведе до високого рівня завад, що призведе до зниження SNR. Фільтри виявилися ефективними в усуненні цих сигналів завад завдяки високому ослабленню небажаних сигналів. Частоти телебачення та авіадиспетчерського мовлення мають високу потужність передавачів, а їхні гармоніки потрапляють у смугу частот GPS L1. У таблиці 1.2 перераховані різні гармоніки частот телевізійного та авіадиспетчерського мовлення, що потрапляють у смугу частот GPS.

Таблиця 1.2: Телевізійні та авіадиспетчерські гармоніки в смузі частот GPS

<i>Гармоніка</i>	<i>Діапазон (MHz)</i>	<i>Використання</i>
2	787.199 – 787.222	Мовлення
3	524.799 – 525.481	Мовлення
4	393.599 – 394.111	Стаціонарний / мобільний
5	314.879 – 315.289	Стаціонарний / мобільний
6	262.400 – 262.741	Стаціонарний / мобільний
7	224.914 – 225.206	Мовлення
8	196.800 – 197.055	Мовлення
9	174.933 – 175.160	Мовлення
10	157.440 – 157.644	Мовлення

11	143.127 – 143.313	Стационарний / мобільний
12	131.200 – 131.370	Авіадиспетчерська служба
13	121.107 – 121.265	Авіадиспетчерська служба
14	112.457 – 112.603	VHF-радіостанція всенаправленої дії
15	104.960 – 105.096	Мовлення

Найкращим захистом для приймача GPS є використання радіочастотної фільтрації для виключення небажаних перешкод. Слід виміряти помилкові передачі від радіочастотних передавачів у діапазоні частот GPS, щоб забезпечити їх придушення.

1.2 Ефекти перешкод

Радіочастотні перешкоди мають такий самий вплив на GPS-приймач або трекінг, як і блокування сигналу, ослаблення рослинністю, іоносферні коливання та багатопроменеві перешкоди, тобто зменшують відношення сигнал/шум для всіх GPS-сигналів. Завада зменшує SNR сигналів GPS, що впливає на прийом і відстеження сигналів у GPS-приймачі. Спудфінг - це ще одна форма перешкод, яка передає сильнішу версію GPS-сигналу, щоб захопити петлі приймача і обдурити його. Псевдоліти, що працюють на близькій відстані від приймача, можуть заглушати GPS-приймач. Основним аспектом архітектури GPS, який робить її вразливою, є низька потужність сигналу, яка фактично знаходиться нижче рівня шуму, доки він не буде розсіяний відповідним PRN-кодом. Ефект радіочастотних перешкод залежить від деталей конструкції приймача, особливо від ширини смуги пропускання переднього фронту і раннього-пізнього інтервалу в дискримінаторі. Вони впливають на точність відстеження коду інакше, ніж на деякі інші аспекти

роботи GPS-приймача. Кілька типів перешкод, таких як тепловий шум, атмосферні впливи, багатопроменевість і завади, можуть впливати на GPS-сигнал. Гейєр і Фрейзер провели випробування приймача C/A-коду для Федерального управління цивільної авіації, щоб визначити вразливість GPS-приймачів до радіочастотних перешкод. Це дозволило Федеральному управлінню цивільної авіації встановити стандарти перешкод для GPS-приймачів, що використовуються в цивільній авіації. Ці випробування були зосереджені на погіршенні відстеження C/A-коду приймача і втраті фіксації в різних умовах перешкод. GPS виявився вразливим до дуже високих частот (VHF) і перешкод безперервної хвилі.

Виявленню радіочастотних завад слід надавати першочергового значення, оскільки воно забезпечує миттєве попередження про потенційну втрату цілісності GPS. Її можна виявити за допомогою вимірювача відношення потужності завад до шуму (J/N). Вимірювач J/N вбудований в систему автоматичного регулювання підсилення передньої панелі GPS-приймача. Цей вимірювач контролює рівень теплового шуму, і будь-який сигнал, що відрізняється від нього, виявляється як присутність сигналу завади.

C/No для сигналу космічного апарату без перешкод називається C/No без перешкод. Різниця між C/No без завад і порогом захоплення або відстеження дає уявлення про можливу стійкість до завад і називається ефективним C/No. Значення C/No без перешкод і ефективного C/No використовуються для розрахунку максимального рівня відношення перешкоди до сигналу (J/S) на вході приймача, за яким можна визначити потужність радіочастотних завад. Незавадостійкий C/No залежить від параметрів GPS-приймача і обчислюється за формулою 1.1.

$$\frac{C}{N_0} = S_r + G_a - 10 \log(kT_o) - N_f - L(\text{dB} - \text{Hz}) \quad (1.1)$$

Де

S_r - це потужність прийнятого GPS-сигналу (dBW),

G_a - це коефіцієнт підсилення антени в напрямку космічного апарата (dBic),

$10 \log(kT_o)$ – це густина теплового шуму (dB-Hz) $\cong -204$ dBW-Hz,

k – це стала Больцмана (watt-sec/K) = 1.30×10^{-23} ,

T_o – це опорна температура теплового шуму (K) = 290 K,

Nf – це коефіцієнт шуму приймача (dB), і

L – це втрати реалізації плюс втрати аналого-цифрового перетворювача (dB).

Інформація про сигнал втрачається під час перетворення сигналу з аналогового в цифровий за допомогою аналого-цифрового перетворювача (АЦП), що називається втратами АЦП. Рівень, до якого знижується незавадостійкий C/N_o під впливом радіочастотних перешкод, називається еквівалентним відношенням густини потужності C/N_o . Еквівалентне відношення густини потужності C/N_o пов'язане з незаглушеними C/N_o і J/S , як показано в рівнянні 1.2.

$$[C/N_o]_{eq} = \left((C/N_o)^{-1} + \left(\frac{J/S}{QR} \right)^{-1} \right)^{-1} \text{ (коефіцієнт потужності)} \quad (1.2)$$

Де

C/N_o - це потужність несучої без перешкод у смузі пропускання 1 Гц, виражена у вигляді відношення,

J/S - це потужність перешкоди до сигналу, виражена у вигляді відношення,

R - це швидкість розбиття PRN-коду GPS (чипів/сек), яка становить 1.023×10^6 чипів для коду C/A і 10.23×10^6 чипів для коду P, і

Q - коефіцієнт регулювання підсилення обробки розширеного спектра, який дорівнює 1 для вузькосмугових завад, 1,5 для широкосмугових завад і 2 для широкосмугового гаусового шуму.

Рівняння 1.2 можна виразити через dB-Hz у рівняння 1.3 і переставити, щоб отримати J/S в рівнянні 1.4.

$$[C/N_0]_{eq} = -10 \log \left[10^{-\left(\frac{C}{N_0}\right)/10} + 10^{(J/S)/10}/QR \right] (dB - Hz) \quad (1.3)$$

$$\frac{J}{S} = 10 \log \left[QR \left(10^{-\left([C/N_0]_{eq}\right)/10} - 10^{-\left(\frac{C}{N_0}\right)/10} \right) \right] (dB) \quad (1.4)$$

Для приймача C/A-коду $S_r = -159,6$ dBW, і якщо припустити, що антена має одиничний коефіцієнт підсилення по відношенню до космічного апарату ($G_a = 0$), коефіцієнт шуму 4 dB і втрати на реалізацію 2 dB, то незавадостійкий C/N_0 становить 38,4 dB-Hz. Для $Q=2$ і за умови, що еквівалентний поріг C/N_0 дорівнює 28 dB-Hz, $J/S = 34,7$ dB. Це допущення виглядає добре з точки зору dB, але при перетворенні на фактичну потужність сигналу він становить лише 3 pW. Радіочастотний передавач передає сигнали з високими рівнями потужності (у Ватах), а отже, гармоніки цих сигналів матимуть рівні потужності, що перевищують 3 pW. Це призведе до глушіння GPS-приймача, і тому виявлення та зменшення радіочастотних перешкод є важливим для GPS-приймача.

Для підвищення стійкості GPS-приймача до радіочастотних перешкод було розроблено низку методів. Радіочастотні перешкоди можна послабити на різних етапах роботи GPS-приймача, починаючи з моменту прийому GPS-сигналів антеною і закінчуючи моментом обчислення положення. Сигнали радіочастотних перешкод матимуть повний вплив, коли сигнал є безперешкодним, а антена забезпечує достатнє посилення сигналу.

1.3 GPS-завади

Завади або спуфінг - це форма навмисного втручання. Завади можуть бути у формі заборони сигналу (що перешкоджає отриманню і відстеженню GPS-сигналу) або обману сигналу (що змушує приймач помилково сприймати сигнал перешкод за GPS-сигнал). Простий пристрій може бути сконструйований так, щоб генерувати перешкоди в діапазонах CW, АМ або FM. Конструкція перешкод стає складнішою, коли з одного джерела потрібно генерувати різні типи перешкод. Метод грубого глушіння вводить широкосмуговий шум або CW-завади, щоб запобігти блокуванню супутників. Інтелектуальна завада використовує різні типи сигналів перешкод для атаки на GPS-приймач. Імпульсні сигнали можна використовувати для атаки на автоматичне регулювання посилення та петлі відстеження, а розгорнутий CW сигнал може захопити всі канали приймача, використовуючи спектральні лінії C/A-коду. Частоту цих сигналів можна змінювати, щоб зменшити ймовірність виявлення перешкод. Вплив завад на радіочастотний приймач полягає у створенні додаткових паразитних сигналів і тонів, які порушують роботу приймача. Завади змушують підсилювач з низьким рівнем шуму перенасичуватися і створювати паразитні сигнали. Це змушує автоматичний регулятор посилення реагувати в неправильних робочих точках, використовуючи константу петлі стеження і придушення сигналу в аналого-цифровому перетворювачі.

Сигнали перешкод у межах смуги пропускання GPS C/A-кодів називаються вузькосмуговими перешкодами. Вузькосмугові завади є потенційно більш небезпечними, ніж очікувалося, через лінійний спектр кодів Голда, що використовуються для визначення дальності. Вони можуть збігатися з сильною спектральною лінією, що призводить до збільшення залишкової лінії в петлі відстеження несучої. Вплив перешкод CW на відстеження можна виявити завдяки доплерівській зміні між супутником і користувачем. Широкосмугова радіочастотна перешкода усереднює

спектральні лінії та викликає асимптотичний ефект, подібний до синусоїдальної функції. Ефективну потужність сигналу перешкод на приймачі можна визначити за допомогою балансу лінії зв'язку, знаючи потужність, передану джерелом перешкод, і розраховується вона за допомогою рівняння 1.5.

$$\text{Прийняті радіочастотні перешкоди} = \text{Ефективна ізотропна випромінювана потужність} - \text{Втрати на шляху} + \text{Коефіцієнт підсилення антени} \quad (1.5)$$

Ефективна ізотропна випромінювана потужність являє собою ефективну потужність, що передається джерелом. Сигнал послаблюється за рахунок втрат на проходження, коли він поширюється в просторі. Втрати на проходження можна розрахувати за допомогою рівняння 1.6.

$$\text{Втрати на шляху (dB)} = 31.8 + 20 \log(f) + 20 \log(\rho) \quad (1.6)$$

Де

f – частота в МГц, а

ρ - відстань у км.

Коефіцієнт підсилення антени впливає на кількість перешкод, які отримує приймач. Він може бути спроектований таким чином, щоб забезпечити ослаблення в напрямку сигналу завади, за умови, що напрямок відомий.

У вільному продажу можна знайти завади GPS за низькою ціною порівняно з GPS-приймачами, і ці завади можуть передавати різні типи хвильових сигналів. Найскладнішою формою хвилі перешкод для GPS-приймачів є ширококутовий шум. Оскільки сигнал GPS є сигналом з розширеним спектром, вузькосмуговий фільтр у передній панелі приймача, який видаляє сигнал перешкод, видаляє лише невелику частину сигналу GPS, одночасно видаляючи вузькосмугові сигнали завад. Сигнал GPS має низький рівень потужності, що робить його вразливим до завад на великих відстанях.

Браун та ін. проаналізували вплив однієї 4-Вт CW завади на приймання GPS-сигналу в GPS-приймачі. Результати, проілюстровані на рисунку 1.2, заперечують отримання C/A-коду для співвідношення J/S 22 dB. Відстеження GPS було заблоковано, коли завада знаходилася близько до приймача (1 км), тоді як приймання було заблоковано на більшій відстані. Користувачі повітряних систем більше страждають від наземних перешкод, ніж користувачі наземних GPS, оскільки вони мають пряму видимість (LOS) перешкод на значних відстанях (до 145 км), як показано на рисунку 1.2.

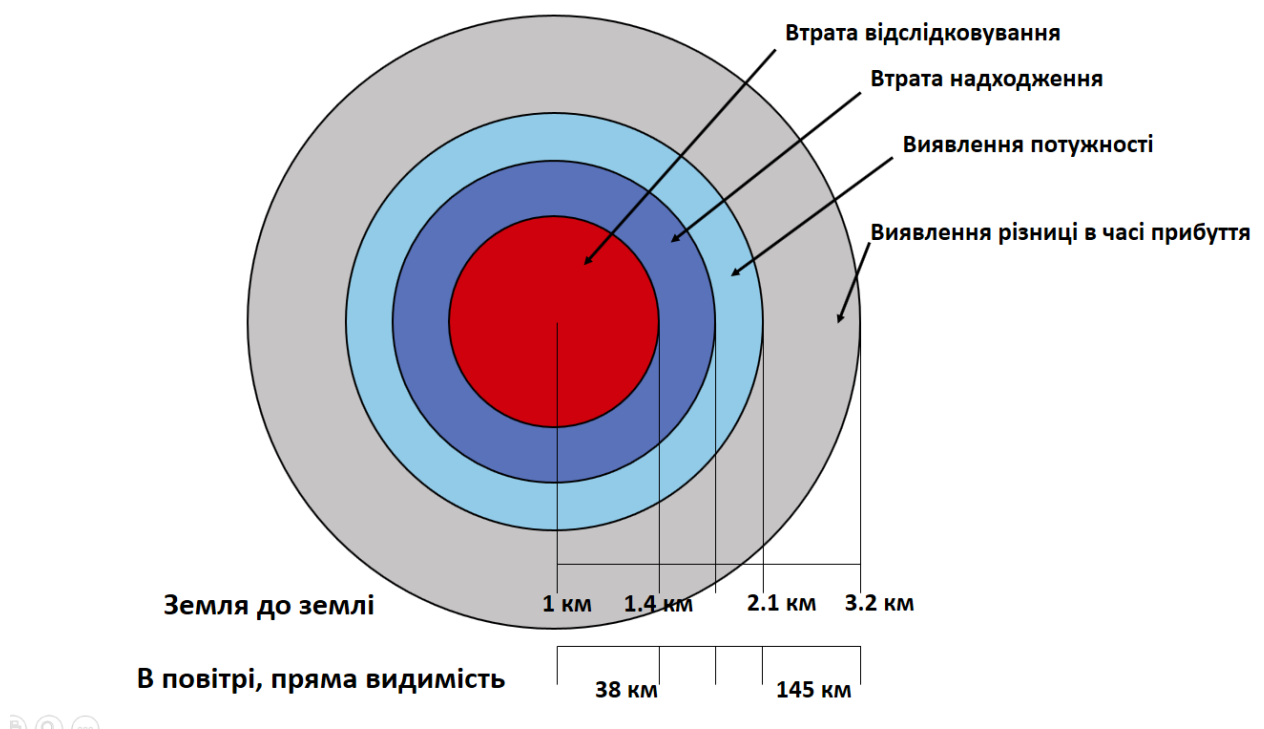


Рисунок 1.2: Ефективна дальність дії однієї 4-ватної GPS-завади

GPS-приймач можна успішно заглушити, генеруючи сигнали перешкод, які відповідають доплерівським, і зміщуючи перешкоду на максимальну спектральну лінію C/A-коду. Процес кореляції лінії CW і PRN коду поширює лінію CW, але процес змішування на певних сильних лініях C/A-коду призводить до того, що лінія радіоперешкод пригнічується менше, ніж інші частоти. Кінцевим результатом є те, що радіочастотні завади можуть просочуватися через кореляційний процес на цій сильній лінії. Джонстон провів експерименти з радіочастотними завадами та завадами на широкій

частоті, використовуючи комерційний 12-канальний GPS-приймач NavSymm/Navstar XR5-M, який використовувався разом з програмним забезпеченням Navstar версії 3.7. Диференціальний GPS використовувався для усунення ефекту вибіркової доступності (SA), щоб отримати похибку, зумовлену завадами. Результати показали, що завади CW дають максимальну похибку позиціонування 23 км, тоді як частота розгортки дає похибку 220 м при відношенні J/S 35 dB.

1.3.1 Прості завади

Проста завада - це завада, яка генерує сигнали перешкод, не знаючи про конструкцію GPS-приймача. Зазвичай вона генерує один тип сигналу перешкод, наприклад, широкосмуговий шум, радіосигнал тощо. Широкосмугові шумові перешкоди грубої сили використовують просте джерело шуму в поєднанні з підвищувальним перетворювачем, підсилювачем і антеною. Це призводить до підвищеного коливання при відстеженні, циклічних збоїв і втрати блокування. Це ефективно на коротких відстанях і має на меті заборонити GPS-сигнал. Прийом може бути перервано на відстані, що в 3-4 рази перевищує дальність, на якій втрачається відстеження. Має низьку вартість і впливає на всі приймачі в межах ефективного радіусу дії. Потужність перешкод повинна бути високою, щоб впливати на велику відстань, але це також збільшує ймовірність виявлення.

Безперервна хвильова завада - це просто генератор тональних частот на частотах GPS. Його мета - перехопити контур відстеження несучої приймача і ввести користувача в оману. Сигнал CW високої потужності може призвести до того, що петля відстеження буде виглядати стабільною, але призведе до помилкових вимірювань. Він ефективний на середніх діапазонах, має низьку вартість і впливає на всі приймачі в межах свого діапазону. Недоліком є те, що

його легше виявити, ніж широкосмугову шумову заваду, і його можна відфільтрувати до кореляції під час прийому або відстеження.

1.3.2 Розумні завади

Завади, розроблені зі знанням архітектури GPS-приймача, називаються розумними перешкодами. Інтелектуальна завада генерує складні форми сигналів, такі як імпульсні сигнали або широкосмугові CW-сигнали, що ускладнюють виявлення радіочастотних перешкод. Наприклад, імпульсна шумова завада складніша за конструкцією, ніж CW завада. Ключовими параметрами при проектуванні є тривалість імпульсу, робочий цикл і ефективність підсилювача. Мета імпульсних завад - порушити відстеження і демодуляцію даних. Імпульси розроблені таким чином, щоб відповідати постійній часу автоматичного регулювання підсилення, і це може дати перевагу в 10 dB для постановника перешкод. Імпульсні перешкоди вимагають меншої потужності, оскільки сигнал не є безперервним, що ускладнює його виявлення. Її недоліком є те, що вона вимагає потужного підсилювача і знання конструкції приймача, щоб впливати на автоматичне регулювання підсилення. Знання архітектури приймача може допомогти спроектувати імпульсну заваду так, щоб приймач постійно перебував у режимі прийому, навіть якщо завада ніколи не увімкнена постійно.

Розгорнута неперервна хвиля дозволяє перехоплювати петлі відстеження несучої для всіх сигналів, незважаючи на різницю в доплерівському коефіцієнті. Ця перешкода може бути використана для атаки на транспортні засоби, що швидко рухаються, і може бути вимкнена для економії енергії після того, як приймач було заглушено. Знання часу повторного захоплення приймача використовується для визначення періоду ввімкнення/вимкнення перешкоди. Сигнал перешкод, близький до проміжної

частоти приймача, важко виділити за допомогою апаратних методів. Завада зі стрибкоподібною перебудовою частоти схожа на заваду неперервної хвилі або імпульсну заваду, частота якої змінюється поетапно в межах бажаної смуги пропускання сигналу. Зміна частоти ускладнює виявлення сигналу перешкод. Швидкість зміни частоти можна змінювати, щоб ускладнити виявлення.

