

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ  
НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ  
ФАКУЛЬТЕТ АЕРОНАВІГАЦІЇ,  
ЕЛЕКТРОНІКИ ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙ  
КАФЕДРА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЙНИХ ТА РАДІОЕЛЕКТРОННИХ СИСТЕМ**

ДОПУСТИТИ ДО ЗАХИСТУ  
Завідувач кафедри

Роман ОДАРЧЕНКО  
“ \_\_\_\_\_ ” \_\_\_\_\_ 2023 р.

**КВАЛІФІКАЦІЙНА  
РОБОТА  
(ПОЯСНЮВАЛЬНА ЗАПИСКА)**

**ВИПУСКНИКА ОСВІТНЬОГО СТУПЕНЯ БАКАЛАВР**

**Тема: «Система стабілізації сигналу мобільного зв'язку»**

**Виконавець:** \_\_\_\_\_ Ігор ГІНЕТОВ  
(підпис)

**Керівник:** \_\_\_\_\_ Марина МАЛЮЄД  
(підпис)

**Нормоконтролер:** \_\_\_\_\_ Денис БАХТІЯРОВ  
(підпис)

**Київ 2023**

## НАЦІОНАЛЬНИЙ АВІАЦІЙНИЙ УНІВЕРСИТЕТ

Факультета аеронавігації, електроніки та телекомунікацій  
Кафедра телекомунікаційних та радіоелектронних систем  
Спеціальність 172 «Телекомунікації та радіотехніка»  
Освітньо-професійна програма «Телекомунікаційні системи та мережі»

ЗАТВЕРДЖУЮ  
Завідувач кафедри

Роман ОДАРЧЕНКО  
“ ” 2023 р.

### ЗАВДАННЯ на виконання кваліфікаційної роботи

**Гінетова Ігоря Андрійовича**

1. Тема кваліфікаційної роботи: «Система стабілізації сигналу мобільного зв'язку» затверджена наказом ректора від «29» березня 2023 р. № 421/ст
2. Термін виконання роботи: з 22.05.2023 р. по 25.06.2023 р.
3. Вихідні дані до роботи: вдосконалення системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного зв'язку.
4. Зміст пояснювальної записки: загальна характеристика систем мобільного зв'язку; аналіз систем стабілізації; методи стабілізації систем мобільного зв'язку; моделювання системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів в системах мобільного зв'язку.
5. Перелік обов'язкового графічного (ілюстративного) матеріалу: узагальнена структурна схема керування платформною інерціальною навігаційною системою; структурна схема алгоритму оцінки включення вектора вагових коефіцієнтів у адаптивну антенну решітку для систем мобільного зв'язку.

## 6. Календарний план-графік

№ пор.	Завдання	Термін виконання	Відмітка про виконання
1	Розробити деталізований зміст розділів кваліфікаційної роботи	22.05.2023- 24.05.2023	Виконано
2	Вступ	25.05.2023	Виконано
3	Загальна характеристика систем мобільного зв'язку	26.05.2023- 29.05.2023	Виконано
4	Аналіз систем стабілізації	30.05.2023- 07.06.2023	Виконано
5	Методи стабілізації систем мобільного зв'язку	08.06.2023- 14.06.2023	Виконано
6	Моделювання системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів в системах мобільного зв'язку	15.06.2023- 21.06.2023	Виконано
7	Усунення недоліків та захист кваліфікаційної роботи	22.06.2023- 25.06.2023	Виконано

7. Дата видачі завдання: "19" травня 2023 р.

Керівник кваліфікаційної роботи \_\_\_\_\_ Марина МАЛОЄД

Завдання прийняв до виконання \_\_\_\_\_ Ігор ГІНЕТОВ

## РЕФЕРАТ

Кваліфікаційна робота «Система стабілізації сигналу мобільного зв'язку» містить 80 сторінок, 19 рисунків, 2 таблиці, 22 використаних джерел.

СИСТЕМА МОБІЛЬНО ЗВ'ЯЗКУ, СТАБІЛІЗАЦІЯ, МОДЕЛЮВАННЯ, ПРОСТОРОВО-ЧАСОВА ОБРОБКА СИГНАЛІВ, АДАПТИВНА АНТЕННА РЕШІТКА

Об'єкт дослідження – система стабілізації сигналу мобільного зв'язку.

Предметом дослідження є моделювання системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного зв'язку.

Мета кваліфікаційної роботи – вдосконалення системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного зв'язку.

Метод дослідження: методи теорії інформації та передавання сигналів; методи комп'ютерного моделювання; методи прямого синтезу; методи аналізу.

Матеріали кваліфікаційної роботи рекомендується використовувати під час планування безпроводових мереж систем мобільного зв'язку, розробки обладнання та програмного забезпечення для систем передачі даних, а також в навчальному процесі.

## ЗМІСТ

ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ.....	7
ВСТУП.....	8
РОЗДІЛ 1. ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	10
1.1. Основні тенденції еволюції систем мобільного зв'язку.....	10
1.2. Особливості мережевої архітектури LTE.....	13
1.3. Порівняння радіоінтерфейсів сучасних технологій безпроводового зв'язку.....	17
1.4. Вплив умов поширення сигналів на якість зв'язку.....	22
1.5. Напрямки вдосконалення систем мобільного зв'язку нових поколінь.....	23
1.6. Перспективи використання методів просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку.....	26
1.7. Висновки до розділу 1.....	32
РОЗДІЛ 2. АНАЛІЗ СИСТЕМ СТАБІЛІЗАЦІЇ.....	33
2.1. Загальні відомості систем стабілізації.....	33
2.2. Стабілізація мобільних антен супутникового зв'язку.....	37
2.3. Висновки до розділу 2.....	40
РОЗДІЛ 3. МЕТОДИ СТАБІЛІЗАЦІЇ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ.....	41
3.1. Аналіз задач стабілізації інформаційно-вимірювальних систем.....	41
3.2. Класифікація систем інерціальної стабілізації інформаційно-вимірювальних систем.....	45
3.3. Характеристика основних типів об'єктів стабілізації.....	45
3.4. Стабілізація усєї системи та окремих її елементів.....	48
3.5. Висновки до розділу 3.....	51

РОЗДІЛ 4. МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ МЕТОДАМИ ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ В СИСТЕМАХ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ .....	53
4.1. Аналіз ефективності методів просторово-часової обробки сигналів в системах мобільного зв'язку .....	53
4.2. Аналіз ефективності методів синтезу антенної решітки, придатних для систем мобільного зв'язку .....	60
4.3. Аналіз алгоритмів просторово-часової обробки Уїдрю-Хоффа та Калмана-Б'юсі за показником швидкості збіжності .....	69
4.4. Дослідження впливу початкових умов на ефективність просторово-часової обробки сигналів .....	71
4.5. Висновки до розділу 4 .....	76
ВИСНОВКИ .....	78
СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ .....	79

## ПЕРЕЛІК УМОВНИХ СКОРОЧЕНЬ

DSP – (digital signal processor) - цифровий сигнальний процесор.

FDS – (frequency diversity scheduling) - планування частотного рознесення.

MCS – (modulation and coding scheme) - схема модуляції та кодування.

SAE - еволюція архітектури системи.

AAP - адаптивна антенна решітка.

AE - антенний елемент.

АС - абонентська станція.

БС - базова станція.

ВК - ваговий коефіцієнт.

ДС – діаграма спрямованості.

ЕРС - розвинена пакетна база.

МВСЗ - максимум відношення рівнів корисного сигналу до суми завад.

МП - максимум правдоподібності.

МСКВ - мінімум середнього квадрата відхилення.

ПД - просторова діаграма.

ПЧД - просторово-часовий доступ.

СМЗ - система мобільного зв'язку.

## ВСТУП

**Актуальність теми.** Процес розвитку систем мобільного зв'язку нового покоління підпорядкований декільком тенденціям, головною з яких є збільшення обсягу даних, що передаються на основі протоколу. Ці тенденції реалізуються на основі як активної участі останніх фундаментальних досягнень мобільного зв'язку, так і існуючих технологій, добре освоєних операторами [1].

Зміни в технологіях мобільного зв'язку найбільш помітні в змінах радіоінтерфейсів, де особливо помітні принципові відмінності. Використання ортогонального частотного рознесення (OFDM) і просторового частотного рознесення (MIMO), які є найважливішими напрямками в розвитку технологій мобільного зв'язку нового покоління, потенційно забезпечує їх спектральну ефективність, близьку до межі Шеннона. Однак подальший еволюційний розвиток OFDM і багатоантенних систем стільникового зв'язку неможливий без повного максимального використання всіх доступних ресурсів часу, частоти, просторово-часового і поляризаційного сигналів, а також перешкодостійкого кодування для мінімізації переданої потужності. і одночасно підвищити комунікаційну продуктивність системи, адаптувавши її до стану радіоканалу.

В даний час на ринку з'явилися активно-пасивні антенні модулі, які поєднують в собі пасивні і активні фазовані антенні решітки. Пасивна частина замінює доступні операторам антени 2G і 3G, а активна частина дозволяє вирішити завдання адаптивної поляризації та просторово-часової обробки систем 4G, значно покращуючи SINR. За допомогою таких антенних систем можна реалізувати адаптовані антенні решітки для базових станцій систем зв'язку нового покоління. Орієнтуючись на такі антенні системи, необхідно розробити алгоритми адаптивної обробки просторово-часових і поляризаційних сигналів.



**Метою** даного дослідження є вдосконалення системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного зв'язку.

Виходячи з мети дослідження необхідно виконати наступні **завдання**:

- описати загальна характеристика систем мобільного зв'язку;
- проаналізувати системи стабілізації;
- обґрунтувати методи стабілізації систем мобільного зв'язку;
- провести моделювання системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів в системах мобільного зв'язку.

**Об'єкт дослідження** – система стабілізації сигналу мобільного зв'язку.

**Предметом дослідження** є моделювання системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного зв'язку.

**Методи дослідження**: методи теорії інформації та передавання сигналів; методи комп'ютерного моделювання; методи прямого синтезу; методи аналізу.

**Практичне значення отриманих результатів.** Результати, отримані в дослідженні, відкривають можливість виявити і запропонувати нові практичні шляхи підвищення ефективності системи стабілізації методами просторово-часової обробки сигналів у системах мобільного зв'язку.

Матеріали кваліфікаційної роботи рекомендується використовувати під час планування безпроводових мереж систем мобільного зв'язку, розробки обладнання та програмного забезпечення для систем передачі даних, а також в навчальному процесі.

# РОЗДІЛ 1

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

### 1.1. Основні тенденції еволюції систем мобільного зв'язку

Процес розвитку систем мобільного зв'язку підпорядковується декільком тенденціям, основними з яких є: збільшення обсягу даних, що передаються на основі протоколу IP; підвищення спектральної ефективності, максимізація швидкості каналу та зменшення затримки передачі повідомлення; широке використання мобільних пристроїв доступу (смартфонів, ноутбуків, планшетів тощо); зростання популярності інформаційних сервісів (соціальні мережі, блоги, форуми) та нових видів послуг (відеоконференції, телемедицина); повсюдне поширення розподілених тимчасових сенсорних мереж, які потребують передачі великих обсягів даних. При цьому стрімке збільшення обсягів переданих даних поступово призводить до зниження їх питомої вартості, роблячи нові види послуг універсальними.

Еволюція систем мобільного зв'язку найбільше проявляється у змінах радіоінтерфейсу. Причина в тому, що базова мережа та програми, які в ній працюють, розвиваються відповідно до власної логіки, тому не завжди можна побачити чіткі та однозначні відмінності між поколіннями систем. Разом з тим, порівнюючи характеристики радіоінтерфейсів систем різних поколінь, чітко визначається ряд принципових відмінностей, які є основою для відповідної класифікації [2].

Попит на новітні мобільні послуги та еволюція радіоінтерфейсу стимулюють розвиток базової мережі. Основна мережа, розроблена для GSM наприкінці 1980-х років, була розширена для підтримки GPRS, EDGE та

WCDMA у 1990-х роках, але все ще будувалася навколо домену мережі з комутацією каналів.

SAE (Еволюція архітектури системи) бере початок від розробки LTE і привів до створення EPC (Розвинена пакетна база). Він розроблений для підтримки мереж HSPA (High Speed Packet Access) і LTE/LTE-Advanced. У таблиці 1.1 представлено порівняльні характеристики генерації мобільного зв'язку [2].

Таблиця 1.1

Порівняльна характеристика поколінь мобільного зв'язку

	1G	2G	3G	4G
Технології	NMT, AMPS,	GSM, PDC, D-AMPS,	IMT-2000, UMTS, CDMA-2000, fixed WiMAX	LTE, mobile WiMAX
Теоретична пропускна здатність	1,9 кбит/с	Від 14,4 кбіт/с до 384 кбіт/с	Від 2 Мбіт/с до 400 Мбіт/с	Від 100 Мбіт/с до 1 Гбіт/с
Аналогові/цифрові	Аналогові	Цифрові	Цифрові	Цифрові
Комутація каналів або пакетів	Каналів	Каналів	Каналів та пакетів	Повністю IP
Радіус соти	100 км	Кілометри	Кілометри	Кілометри
Роумінг	Національний	Континентальний	Глобальний	Глобальний, между технологиями
Сервіси	Мова	Мова, SMS, MMS, WAP	Мова, дані, мультимедія, веб-портали	Будь-які IP-сервіси

Визначення 4G формуються багатьма міжнародними спільнотами та організаціями. Існує різниця між визначенням 4G WWRF (концепція 3G і далі), позицією ITU-R, IEEE, Проектом партнерства 3GPP, а також галузевими організаціями в Азіатсько-Тихоокеанському регіоні. Однак два положення є загальними для всіх організацій[4]:

Системи 4G - це нові системи бездротового зв'язку з високою спектральною ефективністю та радіоінтерфейсами, які підтримують обмін даними з максимальною швидкістю до 100 Мбіт/с у мобільній версії з глобальним покриттям і до 1 Гбіт/с в обмеженій зоні для низької засоби мобільності. У той же час, щоб оптимізувати використання ресурсів, швидкість передачі повинна адаптивно змінюватися в залежності від умов розповсюдження.

В рамках специфікації 3GPP (Rel.10...13) є додаткові рішення для покращення роботи системи LTE-Advanced 4G [3]:

можливість розширення смуги пропускання каналу до 100 МГц шляхом об'єднання масштабованих каналів LTE (агрегація спектру);

- Передача Coordinated Multipoint Transmission/Reception (COMP), яка допомагає зменшити перешкоди від сусідніх комірок мережі LTE;

- передача з ретрансляцією (Relaying) для збільшення зони обслуговування та покращення покриття мережі;

- вдосконалені алгоритми MIMO, що забезпечують циклічне розділення затримки сигналів у просторових каналах CDD (Cyclic Delay Diversity) і можливість розширення його конфігурації до 8x8.

Отже, можна зробити висновок, що всі системи мобільного зв'язку нового покоління рухаються в одному напрямку – IMT-advanced. Водночас у мобільних технологій є одна чітка тенденція – міграція в бік LTE.

Системи широкопasmового доступу WiMAX мають два варіанти: перехід до LTE або еволюція в напрямку, зазначеному стандартом IEEE 802.16m.

На думку більшості операторів, LTE є більш перспективним напрямком розвитку, враховуючи глобальність ринку мобільного зв'язку та прихильність мобільних операторів до загального тренду. Однак ці успіхи LTE стали можливими, по-перше, тому, що ця технологія була стандартизована на два роки пізніше, ніж WiMAX. Він використовує найкращі принципи WiMAX, враховує та виправляє помилки та розробляє нові ефективні алгоритми

обробки сигналу.

Після стандартизації LTE існує постійна технологічна конкуренція між системами. Так, майже одразу після появи LTE Rel.8 з'явилася ще одна версія WiMAX – стандарт IEEE 802.16m, який за своїми можливостями перевершив LTE Rel.8. Однак із випуском наступної версії LTE Rel.10 і наступних оновлень Rel.11...13 (LTE-Advanced) лідерство LTE повернулося. Звичайно, ця конкуренція триватиме, сприяючи постійному прогресу в галузі систем мобільного зв'язку. На основі порівняльного аналізу сучасних технологій у даній статті при пошуку шляхів подальшого покращення якісних характеристик систем мобільного зв'язку нового покоління орієнтуються досягнення технології LTE та особливості її мережевої архітектури як орієнтир для максимального можлива опора на комплексне застосування методів адаптації в тимчасових частотних областях, часі та просторі.

## **1.2. Особливості архітектури мережі LTE**

Архітектура мережі - LTE-Advanced (рис. 1.1) призначена для підтримки пакетного трафіку з безперебійною або безперебійною мобільністю, мінімальними затримками доставки пакетів і високою якістю обслуговування (QoS). Пакетна передача надає всі види послуг, включаючи передачу голосового трафіку користувачів.

Мобільність в LTE – LTE-Advanced забезпечує дискретну мобільність (роумінг) і постійну мобільність (хендовер) [5].

Принцип побудови LTE - LTE-Advanced базується на двох аспектах - фізичній реалізації окремих блоків і створенні функціональних зв'язків між ними.

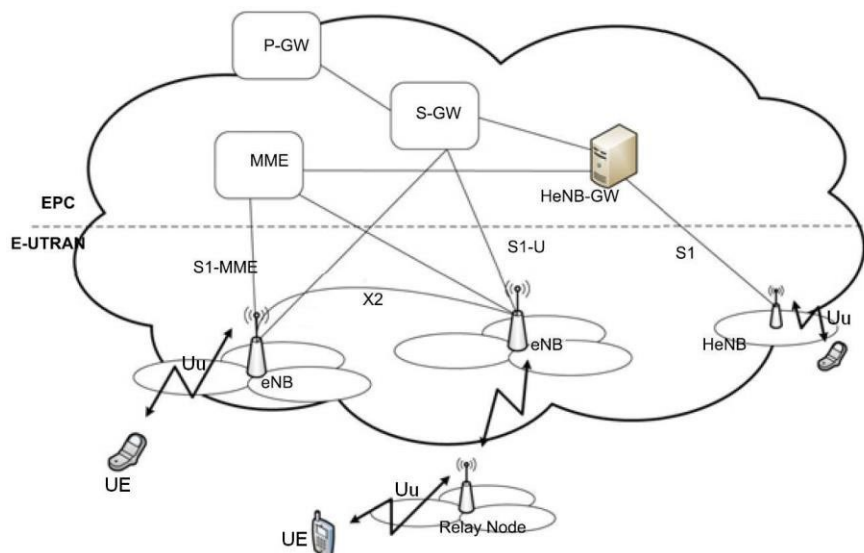


Рис. 1.1 Архітектура LTE-Advanced [3]

Завдання фізичної реалізації вирішуються на основі концепції домену та розглядаються як функціональні ланки в межах рівня.

На фізичному рівні LTE - LTE-Advanced поділяється на:

- домен обладнання користувача (UED - User Equipment Domain),
- інфраструктурний (мережевий) домен (ID - Infrastructure Domain).

У свою чергу, інфраструктурна зона поділяється на наступні характеристики:

- Розробка Evolved Packet Core (EPC);
- розвиток універсальної наземної радіомережі (E-UTRAN - Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network).