1.3.3 Спуфери

Спуфінг - це навмисне глушіння сигналу, подібне за своєю природою до сигналу GPS. Вони бувають двох типів: навігаційні та для передачі даних. Навігаційні спуфери передають фальшиві GPS-сигнали з високою потужністю, щоб обдурити приймач і захопити його. Це призведе до великих помилок у GPS-вимірюваннях і надасть помилкове навігаційне рішення. Ці фальшиві GPS-сигнали повинні бути ретельно розроблені, щоб мати можливість обдурити приймач. Спуди для каналів передачі даних перехоплюють сигнал навігаційних даних і потребують приблизно додаткових 10 dB потужності порівняно з навігаційними спуферами. Навігаційні дані підробляються, щоб надати хибну інформацію про точність дальності, час за GPS, положення супутників та їхній стан. Обидва підроблені сигнали можуть комбінуватися, щоб серйозно погіршити роботу GPS-системи.

Спуфінг вимагає перехоплення контурів відстеження та усунення реальних GPS-сигналів. Таким чином, спуфер повинен відстежувати траєкторію руху приймача і генерувати сигнали, які відповідають сигналам GPS. Як тільки приймач почне відстежувати підроблені сигнали, їх потужність може бути збільшена, щоб усунути сигнали GPS, а потім помилкова інформація може бути передана, щоб обдурити приймач. Обманка повинна відстежувати GPS-сигнал і рух приймача, щоб створити замкнутий цикл генерації сигналу. Автономний моніторинг цілісності приймача (RAIM) і

методи хибного виявлення та ідентифікації (FDI) в GPS-приймачі можуть бути використані для ізоляції помилкових GPS-вимірювань, коли їх більше чотирьох. Таким чином, спуфер повинен підмінити всі супутникові сигнали, щоб збити приймач з його траєкторії.

1.3.4 Псевдоліти

Потужність сигналу GPS варіюється приблизно на 20% між супутниками біля горизонту і на великій висоті. Діаграма підсилення антени зазвичай розробляється таким чином, щоб потужність сигналу GPS не сильно відрізнялася між супутниками. Використання псевдолітів для підсилення супутників GPS призводить до виникнення проблеми ближньої дальності. Сигнал псевдоліту має велику варіацію потужності, коли він знаходиться близько до GPS-приймача. Псевдоліт, призначений для забезпечення рівня сигналу GPS на відстані 50 км, забезпечить приблизно на 60 dB більше потужності на відстані 50 м від приймача. Цю проблему близької відстані можна подолати за допомогою різних методів, які можна поділити на три категорії, а саме: пульсація сигналу, зміщення частоти та використання різних PRN-кодів. Пульсація сигналу полягає в передачі псевдолітового сигналу у вигляді імпульсу, який зменшує середню потужність псевдолітового сигналу. Сигнали псевдоліту можуть передаватися на частоті за межами частотного діапазону GPS, що вимагає внесення змін до інтерфейсу приймача.

Мадхані та Аксельрад розробили підхід послідовного усунення завад для подолання проблеми ближньої та дальньої зон у псевдолітах. Цей підхід визначає і усуває найсильніший компонент у прийнятому сигналі. Потім ідентифікується і усувається наступний за силою компонент. Це повторюється до тих пір, поки всі сигнали не будуть розділені. Найсильніший сигнал

видаляється першим, оскільки його легко прийняти і його видалення дає найбільшу перевагу для решти слабких супутникових сигналів.

1.4 Методи зменшення радіочастотних перешкод

GPS має перевагу над вузькосмуговими навігаційними системами щодо ненавмисних перешкод з наступних причин. Сигнали GPS - це сигнали з розширеним спектром, і методи проектування приймача можуть зменшити вплив більшості завад. Навігаційне рішення GPS зазвичай є надто детермінованим, і методи RAIM/FDI можуть бути використані для ізоляції помилкової інформації. Процес кореляції в GPS-приймачі розсіює GPS-сигнал і поширює будь-який присутній сигнал перешкод, що зменшує потужність перешкод і забезпечує певний захист від них. Однак потужний сигнал завади може спотворити кореляційний пік або спричинити його неправильну оцінку. Основна стратегія будь-якого методу зменшення завад полягає в тому, щоб усунути сигнал завади або звести його до білого Гаусівського шуму, щоб відбулося лише збільшення шуму без спотворення спектру GPS-сигналу.

1.4.1 Радіочастотна фільтрація

GPS-приймачі, що працюють поблизу радіомовних пристроїв, таких як телевізійні станції, потужні передавачі, будуть страждати від позасмугових перешкод. Для усунення позасмугових перешкод між антеною і приймачами використовуються високоефективні радіочастотні фільтри. Ці радіочастотні фільтри повинні мати різке відсікання за межами смуги пропускання GPS, низькі втрати в смузі пропускання і високе відхилення в смузі зупинки. Компанія Superconducting Technology Inc. розробила набір HTS-фільтрів для

частот L1 і L2, а також малошумний підсилювач з кріогенним охолодженням. Використання кріогенної технології зменшує втрати у фільтрі, покращуючи його характеристики. Таке поліпшення характеристик дозволяє використовувати звичайні фільтри після підсилювача низьких частот (LNA) без особливого впливу на коефіцієнт шуму переднього каскаду приймача. Розробка фільтрів на поверхневих акустичних хвилях (SAW) дозволила зменшити розмір, вагу, вартість і вимоги до охолодження фільтрів.

1.4.2 Адаптивна антенна решітка

GPS-антена вловлює GPS-сигнал і подає його на приймач. Будь-який сигнал перешкод у діапазоні частот GPS також приймається антеною. Радіоперешкоди можна усунути, встановивши нульовий коефіцієнт підсилення антени в напрямку сигналу перешкод. Діаграма спрямованості антени не може бути змінена для одноелементної антени без зміни її орієнтації. Її можна змінювати, використовуючи масив антенних елементів. Адаптивна антенна решітка працює на цій базовій концепції забезпечення нульового коефіцієнту підсилення для сигналу завади. Функціональну схему цифрової антенної системи зображено на рисунку 1.3.

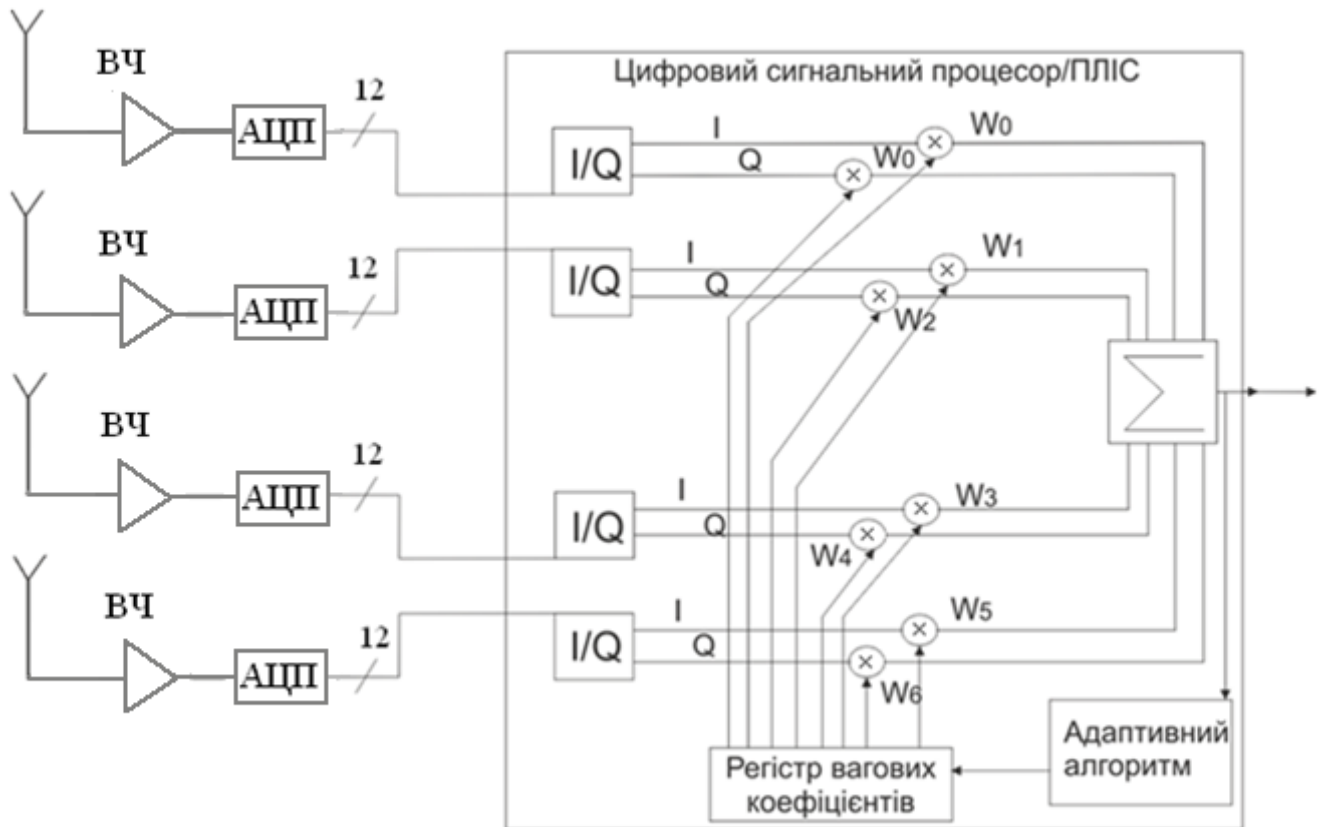


Рисунок 1.3: Функціональна схема адаптивної антенної системи

Адаптивні антенні решітки можуть бути або антенами з фіксованою діаграмою спрямованості (FRPA), або антенами з керованою діаграмою спрямованості (CRPA). Обидві ці антенні решітки складаються з адаптивного процесора для об'єднання сигналів від різних антенних елементів. Спосіб поєднання сигналів від різних антенних елементів можна змінювати, щоб змінити загальний коефіцієнт підсилення решітки.

Система FRPA складається із масиву з трьох звичайних антенних елементів і векторного процесора, який містить радіочастотні ланцюги адаптивної антени і процесор. Мінімум три елементи необхідні для визначення місця розташування перешкод як за азимутом, так і за висотою, а також для забезпечення рівномірної точності азимуту по всій зоні видимості антени. Відстань між елементами антени важлива для уникнення двозначності напрямку. Напрямок інтерференції визначається з кута падіння та теорії антенних решіток. Алгоритм пеленгатора перевіряє результати по всіх парах

антен, щоб забезпечити узгодженість і відстежити помилки. Кількість антенних елементів у решітці визначає кількість джерел завад, які можна усунути. FRPA забезпечують значне придушення завад при відносно низькій вартості, але вони вразливі до розподілених широкосмугових завад. Цю проблему можна вирішити за допомогою просторової фільтрації (адаптивного занулення), яку забезпечують CRPA. Антена з керованою діаграмою спрямованості (CRPA) зображена на рисунку 1.4.

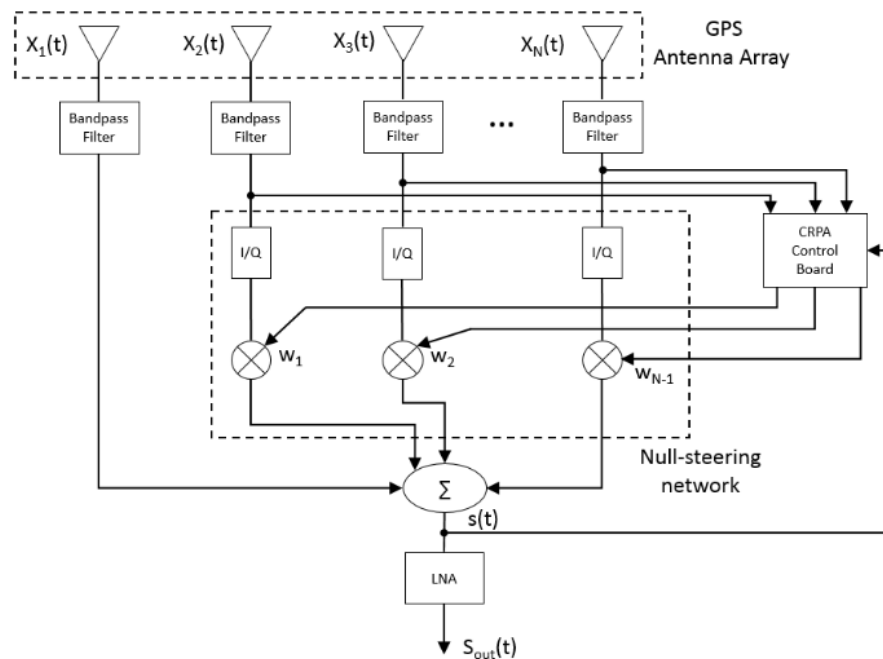


Рисунок 1.4: Формування діаграми спрямованості антени з адаптивним прийомом

Стандартний CRPA використовує теорію адаптивної решітки та містить адаптивну решітку антен GPS, причому кількість елементів антенної решітки визначається кількістю сигналів перешкод, від яких система хоче захистити. Решітка із «N» елементів здатна пом'якшувати «N-1» кількість сигналів перешкод. Типові військові GPS-системи проти перешкод, встановлені на транспортних засобах, містять 7-елементну антенну решітку для пом'якшення впливу 6 сигналів перешкод. Кожна антена в решітці має дводіапазонні можливості (L1 і L2 GPS діапазони), смугу пропускання ~24 MHz,

реалізований коефіцієнт підсилення $\sim 5-7$ dBi, ширину діаграми спрямованості на рівні половинної потужності (HPBW) $\sim 100-120^\circ$ і колову поляризацію. На додаток до антенної решітки GPS, необхідна плата управління і мережа формування нулів (фазообертачі, атенюатори тощо) для виявлення сигналу перешкод і відповідного налаштування діаграми спрямованості решітки.

CRPA працює, визначаючи напрямки сигналів перешкод в режимі реального часу, а потім регулюючи амплітуду і фазу для кожного елемента решітки, щоб мінімізувати потужність прийому в напрямках сигналів перешкод, зберігаючи при цьому прийнятний прийом в напрямках видимих супутників. Значення ваги для кожного елемента решітки ітеративно розраховуються базовим алгоритмом оптимізації, який намагається мінімізувати потужність сигналу перешкод у комбінованому вихідному сигналі, зберігаючи при цьому один з елементів решітки постійним, щоб гарантувати прийом дійсних GPS-сигналів. Прийняті радіочастотні сигнали від елементів решітки, від $X_1(t)$ до $X_N(t)$, змішуються з контрольованими амплітудними і фазовими вагами, від w_1 до w_{N-1} , і підсумовуються для отримання діаграми спрямованості решітки з нулями діаграми спрямованості, спрямованими в напрямку сигналів завад.

На рисунку 1.5 показано проблему перешкод GPS і рішення, яке може надати солдату, що знявся з позицій, переносна система захисту від перешкод CRPA.

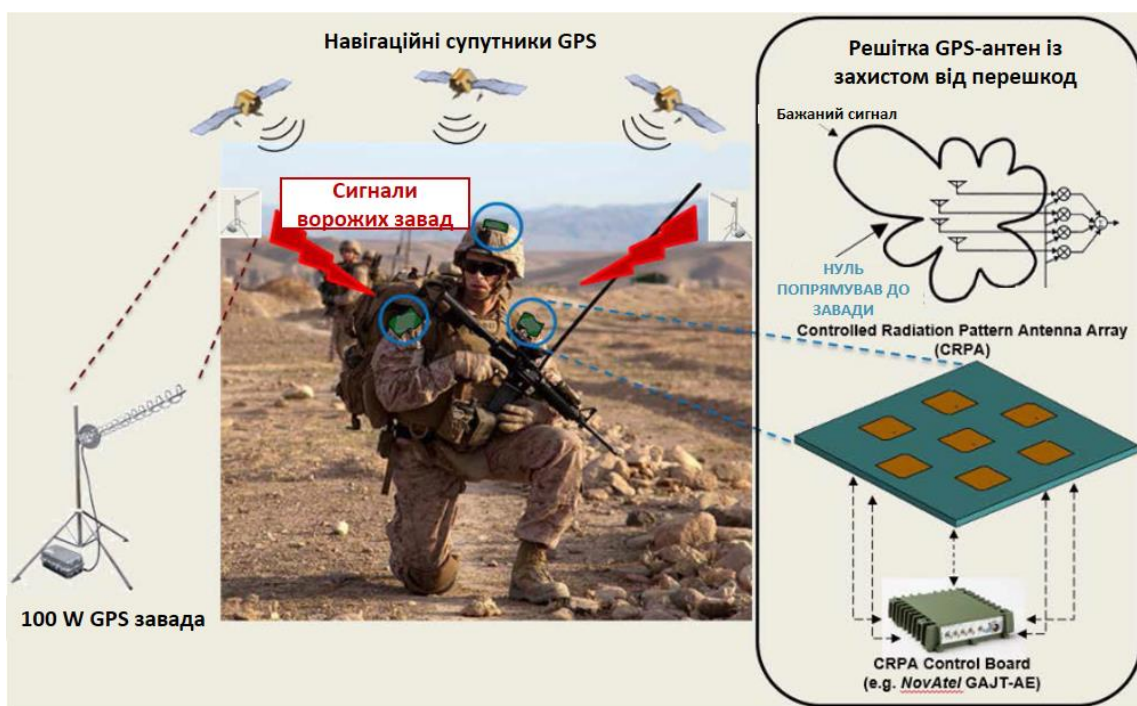


Рисунок 1.5: Загроза GPS-перешкод і системи захисту від перешкод CRPA

Ця технологія адаптивної антени з керованими нулями діаграми направленості може забезпечити додаткові 30-50 dB придушення завад, що дозволяє системі CRPA протидіяти завадам та пом'якшити вплив декількох ближчих і потужніших сигналів завад. Переваги цього методу можна побачити, переглянувши графік співвідношення сигнал/завада в залежності від відстані до завади і наклавши внески придушення від фільтрів, цифрової обробки сигналу і активного нульового керування, як показано на рисунку 1.6.

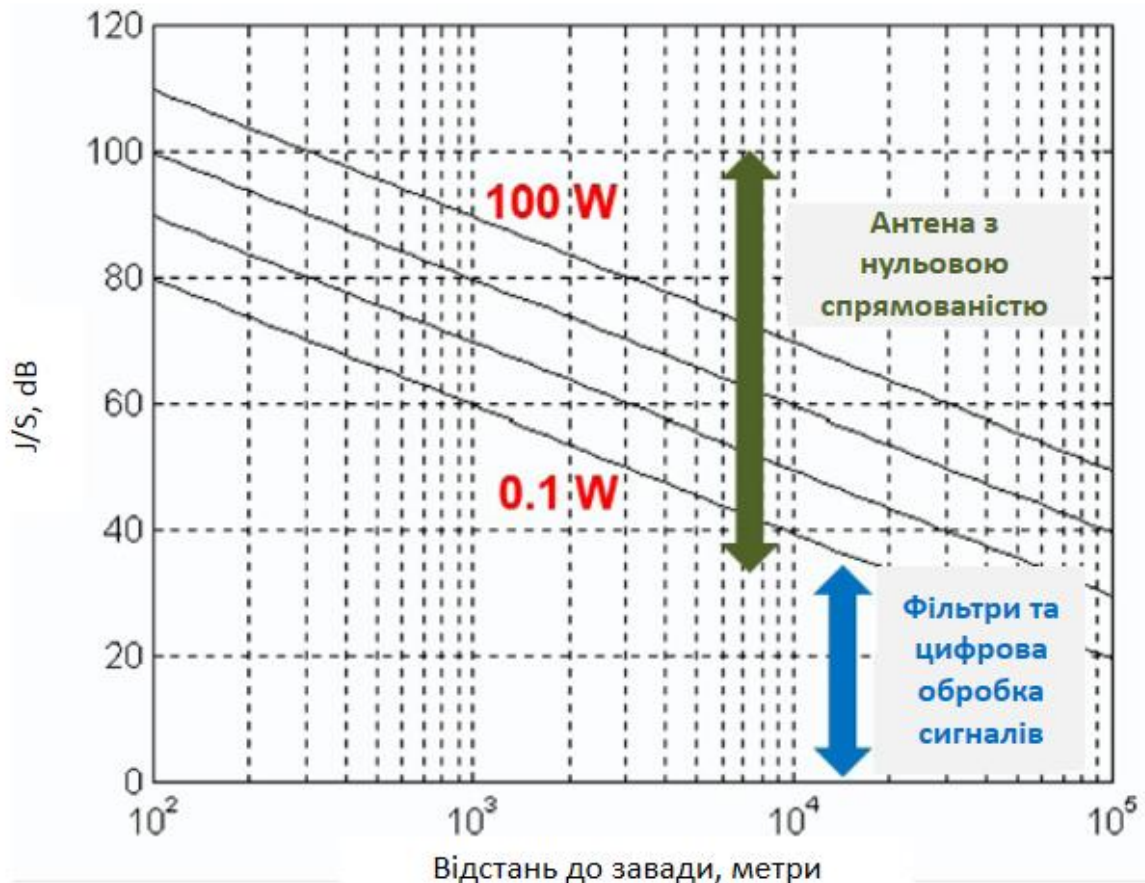


Рисунок 1.6: Можливості придушення завад, накладені на графік залежності відношення завади до сигналу від відстані до завади

Деякі дослідження CRPA за останні 2 десятиліття були зосереджені на вдосконаленні базового алгоритму адаптивного формування нулів, описаного раніше. Просторово-часовий адаптивний формувач променя був запропонований для підтримки ступенів свободи в присутності декількох завад, коли присутні багатопроменеві сигнали ближнього поля. Досліджено варіанти CRPA, які використовують подвійні лінійно-поляризовані елементи GPS-антени для використання різноманітності поляризації, щоб підвищити гнучкість критеріїв оптимізації, що використовуються в алгоритмі нульового керування, і збільшити кількість широкосмугових завад, які можна послабити за допомогою фіксованої кількості елементів решітки. Також було досліджено та оцінено застосування різноманітних алгоритмів визначення напрямку прибуття до системи GPS CRPA, включаючи множинну класифікацію

сигналів (MUSIC) та стандартну і спряжену оцінку параметрів сигналу за допомогою методів інваріантності обертання (ESPRIT та C-ESPRIT).

Більш пізні дослідження почали досліджувати алгоритми формування нулів та макети адаптивних решіток для конформних і неплоских адаптивних решіток, щоб розширити застосування GPS CRPA до неплоских платформ, таких як корпуси малих літаків. У рамках цієї програми результати цього непланарного дослідження CRPA будуть використані та розширені для розробки нових алгоритмів нульового керування та теоретичних моделей розподілених адаптивних підмасивів. Ці алгоритми та моделі матимуть вирішальне значення для розробки носимого GPS CRPA, який стратегічно розподілено на тілі людини, щоб максимізувати прийом GPS-сигналу та оптимізувати можливості захисту від перешкод.

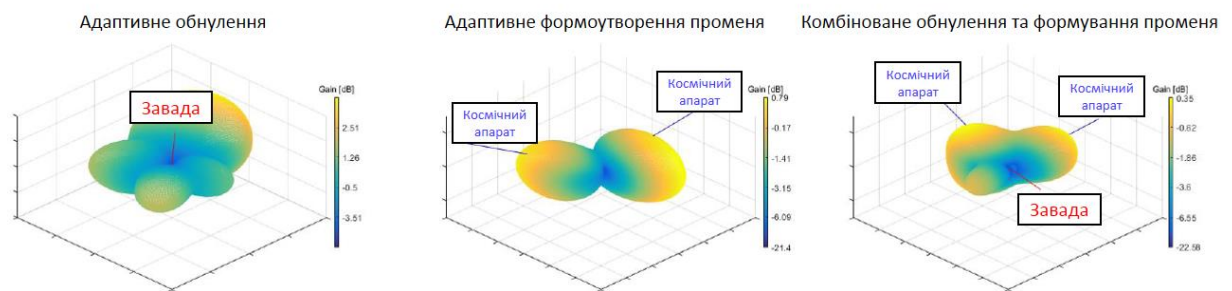


Рисунок 1.7: CRPA - Підходи (4 антенні елементи)

Існує три CRPA підходи до керування діаграмою спрямованості антени:

- Адаптивне обнулення джерел перешкод (аналогових/цифрових)
- Адаптивне формування променя в бік супутників (цифровий)
- Комбіноване обнулення та формування променя (цифрове)

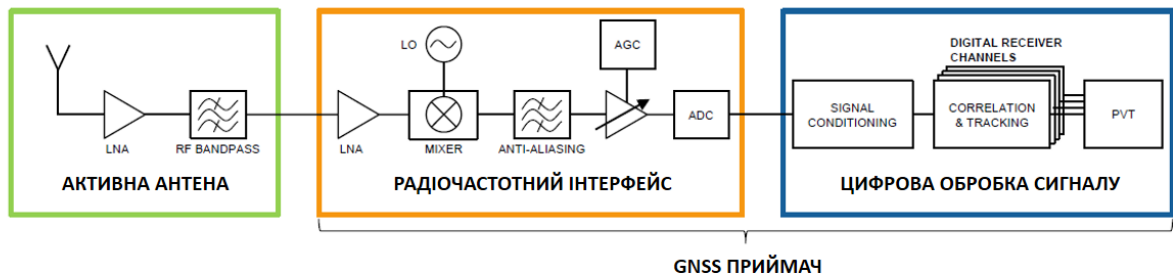


Рисунок 1.8: Одноантенний GNSS приймач

Одноантенний приймач в основному складається з трьох блоків:

- Антена: прийом сигналу GNSS і обмеження діапазону (антена з фіксованою діаграмою спрямованості (FRPA)).
- Радіочастотний інтерфейс: підсилення, понижувальне перетворення на проміжну частоту, аналого-цифрове перетворення.
- Цифрова обробка сигналу: формування сигналу, кореляція та відстеження, рішення позиційної швидкості та часу (PVT).

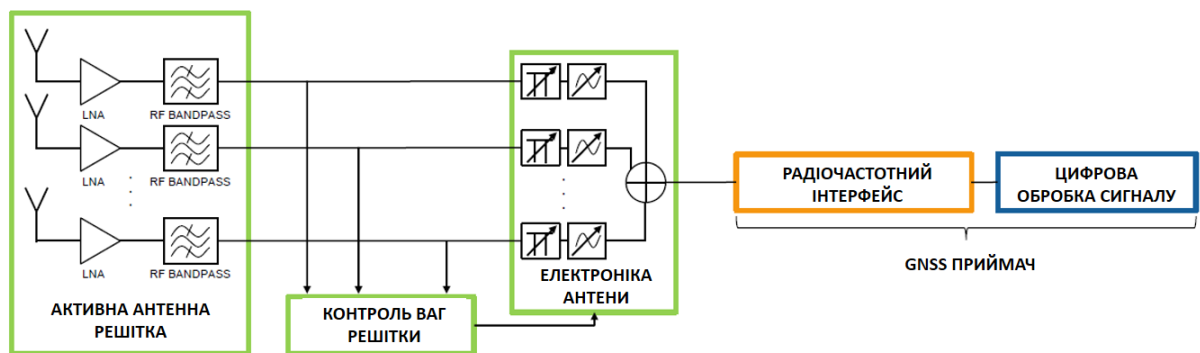


Рисунок 1.9: Аналоговий дизайн CRPA для адаптивного обнулення

- ❖ Активна антенна решітка
- ❖ Контроль ваги на основі сигналів RX (мінімізація потужності)
- ❖ Електроніка антени з підсилювачем і фазообертачем
- ❖ Радіочастотний інтерфейс і обробка сигналу дорівнюють одноантенному приймачу GNSS
 - Приймачам GNSS не потрібно знати тип підключеної антени

❖ Може бути реалізовано $N-1$ нульових значень (N є кількістю антен)

Приклад: Аналогове обнулення

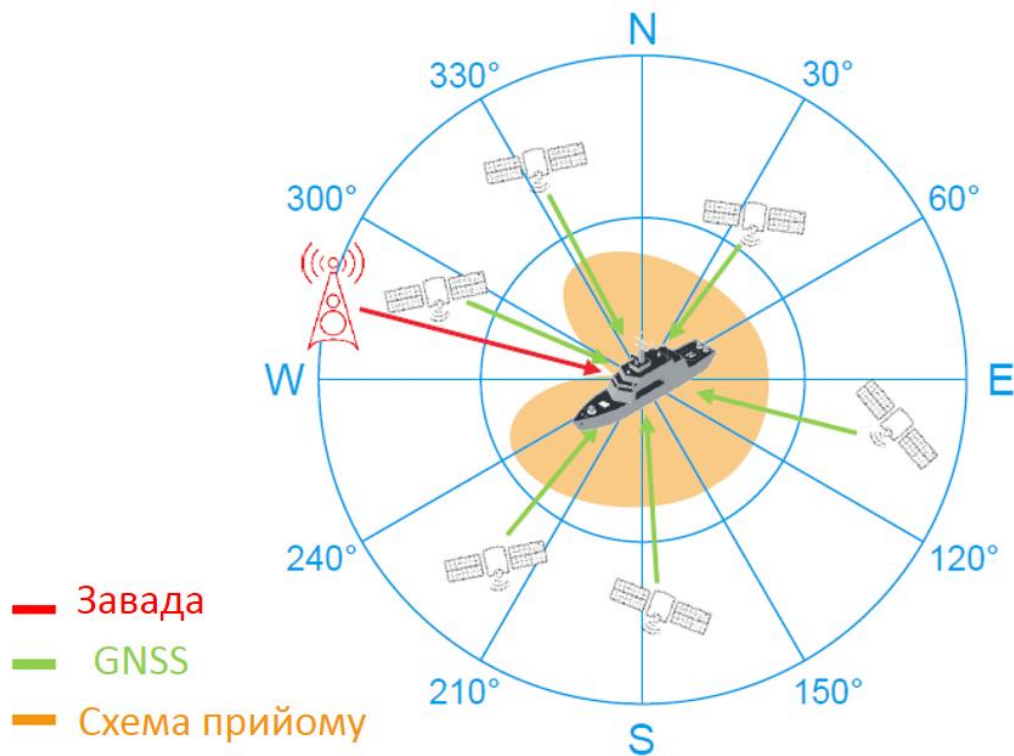


Рисунок 1.10: Аналогове обнулення

- Сильний сигнал перешкод у західному напрямку
- Введення нуля прийому для усунення завади
- Сигнали від космічних апаратів у цьому напрямку також послаблюються/припиняються

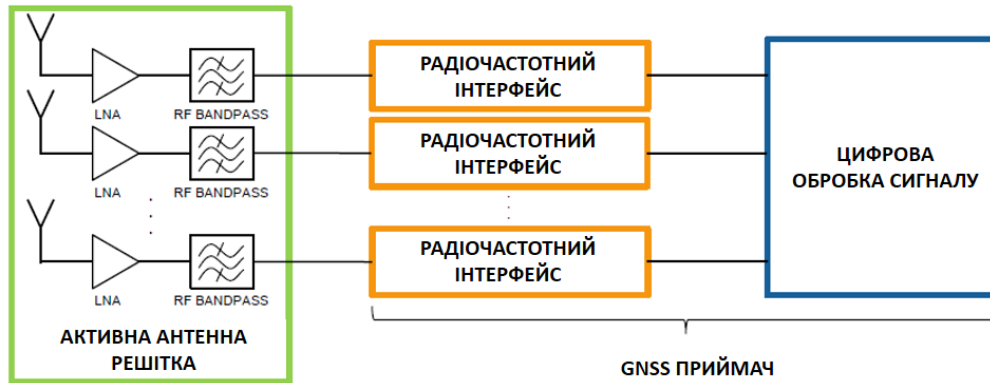


Рисунок 1.11: Цифровий дизайн CRPA для адаптивного обнулення та формування променя

- Активна антенна решітка
- Один радіочастотний інтерфейс для кожного елемента антени
- Формування променя виконується в цифровій області. Потрібна спеціальна архітектура приймача.
- Індивідуальний набір ваг для кожного каналу прийому
- Створення кількох незалежних променів, кожен з яких присвячений певному супутнику

Приклад: Цифрове формування променя

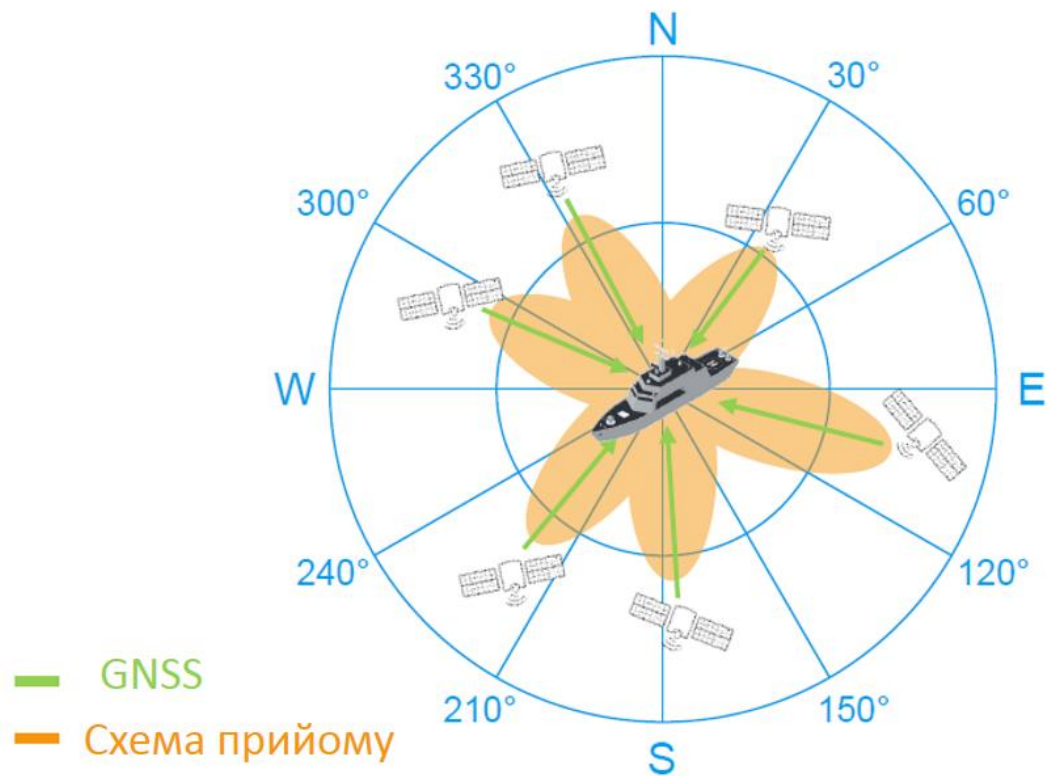


Рисунок 1.12: Цифрове формування променя

- Формування променя в напрямку космічних апаратів
- Посилення сигналів GNSS
- Більш точна фіксація положення навіть у складних умовах

Приклад: Одночасне формування нулів та формування променя

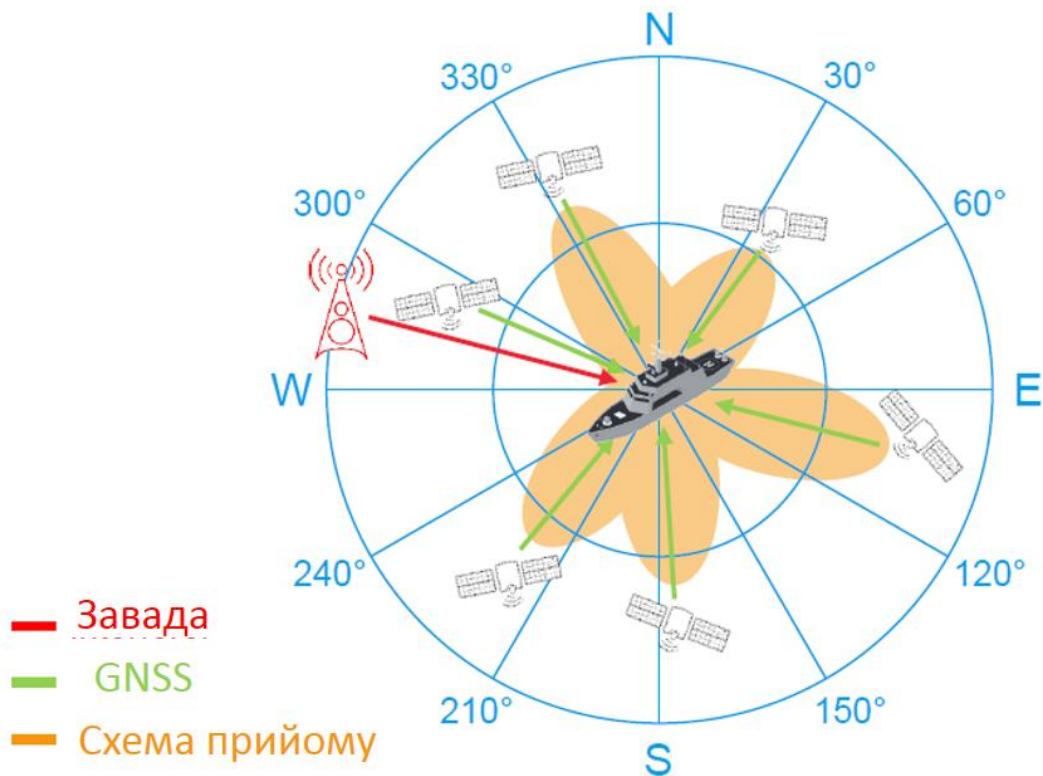


Рисунок 1.12: Одночасне цифрове обнулення та формування променя

- Сильний сигнал перешкод у західному напрямку скасовується
- Сигнали від космічних апаратів у цьому напрямку також послаблюються/скасовуються

Сигнали від інших космічних апаратів посилюються поворотними променями у відповідному напрямку

1.4.3 Локалізація завад

Радіочастотні перешкоди можна зменшити, якщо відомо напрямок і характер сигналу перешкод. Локалізація завад полягає у визначенні напрямку сигналу завади. Існує кілька способів реалізації локалізації завад, таких як інтерферометрія, системи часової різниці прибуття (TDOA), оцінка просторового спектра, фазові антенні решітки тощо. Інтерферометричний підхід використовує концепцію пеленгування для локалізації джерела перешкод. Він використовує групу обладнання для розпізнавання сигналів і пеленгування для визначення місця розташування джерела перешкод. Цей метод корисний для визначення місцезнаходження невеликої кількості завад, але не є практичним для визначення місцезнаходження великої кількості.

Методи TDOA можна використовувати для виявлення великої кількості завад. Час затримки сигналу перешкод, що досягає декількох антен, може бути використаний для визначення місцезнаходження джерела перешкод. Доплерівські вимірювання від кожної антени використовуються для визначення руху супутника і для ізоляції будь-якого іншого сигналу, але ці вимірювання дають помилкову інформацію, коли несуча дрейфує або навмисно відхиляється. Методи пеленгування з використанням антенних решіток обмежені кількістю окремих перешкод, які можуть бути виявлені.

Для швидкого і точного визначення місцезнаходження великої кількості перешкод і спуферів необхідно провести багато одночасних вимірювань. Простий метод полягає у використанні інформації C/N_0 від GPS-приймача для визначення місцезнаходження перешкод. Для визначення місцезнаходження перешкод можна використовувати потужність супутникового сигналу, а також час і місцезнаходження приймача за GPS. Цей метод ефективний, коли є велика варіація C/N_0 в залежності від відстані до перешкоди. Однак він менш ефективний для оцінки місцезнаходження малопотужних сигналів завад. Місцезнаходження джерела радіочастотних завад можна оцінити за допомогою мережі розподілених датчиків, а не одного датчика. Мережевий

підхід до визначення місцезнаходження джерела радіозавад не вимагає переміщення датчиків і є стійким до відмов датчиків.

Шау-Шину та Енге розробили авіаційну систему локалізації та уникнення радіочастотних перешкод (ARLAS), щоб зменшити завади в авіації. Система використовує GPS-антену, встановлену на даху літака, для визначення місця розташування перешкод. SNR прийнятого GPS-сигналу обчислюється GPS-приймачем при різних значеннях кутів, швидкості і курсу, які вимірюються з гіроскопів. Ця інформація разом з інформацією про вертикальний коефіцієнт підсилення антени GPS використовується для оцінки напрямку на джерело перешкод.