На відміну від більшості систем попереднього покоління, які є досить неоднорідними та ієрархічними, архітектура LTE-Advanced — це архітектура на основі плоскої IP-адреси з підтримкою QoS, яка надає будь-які IP-послуги. Практично вся взаємодія в LTE-Advanced відбувається між двома елементами: базовою станцією або вузлом (у технічних специфікаціях Node-B, eNodeB або eNB) і блоком управління мобільністю (MME - Mobility Management Entity). Контролер радіомережі, який відіграв важливу роль у мережах попереднього покоління (наприклад, 2G/GSM), був вилучений із

контролю потоку даних і практично не відображається на структурних схемах, його традиційними функціями є керування радіоресурсами, шифрування, надійність доставки пакетів тощо. .переїхав безпосередньо до БС. eNode взаємодіє з однією або декількома осередками мережі радіодоступу E-UTRAN, що гарантує бездротове з'єднання з обладнанням користувача (UE - User Equipment).LTE-Advanced також представляє тип базових станцій: домашні вузли (HeNB - Home eNB), які також називаються фемтосотами. У порівнянні з eNB це базові станції нижчого рівня та використовуються для покращення місцевого покриття.

Основною функцією блоків MME є керування резервними мобільними терміналами, включаючи хендовер і здійснення викликів, авторизацію та автентифікацію, роумінг і хендовер, установку сервісних і користувацьких каналів тощо. MME працює тільки зі службовою інформацією - сигналізація мережі. IP-пакети лише з одним фрагментом даних не проходять через нього. Перевага такого окремого блоку сигналізації полягає в тому, що можна самостійно збільшувати пропускну здатність як трафіку користувачів, так і службової інформації.

Згідно з вимогами до системи LTE, з радіусом осередку 5 км, мають бути виконані всі вимоги щодо спектральної ефективності, продуктивності та співпраці з ЄС. При радіусі комірки 30 км погіршення показників продуктивності є допустимим [29].

Щоб забезпечити передачу даних між eNode і UE, технологія LTE підтримує як частотний (FDD), так і часовий дуплекс (TDD). Для частотного дуплексу визначено 15 парних частотних діапазонів (частоти від 800 МГц до 3,5 ГГц), а для часового 8. При цьому ширина радіоканалу може бути різною. Можливі значення: 1,4; 3; 5; 10; 15 і 20 МГц.OFDMA Downlink (DL) і SC-FDMA Uplink (UL) використовуються для забезпечення множинного доступу.

За допомогою технології OFDMA весь доступний спектр розподіляється між ортогональними піднесучими. Залежно від обраної

ширини каналу загальна кількість піднесучих може становити 72, 180, 300, 600, 900 або 1200. Кожна з них може мати свій тип модуляції [9].

У висхідній лінії зв'язку LTE використовується технологія SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access). Різниця між SC-FDMA і OFDMA полягає в тому, що SC-FDMA використовує додаткову обробку сигналу для зменшення пік-фактора. У SC-FDMA для цієї додаткової обробки сигналу використовується перетворення Фур'є [30]. Наступні типи модуляції можна використовувати як у низхідній, так і в висхідній лінії зв'язку: QPSK, 16QAM, 64QAM. Адаптивний вибір типу модуляції забезпечує необхідну швидкість передачі інформації та якість обслуговування з урахуванням фактичного стану радіоканалу.

Стандарт LTE також підтримує технологію передачі MIMO (Multiple Input Multiple Output), яка може значно збільшити пікову швидкість передачі даних і значення спектральної ефективності. Технологія MIMO використовує кілька антен для передачі та отримання даних. Різні антени можуть передавати однакові дані, в цьому випадку підвищується надійність передачі даних. Крім того, різні антени можуть передавати різні потоки даних, що підвищує швидкість передачі даних [3]. Технологія LTE максимально підтримує схему 8x8 в низхідній лінії. При цьому швидкість передачі даних можна збільшити до 8 разів.

Стандарт LTE (3GPP TS 36.306) визначає 8 категорій мобільних пристроїв. Категорія мобільного пристрою визначає максимальну швидкість передачі даних у DL та UL. У таблиці 1.2 наведено швидкість передачі даних, підтримувані конфігурації MIMO та типи модуляції для кожної категорії.



## Характеристики мобільних пристроїв LTE

Категорія UE	DL			UL	
	Максимальна кількість біт у підкадрі	Максимальна кількість біт у транспортному блоці	MIMO	Підтримка 64 QAM	Максимальна кількість біт у транспортному блоці
1	10296	10296	-	-	5160
2	51024	51024	2x2	-	25456
3	102048	75376	2x2	-	51024
4	150752	75376	2x2	-	51024
5	299552	149776	4x4	Так	75376
6	301504	75376 149776	2x2 4x4	-	51024
7	301504	75376 149776	2x2 4x4	-	102048
8	2998560	299856	8x8	Так	149776

### 1.3. Порівняння радіоінтерфейсів сучасних технологій безпроводового зв'язку

Зараз найвищі параметри в порівнянні з іншими системами мобільного зв'язку потенційно забезпечує технологія LTE. При цьому найближчим конкурентом є технологія бездротового широкосмугового радіодоступу WiMAX. Тому цікаво порівняти радіоінтерфейси цих технологій.

Специфікація WiMAX 802.16e була вперше затверджена в 2005 році. У 2009 році в стандарт були внесені деякі зміни, а в 2011 році Інститут інженерів з електротехніки та електроніки (IEEE) офіційно схвалив стандарт IEEE 802.16m, також відомий як WirelessMAN. Advanced Air Interface або WiMAX-2. Технологія LTE була стандартизована після WiMAX, помилки були враховані та виправлені, прийняті кращі правила. Крім того, за останні два роки з'явилися нові ефективні алгоритми обробки сигналів.

OFDMA – багатостанційний доступ на основі ортогонального частотного мультиплексування (OFDM) використовується на низхідній лінії зв'язку LTE, а також на лініях висхідної та низхідної лінії зв'язку WiMAX.

«Верхній» рядок характеризується значно меншим енергетичним бюджетом, тому для абонентських терміналів малої потужності енергоефективність схеми модуляції є одним із пріоритетів. Добре відомим недоліком OFDM, в якому радіосигнал генерується шляхом накладення великої кількості незалежно модульованих піднесучих, є високе відношення максимальної потужності сигналу до його середньої потужності - максимального коефіцієнта. У цьому сенсі, Технологія SC-FDMA – мультиплексування на одній несучій – пропонується для висхідних ліній у LTE. На відміну від OFDMA, де один символ модуляції передається на кожній піднесучій, усі піднесучі SC-FDMA модулюються одним символом [4]. Це означає, що в OFDMA символи даних передаються паралельно, а в SC-FDMA - послідовно. Таким чином забезпечується помітне зниження пік-фактора сигналів, що пом'якшує вимоги до динамічності та лінійності вихідних характеристик підсилювача потужності. Завдяки цьому підсилювач може працювати більш ефективно і з більшою ефективністю [10].

У технології WiMAX ресурси розподіляються між користувачами відповідно до часових інтервалів. При цьому використовується метод часткового використання піднесучих (PUSC). Піднесучі об'єднуються в підканали: - у низхідній лінії зв'язку 1 піднесуча складається з 24 піднесучих + 4 пілотних піднесучих (співвідношення пілотних піднесучих 14,2%); - у висхідній лінії зв'язку 1 підканал складається з 16 піднесучих + 8 пілот-несучих (частка пілот-несучих - 33,3%).

У LTE користувачам виділяються найвужчі блоки частотних ресурсів, у нижній лінії частка пілотів становить 9,5%. Частка пілотів у верхньому складі становить 21,4%. Так, у LTE частка пілотних піднесучих у 1,5 рази менша, ніж у WiMAX [5].

У WiMAX боротьба з частотним селективним спадом відбувається

відповідно до принципу розподілу ресурсів у частотній області (Frequency Diversity Scheduling FDS). Призначені користувачем піднесучі розподіляються по всій смузі пропускання каналу. Це забезпечує рандомізацію та усереднення ефекту частотно-селективного завмирання по всьому широкопasmовому каналу [2].

LTE реалізує інший метод частотно-селективного завмирання, який називається частотно-селективним плануванням (FSS). Індикатори якості каналу (CQI) генеруються для кожної абонентської станції (UE) і кожного блоку несучих частот. Залежно від швидкості передачі даних, необхідної UE, базова станція вирішує кількість блоків ресурсів, виділених конкретному користувачеві, а CQI визначає, які частотні блоки виділити користувачам. Користувачам виділяють ті блоки ресурсів, які мають найвищий CQI, що означає найкраще співвідношення сигнал/шум. Менеджер eNodeB вибирає частотні зони каналу з найкращими умовами для кожного часового інтервалу. Такий спосіб розподілу ресурсів між користувачами забезпечує значне збільшення енергії порівняно з випадковим розподілом частотних ресурсів [13]. Для LTE рішення щодо планування можна приймати один раз на мс із роздільною здатністю в частотній області 180 кГц.

Обидві системи використовують процедуру повторної передачі (Hybrid Automatic Repeat Repeat - HARQ). Завдяки спрощеній архітектурі LTE час обробки пакетів скорочується до 10 мс порівняно з 30 мс у WiMAX. У системі WiMAX зазвичай присутній контролер базової станції, а в LTE відсутній контролер базової станції (рис. 1.2). Крім того, ці технології використовують різні процедури для об'єднання повторно переданих пакетів:

- "Chasing alignment" - в WiMAX;
- "Incremental redundancy" - в LTE.

Процедура Chase Merge просто повторює пакети та накопичує енергію в приймачі з кожною повторною передачею [14].

У процедурі «Incremental Redundancy» кожна наступна повторна передача змінює схему використання бітів у процесі турбокодування. У

дешифраторі кількість керуючих бітів у декодованому пакеті збільшується з кожною наступною передачею. Цей спосіб набагато ефективніший і дає помітний приріст енергії.

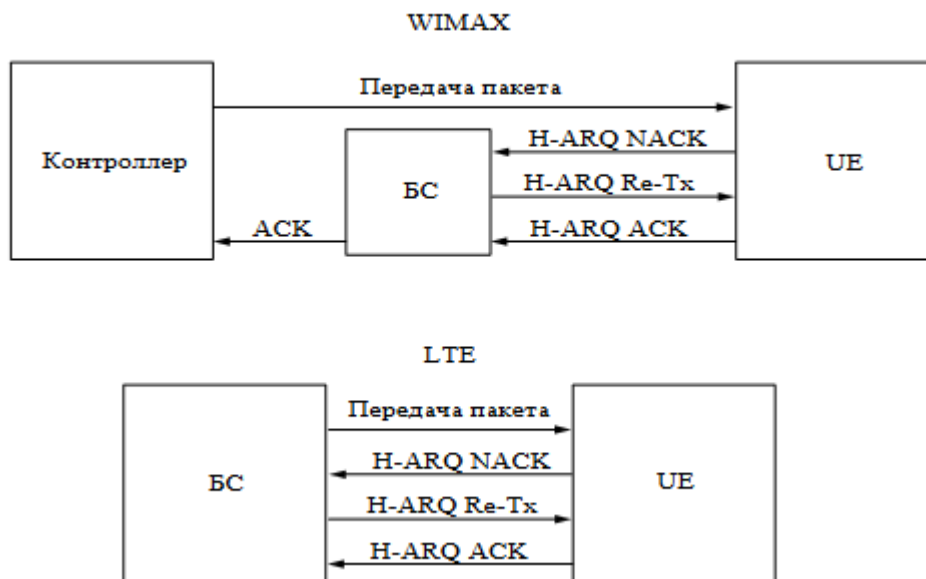


Рис. 1.2. Процедури HARQ у WiMAX та LTE

У сучасних системах мобільного зв'язку та фіксованого широкопasmового радіодоступу є можливість максимально врахувати умови поширення радіохвиль у каналі та адаптуватися до них шляхом вибору найбільш підходящої схеми модуляції та кодування ( Modulation and Coding Схема - MCS). Квадратурна амплітудна модуляція QPSK / 16QAM / 64QAM може поєднуватися з різними швидкостями перешкодостійкого кодування. У LTE доступно 29 схем MCS, вибирається та, яка забезпечує максимальну пропускну здатність у заданих умовах поширення радіохвиль. Точність налаштування на канал залежно від відношення сигнал/шум становить 1-2 дБ. При високому відношенні сигнал/шум можна використовувати кодову швидкість, близьку до 1. У WiMAX кількість схем MCS в кілька разів менше, а точність налаштування на канал більш груба - 2-3 дБ [7, 12].

У будь-якій сучасній мережі потужність передавача абонентських станцій регулюється для боротьби зі збоями та компенсації втрат на лінії. У

класичному алгоритмі потужність випромінювання абонентських терміналів повинна бути встановлена так, щоб сигнали різних користувачів надходили на вхід приймача базової станції з SINR, рівним встановленому пороговому значенню. Це алгоритм, який використовується в WiMAX.

LTE використовує модифікований алгоритм – фракційне керування потужністю (FPC). Порогове значення SINR змінюється для користувачів залежно від їхнього положення в комірці: чим ближче базова станція до UE, тим вищий поріг як критерій керування потужністю. Таким чином, поблизу базової станції UE працює з більш високим SINR, з більш високими швидкостями кодування і модуляції, і, отже, з більш високою спектральною ефективністю. При цьому кожна базова станція LTE також відстежує рівень перешкод від сусідніх стільників. Базові станції періодично обмінюються індикаторами перевантаження (OI), які вказують, який блок ресурсів має рівень перешкод, що перевищує порогове значення. OI створюється на основі вимірювань базовою станцією рівня перешкод і фонового шуму для кожного частотного блоку в комірці. Параметри управління живленням встановлюються в залежності від отриманого OI. Якщо для будь-якого блоку вказано високий рівень перешкод, базова станція надсилає команду відключення живлення UE, яка надсилає сигнал успішному блоку ресурсів.

Базова схема повторного використання частот WiMAX побудована на трьох частотних каналах. У разі трисекторної конфігурації в кожному секторі використовується один із трьох частотних каналів [11]. Коефіцієнт повторного використання частоти в цьому випадку становить 3.

Мережа LTE працює з коефіцієнтом повторного використання частоти 1, що означає, що всі базові станції працюють на одній несучій. Перешкоди в системі зведені до мінімуму завдяки селективному розподілу частот, гнучкому частотному плану.

Пропускна здатність низхідної та висхідної лінії зв'язку LTE приблизно втричі перевищує пропускну здатність WiMAX. У порівнянні з усіма раніше розробленими радіоінтерфейсами 3G, LTE забезпечує найвищу

максимальну швидкість передачі даних, коротшу затримку передачі пакетів менше 10 мс і значно вищу спектральну ефективність.

Системи LTE можуть використовувати як нові, так і існуючі діапазони частот оператора. Радіоінтерфейс LTE позиціонується як рішення, до якого оператори будуть поступово переходити від існуючих систем стандартів 3GPP і 3GPP2, а його розробка є важливим етапом у процесі створення стандарту IMT-Advanced.

#### **1.4. Вплив умов поширення сигналів на якість зв'язку**

Реалізація технологій ортогонального частотного (OFDM) і просторового (MIMO) рознесення в сучасних і перспективних системах мобільного зв'язку може призвести до значного підвищення їх спектральної ефективності до значень, близьких до межі Шеннона. Проте реалізація потенційно якісних показників якості зв'язку в реальних умовах багатопроменевого широкосмугового каналу зі змінними параметрами в часовій та частотній області неможлива без адаптації до реальних умов поширення сигналу [3]. Звичайно, таке коригування можливе лише на основі знання властивостей і характеристик зміни параметрів каналу зв'язку в часовій і частотній області, тобто його імпульсних і частотних характеристик і їх кореляційних характеристик.

У більшості випадків електромагнітні хвилі досягають точки прийому шляхом багаторазового відбиття від різних розсіювальних об'єктів уздовж шляху поширення, що призводить до складної багатопроменевої інтерференційної картини в точці прийому. Багатопроменева природа поширення радіохвиль зумовлює зміну амплітуди, початкової фази та кута приходу сигналу в точку прийому. Крім того, шляхи розповсюдження можуть бути нестабільними, часто через взаємне переміщення UE або інших об'єктів відносно BS (наприклад, людей, автомобілів тощо). Навіть невеликий повільний рух призводить до тимчасової зміни умов

багатопробеневого поширення, а отже, до зміни параметрів сигналу. Це істотно змінює імпульсну характеристику  $h(\tau, t)$  багатопробеневого каналу (рис. 1.3 і 1.3б).

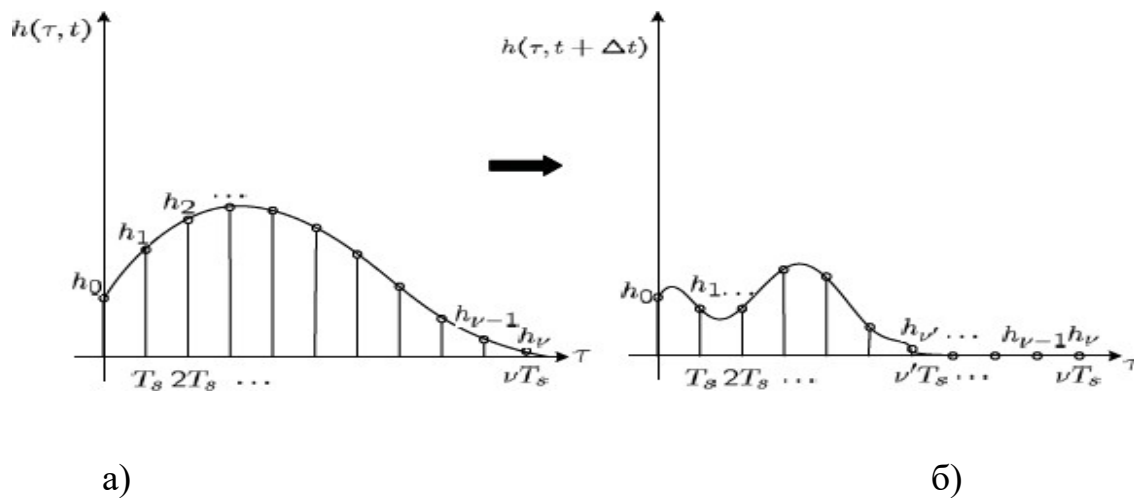


Рис. 1.3. Зміни імпульсної характеристики каналу

## 1.5. Напрямки вдосконалення систем мобільного зв'язку нових поколінь

Подальше підвищення якісних характеристик мобільного зв'язку пов'язане з використанням MIMO в поєднанні з OFDMA і SC-FDMA [9]. При цьому має бути забезпечено значне підвищення продуктивності, особливо на великих відстанях від точки доступу до мережі, або зменшення кількості помилок під час обміну радіоданими без зниження швидкості передачі в умовах мультирефлексу. MIMO також забезпечує розширення зон покриття і згладжування в них мертвих зон, підвищення продуктивності каналів зв'язку завдяки створенню систем обробки сигналів, які використовують просторово-часовий поділ, частоту і поляризацію каналів. У свою чергу, цілісність реалізації конкретних технічних рішень залежить від ефективності використання каналів зв'язку, що означає здатність системи зв'язку адаптуватися до реальних і швидко мінливих параметрів широкопasmових

бездротових каналів. Найбільшою перешкодою є затухання багатоканальності, особливо якщо немає прямої видимості.