1.4.4 Автоматичне регулювання підсилення (AGC) як інструмент зменшення завад

Сигнали GPS, що приймаються антеною, мають притаманний їм тепловий шум. Цей тепловий шум визначається AGC і використовується для визначення порогів квантування. Бастид та ін. вивчали AGC як інструмент для оцінки завад. AGC забезпечує точну індикацію теплового шуму в приймачі. Ці рівні шуму можуть бути використані для визначення наявності перешкод. Будь-який сигнал завади збільшує потужність шуму в приймачі, який можна виявити за допомогою AGC. Бастид та ін. розробили тест Хі-квадрат для виявлення наявності перешкод за розподілом бінів аналого-цифрового перетворювача.

1.4.5 Блокування імпульсів

Імпульсні завади впливають на GPS-приймачі залежно від їхніх характеристик, таких як потужність, робочий цикл і тривалість імпульсів. Вони продовжують впливати на компоненти приймача навіть у вимкненому стані, оскільки компоненти мають період відновлення для продовження нормальної роботи. Ці сигнали мають тенденцію насичувати радіочастотні каскади, АРУ і аналого-цифровий перетворювач у передній панелі приймача. На повільні AGC сильно впливають імпульсні перешкоди. Такі AGC повільно реагують і неправильно визначають рівні квантування, що призводить до неправильної дискретизації. Швидка AGC разом зі збільшенням кількості рівнів квантування вирішить цю проблему. Хегарті та ін. розробили метод усунення імпульсних завад за допомогою гасіння. У цьому методі, коли виявляється імпульсна завада, аналого-цифровий перетворювач видає нуль, тим самим усуваючи сигнал завади. Однак це призводить до втрати сигналу на ділянках, де було виявлено імпульсну заваду. Ідеальне гасіння для одного сильного імпульсного сигналу призведе до погіршення SNR на $10\log(1-PDCB)$, де PDCB (pulse duty cycle - blanker) - це шпаруватість сигналу гасіння. Таке погіршення SNR випливає з того факту, що при наявності сильних імпульсів бланкування повністю пригнічує бажаний сигнал (погіршення SNR на $20\log(1-PDCB)$) і тепловий шум (приріст SNR на $10\log(1-PDCB)$)).

1.4.6 Просторова обробка сигналів

Navsys Inc. стала першою компанією, яка випустила перший комерційний приймач з функцією просторової обробки сигналів - вдосконалений GPS-приймач з високим коефіцієнтом підсилення (HAGR). Цей приймач використовує цифрову просторову обробку для об'єднання сигналів від елементів антени (до 16). Браун та ін. ще більше вдосконалили

HAGR, щоб виявити наявність сигналів перешкод та оцінити їхній напрямок. Кут приходу сигналу завади визначається за допомогою перехресної кореляції між декількома елементами антени. Значення перехресної кореляції, що перевищує потужність шуму, вказує на наявність додаткового сигналу завади. Цей метод виявився здатним виявляти CW завади вище рівня потужності -129 dBm і широкосмугові завади вище -125 dBm.

1.4.7 Просторово-часова адаптивна обробка (STAP)

Антенні решітки, оснащені STAP, можуть обнуляти кілька сигналів радіочастотних завад, що надходять з різних напрямків, без попереднього знання типу завад або напрямку їх надходження. Антенна решітка з L елементів і N відгалужувачів на кожен елемент буде вловлювати LN сигналів і подавати їх на STAP. STAP налаштовує коефіцієнти для кожного відгалужувача і елемента решітки, щоб забезпечити нульовий коефіцієнт підсилення в напрямку перешкоди. Для цієї антени доступні $LN-1$ ступенів свободи, а отже, вона може усунути до $LN-1$ незалежних джерел радіочастотних завад. Мур і Гупта продемонстрували, що широкосмугове джерело радіочастотних завад може мати кілька просторових ступенів свободи в залежності від потужності завад і смуги пропускання. STAP необхідний для обробки матриць порядку $LN \times LN$, і було виявлено, що він спотворює потрібний GPS-сигнал, вносячи значні помилки в навігаційне рішення в умовах сильних завад. Цю проблему було подолано за допомогою просторово-частотної адаптивної обробки (SFAP).

1.4.8 Просторово-частотна адаптивна обробка (SFAP)

SFAP є альтернативним рішенням до STAP, в якому сигнали від елементів антени обробляються в частотній області. STAP і SFAP еквівалентні, якщо відстань між відведеннями дорівнює інтервалу дискретизації. Продуктивність SFAP можна покращити, використовуючи віконну функцію для множення відліків часової області перед перетворенням їх у частотну область. Віконна функція (наприклад, вікно Блекмана) повинна мати низькі бічні пелюстки для забезпечення кращої продуктивності. Вузькосмуговий SFAP не спотворює жодного з бажаних сигналів, як це спостерігається в STAP.

1.4.9 Зниження рівня радіочастотних завад у GPS-кореляторі

Макабіау та інші розробили мультикореляційну техніку для виявлення CW завад. Мультикореляційний приймач забезпечує кореляцію значень вхідного сигналу з декількома затриманими репліками того самого локального коду в одному каналі стеження. CW завади впливають на синфазний і квадратурний виходи кореляторів у тракці стеження, і цей вплив змінюється зі зміною відстані між кореляторами. Ця зміна виходів кореляторів використовується для визначення частоти CW завад. Манц та ін. розробили методику зменшення радіочастотних перешкод у петлі фазового автопідстроювання (PLL). Цей метод може бути використаний тільки в тому випадку, якщо користувач стаціонарний і має стабільний годинник. Визначається кількість теплового шуму, присутнього в PLL, і вивчається зміна потужності шуму в FLL. Збільшення шуму PLL через завади прирівнюється до потужності шуму, що вноситься в PLL. Визначається відношення потужності завади до потужності сигналу C/A-коду, що вказує на потужність завади, необхідну для заглушення PLL. Вузька смуга пропускання PLL збільшує

ймовірність відстеження бічних пелюсток кореляції. Стандартний алгоритм, який використовується для виявлення бічних пелюсток 25 Hz, може бути модифікований для виявлення бічних пелюсток 12,5 і 8,33 Hz. Вузька смуга пропускання PLL покращила ефективність придушення CW завад у GPS-приймачі.

Купер і Дейлі розробили методику попередньої обробки GPS-сигналів для видалення компонентів завад перед передачею їх на GPS-корелятор. Частота сигналу завади визначається за допомогою методів частотної області, а для генерації сигналу репліки завади використовується PLL. AGC в передній частині приймача використовується для визначення моменту, в який присутній сигнал завади. Цей сигнал завади змішується з сигналом місцевої завади (згенерованим PLL) для усунення сигналу завади. Сигнал локальної завади можна відокремити від вхідного сигналу, шуму і завади, щоб отримати тільки сигнал і шум, таким чином усуваючи заваду. Один PLL може усунути один сигнал завади, тому для усунення декількох сигналів завад потрібно декілька PLL.

1.4.10 Багаторівнева вибірка

Компанія Leica GPS Inc. розробила технологію зменшення радіочастотних перешкод за допомогою багаторівневої вибірки. Вона використовує адаптивний аналого-цифровий перетворювач, в якому порогові рівні дискретизації цього перетворювача динамічно контролюються процесором для підтримки статистичної частоти, яка визначається за допомогою порогів квантування і квантування зразків. Ця технологія також покращує внутрішньосмугове відсіювання вузькосмугових сигналів завад. Для усунення позасмугових завад можна використовувати фільтри поверхневих акустичних хвиль.

Брааш та ін. проаналізували блок придушення завад (ISU), розроблений компанією Electro-Radiation Inc, який забезпечує значну стійкість до завад. Він ефективний проти різних типів завад і може використовуватися з будь-якою патч-антенною. Він виявився ефективним у придушенні додаткових 20 dB широкосмугового шуму і вузькосмугових перешкод у порівнянні з автономними GPS-приймачами.

1.4.11 Переваги програмно конфігурованого приймача

Програмно конфігурований приймач дозволяє гнучко реагувати на перешкоди. Використання спектральних перетворень та інших математичних інструментів є більш доцільним у програмному забезпеченні, ніж у традиційних апаратних приймачах. Програмно конфігуровані приймачі можуть розглядати сигнал в різних областях і можуть обробляти блок даних, а не окремі виборки. Це дозволяє безпосередньо фільтрувати сигнали радіочастотних завад, тим самим мінімізуючи їхній вплив. Катрайт та ін. розробили частотний підхід для зменшення радіочастотних перешкод у програмно конфігурованому приймачі. Цей метод перетворює сигнал проміжної частоти в частотну область і видаляє зсув зі спектра. Зсув може бути спричинений шириною смуги пропускання переднього фронту приймача. Поріг виявлення визначається для розділення шуму і сигналів завад. Частотні смуги, що перевищують поріг, ідентифікуються як такі, що містять радіочастотні завади. Ці смуги обнуляються, щоб видалити сигнал завади, і перетворюються назад у часову область. Новий сигнал вільний від радіочастотних завад передається до програмного корелятора. Цей алгоритм корисний для фільтрації вузьких внутрішньосмугових та імпульсних завад. Однак, широкосмугові завади не можуть бути легко відокремлені від сигналу.

Бернс та ін. оцінювали зменшення завад у програмно конфігурованому приймачі, змінюючи кількість бітів в аналого-цифровому перетворювачі. Точність відстеження приймача за наявності завад була обрана як критерій для визначення успішності зменшення завад. Сигнали завад вводилися після того, як приймач починав стеження за супутником. Швидке перетворення Фур'є вхідних даних вивчалось для визначення частотних складових із завадами. Ці смуги були видалені для усунення сигналів завад. Сигнал краще представлений з більшою кількістю рівнів аналого-цифрового перетворювача і дозволяє краще оцінити частотні компоненти, що містять завади.

В описанах вище методах зменшення радіочастотних завад намагаються зменшити завади на різних етапах обробки в GPS-приймачі. Зменшення радіочастотних перешкод на рівні прийому антени усуває сигнал перешкод до того, як він потрапляє в приймач. Радіочастотні фільтри необхідні для усунення сигналів за межами частотного діапазону GPS. Перешкоди неперервні можна зменшити, попередньо обробивши сигнал проміжної частоти перед передачею його на GPS-корелятор. Розгорнута неперервна хвиля впливає на всі канали приймача, що можна зменшити за допомогою адаптивних режекторних фільтрів. Для усунення імпульсних завад можна використовувати метод гасіння. Надійне рішення проблеми завад GPS завжди вимагатиме застосування різноманітних технологій протидії завадам.

РОЗДІЛ 2. СИСТЕМИ СУПУТНИКОВОЇ НАВІГАЦІЇ (GNSS)

2.1 Огляд GNSS

Глобальні навігаційні супутникові системи (Global Navigation Satellite Systems, GNSS) включають в себе угруповання навколоземних супутників, які передають свої координати в просторі і часі, мережі наземних станцій управління і приймачів, які обчислюють координати наземних об'єктів шляхом трилатерації. GNSS використовуються у всіх видах транспорту: космічні станції, авіація, морський, залізничний, автомобільний та громадський транспорт. Позиціонування, навігація і синхронізація відіграють важливу роль у телекомунікаціях, землеустрої, правоохоронних органах, реагуванні на надзвичайні ситуації, точному сільському господарстві, гірничодобувній промисловості, фінансах, наукових дослідженнях тощо. Вони використовуються для управління комп'ютерними мережами, повітряним рухом, електромережами тощо.

На сьогоднішній день GNSS включають дві повноцінно функціонуючі глобальні системи - Глобальну систему позиціонування (GPS) США і Глобальну навігаційну супутникову систему (GLONASS) Російської Федерації, а також глобальні та регіональні системи, що розвиваються, а саме: Європейську супутникову навігаційну систему (GALILEO) і китайську COMPASS/Bei-Dou, регіональну навігаційну супутникову систему Індії (IRNSS) і японську Квазі-Зенітну супутникову систему (QZSS). Як тільки всі ці глобальні та регіональні системи стануть повністю функціональними, користувач матиме доступ до сигналів позиціонування, навігації та синхронізації з більш ніж 100 супутників.

На додаток до них існують супутникові системи доповнення, такі як широкозонна система доповнення США (WAAS), Європейська геостационарна служба навігаційного покриття (EGNOS), російська система

диференціальної корекції і моніторингу (SDCM), індійська система доповненої географічної навігації з використанням GPS (GAGAN) і японська система доповнення на базі багатофункціонального транспортного супутника (MTSAT). Поєднання їх з перевіреними наземними технологіями, такими як інерціальна навігація, відкриває двері для нових важливих соціально-економічних проєктів. Останні - це застосування, які вимагають не лише точності, але й, зокрема, надійності і цілісності. Критично важливі для безпеки транспортні програми, такі як посадка цивільних літаків, мають суворі вимоги до точності і цілісності.

Успішне завершення роботи Міжнародного комітету з глобальних навігаційних систем (ICG), зокрема, щодо забезпечення сумісності між глобальними системами, дозволить користувачеві GNSS використовувати один прилад для прийому сигналів від декількох систем супутників. Це забезпечить додаткові дані, особливо в міських і гірських регіонах, а також більшу точність у визначенні часу і місцезнаходження. Щоб скористатися цими досягненнями, користувачі GNSS повинні бути в курсі останніх подій в галузях, пов'язаних з GNSS, і нарощувати потенціал для використання мульти-GNSS сигналу.

Таким чином, конкретними цілями реалізації пріоритетного напрямку GNSS програми ООН з застосування космічної техніки є демонстрація і розуміння сигналів, кодів, зсувів і практичного застосування GNSS, а також наслідків майбутньої модернізації.

2.1.1 Глобальна система позиціонування (GPS)

Глобальна система позиціонування (GPS) - це космічна радіонавігаційна система, що складається із сузір'я супутників, які передають навігаційні сигнали, та мережі наземних станцій і станцій управління супутниками, які

використовуються для моніторингу та контролю. Наразі 31 супутник GPS обертається навколо Землі на висоті близько 11 000 миль, надаючи користувачам точну інформацію про місцезнаходження, швидкість і час у будь-якій точці світу та за будь-яких погодних умов.

GPS була першою системою GNSS, яка почала функціонувати. Перші супутники дозволили використовувати систему у військових цілях наприкінці 70-х - на початку 80-х років. У 1983 році було прийнято рішення про поширення GPS на цивільне використання, і з 1995 року система працює в повному обсязі. З моменту запуску перших супутників було кілька разів запущено модернізовані супутники для покращення сервісу за рахунок кращого покриття та більш надійних сигналів.

Сигнали GPS передаються в трьох різних частотних діапазонах: L1, L2 і L5. Вони мають центральні частоти 1575,42 MHz, 1227,60 MHz і 1176,45 MHz. Інші GNSS можуть використовувати той самий діапазон частот завдяки використанню множинного доступу з кодовим поділом каналів (CDMA), що дозволяє відновлювати окремі сигнали, надіслані з тією самою несучою частотою. надіслані на одній і тій самій несучій частоті.

2.1.2 Визначення місцеположення

Трилатерація - це основна ідея, яку використовує GNSS для обчислення координат і часу користувача. Для кожного отриманого супутникового сигналу приймач обчислює час передачі. Потім, помноживши час передачі на швидкість світла, можна обчислити псевдодальність. Рисунок 2.1 ілюструє, як кілька псевдодальностей визначають можливі положення приймача.

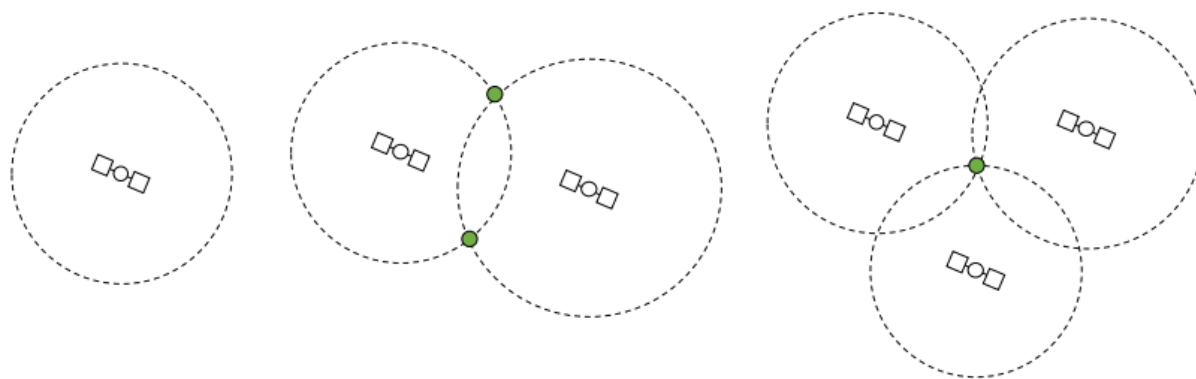


Рисунок 2.1: Використовуючи декілька сфер, положення приймача можна обчислити за допомогою трилатерації.

На рисунку 2.1 не показані дві речі: тривимірність просторових координат і похибка часу в приймачі. Насправді псевдодальності від кожного супутника утворюють сферу. Вимірявши псевдодальності до трьох супутників і отримавши таким чином три сфери, можна обчислити два можливих положення приймача. Однак, оскільки одна з позицій буде далеко від земної поверхні, достатньо трьох псевдокутів, щоб визначити позицію приймача, якщо час приймача відомий з високою точністю. Якщо годинник приймача менш точний, ніж годинник супутника, що зазвичай буває, необхідно враховувати похибку часу. Похибку часу приймача можна оцінити, визначивши відстань до чотирьох супутників. Положення і час можна обчислити, використовуючи всі чотири сигнали для оцінки довготи, широти, висоти і часу.

2.1.3 Сигнали GNSS

Супутники GNSS передають модульовані сигнали, накладені на більш високу несучу частоту. Несучі частоти зазвичай лежать в L-діапазоні, який IEEE визначає як частоти між 1 і 2 GHz. Сигнали, що модулюються, відрізняються в різних системах, але типовим принципом є використання

модуляції з прямим розширенням спектру (Direct Sequence Spread Spectrum (DSSS)).

У сигналізації DSSS несуча частота модулюється сумою двох сигналів за допомогою схеми модуляції, наприклад, двійкової фазової маніпуляції (BPSK). У системах GNSS перший сигнал є детермінованим і унікальним для кожного супутника, його часто називають поширенням коду з псевдовипадковим шумом (PRN). Другий сигнал - це сигнал навігаційних даних, що містить інформацію про поточну позицію, час і статус супутника. PRN -код має значно вищу швидкість передачі символів, ніж навігаційні дані. Щоб розрізнити їх опис, біти prn-коду називають фішками. Оригінальний сигнал GPS с/a L1 передає prn-коди довжиною 1023 фішки зі швидкістю 1 023 000 фішок на секунду, а навігаційні дані зі швидкістю 50 біт на секунду.

Є три основні причини, чому техніка DSSS використовується в GNSS. По-перше, вища швидкість передачі символів prn-коду порівняно з навігаційними даними забезпечує точне визначення координат приймачем. По-друге, використання prn-кодів дозволяє приймачу розділяти сигнали, що надходять від різних супутників на одній і тій же несучій частоті, за принципом CDMA. По-третє, вища швидкість передачі символів і, таким чином, більша смуга пропускання prn-сигналу забезпечують відкидання вузькосмугових завад.

Відмінною рисою сигналів GNSS є їхня низька потужність, нижча за рівень шуму, після прибуття на Землю. Потужність залежить від типу сигналу і супутника-передавача, але становить близько -160 dBW. Низька потужність сигналу дозволяє легко глушити сигнали GNSS навіть за допомогою відносно слабкого передавача. Однак низька потужність сигналу також використовується алгоритмами придушення завад. Оскільки потужність сигналу є нижчою за рівень шуму, можна нехтувати сигналом, який нас цікавить, під час придушення завад.

Сигнал GPS L5

Сигнал GPS L5 використовує схему модуляції з квадратурно-фазовою маніпуляцією (QPSK) на несучій частоті 1176,45 MHz. Для синфазної та квадратурно-фазової (IQ) складових використовуються різні prn-коди довжиною 10 230 біт відповідно. Синфазний компонент модулюється навігаційним повідомленням зі швидкістю 50 біт/с і кодом Неймана-Гоффмана довжиною 10 символів. Паралельно квадратурно-фазовий компонент модулюється кодом Неймана-Гоффмана довжиною 20 символів.

Коди Неймана-Гоффмана генеруються зі швидкістю 1 kHz, і тому кожну мс модулюється новий символ Неймана-Гоффмана на компоненти iq. Для коду prn використовується загальна тактова частота 10,23 MHz, що в десять разів перевищує тактову частоту цивільного сигналу L1 і є такою ж, як і для зашифрованих сигналів L1 і L2.

Коди Неймана-Гоффмана - це двійкові послідовності, підібрані таким чином, що повна кореляція з кодом Неймана-Гоффмана автоматично призводить до синхронізації з бітами prn-коду. Важливою перевагою використання коду Неймана-Гоффмана є те, що він робить сигнал більш стійким до вузькосмугових завад, а також покращує крос-кореляційні властивості prn-кодів.

2.2 GNSS приймачі

Роль приймача GNSS полягає в отриманні сигналів GNSS та їх обробці для отримання достовірних даних про місцезнаходження, швидкість і час (pvt). Приймач GNSS складається з одного або декількох антенних елементів, передньої електроніки та цифрових каналів, де дискретизований сигнал далі

обробляється і демодулюється. Зрештою, рішення pvt можна обчислити за допомогою вихідних даних з цифрових каналів. На рис. 2.2 для схематичного огляду приймача.

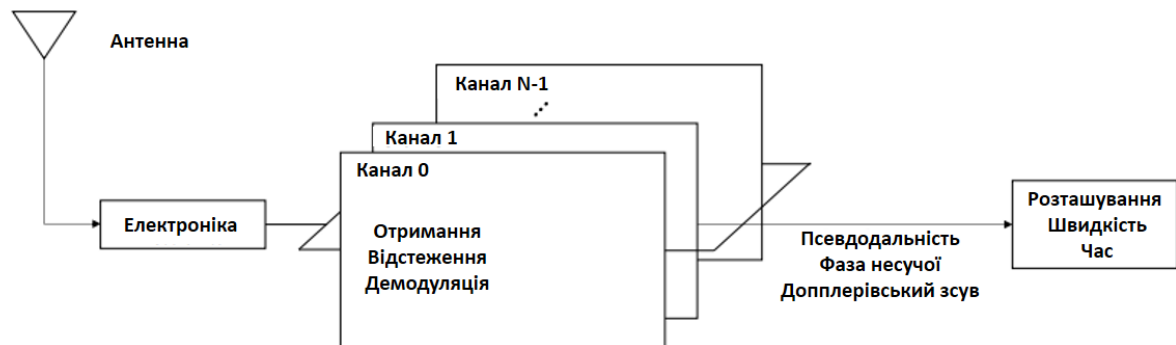


Рисунок 2.2: Схематичний огляд приймача GNSS.

Елементи антени приймають GNSS-сигнали і перетворюють їх з електромагнітних в електричні. Потім електроніка виконує обробку сигналу, включаючи аналогову смугову фільтрацію, посилення, згладжування і перетворення в сигнал IQ в основній смузі або в сигнал проміжної частоти. Зрештою, сигнал перетворюється з аналогового в цифровий.

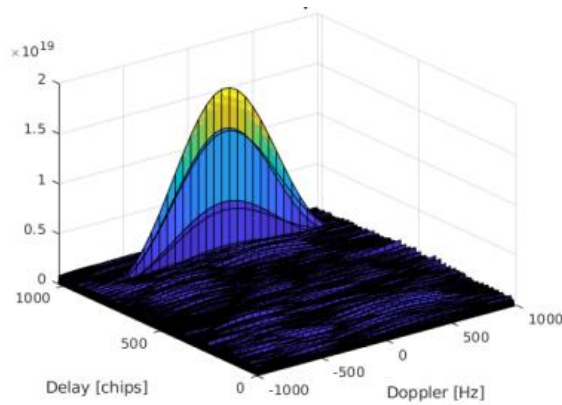
Цифрові канали приймають оцифрований сигнал на вхід, а потім намагаються обробити сигнал GNSS, як описано раніше. У разі успішного прийому, канал починає відстежувати отриманий сигнал. Кожен канал може відстежувати сигнал від одного супутника. Відстежені сигнали демодулюються для отримання навігаційних даних, з яких можна обчислити псевдодальність, фазу несучої та доплерівський зсув. Зрештою, рішення pvt може бути розраховане, якщо було відстежено щонайменше чотири супутникові сигнали.

Розробка нових GNSS, таких як Galileo, у поєднанні з постійною модернізацією GPS призвела до швидкого збільшення кількості супутників з різною структурою сигналу. Цей розвиток дає можливість більш точного

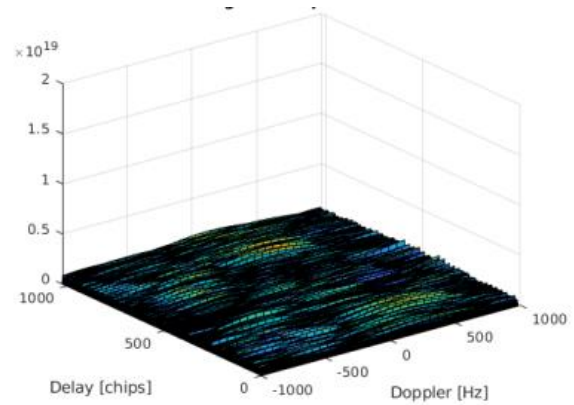
позиціонування, але збільшує складність приймачів GNSS. Через це спостерігається перехід від традиційних приймачів до програмно-конфігурованих радіоприймачів (Software Defined Radio, SDR). Основні компоненти SDR-приймача ті ж самі, але вони мають більшу гнучкість. Зокрема, основні відмінності полягають в етапах захоплення, відстеження та демодуляції, де традиційний приймач використовує специфічне обладнання, оптимізоване для певного використання. На противагу цьому, SDR-приймач використовує більш гнучке обладнання, яке можна адаптувати за допомогою програмного забезпечення для обробки нових типів сигналів. Однак це, як правило, призводить до збільшення розміру і споживання енергії, тому приймачі GNSS на базі SDR використовуються переважно як інструменти для досліджень і розробок.

2.2.1 Етап прийому

Етап прийому має на меті виявити наявність сигналів GNSS. Позитивне виявлення досягається, якщо перехресна кореляція між вхідним сигналом і локально збереженим еталонним сигналом перевищує заданий поріг. Це може бути виконано в часовій області, але обчислювально ефективніше використовувати швидке перетворення Фур'є і виконувати обчислення в частотній області, особливо зі збільшенням довжини збережених еталонних сигналів. Для ідентифікації сигналу необхідно шукати як кодову затримку вхідного сигналу, так і доплерівський зсув фази несучої, що виникає внаслідок руху супутника і приймача. На рисунку 2.3(a) показано приклад позитивного прийому, а на рисунку 2.3(b) негативного приймання.



(a) Позитивний прийом



(b) Негативний прийом

Рисунок 2.3: Результат кореляції для позитивного та негативного прийому.

2.2.2 Відстежування

Етап відстежування відповідає за відстеження змін доплерівського зсуву, фази коду та фази несучої. З часом ці параметри змінюватимуться, але немає необхідності повторно проводити дослідження, доки зміни не будуть достатньо малими. Замість цього, крок відстеження відстежує зміни, використовуючи зсунуті в часі копії еталонного сигналу, щоб отримати поточне, так зване оперативне, раннє і пізнє значення крос-кореляції. У циклічній структурі результати використовуються для оцінки функцій дискримінатора, а потім безперервно коригуються оцінки доплерівського зсуву, фази коду і фази несучої. Відкоригований сигнал передається на наступні кроки в приймачі. Якщо параметри дрейфують занадто далеко від однієї петлі до іншої, як правило, за межами діапазону дії раннього і пізнього кореляторів, відбувається збій блокування. Якщо це повторюється заздалегідь визначену кількість разів, буде оголошено про втрату зв'язку. Тоді потрібно буде виконати новий збір даних, поки відстеження не буде відновлено.

РОЗДІЛ 3. АЛГОРИТМИ АДАПТИВНИХ ФІЛЬТРІВ LMS ТА RLS

3.1 Цифровий фільтр

Цифровий фільтр – це цифрове обладнання, що виконує певну цифрову операцію. Основними структурними елементами цифрового фільтра є суматор, множник і мережа затримки. Цифрові фільтри мають перевагу над аналоговими фільтрами в різних регіонах і однією з важливих причин є те, що цифрові фільтри можна програмувати. Це означає, що при зміні проектних вимог, зберігаючи те ж саме цифрове обладнання, ми можемо перепроєктувати фільтр, просто змінивши програму або, іншими словами, змінивши коефіцієнти множників, які також називаються вагою фільтра або коефіцієнтами фільтра.

Існує два типи цифрових фільтрів: FIR та IIR. FIR-фільтр - це фільтр, імпульсна характеристика якого містить скінченну кількість ненульових значень. Аналогічно, IIR-фільтр - це фільтр, імпульсна характеристика якого має нескінченну кількість ненульових значень. FIR-фільтр найчастіше реалізується як нерекурсивний фільтр, тоді як IIR-фільтр - як рекурсивний фільтр. FIR-фільтрація - це, по суті, операція лінійної згортки. При однакових конструктивних характеристиках фільтра порядок цифрового FIR-фільтра значно вищий, ніж у IIR-фільтрів. Таким чином, вартість FIR фільтра завжди вища, ніж IIR фільтра, і в той же час якість FIR фільтра завжди краща, ніж IIR фільтра. На діаграмах з нульовим полюсом, FIR-фільтр має полюс тільки в центрі, а решта нулі, таким чином, фільтр побудований з використанням нулів. Аналогічно, IIR-фільтр не має полюса в центрі, і фільтр в основному побудований з використанням полюсів. У FIR-фільтрі в передавальній функції є тільки коефіцієнти фільтра в чисельнику, тоді як у IIR-фільтрі в передавальній функції є коефіцієнти фільтра як в чисельнику, так і в знаменнику. Складність адаптивного фільтра є високою, і тому тут вибір завжди залишається за FIR-фільтром. Дві основні вимоги, яким повинен

відповідати будь-який цифровий фільтр, це 1) стабільність і 2) причинно-наслідковість. Непричинний фільтр не може бути реалізований. Нестабільний фільтр не буде корисним. FIR-фільтр гарантовано стабільний, а для IIR-фільтра гарантія стабільності фільтра не може бути надана. З цієї причини FIR-фільтри також мають перевагу над IIR-фільтрами. Додатковою бажаною особливістю цифрового фільтра є лінійна фаза. Для лінійного фазового фільтра всі частотні компоненти цифрового сигналу затримуються на однакову величину. IIR-фільтр ніколи не є лінійним фазовим фільтром, тоді як FIR-фільтр може бути лінійним фазовим. Це ще одна причина, через яку FIR-фільтри вважаються кращими за IIR-фільтри.

3.1.1 Адаптивний фільтр

Ще один спосіб класифікації цифрових фільтрів - фіксований фільтр та адаптивний фільтр. У фіксованому фільтрі коефіцієнти фільтра розраховуються під час проектування, потім будується цифрове обладнання, і коефіцієнти фільтра не змінюються самі по собі. З іншого боку, адаптивний фільтр - це фільтр, коефіцієнти якого постійно змінюються під контролем оптимізаційного алгоритму.

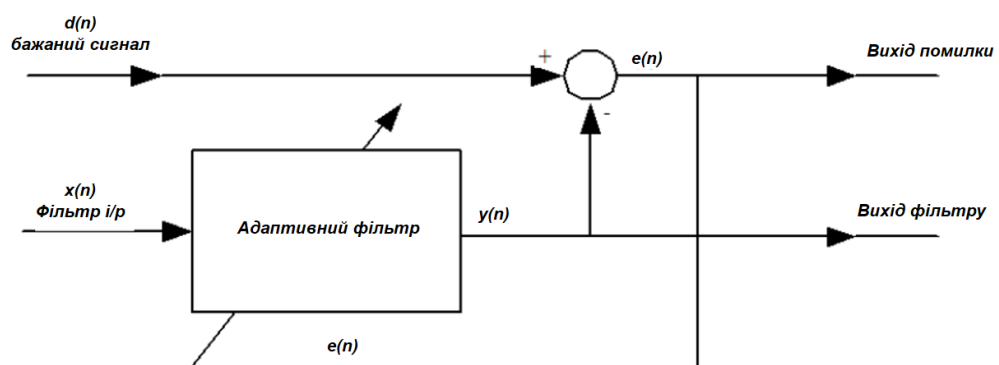


Рисунок 3.1: Адаптивний фільтр

Саме в роботах Вінера в 1942 році та Колмогорова в 1939 році було виведено оптимальний фільтр, який широко відомий як "фільтр Вінера". Але фільтр Вінера базується на апіорній статистичній інформації про вхідний сигнал. Але на практиці, хоча ця інформація доступна для стаціонарних сигналів, вона недоступна для нестационарних сигналів. Отже, іншими словами, можна сказати, що фільтр Вінера не може бути використаний для практичних сигналів, які не є стаціонарними. Але важливість фільтра Вінера полягає в тому, що він дає оптимальний розв'язок в сенсі середньоквадратичної похибки. Якщо побудувати графік залежності середньоквадратичної помилки сигналу від регульованих параметрів лінійного фільтра, то точка з мінімальною помилкою на осі y відповідає розв'язку Вінера w_0 . Однак для всіх нестационарних сигналів використовуються фільтри Калмана. Найчастіше адаптивний фільтр реалізується у вигляді трансверсального фільтра, який також називають "фільтром з відводом лінії затримки". На рисунку 3.2 зображено трансверсальний фільтр, який є основним структурним елементом будь-якого адаптивного фільтра. Роль алгоритму адаптивної фільтрації полягає в ітеративному налаштуванні коефіцієнтів фільтра $w_0, w_1, \dots, w_{M-1}$ для досягнення бажаної мети.

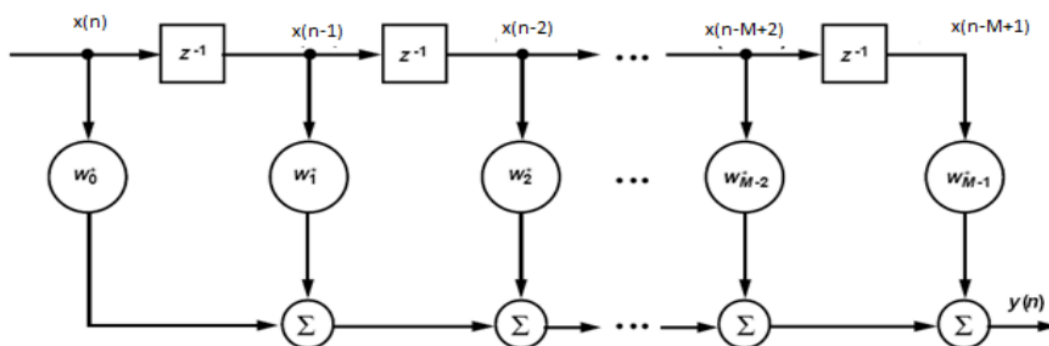


Рисунок 3.2: Структура поперечного FIR-фільтра

3.2 Порівняння алгоритмів адаптивних фільтрів LMS та RLS

Алгоритм найменших середніх квадратів (LMS) є найпростішим і найзручнішим у застосуванні адаптивним алгоритмом. Рекурсивний алгоритм найменших квадратів (RLS), з іншого боку, відомий своєю відмінною продуктивністю і більшою точністю, але він має підвищену складність і обчислювальні витрати. За продуктивністю RLS наближається до фільтра Калмана в додатках адаптивної фільтрації з дещо зниженою необхідною пропускну здатністю сигнального процесора. Порівняно з алгоритмом LMS, підхід RLS забезпечує швидшу збіжність і меншу похибку щодо невідомої системи за рахунок більшої кількості обчислень.

Зверніть увагу, що шляхи проходження та ідентифікація сигналів однакові, незалежно від того, чи використовує фільтр RLS або LMS. Різниця полягає в частині адаптації.

LMS-фільтри адаптують свої коефіцієнти до тих пір, поки різниця між бажаним сигналом і фактичним сигналом не буде мінімізована (найменші середні квадрати сигналу помилки). Це стан, коли ваги фільтрів сходяться до оптимальних значень, тобто сходяться досить близько до фактичних коефіцієнтів невідомої системи. Цей клас алгоритмів адаптується на основі помилки в поточний момент часу. Адаптивний фільтр RLS - це алгоритм, який рекурсивно знаходить коефіцієнти фільтра, що мінімізують зважену лінійну функцію вартості за методом найменших квадратів відносно вхідних сигналів. Ці фільтри адаптуються на основі сумарної похибки, обчисленої з самого початку.

LMS-фільтри використовують градієнтний підхід для виконання адаптації. Початкові ваги вважаються малими, в більшості випадків дуже близькими до нуля. На кожному кроці ваги фільтра оновлюються на основі градієнта середньоквадратичної похибки. Якщо градієнт позитивний, ваги фільтрів зменшуються, щоб похибка не зростала в додатному напрямку. Якщо

градієнт від'ємний, ваги фільтрів збільшуються. Розмір кроку, з яким змінюються ваги, повинен бути обраний належним чином. Якщо розмір кроку дуже малий, алгоритм збігається дуже повільно. Якщо розмір кроку дуже великий, алгоритм сходиться дуже швидко, і система може бути нестійкою при мінімальному значенні помилки. Для того, щоб система була стійкою, розмір кроку μ повинен бути в цих межах:

$$0 < \mu < \frac{2}{\lambda_{max}},$$

де λ_{max} - найбільше власне значення вхідної автокореляційної матриці.

RLS-фільтри мінімізують функцію витрат C , шляхом відповідного вибору коефіцієнтів фільтра $w(n)$ та оновлення фільтра по мірі надходження нових даних. Функція витрат задається цим рівнянням:

$$C(w_n) = \sum_{i=0}^n \lambda^{n-i} e^2(i),$$

де

- w_n - коефіцієнт адаптивного фільтра RLS.
- $e(i)$ - похибка між бажаним сигналом d та оцінкою бажаного сигналу $dest$ на поточний момент часу. Сигнал $dest$ є виходом RLS-фільтра, і тому неявно залежить від поточних коефіцієнтів фільтра.
- λ - коефіцієнт забування, який надає експоненціально меншу вагу старим зразкам, задається в діапазоні $0 < \lambda \leq 1$. Коли $\lambda = 1$, всі попередні помилки вважаються такими, що мають однакову вагу в загальній похибці. Коли λ наближається до нуля, минулі помилки відіграють меншу роль у загальній похибці. Наприклад, при $\lambda = 0.1$ алгоритм RLS множить значення помилки з 50 відліків у минулому на коефіцієнт ослаблення $0.1^{50} = 1 * 10^{-50}$, що значно зменшує вплив минулих помилок на поточну загальну похибку.

У випадках, коли значення помилки може бути отримано з помилкової точки або точок вхідних даних, фактор забування дозволяє алгоритму RLS зменшити значущість старих даних про помилки шляхом множення старих даних на фактор забування.

У цій таблиці наведено ключові відмінності між двома типами алгоритмів:

Алгоритм LMS	Алгоритм RLS
Простий і може бути легко застосований.	Підвищена складність та обчислювальні витрати.
Потрібно більше часу, щоб зблизитися.	Швидше зближення.
Адаптація базується на градієнтному підході, який оновлює ваги фільтрів, щоб збігтися до оптимальних ваг фільтрів.	Адаптація базується на рекурсивному підході, який знаходить коефіцієнти фільтра, що мінімізують зважену лінійну функцію вартості за методом найменших квадратів відносно вхідних сигналів.
Більша похибка стаціонарного стану по відношенню до невідомої системи.	Менша похибка стаціонарного стану по відношенню до невідомої системи.
Не враховує минулі дані.	Враховує минулі дані від початку до поточної точки.
Мета - мінімізувати поточну середньоквадратичну похибку між бажаним сигналом і виходом.	Мета - мінімізувати сумарну середньозважену квадратичну похибку між бажаним сигналом і виходом.
Пам'ять не задіяно. Старіші значення похибки не відіграють жодної ролі в загальній похибці, що враховується.	Має нескінченну пам'ять. Всі помилкові дані враховуються в загальній похибці. Використовуючи

	фактор забування, старіші дані можна послабити порівняно з новими даними. Оскільки $0 \leq \lambda < 1$, застосування коефіцієнта еквівалентне зважуванню старішої помилки.
--	---

У певних межах ви можна використовувати будь-який з алгоритмів адаптивного фільтра для розв'язання задачі адаптивного фільтра, замінивши адаптивну частину програми новим алгоритмом.