Для ефективної роботи системи зв'язку необхідно мати канали з досить високим значенням SINR 20 дБ і більше, що на практиці не завжди можливо, особливо при множинному характері поширення радіохвиль. При SINR менше (10...15) дБ ймовірність помилкового прийому різко зростає, а пропускна здатність каналу зменшується. Методи кодування і декодування дозволяють підвищити енергію радіоліній до 3-5 дБ, але при множинному впливі завад цього часто недостатньо, що вказує на необхідність використання просторово-часових методів обробки сигналу, просторово-частотного і просторового. -поляризація, що адаптується до ситуації перешкод сигналу, що дозволяє отримувати корисну інформацію з найвищою якістю [1].

Напрямки вдосконалення систем MIMO залежать від вибору способу адаптації системи до постійно мінливих характеристик радіоканалу, які в свою чергу залежать від наявності або відсутності прямої видимості. Залежно від цього завдання адаптації вирішуються по-різному (рис. 1.4).

За відсутності прямої видимості окремі канали практично не корельовані, що значно підвищує ефективність додатків MIMO. Очевидним методом підвищення ефективності MIMO є використання замкнутого зворотного зв'язку, за допомогою якого передавальний пристрій отримує дані з каналу прийому. Це дозволяє передавальній стороні динамічно змінювати методи модуляції та швидкості кодування на каналах для забезпечення необхідної якості зв'язку.



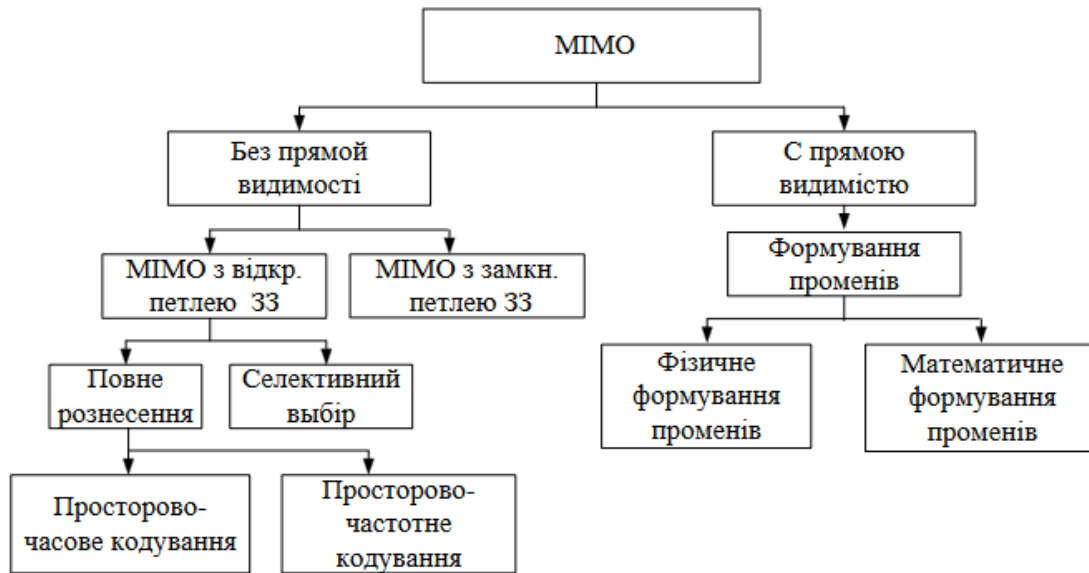


Рис. 1.4. Напрямки вирішення завдань адаптації у системах з MIMO

Відкритий цикл MIMO є менш складним у реалізації. Хоча його пропускна здатність нижча, ніж у замкнутого MIMO, його набагато легше реалізувати на практиці, особливо в мобільній версії. У той же час повне рознесення або рознесення з автоматичним вибором можна використовувати в MIMO.

Важливим напрямком розвитку систем з MIMO і OFDM є їх адаптація до змін параметрів каналу, що забезпечує найбільш повну реалізацію наявних просторових і частотних ресурсів. Проте, на нашу думку, питання адаптації систем MIMO та OFDM до реальних умов зв'язку досліджено недостатньо.

При наявності прямої видимості ступінь кореляції сигналів у просторовому та частотному каналах значно підвищується, що може значно знизити ефективність застосування MIMO. У цьому випадку на перший план виходять просторово-часові методи обробки сигналів, які адаптуються до середовища перешкод сигналу, що робить MIMO активним PAR [11]. При цьому зв'язок з абонентом організовується по вузькому променю, сформованому в залежності від програми. Як алгоритми формування

вузькопроменевого променя можуть бути використані програмні методи та алгоритми адаптивних антенних решіток, синтезовані для ситуації нестационарної перешкоди сигналу. При цьому часто можуть бути доступні тільки просторові і поляризаційні параметри, за допомогою яких можна відрізнити корисні сигнали від перешкод.

Для деяких типів збурень, наприклад, імпульсних, ці параметри є єдино прогнозованими, і в цих умовах завдання подавлення завад зводиться до супроводу активних завад з нулем просторової поляризаційної картини. При цьому глибина відхилення активних перешкод залежить від точності визначення їх кутових координат і можливої глибини практичної реалізації розривів на діаграмі спрямованості.

Однак можливість використання адаптивних механізмів в антенах систем мобільного зв'язку нового покоління вивчена недостатньо. Для практики важливо знати значення досяжних рівнів придушення перешкод, значення коефіцієнта збіжності, що визначає час адаптації при забезпеченні достатньої стійкості алгоритму, можливості формування максимум головного пелюстка СД у напрямку корисного сигналу.

#### **1.6. Перспективи використання методів просторово-часового доступу в системах мобільного зв'язку**

Поки що антени приділялося найменше уваги з усіх компонентів систем персонального зв'язку. Однак вибір способу передачі і прийому електромагнітної енергії з навколишнього простору сильно впливає на ефективність використання частотного спектру, вартість побудови нових мереж зв'язку з персональним доступом і якість послуг, що ними надаються. З точки зору перспективи, комерційне впровадження технології розумних антен обіцяє усунути вищезазначені недоліки систем бездротового зв'язку [24].

Концепція використання адаптивних антенних решіток у поєднанні з

сигнальними процесорами в MIS і системах бездротового зв'язку відома вже багато років і зараз активно використовується у військових системах. Проте в останні роки, завдяки значному технічному прориву в області мікроелектроніки та покращенню економічних показників, пов'язаних зі зниженням цін на цифрові сигнальні процесори DSP (Digital Signal Processor), сигнальні процесори ASIC (Application-specific Integrated Circuit) , напівпровідників та програмованих сигнальних процесорів, на ринку послуг мобільного зв'язку все частіше оператори використовують системи адаптивних антен. Оскільки кількість користувачів мобільного зв'язку у світі та в Україні стрімко зростає, а разом з тим ускладнюється ситуація із завадами сигналу, погіршуються умови для поширення радіохвиль у використовуваних діапазонах частот, що призводить до погіршення використання рішень адаптивної антени, необхідні для збільшення кількості фізичних радіоресурсів, щоб забезпечити надання сучасних високошвидкісних програм і послуг і підвищити ефективність усієї мережі. Синтез антенної системи та процесора DSP для формування оптимальної діаграми спрямованості в просторі дозволяє системі змінювати напрямок випромінювання, адаптуючись до умов передачі сигналу, що призводить до значного поліпшення радіотехнічних властивостей. канал. Адаптивне формування спрямованого графіка забезпечує збільшення дальності роботи, зниження рівня перешкод і підвищення ефективності системи. Це призводить до значного розширення зони обслуговування в умовах побудови мережі за принципом стільникової технології з повторюваністю частотних каналів. За виконуваними функціями виділяють дві основні категорії адаптивних (інтелектуальних) антен [24]:

- з комутацією променів: фіксований набір променів певної форми або їх комбінація в різних комбінаціях на сектор;

- адаптивні антенні решітки з необмеженою кількістю діаграм спрямованості, які коригуються під час роботи в потрібному напрямку.

Обидва варіанти систем забезпечують підвищення (посилення) сигналу

в місці, де знаходиться мобільний користувач. Антени з перемиканням променів прості та недорогі, але неефективні при впливі перешкод у системах мобільного зв'язку.

Використовуючи сучасні просторово-часові алгоритми обробки сигналів, реалізовані в сигнальних процесорах, адаптивні системи створюють максимальне посилення, вирішують завдання пошуку, забезпечують підтримку користувачів, забезпечують максимальну якість прийому та мінімізують перешкоди сигналу. Звичайна антена з шириною променя 120 градусів для 2-елементної базової станції WiMax забезпечує 15 дБ, тоді як 8-елементна адаптивна антена має максимальне посилення 24 дБ [6].

Практична реалізація таких антен використовує принципи SDMA, що забезпечує високу пропускну здатність користувача в обмеженому частотному спектрі без істотних технологічних змін.

Як показано на рис. 1.5, схема просторового доступу SDMA представляє один із найскладніших методів реалізації технології інтелектуальної антени, яка характеризується розширеними можливостями обробки просторового сигналу та підтримує декілька кореспондентів шляхом синтезу для кожного окремого променя. їх. У системах SDMA розпізнавання сигналів виконується на базовій станції на основі просторового розташування мобільних джерел випромінювання, і вони зазвичай використовуються разом із частотними (FDMA), часовими (TDMA) або кодовими схемами.(CDMA), яка надає додаткові можливості для аналізу просторових характеристик кореспондентів [7]

Схема SDMA забезпечує можливість реалізації ефективного багатокористувацького абонентського доступу на основі просторового розділення каналів в одній комірці, що не впливає на одночасну трансляцію в іншій. клітина. Наприклад, система GSM/GPRS з підтримкою SDMA підтримує декілька користувачів в одному частотному діапазоні, що відповідає вищій пропускну здатності системи порівняно з традиційним стандартом мобільного зв'язку GSM/GPRS.

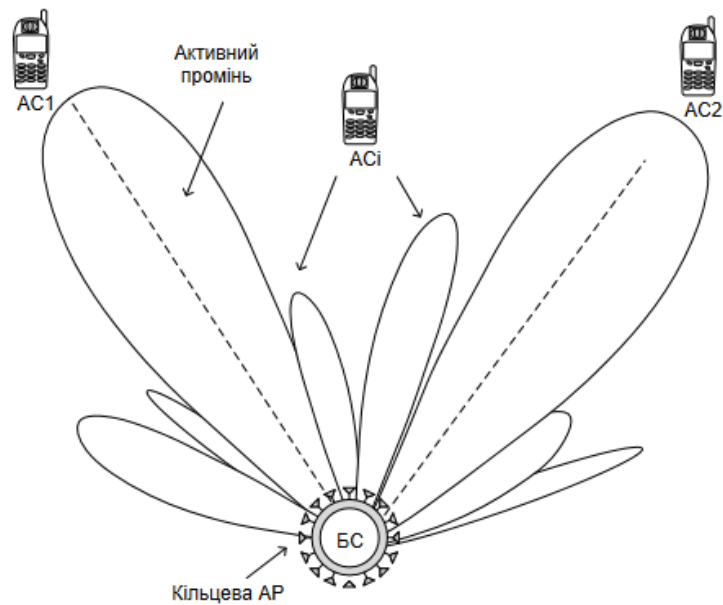


Рис. 1.5.- Концепція множинного доступу з просторовим розділенням каналів (SDMA) [8]

Схема доступу SDMA покращує співвідношення сигнал/шум у взаємодії з системою множинного доступу з кодовим розділенням (CDMA) і, як наслідок, надає доступ до мережі більшій кількості користувачів [19].

Як видно з аналізу схеми доступу SDMA (рис. 1.5), просторова фільтрація може забезпечити розділення сигналів, що надходять від кількох мобільних терміналів із спектрально-просторовим перекриттям та одночасне обслуговування багатьох станцій на одній частоті та часовому інтервалі [14]. Це означає, що всередині комірки на фізичному каналі одночасна обробка більш ніж одного користувача може здійснюватися лише за допомогою кутового рознесення.

Робота над створенням адаптивних антенних систем для базових станцій надихнула творців технології WiMax на можливість використання багатопробеневи антен для абонентських терміналів: внутрішніх і зовнішніх для стаціонарних абонентських терміналів, що відповідають стандарту IEEE 802.16. d і для мобільних користувачів (комп'ютери в

автомобілях, потягах тощо) відповідно до стандарту IEEE 802.16e [26]. Ідея використання технології Smart-antenna в мобільних станціях і терміналах користувача з'явилася зовсім недавно, і в роботі [30] вже запропоновано для встановлення ряд smart-антенних решіток. У той же час використання смарт-антен у мобільних телефонах наразі досить обмежене через високу складність і високе енергоспоживання смарт-антен [34]. Так, для мобільних терміналів зовнішньої установки пропонуються схеми, як правило, що складаються з 6-10 елементів, розташованих лінійно з кроком 0,4-0,5. Ширина восьмиелементної антени на робочій частоті 900 МГц і 2 ГГц становитиме 1,2 м і 60 см відповідно [14].

Практична реалізація такого рішення в мобільному терміналі є результатом низки практичних проблем [18]:

1. Вартість і складність виготовлення антенної решітки з достатньою кількістю елементів, необхідних для ефективного обробки просторового сигналу, через обмеження фізичних розмірів конструкції мобільної станції та використовуюваного корисного об'єму.

2. Проблема забезпечення безперервного сеансу зв'язку за рахунок руху мобільного користувача в умовах перешкод сигналу.

Крім цих проблем, алгоритм адаптивної обробки сигналу в мобільному пристрої повинен бути швидким з точки зору обчислень і простим в апаратній реалізації [8].

Важливою і додатковою перевагою технології Smart-antenna є підвищення рівня безпеки передачі інформації та роботи з персональними даними, на чому будується комерційна діяльність сучасного суспільства, адже умови несанкціонованого доступу ускладнюються для зловмисника. [3] він матиме інформацію про місцезнаходження користувачів, і ця інформація може бути використана для визначення координат користувачів з набагато більшою точністю, що необхідно в екстремальних ситуаціях та інших надзвичайних ситуаціях [9]. Незважаючи на наявність великої кількості переваг, смарт-антени мають і деякі недоліки [4]: приймально-передавальне

обладнання базової станції з системою смарт-антени набагато складніше, ніж у стандартної базової станції [4] ; для кожного антенного елемента антенної решітки реалізовані окремі радіотехнічні схеми з точними алгоритмами калібрування в режимі реального часу; Адаптивне формування променя є інтенсивним обчислювальним процесом, що вимагає потужних цифрових процесорів обробки сигналу та систем керування на базовій станції. Вартість базових станцій з використанням розумних антен в кілька десятків разів перевищує вартість стандартних антенних систем.

Теоретично використання адаптивних антен у мобільному зв'язку на базових станціях може збільшити спектральну ефективність від 3 до 10 разів. Завдання технологів-конструкторів - виготовити і поставити системи зв'язку з адаптивними антенами без значного збільшення складності обладнання і, головне, його вартості.

## 1.7. Висновки до розділу 1

Еволюція систем мобільного зв'язку найбільше проявляється у змінах радіоінтерфейсу. Причина в тому, що мережа, що лежить в її основі, і програми на її основі розробляються за власною логікою, тому не завжди можна побачити чіткі та однозначні відмінності між поколіннями систем.

В даний час розроблено багато методів підвищення якості мобільного зв'язку на основі більш повного використання частотно-часових і просторово-часових ресурсів.

У той же час існують широкі можливості для адаптації структур сигнального коду цього типу модуляції до реального середовища сигнальної інтерференції.

Щоб переконатися, що спектральна ефективність максимально наближена до межі Шеннона в системах мобільного зв'язку наступного покоління, необхідно максимально використовувати адаптивну модуляцію та кодування, адаптивну частотно-часову корекцію та просторово-адаптивний час. обробка з автоматичною компенсацією шуму, рознесенням полярності, гібридним автоматичним повторенням та індикатором якості каналу для врахування змін каналу, коли система адаптується до поточного стану.



## РОЗДІЛ 2

### АНАЛІЗ СИСТЕМ СТАБІЛІЗАЦІЇ

#### 2.1. Загальні відомості систем стабілізації

Система стабілізації — система автоматичного регулювання, що забезпечує збереження певної кутової орієнтації башти, на якій встановлено зброю, відносно системи координат, осі якої певним чином орієнтовані в просторі. Ця система координат є відліковою або нерухомою. Залежно від конкретного завдання це може бути, наприклад, інерціальна система координат або система, осі якої спрямовані вертикально до положення вежі.

Система стабілізації забезпечує стабільність кутів між осями нерухомої системи координат і осями, жорстко пов'язаними з об'єктом стабілізації, який в подальшому будемо називати платформою стабілізатора. Технічну досконалість систем стабілізації зброї оцінюють за показниками, що характеризують якість їх роботи як у режимі стабілізації, так і в режимі наведення. Найважливіші з них:

- стабільність;
- точність (жорсткість) стабілізації зброї;
- якість стабілізації;
- швидкість прицілювання та характер розподілу за кутом повороту пульта керування;
- час приготування стабілізатора;
- час безперервної роботи стабілізатора, при якому технічні параметри відповідають вимогам;
- експлуатаційна надійність;
- характер і тривалість перехідних процесів при розрахунку великих кутів зсуву (демпфування). Стійкість забезпечується її основним завданням

як системи автоматичного регулювання, що полягає в підтримці постійного значення регульованого параметра або його зміні за певним законом для усунення цього відхилення. Якщо в результаті цього впливу система повертається в початковий стан або переходить в інший рівноважний стан, то таку систему називають стійкою. Якщо виникають коливання зростаючої амплітуди або спостерігається монотонне зростання похибки, то система називається нестійкою.

Кучність стабілізації є основним показником, що характеризує роботу системи управління вогнем в режимі стабілізації. Зовнішні збурення, викликані безперервними випадковими коливаннями корпусу мобільного легкоброньованого автомобіля, викликають відхилення стабілізованого озброєння від заданого напрямку наведення.

Для кількісної оцінки точності стабілізації визначають середні значення абсолютних кутових відхилень стабілізованого пристрою - середні значення похибок стабілізації.

В якості міри точності систем стабілізації зброї використовуються:

- середньоквадратична похибка;
- середня амплітуда.

Похибка стабілізації визначається експериментально за допомогою спеціального обладнання і вимірюється в частках на тисячу. Чим більше точність стабілізації, тобто чим менше відхилення зброї від напрямку, визначеного напрямною, тим вище якість стабілізатора і навпаки.

Час роботи стабілізатора в режимі очікування - це час від моменту включення стабілізатора до початку його роботи. Час безперервної роботи стабілізатора визначається технічними умовами на основі часу стабілізації систем мобільного зв'язку.