3.3 Алгоритм LMS

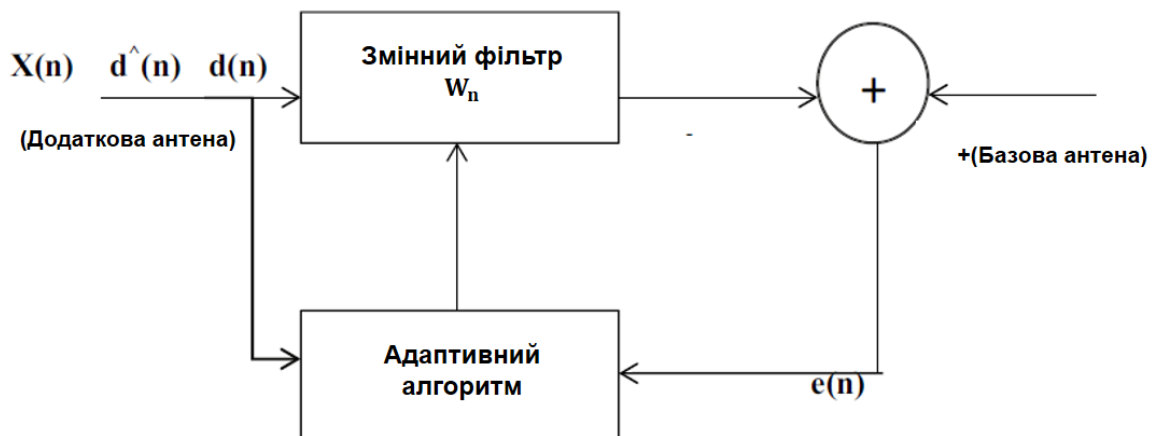


Рисунок 3.3: Блок-схема алгоритму LMS

У підході LMS градієнти оцінюються за наявними даними, тобто з використанням $x(n)$ $e(n)$, а не середніх значень ансамблю для обраного оптимального розміру кроку. Алгоритм LMS визначається наступним чином:

$$\overline{W}(n+1) = \overline{W}(n) + 2\mu e(n)x(n)$$

$$\text{Де} \quad e(n) = d(n) - d^{\wedge}(n).$$

Наведене вище рівняння не вимагає обчислення кореляційних функцій та інверсії матриці, тому LMS стає дуже простим підходом для оновлення ваг адаптивних фільтрів.

Програма на мові MATLAB для реалізації алгоритму LMS має наступний вигляд.

```
clear all
close all
hold off
sysorder = 5 ; %Замовлення каналів системи
N=2000; %Кількість одиниць в системі
inp = randn(N,1); %Задається масив випадкових чисел
n = randn(N,1); %Задається масив випадкових чисел
[b,a] = butter(2,0.25); %Повертає коефіцієнти передавальної функції цифрового
фільтра нижніх частот 2-го порядку Баттерворта з нормованою частотою зрізу 0.25
Gz = tf(b,a,-1);%Ця функція подається для виконання оберненого Z-перетворення
(центральний обмін файлами Matlab)
%sys = tf(numerator,denominator,ts) створює модель дискретної передавальної
функції, задаючи властивості чисельника, знаменника та ts. Наприклад, розглянемо
дискретну динамічну систему SISO, представлену передаточною функцією sys(z) =
N(z)/D(z), входні аргументи чисельник і знаменник якої є коефіцієнтами N(z) і
D(z) відповідно. Щоб не вказувати час дискретизації, встановіть входний аргумент
ts рівним -1
%Перше значення ваги sysorder:
%h=ldiv(b,a,sysorder)';
%Функція (ldiv) : обчислює зворотне Z-перетворення шляхом довгого ділення
%Якщо використовувати ldiv, це призведе до того, що ваги фільтрів h будуть
рівними
h= [0.0976;
    0.2873;
    0.3360;
    0.2210;
    0.0964;];
y = lsim(Gz,inp);%y = lsim(sys,u,t) повертає відгук системи y, відібрану у той
самий момент часу t, що й входні дані. Для систем з одним виходом y - це вектор
тієї ж довжини, що і t. Для систем з декількома виходами y - це масив, що має
```

стільки рядків, скільки є відліків часу (`length(t)`), і стільки стовпців, скільки є виходів у `sys`. Цей синтаксис не генерує графік.

%Додамо трохи шуму

```
n = n * std(y)/(10*std(n));
```

```
d = y + n;
```

```
totallength=size(d,1);
```

%Напрямок приходу завади і розрахунок необхідної затримки сигналу

```
theta_AOA_1=50; phi_AOA_1=20;
```

```
theta_AOA_1=theta_AOA_1/180*pi; phi_AOA_1=phi_AOA_1/180*pi;
```

```
tau1=-10/3*d*1e-
```

```
12*[0;sin(theta_AOA_1)*sin(phi_AOA_1);sin(theta_AOA_1)*cos(phi_AOA_1);(sin(theta_AOA_1)*cos(phi_AOA_1)+sin(theta_AOA_1)*sin(phi_AOA_1))];
```

%За навчання візьмемо 60 одиниць

```
N=60 ;
```

%Початок алгоритму

%Алгоритм LMS-фільтра визначається наступними рівняннями:

$$y(n) = \mathbf{w}^T(n-1)\mathbf{u}(n)$$

$$e(n) = d(n) - y(n)$$

$$\mathbf{w}(n) = \alpha \mathbf{w}(n-1) + f(\mathbf{u}(n), e(n), \mu)$$

n - поточний часовий індекс;

$y(n)$ - відфільтрований вихід з кроком n ;

$\mathbf{w}(n)$ - вектор оцінок ваг фільтра на кроці n ;

$\mathbf{u}(n)$ - вектор буферизованих входних відліків на кроці n ;

$e(n)$ - похибка оцінки на кроці n ;

$d(n)$ - бажаний відгук на кроці n ;

α - коефіцієнт витoku ($0 < \alpha \leq 1$);

μ - розмір кроку адаптації.

`w = zeros ( sysorder , 1 ) ;` %X = zeros(sz1,...,szN) повертає масив нулів sz1-by-...-by-szN, де sz1,...,szN вказує розмір кожного виміру. Наприклад, `zeros(2,3)` повертає матрицю 2 на 3.

```
for n = sysorder : N
```

```
    u = inp(n:-1:n-sysorder+1) ;
```

```
    y(n)= w' * u;
```

```
    e(n) = d(n) - y(n) ;
```

%Почнемо з великих μ для прискорення зближення, а потім сповільнимо, щоб досягти правильних ваг

```
    if n < 20
```

```
        mu=0.32;
```

```
    else
```



```

        mu=0.15;
    end
    w = w + mu * u * e(n) ;
end
%Перевірка результатів
for n = N+1 : totallength
    u = inp(n:-1:n-sysorder+1) ;
    y(n) = w' * u ;
    e(n) = d(n) - y(n) ;
end
%Побудова графіків
hold on
plot(d)
plot(y, 'r');
title('Вихідні дані системи') ;
xlabel('Вибірки')
ylabel('Фактичний та розрахунковий вихід')
figure
semilogy((abs(e))) ;
title('Сигнал завади') ;
xlabel('Вибірки')
ylabel('Значення завади')
figure
plot(h, 'k+')
hold on
plot(w, 'r*')
legend('Фактичні ваги', 'Розрахункові ваги')
title('Порівняння фактичних та розрахункових ваг') ;
axis([0 6 0.05 0.35])

```

На рисунку 3.4 показано фактичний та розрахунковий вихід для кожного вхідного сигналу для кожної вибірки. Це вказує на те, що спочатку існує більша різниця між фактичним і розрахунковим виходом, але з часом розрахунковий вихід все більше наближається до фактичного. Аналогічно, рисунок 3.5 показує оцінку завади. Рисунок 3.6 показує фактичні системні коефіцієнти у порівнянні з розрахунковими системними коефіцієнтами.

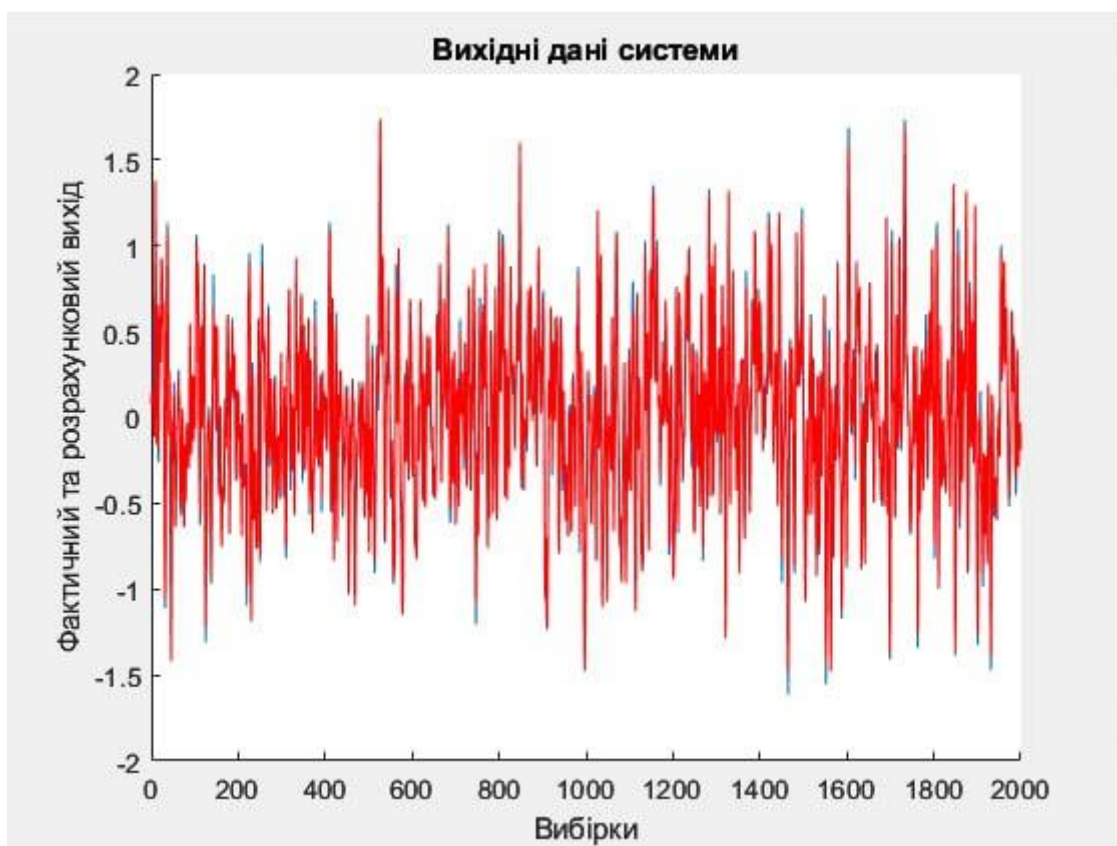


Рисунок 3.4: Вихідні дані системи (LMS)

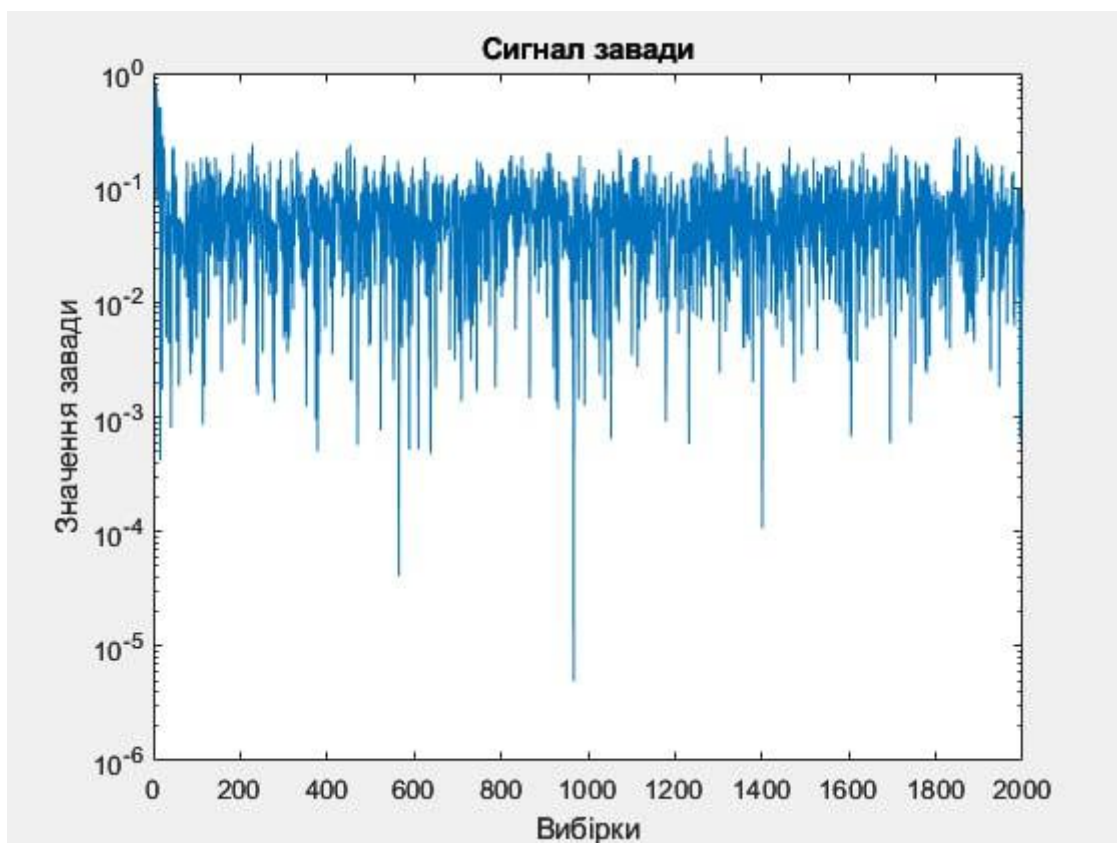


Рисунок 3.5: Сигнал завади (LMS)

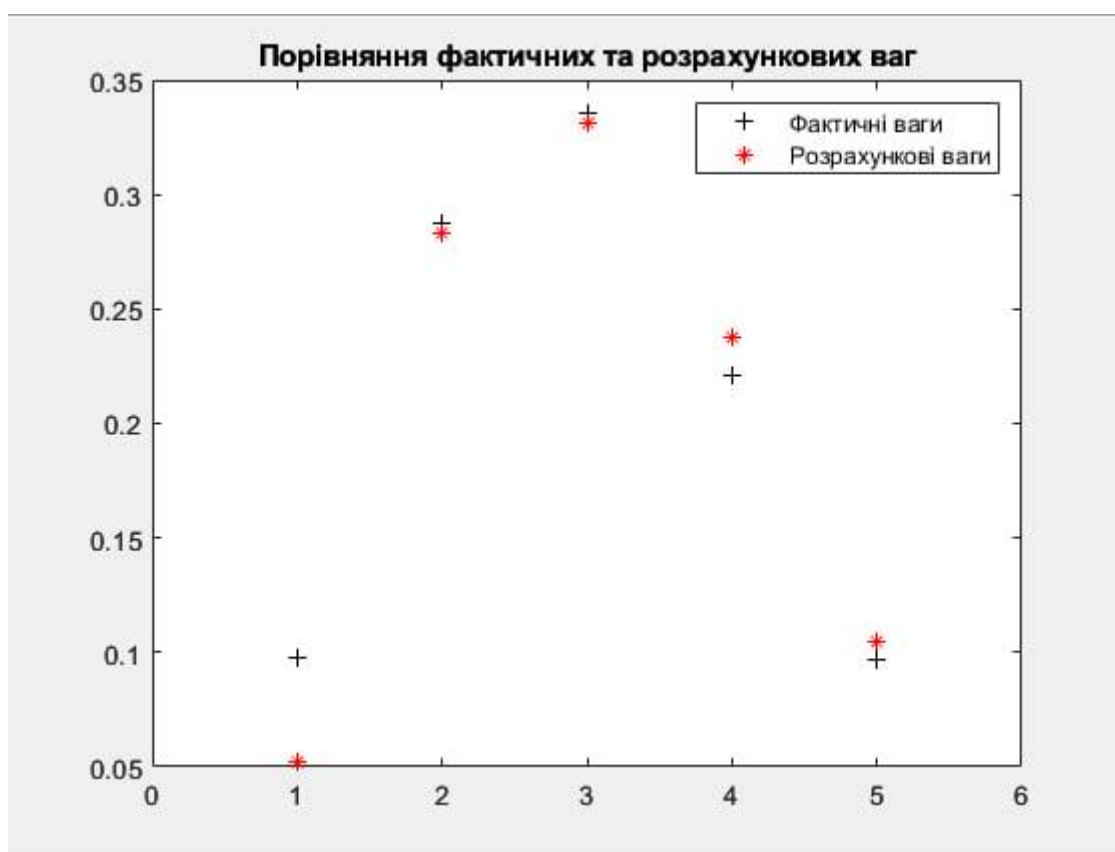


Рисунок 3.6: Фактичні та розрахункові системні коефіцієнти (LMS)

3.4 Алгоритм RLS

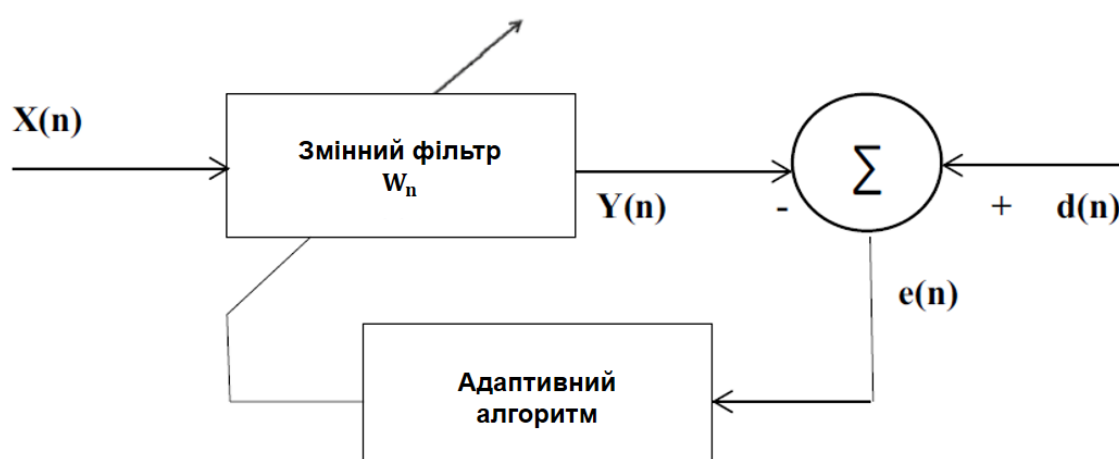


Рисунок 3.7: Блок-схема алгоритму RLS.

Алгоритм RLS є ще однією потенційною альтернативою для подолання повільної збіжності в кольорових середовищах, який використовує метод найменших квадратів для розробки рекурсивного алгоритму адаптивного поперечного фільтра. RLS відстежує зміну процесу в часі до оптимального коефіцієнта фільтрації з відносно дуже високою швидкістю збіжності. Хоча він має підвищену обчислювальну складність і проблеми зі стабільністю порівняно з алгоритмом на основі LMS (Рисунок 3.7).

Вихідний сигнал з FIR-фільтра

$$y(n) = u(n)^T \cdot w(n)$$

де $u(n)$ — вхідний вектор фільтра, а $w(n)$ — вектор коефіцієнта фільтра

$$u(n) = [x(n)x(n-1)x(n-2) \dots x(n-N+1)]^T$$

$$w(n) = [w_0^n w_1^n w_2^n \dots w_{N-1}^n]^T.$$

Сигнал помилки залежить від коефіцієнтів фільтра

$$e(n) = Y(n) - d(n).$$

Наступним кроком є оновлення коефіцієнтів фільтра за допомогою наступного рівняння:

$$w(n+1) = (1 - \mu) \cdot w(n) + \mu \cdot e(n) \cdot u(n)$$

де μ — розмір кроку адаптивного фільтра.

Програма на мові MATLAB для реалізації алгоритму RLS із FIR фільтром має наступний вигляд.

```
clear all
close all
hold off
%Кількість одиниць системи
N=2000;
inp = randn(N,1);
```

```

n = randn(N,1);
[b,a] = butter(2,0.25);
Gz = tf(b,a,-1);
%y(n)=b1*u(n)+b2*u(n-1)+b3*u(n-2)-a1*y(n-1)-a2*y(n-2)
h=[b -a(2:length(a))];
%Якщо ви не маєте доступу до панелі інструментів Control, скористайтесь зразком
даних
%load FIRsampledata;
%inp= FIRsampledata(1:2000);
%d= FIRsampledata(1:2000);
%Порядок системи каналів фіксований, оскільки маємо 5 елементів (3 в a та 2 в b)
inorder=3;
outorder=2;
sysorder = inorder + outorder ;
y = lsim(Gz,inp);
%Додамо трохи шуму
n = n * std(y)/(15*std(n));
d = y + n;
totallength=size(d,1);
%Напрямок приходу завади і розрахунок необхідної затримки сигналу
theta_AOA_1=50; phi_AOA_1=20;
theta_AOA_1=theta_AOA_1/180*pi; phi_AOA_1=phi_AOA_1/180*pi;
tau1=-10/3*d*1e-
12*[0;sin(theta_AOA_1)*sin(phi_AOA_1);sin(theta_AOA_1)*cos(phi_AOA_1);(sin(theta_
AOA_1)*cos(phi_AOA_1)+sin(theta_AOA_1)*sin(phi_AOA_1))];
%Візьмемо 50 одиниць за навчання (N - inorder 47 = 50 - 3)
N=50 ;
%Початок алгоритму
%Фактор забування
lamda = 0.999 ;
%Початкова P матриця
delta = 1e2 ;
P = delta * eye (sysorder ) ;
w = zeros ( sysorder , 1 ) ;
for n = inorder : N
    %u(n),u(n-1),u(n-2)
    u = inp(n:-1:n-inorder+1) ;
    %d(n-1),d(n-2)
    outp= d(n-1:-1:n-outorder) ;

```

```

u=[u ; outp];
phi = u' * P ;
k = phi'/(lamda + phi * u );
y(n)=w' * u;
e(n) = d(n) - y(n) ;
w = w + k * e(n) ;
P = ( P - k * phi ) / lamda ;
%Dля побудови графіків
Recordedw(1:sysorder,n)=w;
end
%Перевірка результатів
for n = N+1 : totallength
    %u(n),u(n-1),u(n-2)
    u = inp(n:-1:n-inporder+1) ;
    %d(n-1),d(n-2)
    outp= d(n-1:-1:n-outorder) ;
    u=[u ; outp];
    y(n) = w' * u ;
    e(n) = d(n) - y(n) ;
end
hold on
plot(d)
plot(y,'r');
title('Вихідні дані системи') ;
xlabel('Вибірки')
ylabel('Фактичний та розрахунковий вихід')
figure
semilogy((abs(e))) ;
title('Сигнал завади') ;
xlabel('Вибірки')
ylabel('Значення завади')
figure
plot(h, 'r+')
hold on
plot(w, '.')
legend('Фактичні ваги','Розрахункові ваги')
title('Порівняння фактичних та розрахункових ваг') ;
figure
plot(Recordedw(1:sysorder,sysorder:N));

```

```

title('Розрахункова збіжність ваг') ;
xlabel('Вибірки');
ylabel('Значення ваг');
axis([1 N-sysorder min(min(Recordedw(1:sysorder,sysorder:N'))
max(max(Recordedw(1:sysorder,sysorder:N')) )]);
hold off

```

На рисунку 3.8 показано фактичний та розрахунковий вихід для кожного вхідного сигналу для кожної вибірки. Це вказує на те, що спочатку існує більша різниця між фактичним і розрахунковим виходом, але з часом розрахунковий вихід все більше наближається до фактичного. Аналогічно, рисунок 3.9 показує оцінку завади. Рисунок 3.10 показує фактичні системні коефіцієнти у порівнянні з розрахунковими системними коефіцієнтами. Рисунок 3.11 показує розрахункову збіжність вагових коефіцієнтів.

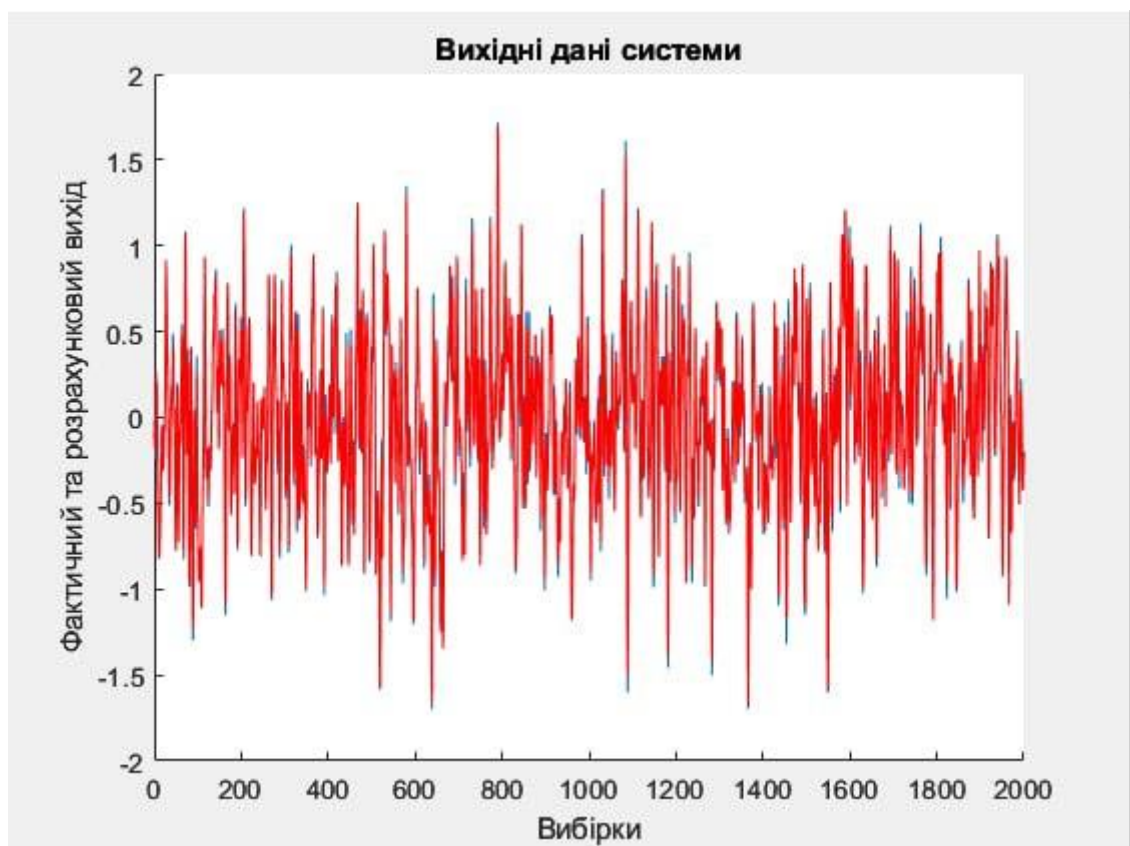


Рисунок 3.8: Вихідні дані системи (RLS, FIR фільтр)

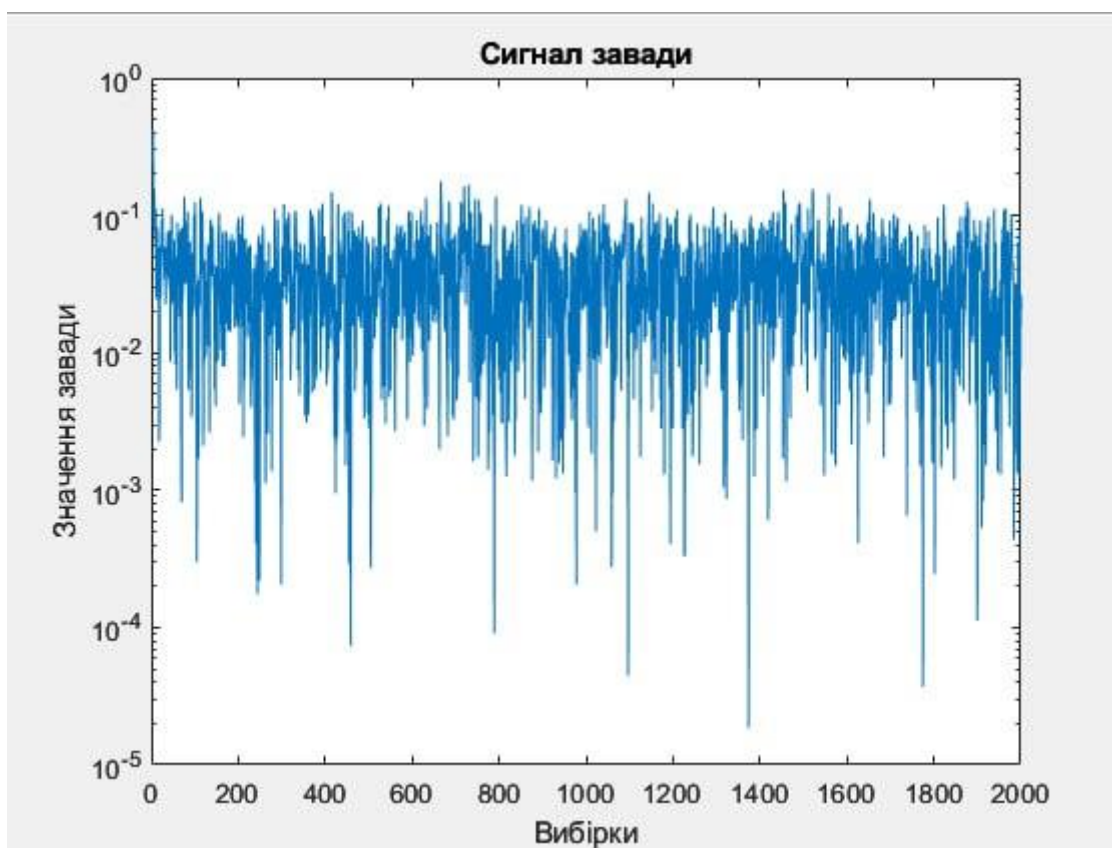


Рисунок 3.9: Сигнал завади (RLS, FIR фільтр)

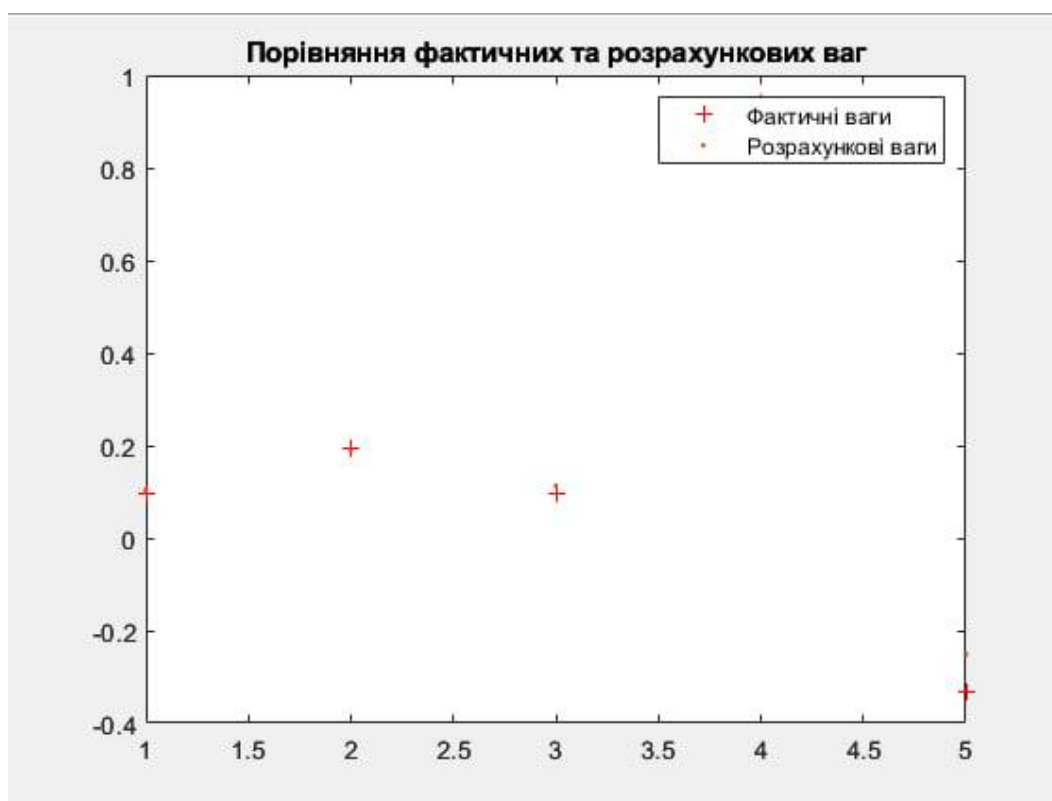


Рисунок 3.10: Фактичні та розрахункові системні коефіцієнти (RLS, FIR фільтр)

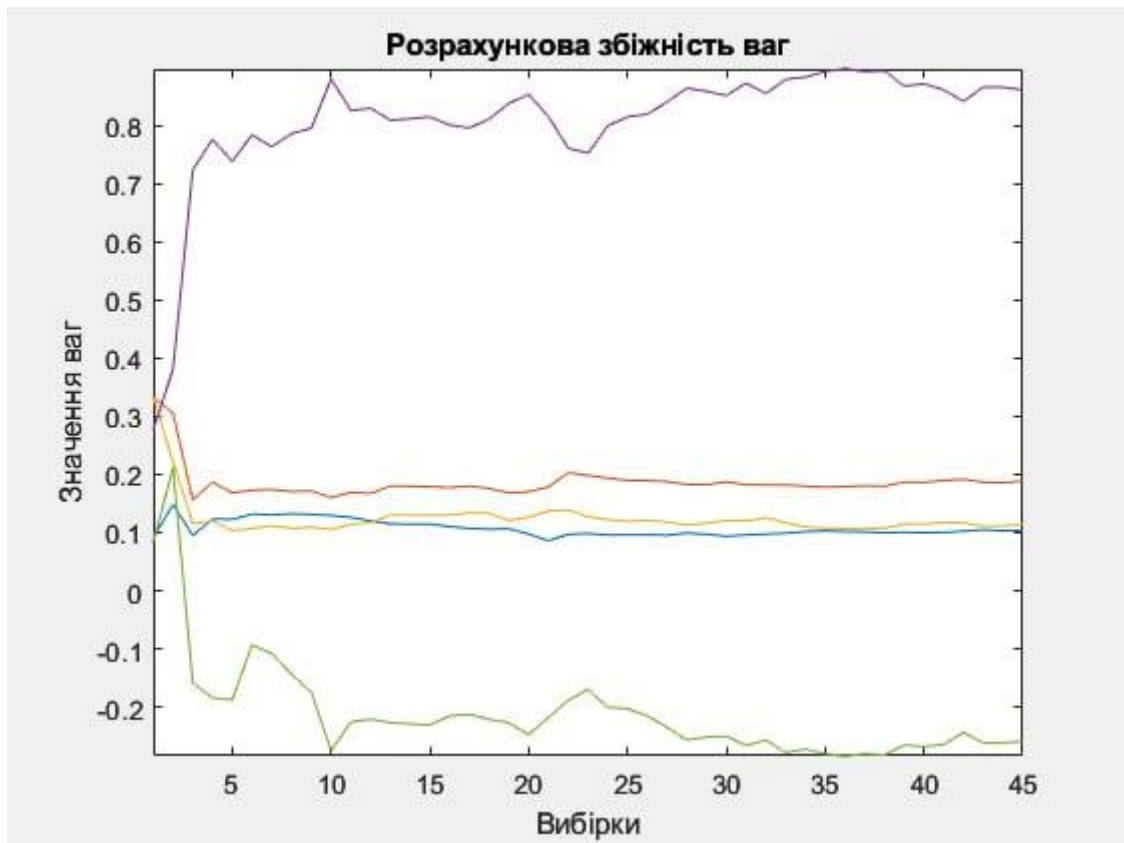


Рисунок 3.11: Розрахункова збіжність вагових коефіцієнтів (RLS, FIR фільтр)

Програма на мові MATLAB для реалізації алгоритму RLS із IIR фільтром має наступний вигляд.

```
clear all
close all
hold off
%Кількість одиниць системи
N=2000;
inp = randn(N,1);
n = randn(N,1);
[b,a] = butter(2,0.25);
Gz = tf(b,a,-1);
%Якщо ви не маєте доступу до панелі інструментів Control, скористайтесь зразком
даних
%load IIRsampledata;
%inp= IIRsampledata(1:2000);
%d= IIRsampledata(1:2000);
%ldiv використовується для отримання наближених ваг IIR фільтра (функція тільки
на вході)
```

```

% y=h*u
%ldiv - функція, що подається для отримання оберненого Z-перетворення
(центральный обмін файлами Matlab)
%Перше значення вагового коефіцієнта сиспараметру
%Використовуємо h=ldiv(b,a,sysorder)'; ==> тут використовуємо sysorder == 10
%Системний порядок каналів (можна змінити значення sysorder і не потрібно нічого
змінювати в алгоритмі))
sysorder = 10 ;
%h= [0.0976 ; 0.2873 ; 0.3360 ; 0.2210 ; 0.0964 ; 0.0172 ; -0.0159 ;
-0.0207 ; -0.0142 ; -0.0065 ; -0.0014 ; 0.0009 ; 0.0013 ; 0.0009 ;
0.0004 ; 0.0001 ; -0.0000 ; -0.0001 ; -0.0001 ; -0.0000];
h=[0.097631 0.287310 0.335965 0.220981 0.096354 0.017183 -0.015917 -
0.020735 -0.014243 -0.006517 -0.001396 0.000856 0.001272 0.000914 0.000438
0.000108 -0.000044 -0.00008 -0.000058 -0.000029];
h=h(1:sysorder);
y = lsim(Gz,inp);
%Додамо трохи шуму
n = n * std(y)/(10*std(n));
d = y + n;
totallength=size(d,1);
%Напрямок приходу завади і розрахунок необхідної затримки сигналу
theta_AOA_1=50; phi_AOA_1=20;
theta_AOA_1=theta_AOA_1/180*pi; phi_AOA_1=phi_AOA_1/180*pi;
tau1=-10/3*d*1e-
12*[0;sin(theta_AOA_1)*sin(phi_AOA_1);sin(theta_AOA_1)*cos(phi_AOA_1);(sin(theta_
AOA_1)*cos(phi_AOA_1)+sin(theta_AOA_1)*sin(phi_AOA_1))];
% Візьмемо 70 одиниць за навчання ( N - systorder 70 = 80 - 10 )
N=80 ;
%Початок алгоритму
%Фактор забування
lamda = 0.9995 ;
%Початкова P матриця
delta = 1e10 ;
P = delta * eye (sysorder ) ;
w = zeros ( sysorder , 1 ) ;
for n = sysorder : N
    u = inp(n:-1:n-sysorder+1) ;
    phi = u' * P ;
    k = phi'/(lamda + phi * u );

```

```

y(n)=w' * u;
e(n) = d(n) - y(n) ;
w = w + k * e(n) ;
P = ( P - k * phi ) / lamda ;
%Dля побудови графіків
Recordedw(1:sysorder,n)=w;
end
%Перевірка результатів
for n = N+1 : totallength
    u = inp(n:-1:n-sysorder+1) ;
    y(n) = w' * u ;
    e(n) = d(n) - y(n) ;
end
hold on
plot(d)
plot(y, 'r');
title('Вихідні дані системи') ;
xlabel('Вибірки')
ylabel('Фактичний та розрахунковий вихід')
figure
semilogy((abs(e))) ;
title('Сигнал завади') ;
xlabel('Вибірки')
ylabel('Значення завади')
figure
plot(h, 'r+')
hold on
plot(w, '.')
legend('Фактичні ваги', 'Розрахункові ваги')
title('Порівняння фактичних та розрахункових ваг') ;
figure
plot(Recordedw(1:sysorder,sysorder:N)');
title('Розрахункова збіжність ваг') ;
xlabel('Вибірки');
ylabel('Значення ваг');
axis([1 N-sysorder min(min(Recordedw(1:sysorder,sysorder:N)'))
max(max(Recordedw(1:sysorder,sysorder:N)')) ]);
hold off

```

На Рисунку 3.12 показано фактичний та розрахунковий вихід для кожного вхідного сигналу для кожної вибірки. Це вказує на те, що спочатку існує більша різниця між фактичним і розрахунковим виходом, але з часом розрахунковий вихід все більше наближається до фактичного. Аналогічно, рисунок 3.13 показує оцінку завади. Рисунок 3.14 показує фактичні системні коефіцієнти у порівнянні з розрахунковими системними коефіцієнтами. Рисунок 3.15 показує розрахункову збіжність вагових коефіцієнтів.