Жорсткість стабілізатора - це специфічний стабілізуючий момент, створюваний приводом. Жорсткість залежить від значення коефіцієнта передачі сигналу датчика кутової швидкості та коефіцієнтів підсилення елементів регулятора.

Момент тертя по виконавчій осі також відіграє іншу роль у відтворенні та стабілізації кутів. У першому випадку момент тертя може сприяти гасенню коливань об'єкта, а в другому - він сам є причиною коливань об'єкта, оскільки тертя в опорах його підвіски бере на себе сили стабілізації об'єкта. Динаміка систем гіроскопічної стабілізації, побудованих за силовою схемою, в якій момент гіроскопічної реакції безпосередньо використовується для компенсації збурюючих моментів, що діють на об'єкт стабілізації, є абсолютно специфічною.

З точки зору вимог до запасу стабільності, немає різниці між системою відновлення кута огляду та системою стабілізації. Це пояснюється тим, що умови стійкості визначаються рівняннями руху вільної системи, які в обох випадках однакові.

Підвищення необхідної точності системи стабілізації при збереженні її структури призведе до збільшення необхідного коефіцієнта пропускання розімкненої системи, а отже, до зменшення її запасу стійкості. При синтезі системи з використанням логарифмічних амплітудних характеристик запас її стійкості легше оцінити за швидкістю флуктуацій.

В даний час проводяться перспективні дослідження для підвищення точності чутливих п'єзоелементів. Вчені розробили новий прецизійний чутливий п'єзоелемент, більш точний за відомі аналоги [13].

Точність стабілізації значною мірою залежить від точності чутливих елементів системи стабілізації, вихідні сигнали яких містять значні похибки. Найпоширенішим методом їх усунення є використання фільтрів низьких частот. Проте існують інші методи фільтрації, які дозволяють уникнути необхідності використання фільтрів як окремих компонентів системи стабілізації систем мобільного зв'язку [15].

Однією з найважливіших проблем теорії регулювання збурень є проблема реалізації умов інваріантності. Якщо застосування принципу керування збуренням дає ряд суттєвих переваг і дозволяє побудувати системи автоматичного керування, що характеризуються високою

динамічною точністю та базуються на виконанні умов інваріантності, то головним завданням залишається реалізація. ці умови в реальному автоматичному управлінні. системи

Найбільш вагомими результатами вирішення цієї проблеми отримані в роботах Б.Н. Петрова [5]. Постановка задачі реалізації умов інваріантності полягає у визначенні «загального критерію, що дозволяє визначити умови, необхідні для можливості використання умов інваріантності як одного з методів розрахунку динамічних систем і виключення тих систем, для яких застосування цих умов є неприпустимим, тобто може призвести до фізично неможливих результатів» .

У статтях [11] звертається увага на широкий клас надійних процедур оптимізації, важливих для інерційної стабілізації інформаційно-вимірювальних систем, які дозволяють створювати системи, які краще відповідають вимогам завадостійкості при збереженні вимог до точності.

Залежно від типу вантажу основні сфери застосування інерційних систем стабілізації інформаційно-вимірювальних систем можна розділити на:

- стабілізація апаратури спостереження та робочих модулів різного призначення;
- стабілізація пристроїв стеження;
- стабілізація оптичних датчиків і антен мобільного супутникового зв'язку.

## **2.2. Стабілізація мобільних антен супутникового зв'язку**

Перспективним застосуванням систем інерційної стабілізації платформ є їх використання в системах керування антенами [8] мобільного супутникового зв'язку.

Зараз мобільний зв'язок охоплює практично весь світ, але швидкості передачі даних все ще недостатньо для деяких програм.

Збільшення швидкості передачі даних і зниження витрат можливо за

умови використання нових супутників, здатних забезпечити роботу невеликих супутникових терміналів. Прикладами типових застосувань таких терміналів є безпечні бізнес-мережі без комутації та доступ до Інтернету в сільській місцевості.

Невеликі кінцеві антени мобільного супутникового зв'язку повинні поєднувати такі характеристики, як мала апертура, висока пропускна здатність, висока швидкість передачі даних і доступність.

Окрім цього, двоосьова платформа зі стабілізацією по азимуту та висоті є більш жорсткою за структурою, а також більш економічною та компактною, ніж триосьова конфігурація. На перший погляд, перевагою двовісної платформи є наявність напівсферичного поля зору, орієнтованого в площині горизонту. Але суттєвим недоліком двовісної платформи є проблема з монтажем ортогональних рам підвіски. Ця проблема виникає при куті місця  $90^\circ$ , тобто лінія прицілювання спрямована під прямим кутом і збігається з віссю азимутальної установки. При цьому переміщення азимутальної підвіски не впливатиме на орієнтацію лінії візування, а платформа матиме лише один ступінь свободи. У статичному випадку кадрювання не є проблемою, оскільки лінія зору може бути точно орієнтована в півсфері поля зору. Але режими стеження і стабілізації є динамічними і вимагають швидкої зміни кутів розвалу рам підвіски. У той же час явище встановлення висячої рами може призвести до вимкнення системи.

Усунути цю проблему можна за допомогою введення третьої осі. Існує чотири конфігурації тривісних підвісів антен супутникової телефонії, які забезпечують орієнтацію та стабілізацію за такими параметрами [8]:

- азимут, кут місця, поперечний кут місця;
- азимут, горизонт, кут місця;
- азимут, похилий горизонт, кут місця;
- нахил, азимут, позиційний кут.

Система стабілізації за азимутом, кутом і поперечним кутом відрізняється від системи стабілізації за азимутом і кутом додаванням третьої

рамки, яка є внутрішньою для рамки кута кута.

Ця додаткова рамка є носієм відкриває заряду. Якщо вісь цієї системи лежить у площині горизонту (кут місця  $0^\circ$ ), то вона збігається з віссю азимутальної системи.

Введення третьої рами забезпечує додатковий ступінь свободи, що вирішує основну проблему двовісної підвіски. Основним недоліком цієї системи є те, що рух з великим кутом місця в поперечній площині може викликати механічні або радіочастотні перешкоди. Система стабілізації за азимутом, горизонтом і висотою відрізняється від системи стабілізації за азимутом і висотою додаванням рамки проміжного рівня, що знаходиться між азимутальними рамками і фасадом.

Навантаження на апертуру, електроніку, рами висоти та кута підтримуються однією щоглою, яка прикріплена до рами азимута. При малих кутах до місцевості стабілізація здійснюється по осі азимута і, як правило, по куту нахилу до площини горизонту.

Для таких систем характерна обмежена жорсткість і вантажопідйомність, тому вони частіше зустрічаються в не дуже жорстких умовах експлуатації, переважно в комерційних застосуваннях.

Жорсткість системи стабілізації по азимутальному куту, горизонту і куту місця можна збільшити шляхом нахилу осі горизонтальної площини так, щоб вона не була перпендикулярна осі азимута. Нахил до  $35^\circ$  забезпечує підвищену жорсткість без суттєвої шкоди для інших властивостей у порівнянні з традиційними підходами до створення підвісних конструкцій. Але корисне навантаження все одно обмежене, і це є недоліком, якщо трансивер є частиною корисного навантаження.

Система стабілізації по тангажу, азимуту і висоті відрізняється тим, що горизонтальна вісь нахилена на більший кут, приблизно на  $70^\circ$ .

Насправді ця вісь вертикальна до площини азимута, але вся підвіска в цілому встановлена під певним кутом нахилу в горизонтальній площині.

Для початкового визначення напрямку на супутник і стабілізації

використовуються осі азимута і місця. Вісь нахилу використовується для відхилення елементів оптичної системи, які розташовані в межах кутів азимута і місця, що необхідно в районах екватора. Для навантаження апертури при фіксованому прямому візуванні використовують інерційні системи стабілізації з швидкими контурами керування. зазвичай використовується. При цьому система стабілізації повинна забезпечувати відсутність кутового переміщення лінії візування, оскільки через віддаленість супутника переносне переміщення антени не впливає на положення лінії візування.

Зокрема, система стабілізації не повинна гарантувати відсутність компонентів кутового руху в будь-якому напрямку, перпендикулярному до лінії візування. Для цього гіроскопи встановлюються так, щоб їх осі чутливості були перпендикулярні до лінії зору, що забезпечує безпосереднє вимірювання кутового руху лінії зору.

Такий підхід дозволяє реалізувати простий закон керування, який полягає у підтримці нульових сигналів на виході гіроскопічних пристроїв. Цей метод має дві переваги.

Перш за все, пристрій гіроскопа забезпечує пряме вимірювання кутового руху як збурень у широкому діапазоні частот і забезпечує його швидку компенсацію без перетворення координат.

По-друге, оскільки гіроскопи працюють близько до нуля, точність масштабного коефіцієнта гіроскопа не є критичною.

### **2.3. Висновки до розділу 2**

Розглянуто структуру системи стабілізації. Визначено параметри, від яких залежить якість роботи систем стабілізації.

Система стабілізації забезпечує стабільність кутів між осями нерухомої системи координат і осями, жорстко пов'язаними з об'єктом стабілізації, який в подальшому будемо називати платформою стабілізатора. Технічну

досконалість систем стабілізації озброєння оцінюють за показниками, що характеризують якість їх роботи як у режимі стабілізації, так і в режимі наведення.

Розглянуто стан сучасних проблем інерційної стабілізації.

Дано характеристику основних застосувань інерційних систем стабілізації інформаційно-вимірювальних систем.

Розглянуто специфіку тих додатків, які важливі для організації ефективних проектних процедур.



## РОЗДІЛ 3.

### МЕТОДИ СТАБІЛІЗАЦІЇ СИСТЕМ МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ

#### 3.1. Аналіз задач стабілізації інформаційно-вимірювальних систем

Актуальність проблеми інерційної стабілізації визначається необхідністю забезпечення високих сучасних вимог до точності процесів навігації та стеження. На даний момент можна виділити дві основні групи задач інерційної стабілізації:

1) стабілізація навігаційних датчиків в інерціальних навігаційних системах;

2) стабілізація вимірювальних приладів і блоків різних типів приладів щодо напрямку на задану точку відліку, що вимагає моніторингу цієї точки відліку.

Основною проблемою інерційної стабілізації є врахування руху Землі та об'єкта, на якому встановлена система стабілізації, тобто врахування швидкості перенесення та передатного та коріолісового прискорень, обумовлених рухом Землі та об'єкта. . І якщо в інерціальних навігаційних системах ці фактори враховуються в алгоритмах їх роботи, то завдання стабілізації вимірювальних приладів і блоків різних типів приладів потребують корекції інерціальних навігаційних систем. В іншому випадку їх можна в деякому наближенні розглядати як задачі інерційної стабілізації.

Для вирішення задач інерційної стабілізації можна використовувати як платформні, так і неплатформні системи. З появою цифрових обчислювальних пристроїв платформи інерціальних навігаційних систем стали менш поширеними порівняно з неплатформними системами. Ця тенденція прискорила з появою можливостей корекції навігаційної системи від глобальної системи навігації та позиціонування, що призвело до розробки високоточних безплатформних інерціальних вимірювальних пристроїв. В

даний час принципи інерціальної платформи стабілізації використовуються тільки в автономних системах високоточної навігації. Найбільше значення для вітчизняного приладобудування має створення точних платформних інерціальних навігаційних систем, що встановлюються на мобільних морських об'єктах.

Коли мова йде про стабілізацію вимірювальних приладів і блоків обладнання різних типів, перевага віддається платформним системам. Безплатформні системи використовуються лише там, де існують суворі обмеження розміру та відносно низькі вимоги до точності. І ця тенденція має продовжуватися, оскільки зусилля зі створення найякіснішого обладнання для спостереження можуть виявитися марними, якщо фундамент, на якому воно побудовано, не стабілізується.

Таким чином, сучасна тенденція інерційної стабілізації полягає у зміщенні акцентів щодо типу інформаційно-вимірювальних систем. Якщо раніше основна увага приділялася стабілізації навігаційних датчиків, що входять до складу платформних інерціальних навігаційних систем, то зараз більш актуальною є проблема інерційної стабілізації та контролю прямої візування широкого класу літальних апаратів. моніторингове обладнання. Узагальнену структурну схему керування платформною інерціальною навігаційною системою на прикладі одного каналу наведено на рис. 3.1.

Узагальнену структурну схему системи керування положенням платформи з вантажем в інерційному просторі з урахуванням контурів стабілізації та стеження на прикладі швелера наведено на рис. 3.2.

Дослідження систем керування кутовим переміщенням об'єктів різного призначення на основі інформації, отриманої від гіроскопів, завжди було актуальною проблемою. У роботі [1] описано основні принципи побудови різних типів гіростабілізаторів і гіроскопічних систем наведення, призначених для використання на літальних і космічних апаратах.

У [2] гіростабілізатори відносяться до систем автоматичного керування, основним призначенням яких є забезпечення високої точності

вимірювань, і висвітлено методи оптимального синтезу гіростабілізаторів з урахуванням умов експлуатації.

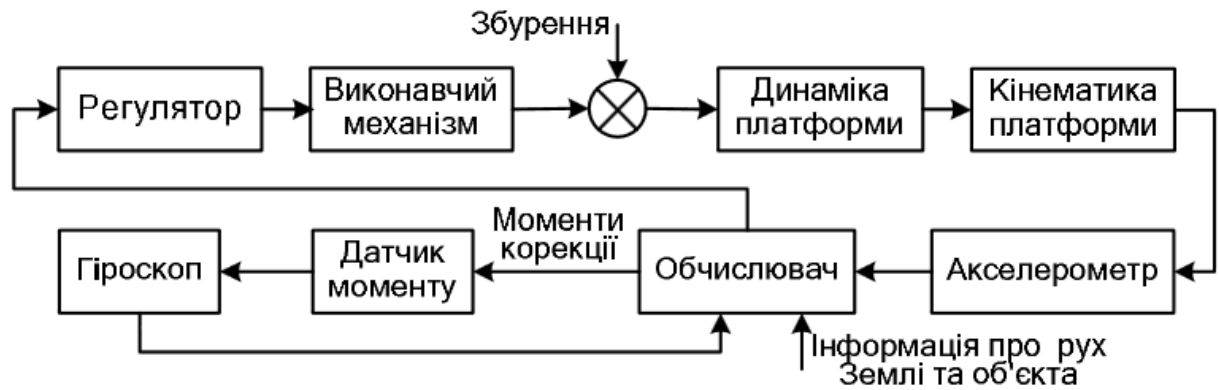
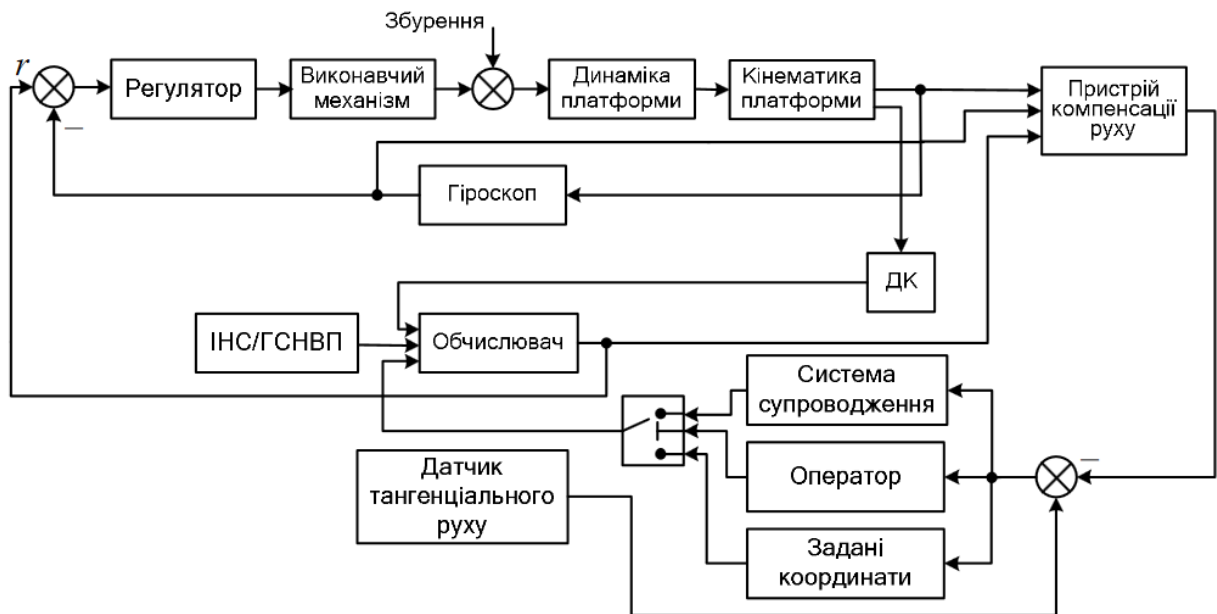


Рис. 3.1. Узагальнена структурна схема керування платформною інерціальною навігаційною системою



ДК – датчик кута; П – перемикач; ІНС – інерціальна навігаційна система; ГСНВП – глобальна система навігації визначення положення;

$r$  – сигнал керування

Рис. 3.2. Узагальнена структурна схема керування платформною:

У роботі [3] розглянуто підходи до стабілізації двох груп

вимірювальних приладів, а саме: радіопеленгаторів і навігаційних датчиків, з акцентом на стабілізацію приладів стеження, тобто прицілів, антен радіолокацій, секстанти, телескопи тощо. Стаття [3] призначена для дослідження стабілізації вимірювальних пристроїв в умовах їх використання на судні, що піддається впливу морських хвиль, хоча загальні підходи, представлені в цій статті, можуть бути застосовані до інших типів рухомих об'єктів.

Якщо говорити про сучасну тематику, то перш за все варто звернути увагу на зміни термінології, які відбулися з часом. Основними змінами такого типу, наведеними в сучасних джерелах науково-технічної інформації, є пріоритет концепції інерційної стабілізації замість гіроскопічних, а отже, інерціальних датчиків. Основні терміни встановлені в стандартах IEEE і детально проаналізовані в [4]. Цей підхід є розширенням традиційної концепції стабілізації вимірювальних пристроїв, оскільки використовувані програми можуть включати пошук або попередню стабілізацію на основі сигналів від акселерометрів, які є інерційними датчиками.

У статті [5] представлені основні підходи до створення сучасних інерційних стабілізованих платформ, які важливі для вимірювальних та інформаційних систем, що встановлюються на різноманітних рухомих об'єктах. У роботах [6]. Інерційна навігація через платформні системи не втратила свого значення для технічно розвинутих країн. На даний момент такий підхід є єдиною можливим способом створення високоточних автономних систем, які не вимагають налаштувань із зовнішніх джерел інформації. Крім того, для деяких застосувань інформація від навігаційних датчиків повинна використовуватися для контролю та стабілізації обладнання моніторингу або інших систем прямої видимості. Сучасним досягненням і перспективам розвитку таких систем присвячено роботу [8].

### **3.2. Класифікація систем інерціальної стабілізації інформаційно-вимірювальних систем**

Інерційні системи стабілізації можна класифікувати різними способами. Один із варіантів можливої класифікації наведено на рис. 3.3. Ця класифікація дає наочне представлення різних типів інерційних систем стабілізації інформаційно-вимірювальних систем залежно від наявності платформи, призначення системи, об'єкта стабілізації, кінематичну схему, тип приводу і ступінь цілісності стабілізації.

Платформені та неплатформні інерційні системи стабілізації за своїм призначенням поділяються на повітряні, морські, наземні та переносні. Залежно від типу об'єкта стабілізації системи можна розділити на: багатофункціональні пристрої - блокові системи стабілізації; системи стабілізації чутливих елементів систем високоточної навігації; системи стабілізації пеленгаторів; системи стабілізації оптичних датчиків; системи стабілізації мобільних супутникових антен. За типом кінематичної схеми інерційні системи стабілізації можуть бути одновісними, двовісними, тривісними та багатовісними. Залежно від типу приводу вони поділяються за наявністю редуктора. За ступенем цілісності стабілізації можлива стабілізація вантажу в цілому та окремих його елементів.

### **3.3. Характеристика основних типів об'єктів стабілізації**

Особливістю обладнання блочних систем стабілізації різного призначення є значна вантажопідйомність, вага якої може коливатися від кілограмів до тонн, що впливає на габарити та конструкцію платформи та підвіски, а також на організацію контурів керування. Типова система стабілізації інерційної платформи, призначена для керування полем огляду засобів спостереження, включає електромеханічний пристрій, що забезпечує зв'язок між обладнанням спостереження та рухомим об'єктом, систему

контролю та стабілізації лінії візування обладнання, а також додаткову обладнання різного призначення.

Автономна високоточна інерційна навігаційна система включає інерціальний вимірювальний блок, встановлений на тривісній платформі карданного підвісу, і обчислювальний пристрій. Інерційний вимірювальний блок складається з трьох акселерометрів, осі вимірювань яких спрямовані вздовж осі платформи, і гіроскопічних пристроїв, які використовуються для визначення повної просторової орієнтації рухомого об'єкта.

Висока точність оптичних датчиків, зокрема телевізійних камер або інфрачервоних камер, може бути досягнута лише за допомогою огляду прямої видимості. Якщо оптичний датчик встановлений на рухомій основі, а спостережуваний об'єкт знаходиться в русі, то високої точності можна досягти за допомогою інерційних систем стабілізації платформи.

Основним призначенням інерційної стабілізації оптичних датчиків є визначення положення спостережуваного об'єкта і забезпечення високої точності його зображення. Більшість практичних застосувань оптичних датчиків вимагають стабілізації та визначення напрямку вздовж двох осей, а отже, використання двох взаємно ортогональних підвісів.

Одним із перспективних застосувань систем інерційної стабілізації платформи є системи керування антенами [7] мобільного супутникового зв'язку. Зараз мобільний зв'язок охоплює майже весь світ, але швидкість передачі даних все ще недостатньо висока для деяких програм. Збільшення швидкості передачі даних і зниження витрат можливо завдяки використанню нових супутників, які здатні гарантувати роботу невеликих супутникових терміналів.

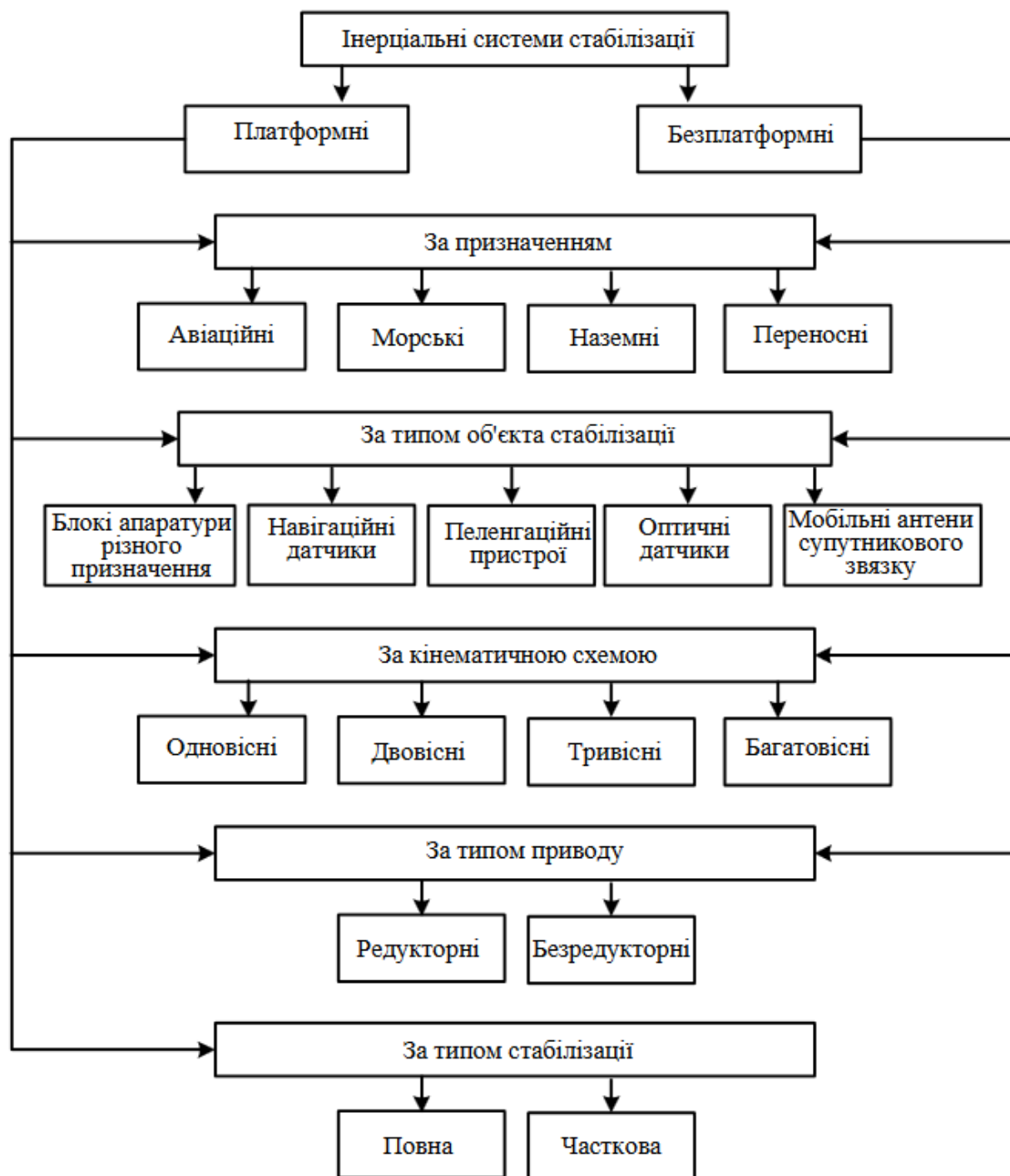


Рис. 3.3. Класифікація систем інерціальної стабілізації

Прикладами типових застосувань таких терміналів є безпечні бізнес-мережі без комутації та доступ до Інтернету в сільській місцевості. Невеликі кінцеві супутникові антени мобільного зв'язку повинні поєднувати такі характеристики, як мала апертура, висока пропускна здатність, висока швидкість передачі даних і низька вартість послуг.

Характеристики систем стабілізації інформаційно-вимірювальних систем за кінематичними схемами. За кінематичними схемами системи стабілізації поділяються на одновісні, двовісні, тривісні та багатовісні. Система, побудована за тривісною схемою, дозволяє забезпечити повну стабілізацію платформи.

Багатоосьові системи використовують для усунення ефекту складних рам, якщо виконуються вимоги щодо широкого діапазону вимірювання всіх кутів повороту об'єкта стабілізації.

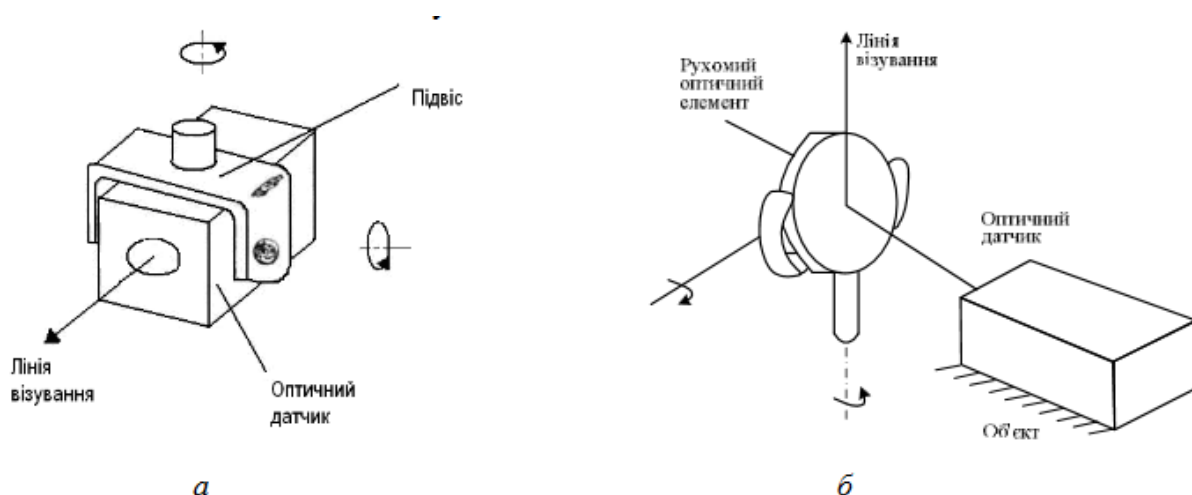
Характеристика систем стабілізації інформаційно-вимірювальних систем за типом приводу. Системою стабілізації можна керувати за допомогою зубчастих і безредукторних передач [6].

Основною відмінністю безредукторної передачі від прямозубої є вплив руху предмета на переміщення лінії візування в останньому випадку. Само собою зрозуміло, що контур керування системою шестерня-редуктор повинен компенсувати вплив швидкості об'єкта, на якому встановлена система, а також заважають моменти. Взагалі застосування прямозубих передач на інерційних стабілізованих платформах пов'язано з низкою недоліків. Незалежно від механізму, який використовується для отримання необхідного передавального числа, реакційний момент приводу з трьома передачами є руйнівним моментом, який погіршує роботу системи стабілізації. Крім того, в більшості випадків трибальна передача призводить до додаткового тертя і появи резонансу в системі. Тому слід віддавати перевагу безредукторним приводам, якщо це не суперечить системним вимогам.



### 3.4. Стабілізація усієї системи та окремих її елементів

Хоча найпоширенішим способом інерціальної стабілізації є стабілізація корисного навантаження, встановленого на платформі, у деяких випадках використовують стабілізацію окремих елементів оптичних приладів, установлених у кардановому підвісі, як це показано на рис. 5. Порівняно із стабілізацією корисного навантаження цей підхід характеризується зменшенням габаритів та маси. Тим не менш, кінематика такої системи може бути досить складною. У деяких випадках цей підхід може доповнюватись стабілізацією усієї оптичної системи за однією з її осей.



*а* – стабілізація оптичного датчика *б* – стабілізація окремого елемента оптичного датчика (дзеркала)

Рис. 3.4. Повна та часткова стабілізація

Проблеми інерційної стабілізації. Для вирішення основних завдань інерційної стабілізації рекомендується використовувати узагальнену систему стабілізації.

Для інерційних систем стабілізації різних типів навантажень і систем навігації низької точності важливою є стабілізація заданої конструкції регулятором.

Для прикладних застосувань актуальною є проблема інерційної стабілізації заданої конструкції регулятором за умови наявності певних обмежень щодо параметрів регулятора.

Проблеми зі статичним виведенням і стабілізацією актуальні для деяких програм.

У задачі статичної стабілізації за станом за допомогою зворотного зв'язку можна забезпечити не тільки стабілізацію, але й таке положення полюсів замкнутої системи, яке буде відповідати вимогам до показників перехідного процесу, оскільки, як відомо, ці показники залежать від розташування характеристичних коренів систем рівнянь у лівій півплощині комплексної змінної.

Для прикладних програм доцільніше сформулювати задачу, коли для системи, що складається з об'єкта стабілізації та контролера, залежно від меж настрюювальних параметрів  $h^*$  визначається так, щоб система була стабільною.

У наведених теоремах задачі немає критерію оптимізації і можна отримати набір розв'язків, що задовольняють заданим вимогам. Остаточний вибір рішення може базуватися на аналізі властивостей потрібної системи. У випадку інерційних систем стабілізації такі властивості в основному є індикаторами перехідних процесів, а саме: перерегулювання, мінливості процесу, часу досягнення усталеного стану. Крім того, для багатьох практичних застосувань певна властивість системи має велике значення. Таким чином, у випадку блокових систем стабілізації платформ для пристроїв, встановлених на рухомих об'єктах, важливою характеристикою є жорсткість системи. Тому ці специфічні вимоги необхідно враховувати при остаточному виборі рішення.

Вищезазначені проблеми стосувалися справжньої проблеми стабілізації. Однак важлива не тільки можливість стабілізації, але і її якість, тобто завдання має враховувати функціональну якість, форма якої визначається специфікою розв'язуваної задачі. Іншими словами, умова

стійкості замкненої системи є необхідною умовою функціонування системи стабілізації. У загальному випадку існує певний набір стабілізуючих регуляторів, серед яких можна вибрати оптимальний за певною функціональністю, що характеризує якість керування. Проблема зводиться до пошуку регуляторів, які забезпечують перевагу певної функціональності. Одночасно проводиться оптимізація на різних допустимих наборах лінійних регуляторів довільної або заданої структури. В даний час існує багато загальних функцій контролю якості, і стабілізації зокрема. Для деяких задач норми можна використовувати як функціонали якості. Одним із сучасних підходів до формалізації поняття якості стабілізації є використання матричних норм для оцінки передавальної функції замкненої системи. Правила матриці передачі дозволяють оцінити значення вихідних сигналів системи для вхідних сигналів заданого класу. Якщо такі вхідні сигнали є зовнішніми завадами, правила визначатимуть рівень їх ослаблення. При цьому проблему оптимальної стабілізації можна звести до вибору регулятора, що забезпечує мінімальну швидкість замкненої системи.

Для постановки найкращої задачі придушення перешкод можна оцінити якість процесу керування за нормами вектора вихідного сигналу. Однак такі завдання потребують інформації про характеристики вхідного вектора впливу, що суттєво обмежує сферу його можливого застосування.

### 3.5. Висновки до розділу 3

Основною проблемою інерційної стабілізації є врахування руху Землі та об'єкта, на якому встановлена система стабілізації, тобто врахування швидкостей перенесення та передатного та коріолісового прискорень, обумовлених рухом Землі та об'єкта. І якщо в інерціальних навігаційних системах ці фактори враховуються в алгоритмах їх роботи, то завдання стабілізації вимірювальних приладів і блоків різних типів приладів потребують корекції інерціальних навігаційних систем.

Сучасна тенденція інерційної стабілізації полягає у зміщенні акцентів щодо типу інформаційно-вимірювальних систем. Якщо раніше основна увага приділялася стабілізації навігаційних датчиків, що входять до складу систем інерційної навігаційної платформи, то зараз більш актуальною є проблема інерційної стабілізації та контролю прямої видимості широкого класу літальних апаратів.

Платформені та неплатформені інерційні системи стабілізації за своїм призначенням поділяються на повітряні, морські, наземні та переносні. Залежно від типу об'єкта стабілізації системи можна розділити на: багатофункціональні пристрої - блокові системи стабілізації; системи стабілізації чутливих елементів систем високоточної навігації; системи стабілізації пеленгаторів; системи стабілізації оптичних датчиків; системи стабілізації мобільних супутникових антен.

**РОЗДІЛ 4.**  
**МОДЕЛЮВАННЯ СИСТЕМИ СТАБІЛІЗАЦІЇ МАТОДАМИ**  
**ПРОСТОРОВО-ЧАСОВОЇ ОБРОБКИ СИГНАЛІВ ВСИСТЕМАХ**  
**МОБІЛЬНОГО ЗВ'ЯЗКУ**

**4.1. Аналіз ефективності методів просторово-часової обробки сигналів всистемах мобільного зв'язку**

Однією з найважливіших проблем систем мобільного зв'язку є обмеження можливості множинного доступу. Проблема доступу до загального ресурсу базової станції (БС) найчастіше вирішується на основі розділення частотно-часових параметрів сигналів абонентської станції. Методи просторово-часового доступу абонентської станції (АС) до ресурсів БС базуються на використанні алгоритмів просторово-часової обробки прийнятих сигналів, які реалізовані на основі решіток адаптивних антен з позиційним № Суть просторово-часової задачі доступу кожного з ресурсів АС до БС у зворотному каналі зв'язку полягає в груповому використанні приймальної антенної решітки БС, в якій встановлюється індивідуальний розподіл структури БС. отримане поле сигналу. створюється для кожної АС шляхом вибору вектора вагових коефіцієнтів (ВВК)  $W_i$ . Таким чином, існує стільки варіантів розподілу, скільки в даний момент прийнято сигналів змінного струму. Кожна з цих ланцюгів забезпечує найкраще співвідношення сигнал/перешкода+шум для отримання сигналу від гучномовця та встановлення рівнів прийому на нуль для інших гучномовців. На відміну від традиційних методів просторово-часового доступу (ПДЧ), які ґрунтуються на синтезі діаграм спрямованості антени та методах відстеження променя отриманого сигналу, запропоноване рішення не вимагає врахування діаграми спрямованості (DP). відношення сигнал/шум, яке відповідає критерію оптимізації. Для цього необхідно використовувати ефективні кільцеві методи

обробки протягом мінімального періоду часу, не більше  $6\div 8$  с, який необхідний лише для отримання стабільного режиму роботи адаптивної процедури PCD. Для реалізації запропонованого рішення щодо вибору адаптивного методу PCD у статті запропоновано відповідні методи та алгоритми, які забезпечують можливість надання послуг доступу без зміни режиму мобільного зв'язку.

Адаптивна антенна решітка (ААР) вирішує проблему покращення співвідношення сигнал/(перешкода/шум) у лінійній частині приймача [1-3]. У цьому випадку розв'язок знаходять лінійним зважуванням і підсумовуванням сигналів у приймальних каналах (рис. 4.1).