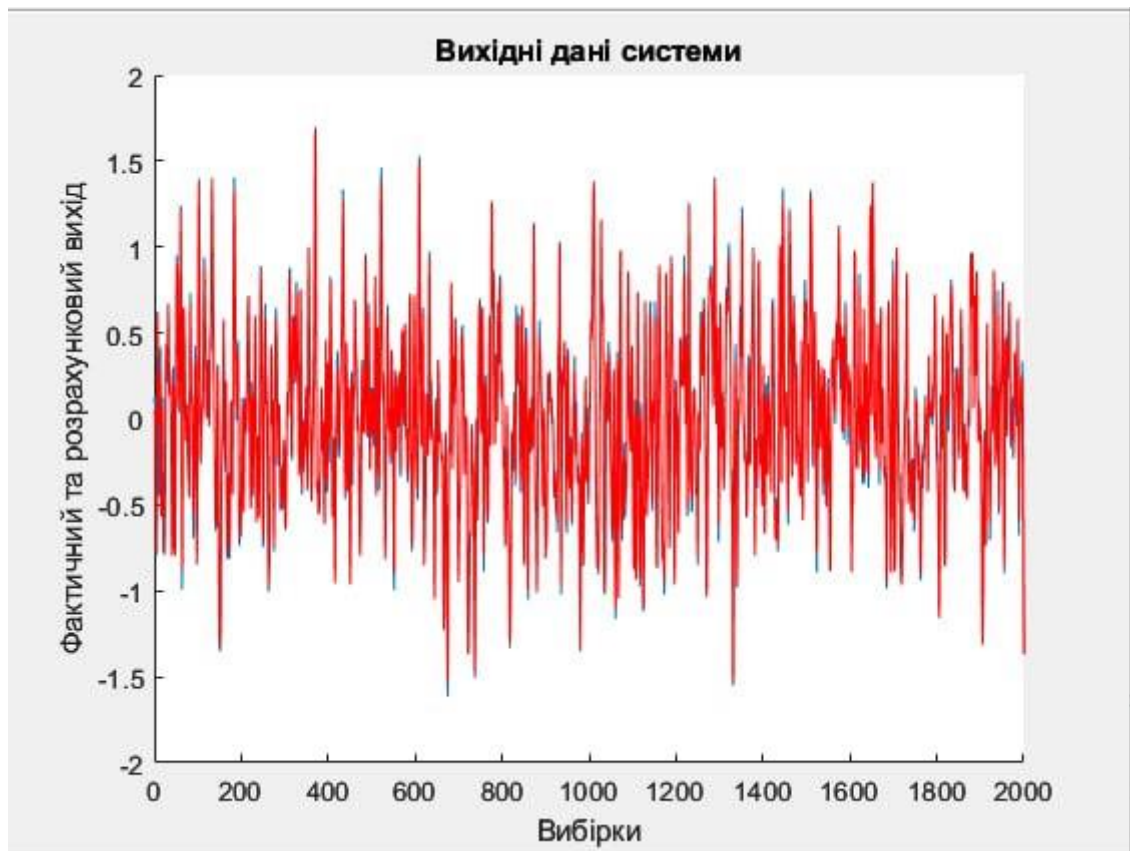


Рисунок 3.12: Вихідні дані системи (RLS, IIR фільтр)

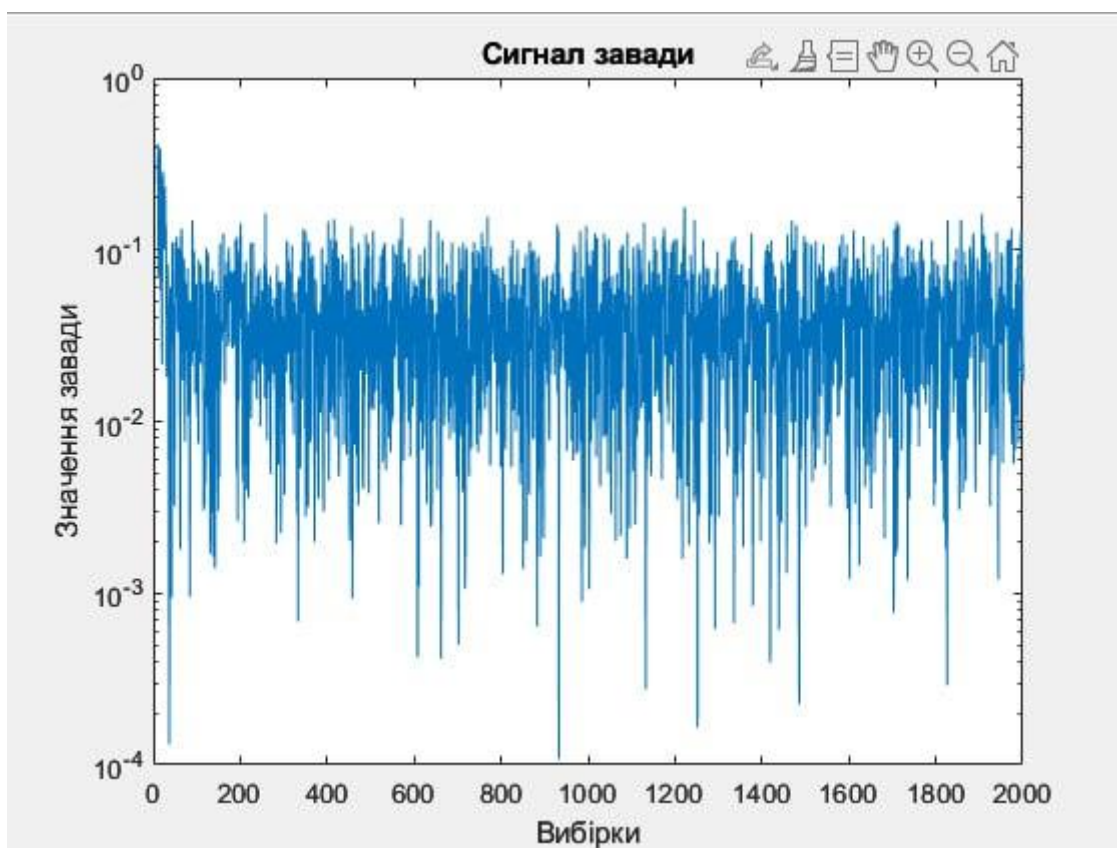


Рисунок 3.13: Сигнал завади (RLS, IIR фільтр)

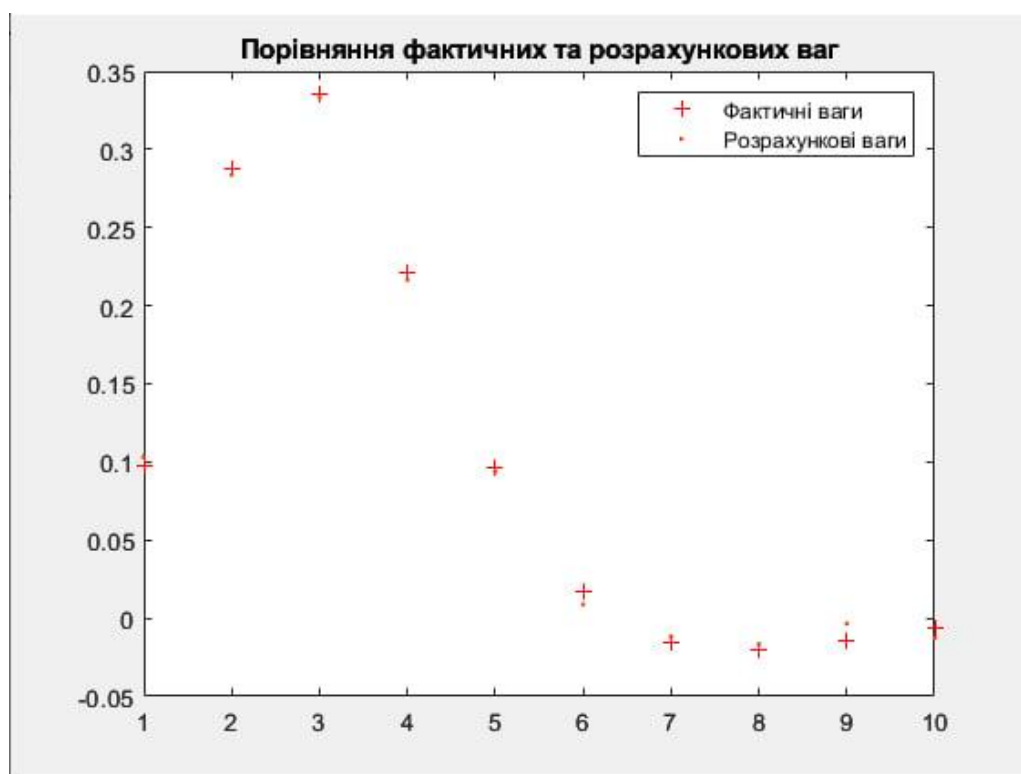


Рисунок 3.14: Фактичні та розрахункові системні коефіцієнти (RLS, IIR фільтр)

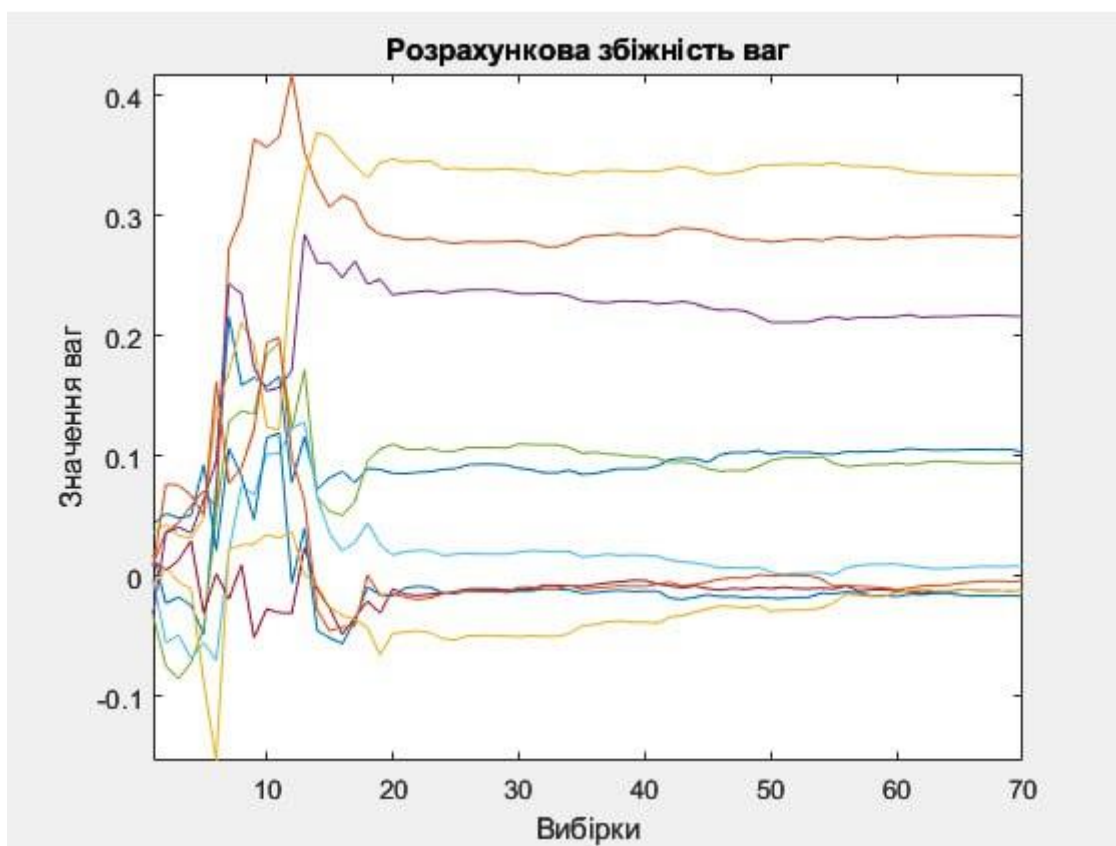


Рисунок 3.15: Розрахункова збіжність вагових коефіцієнтів (RLS, ІІР фільтр)

ВИСНОВКИ

В процесі виконання даної роботи була розглянута проблема придушення завад в навігаційних системах:

1. Проведено огляд літератури про різні види радіочастотних перешкод та стратегії зменшення їхнього впливу на систему.
2. У ході дослідження експериментальним шляхом було доведено ефективність адаптивних алгоритмів LMS та RLS. Іляхи проходження та ідентифікація сигналів однакові, незалежно від того, чи використовує фільтр RLS або LMS. Різниця полягає в частині адаптації. Порівняно з алгоритмом LMS, підхід RLS забезпечує швидшу збіжність і меншу похибку щодо невідомої системи за рахунок більшої кількості обчислень. За допомогою наведених методів вдалося усунути помітні спотворення сигналу, що демонструє можливість застосування даних алгоритмів до задачі придушення радіочастотних завад.

Вивчення та порівняння різних методів боротьби з радіочастотними перешкодами в навігаційних супутникових системах є актуальним з точки зору їх подальшої практичної реалізації та раціонального використання апаратних ресурсів.

СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Heppe S. and P. Ward (2003), RFI & Jamming and its Effects on GPS Receivers, Based on communication theory, Navtech seminars course 452, Dahlgren, VA, May 5-6.
2. Kaplan E.D. (1996), Understanding GPS: Principles and Applications, Artech House Inc., Norwood, MA.
3. Spilker J.J. Jr. and B.W. Parkinson (1996), Overview of GPS Operation and Design, Global Positioning System: Theory and Applications, Vol. I, American Institute of Aeronautics and Astronautics Inc., Washington, DC.
4. Geyer M. and R. Frazier (1999), FAA GPS RFI Mitigation program, Proceedings of ION GPS 1999, Nashville, TN, September 14-17, pp. 107-113.
5. Littlepage R. (1999), The Impact of Interference on Civil GPS, Proceedings of ION AM 1999, Cambridge, MA, June 28-30, pp. 821-828.
6. Macabiau C., O. Julien and E. Chatre (2001), Use of Multicorrelator Techniques for Interference Detection, Proceedings of ION NTM 2001, Long Beach, CA, January 22-24, pp. 353-363.
7. Hegarty G., A. J. VanDierendonck, D. Bobyn, M. Tran, T. Kim and J. Grabowski (2000), Suppression of Pulsed Interference through Blanking, Proceedings of IAIN World Congress and ION AM 2000, San Diego, CA, June 26-28, pp. 399-408.
8. Erlandson R. and R. Frazier (2002), An Updated Assessment of the GNSS L1 Radio Frequency Interference Environment, Proceedings of ION GPS 2002, Portland, OR, September 24-27, pp. 591-599.
9. Buck T. and G. Sellick (1997), GPS RF Interference via a TV Video Signal, Proceedings of ION GPS 1997, Kansas City, MO, September 16-19, pp. 1497-1502.

10. Johannessen R., S. Gale and M. Asbury (1990), Potential interference sources to GPS and solutions appropriate for applications to civil aviation, IEEE AES Magazine, vol. 5, Issue 1, January 1990, pp. 3-9.
11. Cutright C., J. Burns and M. Braasch (2003), Characterization of Narrow-Band Interference Mitigation Performance Versus Quantization Error in Software Radios, Proceedings of ION AM 2003, Albuquerque, NM, June 23-25, pp. 323-332.
12. Bond K. and J. Brading (2000), Location of GPS Interference using Adaptive Antenna Technology, Proceedings of ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 19-22, pp. 512-518.
13. Johnston H. (1999), A Comparison of CW and Swept CW Effects on a C/A Code GPS Receiver, Proceedings of ION GPS 1997, Kansas City, MO, September 16-19, pp. 149-158.
14. Burns J., C. Cutright and M. Braasch (2002), Investigation of GPS Software Radio Performance in Combating Narrow Band Interference, Proceedings of ION AM 2002, Albuquerque, NM, June 24-26, pp. 523-530.
15. Madhani P. and P. Axelrad (2001), Mitigation of the Near-Far Problem by Successive Interference Cancellation, Proceedings of ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 11-14, pp. 148-154.
16. Cooper J. and P. Daly (1997), Pre-processing of GNSS Signals Subject to Interference, Proceedings of ION GPS 1997, Kansas City, MO, September 16-19, pp. 1437-1446.
17. Escobar A. and J. Harper (2001), High Temperature Superconducting Filters for GPS Interference Mitigation, Proceedings of ION NTM 2001, Long Beach, CA, January 22-24, pp. 364-368.
18. Kunysz W. (2001), Advanced Pinwheel Compact Controlled Reception Pattern Antenna designed for Interference and Multipath Mitigation, Proceedings of ION GPS 2001, Salt Lake City, UT, September 11-14, pp. 2030-2036.

19. Shau-Shinu J. and P. Enge (2001), Finding Source of Electromagnetic Interference (EMI) to GPS Using Network Sensors, Proceedings of ION NTM 2001, Long Beach, CA, January 22-24, pp. 533-540.
20. Bastide F., D. Akos, C. Macabiau and B. Roturier (2003), Automatic Gain Control (AGC) as an Interference Assessment Tool, Proceedings of ION GPS 2003, Portland, OR, September 9-12, pp. 2042-2053.
21. Brown A., S. Atterberg and N. Gerein (2000), Detection and Location of GPS Interference Sources using Digital receiver Electronics, Proceedings of IAIN World Congress and ION AM 2000, San Diego, CA, June 26-28, pp. 269-274.
22. Moore T. and I. Gupta (2003), The Effect of Interference Power and Bandwidth on Space-Time Adaptive Processing, Proceedings of ION AM 2003, Albuquerque, NM, June 23-25, pp. 337-346.
23. Manz A., K. Shallberg and P. Shloss (2000), Improving WAAS Receiver Radio Frequency Interference Rejection, Proceedings of ION GPS 2000, Salt Lake City, UT, September 19-22, pp. 471-479.
24. Tsui Y. and J. Bao (2000), Fundamentals of Global Positioning System Receivers: A Software Approach, John Wiley & Sons Inc., New York, NY.
25. GNSS-SDR. <https://gnss-sdr.org/>. Accessed: 2022-04-12.
26. R. Falone, C. Stallo, E. Gambi, and S. Spinsante. SDR GNSS receivers: A comparative overview of different approaches. 2014 IEEE Metrology for Aerospace (MetroAeroSpace), pages 326–331, 2014
27. E. D. Kaplan and C. J. Hegarty. Understanding GPS/GNSS : Principles and Applications, Third Edition. Artech House, 2017
28. J. Rantakokko, E. Axell, and J. Nygård. Tekniker för navigering i urbana och störda GNSS-miljöer - slutrapport, 2019.
29. D. Zou, Z. Deng, J. Huang, H. Liu, and L. Yang. A study of neuman hoffman codes for GNSS application. In 2009 5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, pages 1–4, 2009. doi: 10.1109/WICOM.2009.5305353.

30. Compare RLS and LMS Adaptive Filter Algorithms:

<https://www.mathworks.com/help/dsp/ug/compare-rls-and-lms-adaptive-filter-algorithms.html>