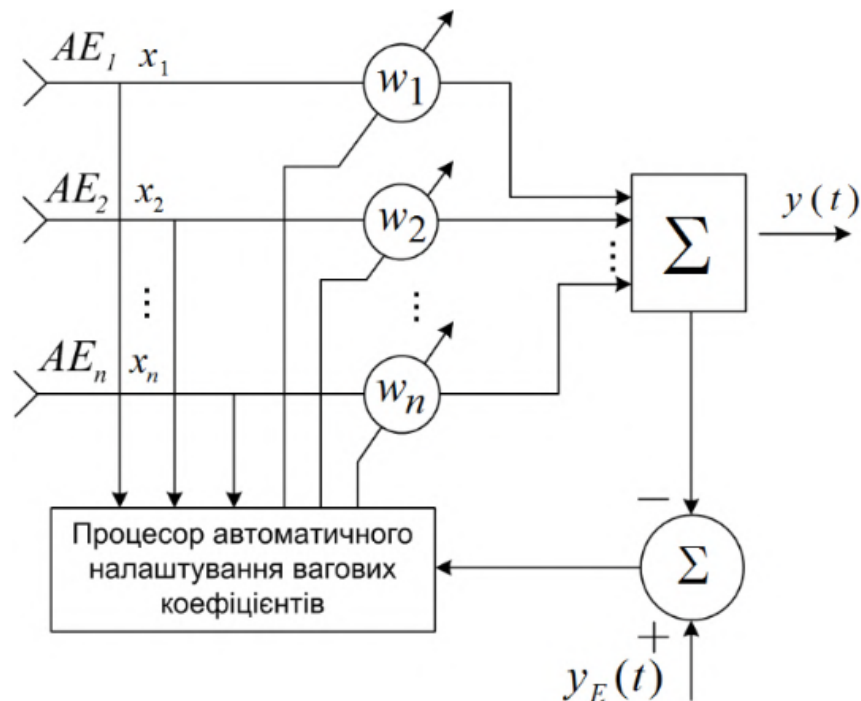


Рис. 4.1. Включення ВВК в ААР

ВВК визначається на основі обраного критерію оптимізації. Та чи інша властивість ААП досягається відповідним підбором комплексних вагових коефіцієнтів (ВК)  $w_i$ ,  $i = 1, 2, \dots, N$ , що включаються на виході елементів приймальної антени (АЕ) і перед загальним суматором. За допомогою адаптивного процесора ВК забезпечують правильне формування повного

постійного струму та поляризаційної діаграми, тобто ВК разом із загальним суматором являють собою схему формування діаграми [1].

При цьому мету ВК можна трактувати як задачу створення таких співвідношень між  $N$ -прийнятими реалізаціями корисного сигналу  $S_i(t)$ ,  $N$ -елементами антени, сумою  $j$ -вузькосмугових анізотропних перешкод  $\sum_{j=1}^l n_j(t)$  та шуму  $v(t)$ . Ці параметри, додані в загальний суматор, дозволяють забезпечити максимальне співвідношення сигнал/(перешкода+шум), мінімальне середньоквадратичне відхилення прийнятого сигналу за заданим критерієм або іншим критерієм.

При цьому сигнал на виході загального суматора рівний

$$y(t) = \sum_{i=1}^N w_i x_i(t) \quad (4.1)$$

де  $N$  число гілок рознесення або число АЕ;

$\omega_i$  – ваговий коефіцієнт  $i$ -го АЕ;

$x_i(t)$  – суміш сигналу, завад і шуму на  $i$ -му АЕ:

$$x_i(t) = s(t) + \sum_{j=1}^l n_{ij} + v_i(t). \quad (4.2)$$

За допомогою ВК формуються їхні вектори вагових коефіцієнтів (ВВК):

$$W^T(t) = (w_1(t), w_2(t), \dots, w_N(t)) \quad (4.3)$$

У загальному випадку ВВК  $\vec{W}_i$  повинен мати можливість змінювати як амплітуди, так і фази приймальних сигналів, тобто він повинен бути комплексним. Швидкість цих змін повинна бути узгоджена зі швидкістю зміни інтерференційної ситуації сприйняття, а діапазон із заданим діапазоном зміни рівня і конкретними фазовими відхиленнями в окремих

елементах ААП. . Слід перевірити, чи це явище, при якому оцінка змін ВВК нескінченно велика, а також необмежений заданий діапазон змін амплітудно-фазової характеристики. Однак на практиці, залежно від технічних можливостей та інших причин, саме ця особливість, як правило, призводить до відповідного розвитку ААП. У цьому сенсі говорять про ААП зі специфікою [4].

Остаточним рішенням задач інших антенних технологій із застосуванням є моделі конструкції, розміри, склад правильного та неправильного спектру та інші параметри – це синтез DS. У відповідь на питання PFD, метою використання ААР є забезпечення (максимізація) характеристик якісних вихідних параметрів на основі антени, тобто вихідного коефіцієнта

$$y(x) = W^T(t)x^*(t) = w_1(t)x_1(t), w_2(t)x_2(t), \dots, w_N(t)x_N(t) \quad (4.4)$$

де вираз у дужках позначає скалярний добуток векторів, що задовольняє заздалегідь обраному критерію. При цьому сама сумарна ДС ААР може взагалі не розглядатися, хоча як проміжна характеристика, безумовно, представляє інтерес. Так, ДС ААР може бути отримана за допомогою скалярного добутку ВВК  $\vec{W}(t)$  на вектор  $f(\theta)$ :

$$F(\theta) = (W^T(t), f^*(\theta)), \quad (4.5)$$

де  $f^T(\theta) = (f_1(\theta), f_2(\theta)e^{i\varphi_{1\theta_1}}, \dots, f_N(\theta)e^{i\varphi_{N\theta_1}})$ ;

$f_i(\theta)$  – ненормовані ДС приймальних елементів ААР;

$\varphi_{i\theta_1}$  – фази огинаючої хвилі одиничної амплітуди, що відраховувані від фази сигналу з виходу 1-го елемента (при  $\varphi_{i\theta_1}$ ), зафіксовані на виходах приймальних елементів за рахунок просторових відмінностей [4-7].

Важливою властивістю ААР є інваріантність деяких критеріїв ефективності щодо загального DS. Це має велике практичне значення через



можливість довільного, навіть безладного розташування елементів антени. Водночас відпадає необхідність у жорстких з'єднувачах, зменшується час розгортання тощо. У ААР кількість антенних елементів  $N$  може бути мінімальною (наприклад,  $N \geq 2$ ) і вибирається виходячи з очікуваної кількості присутніх перешкод. Значення  $NA$  ААР розглядається як кількість ступенів свободи, оскільки воно визначає кількість незалежно створених  $CS$ , тобто кількість збурень, які можуть придушити ААР одним виходом,  $J \leq N - 1$ . Однак ЕА можна використовувати кілька разів, і в кожному з них можна мінімізувати  $N - 1$  перешкоду. Однак слід зазначити, що рівень прийнятого сигналу і відношення сигнал/шум зменшуються експоненціально.

Проблема придушення перешкод в ААР може вирішуватися різними способами. Тоді, використовуючи принцип поділу [8], можна спочатку оцінити напрямки приходу цих збурень  $\theta_j$ , ( $j = 1, J$ ) та їхню поляризацію, а потім розв'язати задачу керування ВВК

ААР і знаходження його  $DS$  і просторової діаграми ( $PD$ ) з нулями, орієнтованими в напрямку перешкоди. Однак розв'язок цієї проблеми досить складний, пов'язаний із перетворенням матриці, і це розв'язання [8] не можна знайти для всіх ситуацій. На даний момент відомо кілька рішень, які відрізняються як обраними критеріями продуктивності, так і очікуваним обмеженням. Найпоширеніші критерії включають:

- максимальне відношення додатних рівнів сигналу до суми завад ( $MVSZ$ ) на виході ААР;
- мінімальне середньоквадратичне відхилення ( $MCB$ ) прийнятого сигналу від заданого еталонного  $u_E(t)$  на виході ААР;
- мінімальна потужність перешкод на виході ААР ( $MBP$ );
- максимальна ймовірність ( $MP$ );
- різні інші модифікації критеріїв.

Одночасно синтезовані алгоритми ААР базуються на вирішенні статистичних задач. Серед усього розмаїття рішень можна виділити два основних напрямки, які історично з'явилися першими. Асимптотичні рішення

припускають існування гіпотези ергодичності сигнально-перешкодної ситуації [15]. Ці рішення в основному базуються на знаходженні оцінки кореляційної матриці (або її циклу), що характеризує ситуацію перешкод сигналу або інше, напр. градієнтні процедури в певних межах. В існуючій літературі основний акцент робився саме на розвиток цього напрямку [11].

Наступний напрямок базується на припущенні марковського наближення прийнятої реалізації та динаміки змін VEC. Відмова від ергодичності дозволяє ефективно вирішувати нестационарні проблеми за допомогою добре спроектованого лінійного або нелінійного рекурсивного фільтруючого апарату. Використовуючи цей підхід, було отримано ряд результатів, пов'язаних з просторово-часовою та поляризаційно-часовою обробкою [4].

В даний час зростає інтерес до реалізації просторово-часового доступу та просторово-часової обробки сигналів у мобільних і бездротових системах зв'язку. Аналізуючи низку публікацій з даної тематики [14], можна помітити, що актуальність цих проблем не зменшується через те, що на даний момент спостерігається дефіцит частотних, часових і кодових ресурсів у системах мобільного зв'язку та бездротового доступу. У багатьох наукових роботах, присвячених мобільним системам, робилися спроби активного використання параметрів просторової поляризації сигналів і антен для вирішення різних завдань, зокрема просторових і часових методів доступу. Однак багато з них часткові, автономні, не пов'язані із завданнями всієї системи мобільної мережі. Тому в роботах [14] дослідження роботи AAR проведено на основі використання асимптотичних алгоритмів, оптимальних для стаціонарної ситуації перешкод сигналу. Розглянуті результати подальшого розвитку методів аналізу ефективності AAR з урахуванням обмежень реалізації [14-20] та виникнення взаємодії елементів антени під час синтезу процедури доступу проведено з невизначеністю вихідних даних. Щодо ситуації перешкод сигналу. Розглянуті в статтях критерії синтезу адаптивних антенних решіток в задачах просторово-часового доступу не враховують динамічну ситуацію

нестационарного завадового сигналу з точки зору якості та швидкості, що досить важливо для систем мовлення. спілкування. При аналізі процедури просторово-часового доступу в каналі висхідної лінії зв'язку до ресурсів базової станції багато авторів трактують багатопроменеву антенну систему як антену базової станції.

Конструктивним видається спосіб організації окремого ПКД для кожного прийому конкретного АС, а сигнали від інших АС слід вважати заважаючими. Таким чином, можна запропонувати адаптивне розташування антени, діаграма спрямованості якої регулюється відповідно до динаміки просторової зміни сигналів, отриманих від АС, щоб гарантувати PFD під час рухів АС за азимутом. У цьому випадку для вирішення електродинамічної задачі використовується груповий ПКОС з великою кількістю обчислень з обмеженням якості прийому. Ефектом від такої спроби є можливість отримання не тільки нового позитивного ефекту запропонованого способу просторово-часового доступу, а й можливість комплексних рішень, які забезпечать підвищення загальної ефективності системи та мобільної продуктивності. Це також створить умови для подолання радіочастотного спектру, забезпечення високої перешкодостійкості, електромагнітної сумісності, а отже, можливості надання високоякісних послуг отримувачам інформації.

#### **4.2. Аналіз ефективності методів синтезу антенної решітки, придатних для систем мобільного зв'язку**

Найбільш популярним при рішенні різних задач радіозв'язку, радіолокації та інших є критерій мінімуму середньоквадратичного відхилення, який був запропонований Уїдроу [11]. ВВК визначається з рекурентної формули [3, 11]:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) + 2\mu[y_E(k) - \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)]\vec{X}(k) \quad (4.6)$$

де  $k$  – номер відліку у дискретному часі;

$\mu$  – кроковий коефіцієнт;

$y_E(k)$  – опорний сигнал у момент часу  $k$ ;

$\vec{X}(k)$  – вектор вхідних впливів у момент часу  $k$ .

Популярність критерію МСКВ пояснюється тим, що алгоритми, синтезовані на основі МСКВ, мають досить просту структуру. Отримані рішення добре вписуються в загальні критерії функціонування мобільних телекомунікаційних систем.

Специфіка роботи на багатопробієвих лініях зв'язку накладає певні обмеження на використання того чи іншого алгоритму синтезу за критеріями МДУ. Для роботи цього алгоритму необхідна інформація про структуру сигналу, але така інформація є не завжди. Таким чином, алгоритм, синтезований за критерієм МСКВ, може бути ефективно використаний у випадках, коли структура випромінюваного та прийнятого сигналів однакова і точно відома. У той же час, використовуючи цей критерій, можна розробити процедури, які мають повторювану форму. Це, зокрема, процедури стохастичної апроксимації, процедури лінійної або нелінійної фільтрації, а також процедури Калмана-Бюзі, метод рекурсивного обернення кореляційної матриці.

Алгоритми адаптивних антенних систем, що використовують апріорну інформацію про напрямок приходу корисного сигналу, синтезовані за критерієм максимального відношення вихідної потужності корисного сигналу до суми потужності перешкод і шумів (МВСЗ) [ 1,4]:

$$\vec{W}(k + 1) = \vec{W}(k) - 2\mu \left[ \vec{X}_n^T(k) \vec{W}(k) \vec{X}_n(k) - \vec{V}_c \right] \quad (4.7)$$

$$\vec{V}_c = [A_{1c} e^{-j\varphi_1}, A_{2c} e^{-j\varphi_2}, \dots, A_{Nc} e^{-j\varphi_N}] \quad - \quad \text{векторна}$$

характеристика спрямованості  $i$ -го АЕ за напруженістю електромагнітного

поля;

$A_{iC} = \vec{E}_i(\Theta_C, \Phi_C) \vec{\epsilon}_C$  – напруженість електромагнітного поля;

–  $\vec{\epsilon}_i$  – одиничний вектор поляризації хвилі, що приходить.

В алгоритмах, синтезованих за критеріями МВСЗ, як інформаційний параметр використовується напрямок приходу сигналу. Однак налаштування ВЕК здійснюється за допомогою перешкод за відсутності випромінювання корисного сигналу, інакше він може бути заглушений. Це обмеження не завжди виконується або потребує додаткових витрат, що робить його застосування небажаним.

Для алгоритмів ААР, синтезованих за критерієм мінімальної вихідної потужності (МВП) [10], як цільова функція використовується значення потужності вихідного сигналу антенної решітки.

$$E\{y^2(t)\} = \vec{W}(k)^T \cdot R_{xx}^{-1} \vec{W}, \quad (4.8)$$

де  $R_{xx}$  матриця просторової кореляції вхідної суміші сигналів і завад.

Безпосередня мінімізація (3.8) може бути виконана різними методами безумовної оптимізації [1].

При цьому ВЕК буде визначатися виразом:

$$\vec{W}_{opt} = s R_{xx}^{-1} \vec{V}_y \quad (4.9)$$

де  $s$  – нормуючий коефіцієнт;

$\vec{V}_y$  – вектор управління, що задає передбачуваний кут приходу сигналу.

Вираз для визначення ВЕК можна записати в рекурентній формі:

$$\vec{W}(k+1) = \vec{W}(k) - 2\mu [\vec{W}(k)^T \vec{X}(k)] [\vec{X}(k) - \vec{W}(k) \vec{W}(k)^T \vec{X}(k)]. \quad (4.10)$$

Методи, засновані на інверсії вибіркової коваріаційної матриці прийнятих сигналів, є асимптотичними і пов'язані з великими втратами часу на збір і обробку статистичних даних для оцінки і повороту коваріаційної матриці. Таку ж ефективність мають рекурсивні методи, засновані на градієнтних процедурах за сталих та інших рівних умов. У свою чергу, перевагою рекурсивних методів є їх динамічний характер, що дозволяє отримати оцінку VEC в реальному масштабі часу, що узгоджується з динамікою комунікаційного процесу в мобільних системах.

У ситуації сигнальної нестационарної перешкоди (СНП) відбуваються просторово-часові зміни параметрів сигналу та перешкоди. Ці зміни можуть виникнути внаслідок впливу навколишнього середовища поширення радіохвиль, руху динаміків, перешкод приймача чи передавача та інших причин. Для такої ситуації динамічної перешкоди сигналу рівняння стану ВВК матиме загальний вигляд [14]:

$$\frac{d\vec{W}(t)}{dt} = F(t)\vec{W}(t) + G(t)\vec{v}(t) \quad (4.11)$$

де  $F(t)$  і  $G(t)$  є відповідно матрицями стану й інтенсивності змін параметрів сигналів і завад (елементи  $f_{ij}$ ,  $j = \mathbf{dim} \vec{W}(t)$ , які є величинами, зворотними коефіцієнтам взаємної кореляції між  $i$ -ю і  $j$ -ю компонентами);

$\vec{v}(t)$  – вектор, що породжує білий гаусів шум моделі (4.11) зі спектральною щільністю потужності  $N_u$ .

Рекурентні адаптивні алгоритми не вимагають великих витрат на обчислення матриць і обмежені невеликим об'ємом постійної та оперативної пам'яті. У рекурентних процедурах послідовність рішень обчислення оцінки  $\vec{W}_{opt}$  знаходиться з етапу пошуку екстремуму градієнта функції, що містить як аргумент величини  $W(t)$ .

Все це дозволяє проводити аналіз і врахування перехідного режиму ААР, а також нестационарності статистики  $X(t)$ . Рекурентні методи

засновані на послідовній ітераційній процедурі знаходження рішення для ВВК у напрямку, протилежному градієнту функції показника якості  $\nabla(k)$ . У загальному випадку дискретний з кроком градієнтний алгоритм має вигляд

$$W(k) = W(k - 1) - \mu \nabla(k), \quad (4.12)$$

де  $\mu$  – коефіцієнт (крокова постійна), що враховує швидкість пошуку екстремуму. Алгоритм (3.12) показує, що значення ВВК на  $k$ -му кроці дорівнює значенню ВВК на попередньому  $(k - 1)$ -му кроці з адаптивною добавкою  $\mu \nabla(k)$ , яка залежить від нев'язки різниці  $y_E(k) - y(k)$  (рис. 4.2). Процедура (4.12) при значенні  $\Delta t = (t_{k+1} - t_k) \rightarrow 0$  переходить у безперервну, яка може бути представлена у вигляді диференціального рівняння

$$\frac{dW(t)}{dt} = -\mu \nabla(k), \quad (4.13)$$

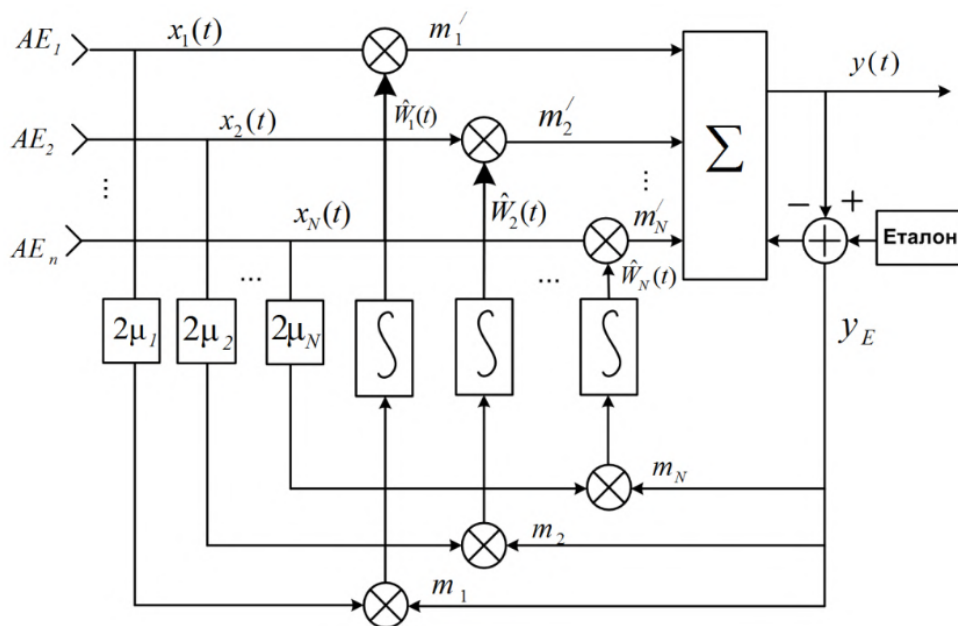


Рис. 4.2.- Структурна схема управління ВВК ААР, що синтезована за алгоритмом Уїдроу

Цей же алгоритм при безперервній процедурі набуває вигляду диференціального рівняння Уїдрой-Хоффа [1, 4]:

$$\frac{d\widehat{W}(t)}{dt} = 2\mu[y_e(t) - y(t)]X(t) = 2\mu v(t)X(t). \quad (4.14)$$

На рис. 4.2 представлено структурну схему дискретного N-вимірного алгоритму ААП, реалізованого згідно (4.14).

У ААП, синтезованих за критеріями МВС, в кожен приймальний канал вводиться опорний сигнал, який визначає положення основного максимуму ДС і повинен бути строго узгоджений з положенням антенних елементів решітки. .

У розглянутому алгоритмі Уїдрой-Гоффа опорний сигнал  $y_A(t)$  вводиться в загальний канал приймача після загального суматора (рис. 4.2). Тому чіткої залежності алгоритму ААР від положення елементів антени немає. Це дозволяє використовувати алгоритм, коли розташування елементів сітки прийому є випадковим або невідомим, або коли напрямок сигналу та перешкоди невідомі, наприклад, при використанні ААР на рухомих об'єктах.

Процедури типу (4.6), (4.12)–(4.14) є нічим іншим, як процедурами стохастичної апроксимації [12], умови збіжності та стійкості яких забезпечуються відповідним підбором коефіцієнта  $\mu$ . Водночас вибір константи кроку  $\mu$  не вважається конструктивним, оскільки призводить до збільшення похибок. Тому постановку задачі та її вирішення слід розглядати з точки зору теорії рекурсивної лінійної та нелінійної фільтрації в просторі станів. Методи та алгоритми стохастичної апроксимації, включаючи (4.6), (4.12)–(4.14), є окремим випадком більш загальних процедур, таких як процедури фільтрації Стратоновича, Калмана-Бюзі тощо [8]. Відомо, що алгоритми типу (3.6), (4.12)–(4.14) підганяють умови Дворецького з імовірністю 1 до оціненого значення і являють собою рекурсивний метод



знаходження умовного середнього значення. Іншими словами, процедури (4.6), (4.12)–(4.14) спрямовані на оцінку постійних випадкових величин, для яких стан оціненого ВЕС можна визначити за допомогою простого диференціального рівняння

$$\frac{dW(t)}{dt} = 0. \quad (4.15)$$

Якщо ж припустити випадкову зміну у часі моделі стану ВВК та параметрів напрямку приходу сигналу та завад, то стан ВВК необхідно виразити у вигляді багатовимірною ( $N$ -мірного) стохастичного диференціального рівняння

$$\frac{d\omega_i(t)}{dt} = -\alpha_i(t)\omega_i(t) + \sum_{j=1}^N b_{ij}(t)\xi_M^i(t) \quad \text{при } i, j = \overline{1, N}, \quad (4.16)$$

$\alpha_i(t)$  – не випадкові величини, що характеризують швидкість зміни  $i$ -го ВВК  $\alpha_i(t) = \tau_{\text{кор}i}^{-1}$ ;

$\tau_{\text{кор}}$  – інтервал кореляції цих змін;

$\xi_M^i$  – компоненти білого гауссового шуму, що породжує шум моделі з рівномірною спектральною густиною потужності  $V_M^j$ ;

$b_{ij}(t)$  – елементи  $N \times N$  матриці  $B(t)$ , що породжують шум і визначають інтенсивність змін кожної з компоненти ВВК.

Випадкові процеси, що описуються стохастичними диференціальними рівняннями типу (16), відносяться до класу марківських, а коефіцієнти  $\alpha_i(t)$  і  $\beta_{ij}(t) = \sum_{k=1}^{\infty} b_{ik}(t) b_{kj}(t)$  називаються відповідно коефіцієнтами зносу та дифузії цих процесів. Очевидно, вираз (3.15) є окремим випадком (3.16) при  $\alpha_i(t) = \beta_{ij}(t) = 0$ .

Для отримання оцінки ВВК з використанням стандартних процедур лінійної та нелінійної фільтрації необхідно, крім рівняння стану, задавати рівняння спостереження. Рівняння спостереження представимо у вигляді

$$y(t) = W^T(t)x^*(t) = W^T_{opt}(t)X(t) + v_c(t), \quad (4.17)$$

де  $X(t)$  – вектор, отриманий на підставі (4.2) з вектора  $x(t)$  без урахування ізотропного шуму  $v_i(t)$ ;

$v_c(t)$  – шум спостереження, утворений у результаті зваженої суми шумів  $v_i(t)$ , що також є результатом різних помилок апроксимації, прийнятих у моделі.

Шум спостереження апроксимуємо також гаусовим «білим шумом» зі спектральною щільністю потужності  $V_c$ . Алгоритм отримання оцінки ВВК для даного випадку є стандартним і визначається зі стохастичного диференціального рівняння

$$\frac{d\hat{\omega}_i(t)}{dt} = -\alpha_i(t)\hat{\omega}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t)F_j(\hat{\omega}_i, t), \quad (4.18)$$

де  $F_j(\hat{\omega}_i, t) = dF_j(\hat{\omega}_i, t)/d\hat{\omega}_t$  –  $N$ -мірний вектор-стовбець, отриманий через похідні по часу спостереження від логарифма функції правдоподібності

$$F(\omega_i, t) = \frac{1}{V_c} [2y_e(t)y(\omega_t, t) - y^2(\omega_t, t)], \quad (4.19)$$

$K_{ij}(t)$  – дисперсія помилки оцінки, що описується рівнянням Ріккати:

$$\frac{dK(t)}{dt} = B(t)V_H B^T(t) + K(t)A(t) + K(t)A^T(t) - K(t)F''(\hat{\omega}_t, t)K(t) \quad (4.20)$$

Тут  $F''(\hat{\omega}_t, t) = d^2(\hat{\omega}_t, t)/d\hat{\omega}_t^{(i)} d\hat{\omega}_t^{(j)}$

квадратна  $N \times N$  матриця,  $A(t)$  – діагональна матриця з елементами  $\alpha_i(t)$ .

З урахуванням (3.4) значення похідних у (3.19) визначаються виразами наступним чином:

$$F'(\hat{\omega}_t, t) = \begin{bmatrix} F'_1 \\ \dots \\ F'_N \end{bmatrix}$$

$$F''(\hat{\omega}_t, t) = \begin{bmatrix} F_{11} & F_{12} & \dots & F_{1N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ F_{N1} & F_{N2} & \dots & F_{NN} \end{bmatrix}.$$

$$F(\omega_i, t) = \frac{1}{V_C} [2y_e(t)y(\omega_t, t) - y^2(\omega_t, t)],$$

$$F_j = \frac{2}{V_C} [2y_e(t) - y(\omega_t, t)]x_j(t) = \frac{2}{V_C} v(t)x_j(t),$$

$$F_j = \frac{2}{V_C} v(t)x_j(t).$$

$F_{ij} = -x(t)x_j(t)$  – елемент матриці  $F''(\hat{\omega}_t, t)$ .

З урахуванням цього рівняння оцінки ВВК (18) набуває вигляду

$$\frac{d\hat{\omega}_i(t)}{dt} = -\alpha_i(t)\hat{\omega}_i(t) + \sum_{j=1}^N K_{ij}(t) \frac{2}{V_C} v(t)x_j(t), \quad (4.21)$$

або у векторній формі

$$\frac{d\hat{W}(t)}{dt} = A(t)\hat{W}(t) + K(t)A^T(t) - \frac{2}{V_C} v(t)K_{ij}X(t) \quad (4.22)$$

Рівнянню (3.22) описується структурною схемою алгоритму оцінки ВВК ААР, яка подана на рис. 4.3, або фільтр Калмана-Б'юсі. Розглянута

задача оцінки ВВК лінійна як за постановкою (4.17), (4.18), так і за рішенням (4.20)-(4.22) і відповідає лінійному варіанту фільтра Калмана-Б'юсі. Відмінною особливістю отриманого тут рішення є те, що апостеріорна дисперсія  $K_{ij}(t)$  виявилася залежною від результатів спостережень за рахунок наявності матриці  $F''(\hat{\omega}_t, t)$ . На відміну від класичних рішень, тут потрібне обчислення значень матриці  $K_{ij}(t)$  в реальному масштабі часу.

Таким чином, для систем мобільного зв'язку можна рекомендувати алгоритми ААР, що синтезовані на основі методів калманівської фільтрації формування ВВК.

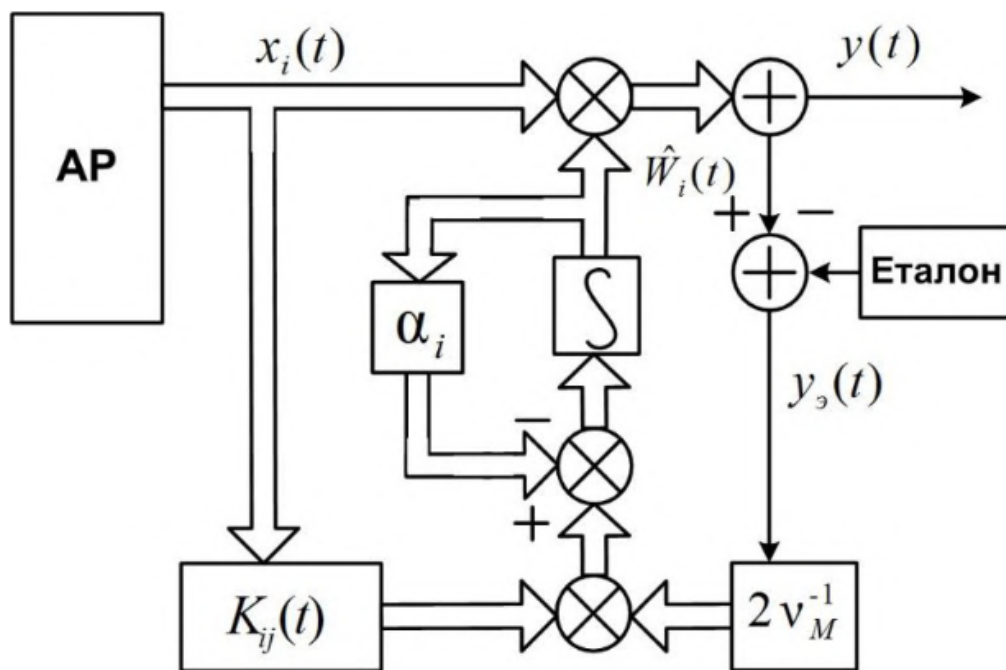


Рис. 4.3. Структурна схема алгоритму оцінки ВВК АР

#### 4.3. Аналіз алгоритмів просторово-часової обробки Уїдроу-Хоффа та Калмана-Б'юсі за показником швидкості збіжності

В ході вирішення другої задачі проведено порівняльний аналіз

алгоритму Уїдрои-Хоффа та алгоритма Калмана-Б'юсі. Графіки залежності ВСЗШ від часу надано на рис. 4.4. Крива 1 відповідає випадку використання алгоритму Уїдрои-оффа, крива 2 – алгоритму Калмана-Б'юсі.

В той же час, як показує аналіз процедури Калмана-Б'юсі поряд з оптимальністю для складної сигнально-завадової обстановки вона характеризується максимально коротким часом збіжності до сталого стану на інтервалі  $\tau \leq \tau_{\text{кор}}$ . Тобто при виборі кроку дискретизації  $\Delta t = 0.1\tau_{\text{кор}}$  перехідний процес завершується вже за 3-10 кроків дискретизації. Таким чином, збіжність процедури Калмана-Б'юсі забезпечується на інтервалі часу, що відведений для дії сигналів виклику.

На рис. 4.5 представлені графіки залежності ВСЗШ від кількості антенних елементів  $N$ . Графіки залежності побудовані при значенні сигнал/завада  $P_c/P_z = 0$  дБ для різних значень відношення сигнал/шум  $P_c/P_{\text{ш}}$ . Крива 1 (рис. 34.5) відповідає значенню  $P_c/P_{\text{ш}} = 10$  дБ, крива 2 відповідає  $P_c/P_{\text{ш}} = 20$  дБ, крива 3 відповідає  $P_c/P_{\text{ш}} = 30$  дБ.

Аналіз ААР малої та великої розмірності показує, що з ростом числа антенних елементів ефективність заглушення завад спочатку різко зростає, потім це зростання знижується і стає пропорційним числу елементів  $N$ . При цьому ВСЗШ на виході ААР істотно залежить від відношення сигнал/шум на її вході.

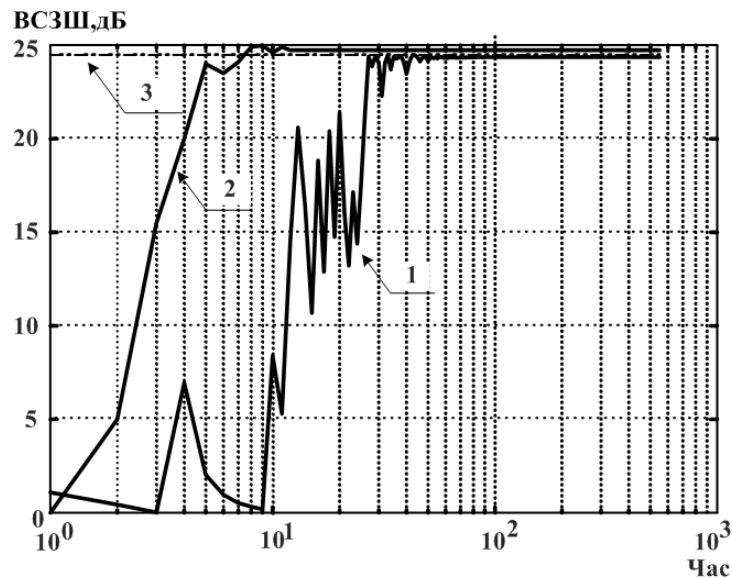


Рисунок 4.4 - Залежність ВСЗШ на виході 8-ми елементної ААР від часу для алгоритма Уідроу-Хоффа (крива 1), Калмана-Б'юсі (крива 2), потенційне значення ВСЗШ, дБ (крива 3)

Допустимість аналізу ефективності рекурсивних процедур за результатами аналізу процедур на основі вибіркової оцінки ґрунтується на тому, що обидві ці задачі мають загальне формулювання постановки задачі і критерії ефективності.

#### 4.4. Дослідження впливу початкових умов на ефективність просторово-часової обробки сигналів

В алгоритмах зі зворотним зв'язком оцінка ВВК здійснюється за допомогою послідовних наближень у часі, тобто інтерактивно. Тому можна припустити, що при правильному підборі початкового значення ВВК перехідні характеристики покращуються [1, 4].

У цьому сенсі вдалим наближенням буде  $W \rightarrow 0$ , яке забезпечує максимальне посилення корисного сигналу при повному придушенні перешкод. Проте в реальних умовах отримати таке початкове наближення практично неможливо, оскільки кількість і напрями перешкод невідомі

апріорі і часто змінюються з часом. Реалістичніше припустити, що є якась інформація про корисний сигнал: форма сигналу, напрямок приходу, частотно-часова характеристика або наскільки перешкода перевищує потужність корисного сигналу. У цьому випадку інформативним параметром, за яким можлива найбільш точна настройка ВВК, може бути оцінка напрямку приходу корисного сигналу. Структурна схема алгоритму PFD сигналів змінного струму для вирішення цієї задачі представлена на рис. 4.5.

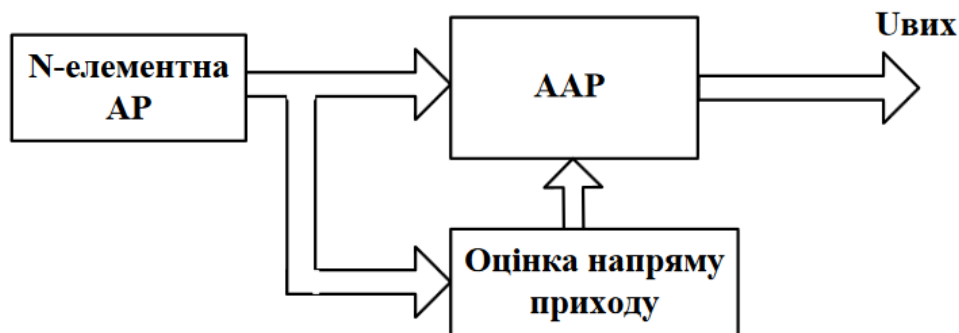


Рис. 4.5. Структура алгоритму просторово-часового доступу сигналів АС з попередніми визначеннями напрямку приходу

Для проведення аналізу впливу початкових умов скористаємося значеннями ВВК у сталому стані (при  $k \rightarrow \infty$ ) [12]:

$$W(k + 1) = [I - \mu R_{xx}]^{K+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^K [I - \mu R_{xx}]^i R_{xx}, \quad (4.23)$$

де  $R_{xx}$ - кореляційна матриця прийнятих сигналів завад і шуму.

При відсутності корисного сигналу цей же вираз набуває вигляду:

$$W(k + 1) = [I - \mu R_{33}]^{K+1} W(0) + \mu \sum_{i=0}^K [I - \mu R_{33}]^i H \quad (4.24)$$

де  $R_{33}$  - кореляційна матриця завад.

При правильному виборі крокової постійної інші сигнали в

експонованих рівняннях наближаються до відповідних оптимальних ВВК, а норми нульових доданків дорівнюють нулям. Тому швидкість збіжності процедур зазвичай і визначається як швидкість спадання цих норм, яка, в свою чергу, пов'язана з мінімізованими власними числами матриць  $R_{xx}$  та  $R_{zz}$ . Справді, переходячи до систем координат, у яких  $R_{xx}$  та  $R_{zz}$  є діагональними, отримаємо

$$E\{\vec{W}(k+1)\} = Q^{-1}[I - \mu\Lambda]^{k+1}\vec{W}(0) + \mu Q^{-1} \sum_{i=0}^k [I - \mu\Lambda]^i Q \vec{R}_{xc} \quad (4.25)$$

$$E\{\vec{W}(k+1)\} = Q_1^{-1}[I - \mu\Lambda_1]^{k+1}\vec{W}(0) + \mu Q_1^{-1} \sum_{i=0}^k [I - \mu\Lambda]^i Q_1 \vec{H} \quad (4.26)$$

де  $Q, Q_1$  – матриці перетворення координат, стовпцями яких є власні вектори  $R_{xx}$  і  $R_{zz}$ ,  $\Lambda, \Lambda_1$  – діагональні матриці, елементами яких є власні числа  $R_{xx}$  і  $R_{zz}$ . Однак відомо [1, 4], що згадана вище збіжність («сильна» збіжність), яка визначається з умов близькості налаштовуваного вектора до оптимального за нормою

$$\|\vec{W}(k) - \vec{W}_{opt}\| \rightarrow 0. \quad (4.27)$$

не є необхідною для початкової ділянки налаштування при правильно обраному  $\vec{W}_0$ .

Тому можна виділити дві основні характеристики збіжності: заглушення завад і близькості налаштування ВВК до його оптимального значення (II). Очевидно, що збіжність у сенсі (I) залежить як від вибору  $\vec{W}_0$  так і поточної завадової ситуації і визначається найменшим власним числом кореляційної матриці вхідних сигналів, що задовільнює умові

$$\lambda_H > \lambda_{min} = \sigma_{ш}^2. \quad (4.28)$$



Збіжність у сенсі (II) визначається виконанням умови (4.27) і залежить від  $\lambda_{min}$  (тобто вона залежить тільки від  $\vec{W}_0$ ).

Отже, виходячи з умови (4.27) та на виконання вимоги максимізації ВСЗШ, отримаємо наступне. Для досягнення найбільшої швидкості збіжності в сенсі II початковий ВВК необхідно вибрати узгодженим до інформації про корисний сигнал. Тобто  $\vec{W}_0$  повинен забезпечувати орієнтацію максимуму ХС у напрямку приходу корисного сигналу.

Вважаючи, що корисний сигнал визначається виразом

$$x(k) = x_c(k) + x_z(k) + x_{ш}(k),$$

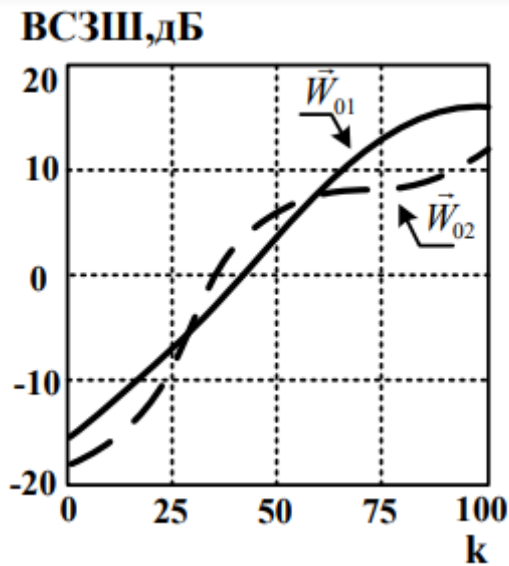
отримаємо, що початковий ВВК має вигляд

$$\vec{W}_0 = k_n \vec{V}_c^* \quad (4.29)$$

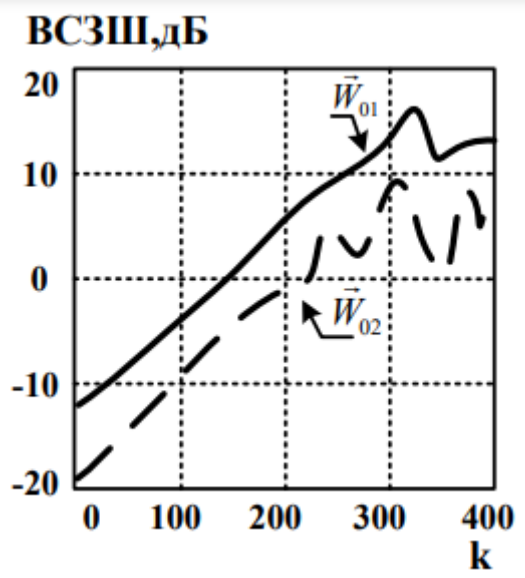
де  $k_n$  - постійний коефіцієнт;

$V_c^T = [1, e^{i\varphi_{c1}}, e^{i\varphi_{c2}}, \dots, 1, e^{i\varphi_{cN-1}}]$  – ектор напрямку.

Очевидно, вектор напрямку  $V_c^T$  може бути відомий заздалегідь або визначений методами напрямку приходу корисного сигналу відповідно до схеми на рис. 4.5.



а)



б)

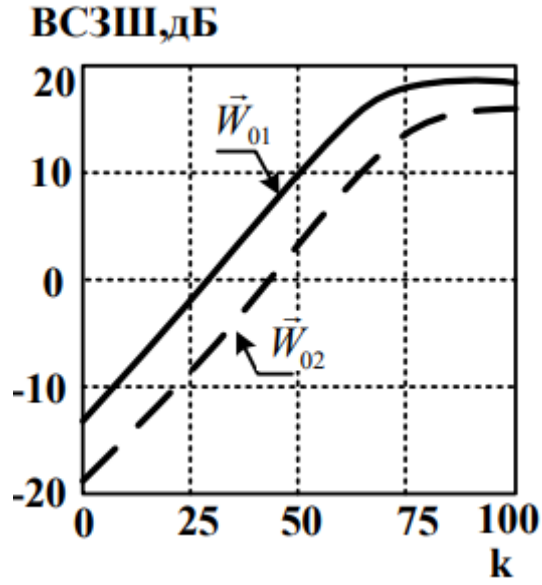
а) при дії однієї завади ( $\theta_1 = 15^\circ$ ) зі співвідношеннями  $-\frac{P_c}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 13\text{дБ}$ ,

$$\frac{P_s}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 40\text{дБ};$$

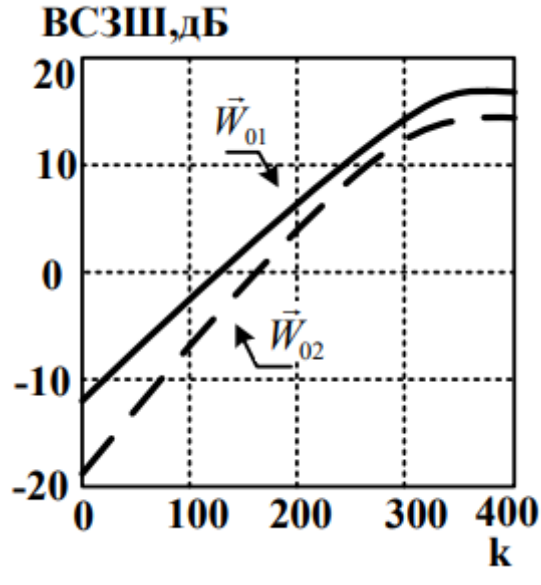
б) при дії двох завад ( $\theta_1 = 15^\circ, \theta_2 = 45^\circ$ ) зі співвідношеннями  $-\frac{P_{c1}}{\sigma_{\text{ш}}^2} =$

$$40\text{дБ}, \frac{P_{c2}}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 34\text{дБ}$$

Рис. 4.6. Покрокові залежності ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР для алгоритму МСКВ:



а)



б)

а) при дії однієї завади ( $\theta_1 = 15^0$ ) зі співвідношеннями  $-\frac{P_c}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 13\text{дБ}$ ,  
 $\frac{P_3}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 40\text{дБ}$ ;

б) при дії двох завад ( $(\theta_1 = 15^0, \theta_2 = 45^0)$ ) зі співвідношеннями  $-\frac{P_{31}}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 40\text{дБ}$ ,  $\frac{P_{32}}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 34\text{дБ}$

Рис. 4.7.- Покрокові залежності ВСЗШ на виході 4-х елементної ААР для алгоритму МВСЗ

Проведено імітаційне моделювання в математичному пакеті прикладних програм для числового аналізу MATLAB. Покрокові значення ВСЗШ при наявності на вході лінійних 4-х елементних ААР ( $d_i = \lambda_c/2$ ) однієї та двох завад представлені на рис. 3.6 і рис. 3.7 для алгоритмів МСКВ та МВСЗ відповідно.

Покрокові залежності ВСЗШ на виході ААР наведені при наявності на вході решітки двох завад з кутами приходу  $\theta_1 = 15^0, \theta_2 = 45^0$  для яких  $\frac{P_{31}}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 40\text{дБ}$ ,  $\frac{P_{32}}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 34\text{дБ}$ . При цьому розглядався  $\vec{W}_0$ , що задовольняє (3.29), а також інший граничний випадок, коли  $\vec{W}_0$  визначає вихідну характеристику спрямованості (ХС), постійну для всіх кутів приходу сигналів (ізоτροпна ХС).

Істинне значення ВВК позначено  $\vec{W}_{01}, \vec{W}_{02}$  – ізоτροпна ДС. Потужності корисного сигналу, завади і шуму на вході ААР задовольняли співвідношенням:  $\frac{P_c}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 13\text{дБ}$ ,  $\frac{P_3}{\sigma_{\text{ш}}^2} = 40\text{дБ}$ .

З аналізу розрахункових залежностей (рис. 4.6-4.7) випливає, що вибір  $W_0$  у вигляді (3.29) дозволяє не тільки істотно поліпшити перехідні характеристики алгоритмів, що на практиці також досить значно – до 4 дБ для чотирьохелементної АР збільшує можливе ВСЗШ.

#### 4.5. Висновки до розділу 4

Відома значна кількість методів і алгоритмів синтезу ААР, які відрізняються як призначенням, так і критеріями ефективності. Усі методи базуються на оцінці комплексного вектора вагових коефіцієнтів (ВВК), які входять до приймальних розділів кожного АЕ та керуються тим чи іншим алгоритмом. Розглянуто найпопулярніші методи синтезу ААР, включаючи алгоритми МСКВ, МВП, МВСЗ. Кожен із цих методів полягає у знаходженні векторної оцінки вагових коефіцієнтів, що містяться на виході антенної решітки АЕ, як функції матриці кореляції сигнал/шум (або її циклу), що характеризує поточну ситуацію сигнал/шум. Використовуючи критерій MSCV, можна розробляти методи в рекурсивній формі, наприклад, процедури стохастичної апроксимації, лінійної або нелінійної фільтрації, а також процедури Калмана-Бюзі, зокрема методи рекурсивної інверсії кореляційної матриці.

У результаті аналізу процедур на основі пробних оцінок було продемонстровано допустимість ефективності рекурсивних процедур просторово-часової обробки, яка базується на тому, що обидва напрямки обробки мають спільне формулювання постановки задачі. і загальні критерії ефективності. Історично вперше було запропоновано рішення PFOA Відроу, яке засноване на інвертуванні коваріаційної матриці вибірок прийнятих сигналів і завад. Методи Відроу-Хоффа є відносно простими, але їх збіжність вимагає від 50 до 150 кроків дискретизації, що може бути неприйнятним для задач ПДЧ, оскільки сама проблема ПДЧ повинна бути завершена до моменту надання даних. Той факт, що коефіцієнт кроку  $\mu$  в метод Відроу-Хоффа швидко зменшується з часом, і оновлення вхідної інформації стає все менш важливим з кожним кроком. Тому при динамічному СЗО коефіцієнт кроку слід розраховувати виходячи зі швидкості зміни цієї динаміки.

Тому для оцінки вектора вагових коефіцієнтів антенної решітки була запропонована рекурсивна процедура Калмана-Бюзі в просторі змінних

стану. На відміну від відомих асимптотичних алгоритмів обробки сигналів, рекурсивний алгоритм Калмана-Бюзі є оптимальним за якістю та швидкістю в динамічному, особливо нестационарному, середовищі сигналів про несправності. Це дозволило отримати стабільний режим даної обробки в діапазоні сигналів виклику, тобто за 3-10 кроків дискретизації без зміни загальних режимів роботи мобільної мережі.

## ВИСНОВКИ

Процес розвитку систем мобільного зв'язку підпорядковується декільком тенденціям, основними з яких є: збільшення обсягу даних, що передаються на основі протоколу IP; підвищення спектральної ефективності, максимального значення швидкості каналу та зменшення затримки передачі повідомлення; інтенсивне використання мобільних пристроїв; зростає популярність інформаційних сервісів (соціальних мереж, блогів, форумів) та нових видів послуг; широке розповсюдження сенсорних мереж, розподілених у часі, які потребують передачі великих обсягів даних.

Різні типи систем стабілізації в даний час використовуються в навігаційних пристроях і системах управління кораблями, літаками, автомобілями, а також в системах наведення антен, телескопів та інших пристроїв, встановлених на рухомих об'єктах. У зв'язку з тим, що необхідна точність таких приладів постійно зростає, підвищуються і вимоги до точності комплексів стабілізації.

Розглянуто стан сучасних проблем інерційної стабілізації інформаційно-вимірювальних систем та визначено їх основні завдання. Представлено класифікацію інерційних систем стабілізації та формалізовано постановки щодо основних проблем інерційної стабілізації та супроводу.

Модельна пропозиція для дослідження впливу початкових умов на ефективність просторово-часової обробки сигналу в антенній решітці шляхом підгонки комплексного вектора вагових коефіцієнтів. Корисність використання рекурсивних процедур Вітроу-Гоффа та Калмана-Бюзі в задачах просторово-часового доступу для корекції вектора вагового коефіцієнта в реальному часі в динамічній ситуації перешкод сигналу в системах зв'язку вважається більш конструктивною.

## СПИСОК ВИКОРИСТАНИХ ДЖЕРЕЛ

1. Flaksman A. G., Sorokin I. S., Ermolayev V. T. Regularized estimate of the weight vector of an adaptive antenna array // Radiophysics and Quantum Electronics. – 2013. – Vol. 55, Issue 9. –P. 578–586. <https://doi.org/10.1007/s11141-013-9395-3>.
2. Jovanović A., Lazović L., Rubežić V. Adaptive Array Beamforming Using a Chaotic Beamforming Algorithm // Hindawi Publishing Corporation. International Journal of Antennas and Propagation. – Volume 2016. – Article ID 8354204. – P. 1-8. <http://dx.doi.org/10.1155/2016/8354204>.
3. Senapati A., Roy J.S. Adaptive Beamforming In Smart Antenna Using Chebyscheff Distribution And Variants Of Least Mean Square Algorithm // Journal of Engineering Science and Technology. – 2017. – Vol. 12, No. 3. – P.716-724.
4. Shahab S.N., Zainun A.R., Ali H.A., Hojabri M., Noordin N.H. MVDR algorithm based linear antenna array performance assessment for adaptive beamforming application // Journal of Engineering Science and Technology. – 2017. – Vol. 12, No. 5. – P.1366 – 1385.
5. Sharma S.K., Patwary M., Chatzinotas S. Multiple Access Techniques for Next Generation Wireless: Recent Advances and Future Perspectives // EAI Endorsed Transactions on Wireless Spectrum. – 2016. –Vol. 2, Issue 7. – P. 1-12.
6. Singh H., Jha R.M. Trends in Adaptive Array Processing // Hindawi Publishing Corporation International Journal of Antennas and Propagation. – 2012, Article ID 361768. – P. 1- 20. doi:10.1155/2012/361768.
7. Song X., Wang F., Wang J., Ren J. Robust Recursive Algorithm under Uncertainties via Worst-Case SINR Maximization // Journal of Electrical and Computer Engineering Volume. –2015. – Article ID 458521. – P. 1-8. <http://dx.doi.org/10.1155/2015/458521>.
8. Базіло К.В. Схемотехнічне моделювання п'єзоелектричного

перетворювача з додатковими коливальними контурами / К.В. Базіло // Вісник Хмельницького національного університету. – 2013. – № 6. – С. 166–169.

9. Безвесільна О.М. Система захисту приладового комплексу від ударних та вібраційних впливів : монографія з грифом НТУУ «КПІ ім. Ігоря Сікорського» / О.М. Безвесільна, А.Г. Ткачук. – Київ : НПО «Пріоритети», 2018. – 170 с.

10. Белокурський Ю.П., Москалец Н.В., Коваленко О.В., Захаров В.М. Геоінформаційні технології для планування зв'язку та розміщення засобів радіоелектронної боротьби Зб. тез доповідей III-ї науково-практичної конференції "Наукове забезпечення службово-бойової діяльності внутрішніх військ МВС України", секція 2, м.Харків, Академія внутрішніх військ МВС України, 2011 р., 30-го березня. Харків, 2011. С. 76–78.

11. Збруцький О.В., Гогун Ю.В. Інтегрована навігаційна система рухомого наземного об'єкта // III Міжнарод. науч.-техн. конф. «Гиротехнологии, навигация и управление движением»: сб. докл. – К.: НТУУ «КПІ», 2005. – С. 168–173.

12. Корольов В.М. Шляхи підвищення точності систем навігації наземних рухомих об'єктів // V Міжнарод. науч.-техн. конф. «Гиротехнологии, навигация и управление движением»: Сб. докл., 2005. – С. 124–129.

13. Маляров С.П. Система стабилизации амплитуды колебаний резонатора кориолисового вибрационного гироскопа / С.П. Маляров, Ю.В. Кохан, В.В. Чиковани // Вісник інженерної академії України. – № 1. – 2013. – С. 20–25.

14. Мартинчук О.О. Методика поляризаційно-просторової обробки сигналів та завад з використанням ортогональних сигналів ортогональної поляризації в перспективних каналах зв'язку / О.О. Мартинчук, О.М. Колесніков, Д. Марченко, А. Абдурахман // Проблемы электромагнитной совместимости перспективных беспроводных сетей связи (ЭМС-2017): Сб.



н. тр. третьей международной н.- техн. конференции. Харьков 23-24 мая. - 2017. – С.79-85

15. Патент України на винахід № 113033. Трикоординатний п'єзоелектричний гравіметр авіаційної гравіметричної системи / О.М. Безвесільна, А.Г. Ткачук, Т.В. Хильченко, Р.В. Бичук. – № а2015 09858 ; заявл. 12.10.2015 ; опубл. 25.11.2016 ; Бюл. № 22/2016.

16. Поповський В. В., Сабурова С. О., Олійник В. Ф., Лосев Ю. І., Агеев Д. В. та ін. Математичні основи теорії телекомунікаційних систем / за заг. наук. ред. В. В. Поповського. Харків : СМІТ, 2006. 564 с

17. Сущенко О.А. параметрична оптимізація систем стабілізації наземних рухомих об'єктів / О.А. Сущенко // Вісник НАУ. – 2008. – №4. – С.23–29.

18. Сущенко О.А. параметрична оптимізація систем стабілізації наземних рухомих об'єктів / О.А. Сущенко // Вісник НАУ. – 2008. – №4. – С.23–29

19. Сущенко О.А. Робастна параметрична оптимізація системи стабілізації та визначення курсу / О.А. Сущенко // Електроніка та системи управління. – 2009. – № 1. – С.11–118.

20. Сущенко О.А., Сайфетдінов Р.А. Математична модель рухомого наземного об'єкта в контурах вертикального та горизонтального наведення // Вісн. НАУ. – 2007. – № 2. – С. 146–151.

21. Сущенко О.А., Сайфетдінов Р.А. Математична модель системи стабілізації рухомого наземного об'єкта // Електроніка та системи управління. – К.: НАУ, 2007. – № 3 (13). – С. 146–151.

22. Цірук В.Г. Система ударо- і віброзахисту навігаційного комплексу легкої броньованої техніки / В.Г. Цірук // Технологічні комплекси. – 2014. – № 2 (10). – С. 134–141.